

CAPITOLO 3

SORGENTI E CAMPI ALLE BASSE FREQUENZE

3.1 Le sorgenti dei campi elettrici e magnetici a 50 Hz

3.2 Andamento dei campi

3.3 Ipotesi di bonifica elettrodotti: costi per la riduzione dei campi

Appendice Linee di trasmissione

A.1 Perdite di potenza nei cavi

A.2 Effetti biologici e sanitari alle basse frequenze

A.3 Effetti sanitari ed indagini epidemiologiche

Sommario

In questo capitolo saranno analizzate le più diffuse sorgenti del campo elettrico e di quello magnetico alle basse frequenze: in particolare, le linee elettriche aeree, le cabine elettriche e gli elettrodomestici. Per queste sorgenti, sono riportati gli andamenti e le intensità dei campi. Saranno poi analizzate delle possibili alternative alle linee elettriche tradizionali per ridurre l'intensità dei campi. Saranno, inoltre, illustrate brevemente le tecniche e gli strumenti di misura per i campi alle basse frequenze, nonché alcuni livelli di esposizione. Infine, sono analizzati gli effetti biologici e sanitari dovuti all'esposizione ai Campi Elettrici e Magnetici alle basse frequenze, nonché, sono riportate delle conclusioni di studi epidemiologici compiute negli ultimi anni.

3.1 Le sorgenti dei campi elettrici e magnetici a 50 Hz

Quando si parla di campi elettrici e magnetici a basse frequenze, si è soliti pensare agli elettrodotti per il trasporto e la distribuzione dell'energia elettrica, oppure alle cabine di trasformazione, date le elevate tensioni e correnti in gioco e le notevoli intensità dei campi elettrici e magnetici prodotti. Esistono, tuttavia, numerose altre sorgenti di campo alla cosiddetta frequenza industriale, pari a 50Hz; in particolare, si intende far riferimento a tutte quelle apparecchiature di uso quotidiano che utilizzano la rete elettrica.

Nel seguito, si esamineranno queste sorgenti, descrivendo brevemente le loro caratteristiche quali generatori di campi elettrici e magnetici.

- **Le linee elettriche e le cabine di trasformazione**

Prima di passare ad esaminare le sorgenti di campi elettromagnetici è opportuno illustrate, anche se brevemente, le modalità di collegamento tra la cabina di trasformazione dell'energia elettrica e le abitazioni.

Fino agli anni '50, in Italia, numerosi produttori privati provvedevano alla produzione, di tipo prevalentemente idroelettrico, ed al trasporto dell'energia elettrica. Nel 1963, con la nazionalizzazione di queste attività, nacque l'ENEL (Ente Nazionale per l'Energia Elettrica) che acquistò circa 1200 impianti privati, monopolizzando, in pratica, la produzione di energia elettrica. L'ENEL ha detenuto il 79% della produzione nazionale, mentre la restante quota era prodotta da aziende municipalizzate di grandi città, fino all'ottobre del 1999, quando ha preso il via la sua privatizzazione; è stato messo sul mercato il 20%

del capitale, ovvero 2 miliardi e 425 milioni, e si prevede un'ulteriore privatizzazione, che porterà lo Stato al di sotto del 50% del capitale.

Il trasporto dell'energia elettrica avviene, nella maggior parte dei casi, attraverso linee aeree; solo in rari casi, in ambito urbano, si usano linee interrate, che comportano onerosi problemi di ordine economico legati ai costi di installazione e di manutenzione.

A partire dalle centrali di produzione dell'energia elettrica fino ad arrivare agli utenti, vengono utilizzate linee con diverse tensioni e correnti (questo spiega perché si preferisce utilizzare la corrente alternata e non la continua, in quanto con la prima si ha il vantaggio di poter variare il valore della tensione a piacere, usando il trasformatore). Fino alle stazioni di trasformazione, la rete di trasporto è costituita da linee ad alta tensione, di 220 kV o 380 kV, percorse da correnti di circa 1,5 kA, che costituiscono lo standard europeo. Le linee a 220 kV passeranno, gradualmente, a 380 kV, oppure saranno dimesse. Nelle stazioni primarie di trasformazione si passa dalla tensione di trasporto a quella di distribuzione, di 132 kV o 150 kV, ma anche a tensioni di 40 kV oppure 80 kV, soprattutto nelle stazioni più vecchie, destinate, però, ad essere aggiornate. La rete di distribuzione primaria, ad alta tensione, alimenta le grandi utenze, quali grossi centri abitati o complessi industriali di notevoli dimensioni, e le cabine primarie, che trasformano l'energia dall'alta tensione alla media tensione di distribuzione (20 kV o 30 kV). Le cabine primarie, tramite questa rete a media tensione, alimentano le cabine secondarie e le medie utenze industriali. A loro volta, le cabine secondarie trasformano l'energia dalla media tensione alla tensione di utilizzazione, che viene fornita, tramite la rete di distribuzione a bassa tensione, alle abitazioni, dove si preleva una tensione monofase di 230 V.

Le linee elettriche sono interessate da una corrente alternata di tipo trifase con frequenza nominale di 50 Hz. Allo scopo di contenere le dissipazioni di energia per effetto Joule sui lunghi tratti di linea, si preferisce limitare l'intensità della

corrente, elevando, quindi, la tensione, che potrà poi essere ridotta con opportuni trasformatori.

Le linee elettriche aeree sono costituite da fasci di conduttori nudi collegati, grazie a opportuni isolatori, ai tralicci di sostegno. Normalmente, il trasporto è organizzato su linee trifase; tra i singoli conduttori della terna esiste una differenza di potenziale, identica in ampiezza, ma con uno sfasamento di 120° . Gli elettrodotti possono avere una configurazione a singola o a doppia terna trifase, con uno o più conduttori a potenziale nullo, le cosiddette *funi di guardia*, che hanno funzione di parafulmini. I sostegni per le linee di trasporto e di distribuzione ad alta tensione sono in acciaio (tralicci) e, più raramente, in cemento. A causa delle elevate tensioni trasportate, vengono adoperati particolari sistemi di isolatori, di tipo a catena, in cui i diversi isolatori sono collegati tra loro mediante accoppiamenti snodati. Per le linee di distribuzione a media e a bassa tensione, i sostegni sono in cemento o in legno, gli isolatori sono in materiale ceramico oppure in vetro, mentre i cavi idonei al trasporto sono tre, due conduttori di tensione (filo rosso e filo nero) ed uno di massa connesso alla massa fisica della terra attraverso un asta metallica conficcata nel terreno, in tal modo è realizzata una protezione contro il pericolo di scosse e di incendi in caso di guasti; è stato, così, realizzato il classico sistema trifase, Figura 3.1:

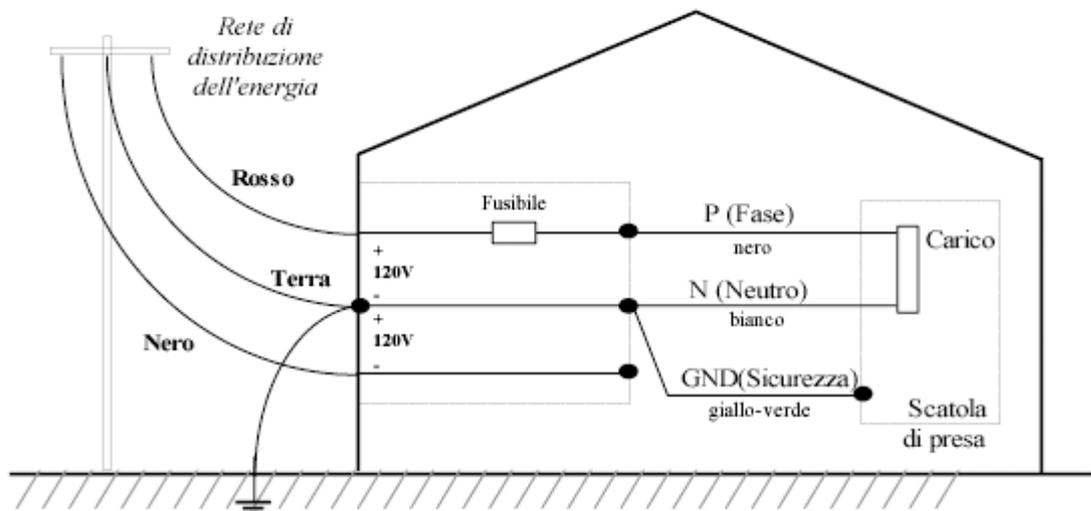


Figura 3.1: collegamento della linea elettrica al pannello di servizio.

Negli U.S.A. la tensione presente tra i conduttori esterni è di 240 V, mentre quella presente tra ciascun conduttore e quello centrale è di 120 V; in Italia, invece, la tensione presente tra i conduttori esterni è di 400 V, mentre tra ciascun conduttore ed il filo centrale è di 230 V.

I tre conduttori arrivano all'ingresso del *pannello di servizio* presente in ogni abitazione, come mostrato in Figura 3.1. Per portare materialmente l'energia elettrica all'interno delle abitazioni si passa ad un *sistema di alimentazione monofase*: il gestore mette a disposizione solo uno dei due conduttori di tensione (detto *fase*, *P.* o anche *filo caldo*), ed il conduttore di terra (detto *neutro*, *N*), quindi la tensione disponibile nelle abitazioni è di 120 V negli U.S.A. e di 230 V in Italia. In realtà, poiché anche l'altro conduttore della rete arriva nelle abitazioni, per determinati elettrodomestici, è possibile anche utilizzare la tensione di 240 V negli U.S.A. e di 400 V in Italia, in questo caso bisogna inserire un *fusibile* o un *interruttore di protezione* su ognuno dei conduttori collegati a questi carichi. Da notare, inoltre, che nella parte del pannello di servizio interna all'abitazione, la colorazione dei cavi prevede, negli U.S.A., il nero per la fase ed il bianco per il neutro. Oltre la fase ed il neutro,

nelle abitazioni è presente anche un terzo conduttore, detto *filo di sicurezza*, il cui simbolo è GND, di colore verde negli U.S.A. e giallo – verde in Italia. L'uso del termine di sicurezza deriva dalle seguenti considerazioni:

- considerando la generica presa di alimentazione domestica i fili di fase e di neutro sono collegati ai due morsetti esterni della presa, in tal modo inserendo la spina del cordone di alimentazione di un elettrodomestico nelle due fenditure della presa si ottiene l'alimentazione a 230 V in Italia e 120 V negli U.S.A.;
- il cavo di sicurezza, che è posato in tutto l'edificio insieme ai cavi di fase e di neutro, è collegato nella *scatola di presa* sia ad una terza fenditura sia alla struttura metallica della scatola: questo serve per realizzare un percorso attraverso il quale le eventuali correnti di guasto possano fluire andando verso il pannello di servizio di entrata, dove interrompono il fusibile di protezione, oppure aprono l'interruttore automatico di protezione di quel circuito;
- si supponga, ad esempio, che all'interno della scatola di presa il filo nero si stacchi accidentalmente ed entri in contatto con la scatola metallica; attraverso il filo di sicurezza esiste un percorso che consente alla corrente di tornare verso il pannello di servizio d'ingresso e, quindi, di aprire l'interruttore automatico di questo circuito. Se il filo di sicurezza non ci fosse o non fosse collegato alla scatola di presa, quest'ultima verrebbe a trovarsi ad una tensione di 230 V (o 120 V) rispetto alla terra, con il conseguente pericolo di scossa per chiunque tocchi la scatola.

Ne consegue che l'unico caso in cui il filo di sicurezza è attraversato da corrente è la presenza di guasti del tipo descritto. Al contrario, la corrente ha il suo normale percorso di ritorno attraverso il filo di neutro.

Si osservi che la tensione in gioco è piuttosto elevata, perciò anche una piccola differenza di tensione, ad esempio dell'ordine di qualche centinaio di millivolts, presente lungo ognuno di questi conduttori e causata da una corrente di parecchi ampere che scorre nei fili, è decisamente trascurabile. Di conseguenza, si può ritenere che, rispetto ai valori della tensione di alimentazione, questi conduttori sono essenzialmente superfici equipotenziali.

- **Apparecchiature a 3 fili ed a 2 fili**

Nell'ambito di questo discorso, è opportuno esaminare il modo con cui le apparecchiature che prelevano l'alimentazione dalla scatola di presa utilizzano la terra.

I metodi comunemente utilizzati sono due:

- apparecchiature a tre fili;
- apparecchiature a due fili.

Se l'apparecchiatura è a *tre fili*, la connessione tra l'apparecchiatura e la scatola di presa avviene nel modo mostrato in Figura 3.2:

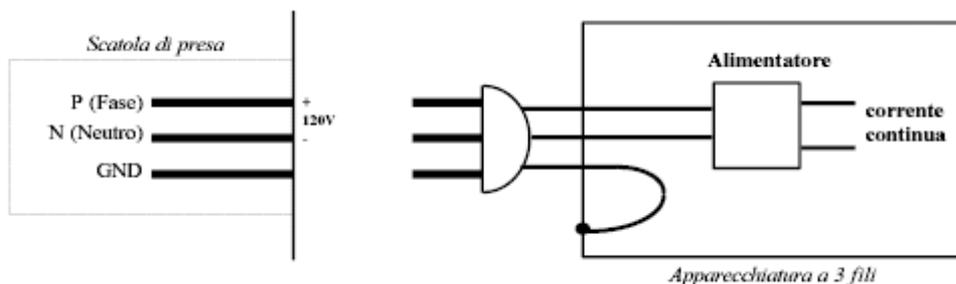


Figura 3.2:collegamento di un'apparecchiatura a 3 fili alla scatola di presa.

Si osserva che il *cordone di alimentazione*, quindi la spina, dell'apparecchiatura contiene tre fili, uno per la fase, uno per il neutro ed uno per la sicurezza; quest'ultimo filo è collegato direttamente all'intelaiatura metallica dell'apparecchiatura, in modo da fornire la stessa protezione contro il pericolo di scosse realizzato dalle scatole di presa. I fili di fase e di neutro sono, invece, collegati direttamente all'alimentatore dell'apparecchiatura, quest'ultimo preleva la tensione alternata in ingresso e la converte in tensione continua di valore prefissato, quello necessario ad alimentare i dispositivi elettronici oppure a pilotare motori o altri componenti all'interno dell'apparecchiatura.

In Figura 3.3 è illustrato lo schema per un'apparecchiatura a *due fili*:

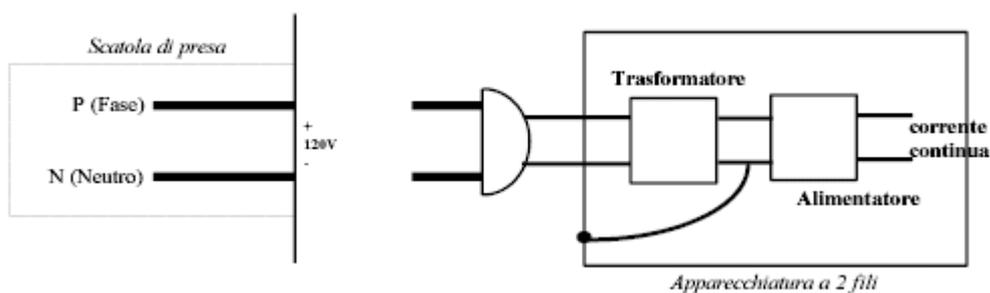


Figura 3.3: collegamento di un'apparecchiatura a due fili alla scatola di presa.

In questo caso sono utilizzati solo i fili di fase e di neutro. Attuare la solita protezione contro il pericolo di scosse collegando il filo di neutro all'intelaiatura dell'apparecchiatura non è possibile in quanto, l'utente potrebbe inserire la spina in modo sbagliato nella presa e l'intera intelaiatura si porterebbe alla tensione di rete, con gli stessi rischi precedentemente elencati.

Per evitare che l'utente commetta l'errore citato, la maggior parte delle spine a due fili sono realizzate con uno spinotto più largo dell'altro, spine polarizzate, così è possibile una sola posizione di inserimento della spina nei fori della presa. Comunque, per la prevenzione contro ogni pericolo di scossa si procede come illustrato in Figura 3.3: i fili di fase e di neutro sono collegati al primario di un trasformatore posto dentro l'apparecchiatura, dei due fili in uscita dal trasformatore uno è collegato all'intelaiatura del prodotto, in tal modo il compito del trasformatore è di eliminare la distinzione tra quale dei due fili, sul lato secondario, sia "caldo" rispetto a terra.

Un qualsiasi guasto elettrico che coinvolga l'intelaiatura dell'apparecchiatura, che potrebbe essere un contenitore metallico o la struttura metallica di un contenitore di plastica, farà aumentare fortemente la corrente e quindi scatterà l'interruttore automatico di protezione del circuito.

In seguito sarà data la esplicitato il concetto di collegamento a massa con qualche esempio di collegamento.

- **Collegamenti a massa**

Nell'accezione convenzionale, con il termine *massa* si intende *una superficie equipotenziali ad impedenza nulla*, ossia un conduttore perfetto, $\sigma \rightarrow +\infty$, che spesso viene considerata solo dal punto di vista del suo comportamento in continua. In realtà, nessuno di questi concetti è applicabile quando si lavora con

frequenze particolarmente elevate, da qualche decina di MHz in su, infatti, tutti i conduttori sono caratterizzati da una propria impedenza, $\dot{Z} = R + jX$, di conseguenza ogni corrente che passa attraverso la massa genera una differenza di potenziale tra i vari punti della superficie.

Per comprendere a pieno il concetto, si consideri lo schema mostrato nella Figura 3.4: sono mostrati due sottosistemi, ad esempio due *circuiti stampati*, collegati a massa che potrebbe essere, ad esempio, una pista del circuito stampato oppure un semplice filo oppure un piano metallico:

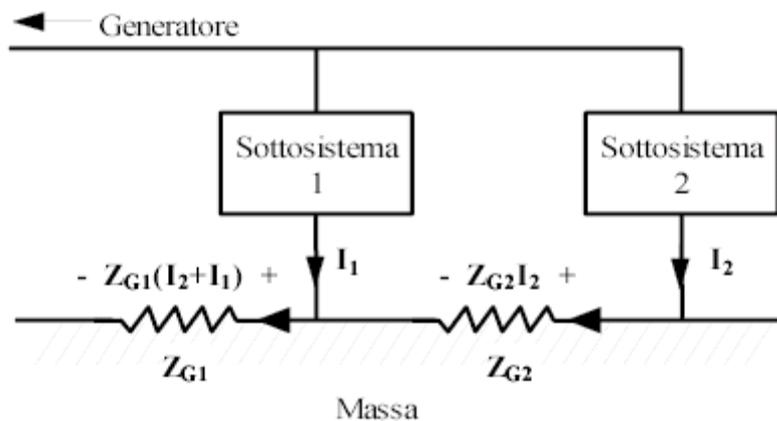


Figura 3.4: esempio di collegamento a massa.

Si è ipotizzato che la massa, o conduttore di ritorno, del secondo sottosistema sia collegata alla massa del primo sottosistema come illustrato, ciò significa che i due sottosistemi condividono, dal primo in poi, lo stesso **conduttore di ritorno**. I due sottosistemi qui considerati possono essere sia digitali sia analogici sia una combinazione dei due tipi:

- per *sottosistemi digitali*, la corrente d'alimentazione di +5V, ritorna alla sorgente, che è un alimentatore in continua, percorrendo la massa; questa

corrente, inoltre, commuta il suo stato secondo la commutazione dei dispositivi logici; tali commutazioni danno origine ad uno spettro di corrente abbastanza largo, e risulta tanto più largo quanto più rapide sono le commutazioni;

- per *sottosistemi analogici*, invece, la corrente può essere composta, in generale, sia da segnali a banda stretta, in bassa o alta frequenza, sia da segnali a banda larga, come quelli prodotti da un arco elettrico sulle spazzole di un motore in corrente continua. Anche i segnali analogici ritornano alle loro sorgenti lungo un certo cammino di ritorno.

La corrente I_2 del secondo sottosistema, nel suo percorso di ritorno attraverso il conduttore di massa, attraversa una impedenza complessiva Z_{G2} , dando origine ad una differenza di potenziale, ai capi di tale impedenza, pari a $Z_{G2}I_2$. Questo dimostra che tra i collegamenti a massa dei due sottosistemi esiste senz'altro una differenza di potenziale, che idealmente dovrebbe essere nulla, tanto maggiore quanto maggiori sono Z_{G2} e I_2 . La corrente I_2 si va a sommare alla corrente di ritorno I_1 del primo sottosistema ed insieme attraversano la nuova impedenza Z_{G1} , dando così origine ad una differenza di potenziale, ai capi di tale impedenza, pari a $Z_{G1}(I_1+I_2)$. Questa espressione mostra che in presenza di eventuali variazioni di segnale dovute esclusivamente al secondo sottosistema, cambia la corrente I_2 e cambia anche la tensione ai capi di Z_{G1} ; quindi, a causa dell'impedenza Z_{G2} , eventuali variazioni di segnale nel secondo sottosistema finiscono per influenzare, in modo direttamente proporzionale, il potenziale del punto di collegamento a massa del primo sistema:

$$V_{\text{massa},1} = Z_{G1}(I_1 + I_2).$$

Questo indica, dunque, che il segnale nel secondo sottosistema si accoppia con il primo sottosistema in virtù dell'impedenza non nulla del piano di massa e della condivisione dello stesso conduttore di ritorno per entrambi i sistemi. In modo analogo, il potenziale del punto di collegamento a massa del secondo sottosistema vale:

$$V_{\text{massa},2} = Z_{G1}(I_1 + I_2) + Z_{G2}I_2.$$

Su tale potenziale viene riportato il segnale del primo sottosistema ancora attraverso l'impedenza Z_{G1} . Questo fenomeno è indicato col nome di *accoppiamento tramite l'impedenza di modo comune*. Esso illustra in modo semplice ma efficace l'importanza degli effetti non ideali dell'impedenza di massa. Altro errore frequente è considerare l'impedenza di massa dovuta alla sua resistenza in continua o a bassa frequenza. Al contrario, per alte frequenze, ad esempio nell'intervallo 30MHz - 1GHz indicato dalle norme di compatibilità elettromagnetica sulle emissioni radiate, la resistenza dei conduttori, inclusa quella per "effetto pelle", è sicuramente trascurabile rispetto all'induttanza dei conduttori stessi:

$$\dot{Z} = R + jX \cong j \cdot 2\pi f \cdot L.$$

Per esempio, si supponga di lavorare alla frequenza di 100 MHz, la reattanza induttiva risulta essere:

$$X_L = j\omega L = j2\pi f L,$$

$$f = 100\text{MHz} \rightarrow X \cong j \cdot 6.3 \cdot 10^8 \cdot L.$$

In base a questa espressione, basta una induttanza di circa 0.1 mH per avere una reattanza di circa 100 W.

Spesso si suppone che le correnti ritornino alle sorgenti solo lungo i percorsi previsti. In effetti, questo è quanto succede alle basse frequenze e sicuramente in continua. Viceversa, alle alte frequenze subentrano altri fattori per cui sicuramente non è più valido supporre a priori che le correnti ritornino lungo i percorsi previsti; in pratica possono nascere, a seconda delle situazioni, percorsi di ritorno alternativi, e spesso dannosi, a quelli previsti, così come illustrato nella Figura 3.5:

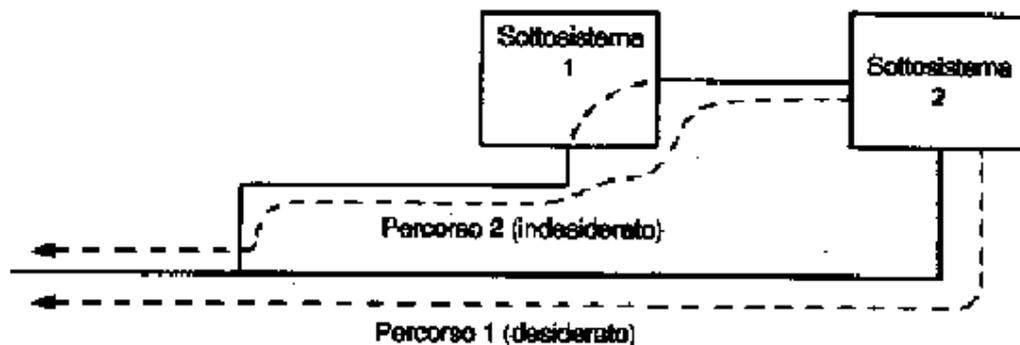


Figura 3.5: percorsi di ritorno della corrente ad alta frequenza.

Si nota che il percorso di ritorno desiderato per i segnali nel sottosistema 2 è quello che gli permette di percorrere il conduttore di ritorno appositamente predisposto; al contrario, a causa di fenomeni di *accoppiamento* tanto più probabili e intensi quanto maggiore è la frequenza, si potrebbe sviluppare un percorso di ritorno che passa attraverso il sottosistema 1, che quindi è negativamente influenzato dai segnali provenienti dal sottosistema 2. Un

esempio pratico è il fenomeno della *diafonia* in un cavo schermato. Senza scendere nei dettagli, il fenomeno della diafonia si manifesta quando, data una linea di trasmissione a 3 o più conduttori, si produce un accoppiamento tra due o più circuiti, per cui segnali teoricamente indipendenti tra loro risultano invece mutuamente influenzati. Si consideri, ad esempio una semplice linea a 3 conduttori, costituita, quindi, da due circuiti, in cui ci siano due *conduttori di andata*, uno per ogni circuito, ed un *conduttore di ritorno* comune:

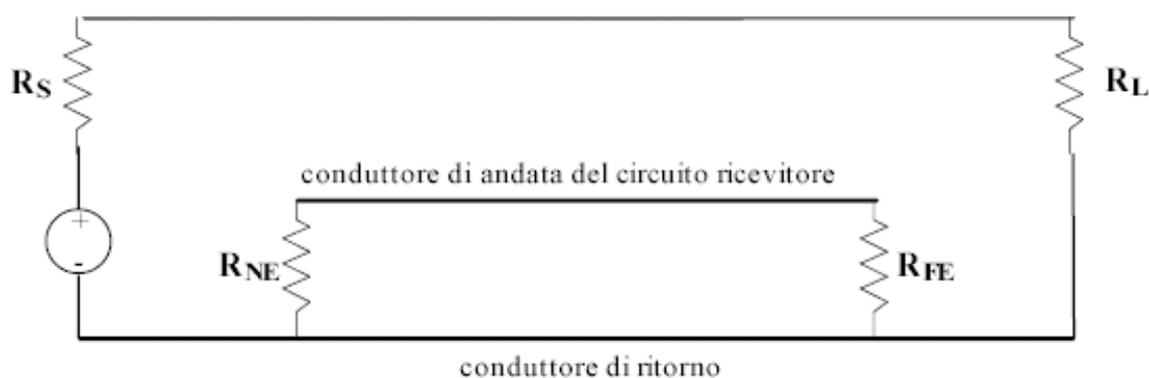


Figura 3.6: linea a tre conduttori.

Si distingue un *circuito generatore*, alimentato da una sorgente, ed un *circuito ricevitore*, costituito semplicemente da due resistenze. In condizioni ideali, sul circuito ricevitore si dovrebbe avere sempre lo stesso potenziale, vista l'assenza di sorgenti. Al contrario, l'accoppiamento tra il circuito ricevitore ed il circuito generatore, dovuto alle correnti che circolano in quest'ultimo, fa sì che le resistenze R_{NE} ed R_{FE} vedano una tensione non nulla ai propri capi: *fenomeno della diafonia*. Tipicamente, il fenomeno della diafonia si manifesta durante una conversazione telefonica: mentre si parla, “sembra” di ascoltare la conversazione tra altri due interlocutori, ciò accade perché il segnale corrispondente all'altra conversazione si è accoppiato sui conduttori utilizzati, quindi risulta udibile.

Si consideri il caso della diafonia in un cavo schermato sopra un piano di massa, come illustrato nella Figura 3.7:

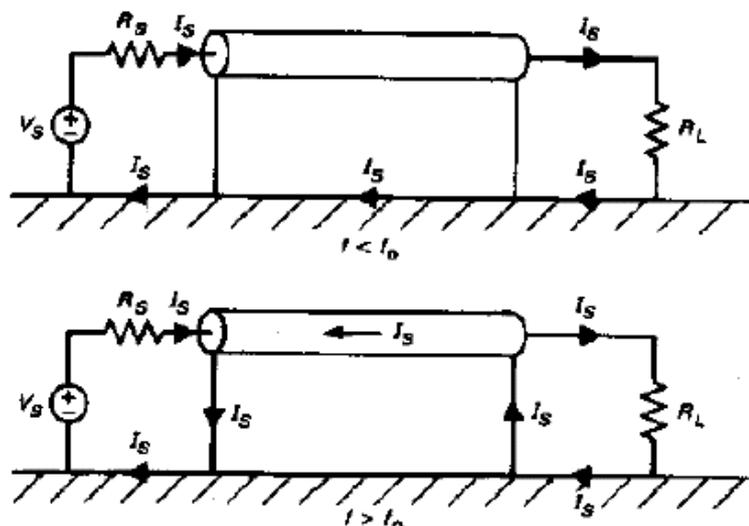


Figura 3.7: diafonia in un cavo schermato.

In questo caso i circuiti sono due in quanto, oltre al circuito generatore che include i vari elementi V_S , R_S , R_L e piano di massa, c'è anche circuito ricevitore costituito dallo schermo e dal piano di massa. Idealmente, la situazione dovrebbe essere tale per cui la corrente I_S , prodotta nel circuito generatore da V_S , attraversa il cavo, poi il carico R_L ed infine ritorna alla sorgente attraverso il piano di massa, che funge, quindi, da conduttore di ritorno. Tuttavia, da un'analisi rigorosa si dimostra che quanto descritto avviene effettivamente, figura superiore, solo per frequenze di lavoro inferiori ad una *frequenza di taglio* f_0 del circuito costituito dallo schermo e dal piano di massa. Al contrario, per frequenze superiori ad f_0 , figura inferiore, si dimostra che la corrente trova nello schermo un percorso di ritorno con impedenza minore rispetto al piano di massa, a prescindere dalla sua estensione o da quanto sia piccola sia l'impedenza, per cui segue tale percorso e non quello previsto. A fronte di queste considerazioni, è evidente che l'individuazione intuitiva del percorso di

ritorno della corrente, cioè il percorso a minore impedenza, si rivela un approccio sbagliato: se la corrente ha un contenuto spettrale esteso su un ampio intervallo di frequenza, alcune componenti spettrali, quelle con $f < f_0$, ritorneranno alla sorgente lungo il piano di massa, mentre altre componenti, quelle con $f > f_0$, torneranno lungo il cammino costituito dallo schermo.

Quindi, tutte le componenti spettrali della corrente tornano indietro attraverso il percorso di minore impedenza, ma tale percorso è diverso a seconda che la frequenza considerata sia inferiore o superiore alla frequenza di taglio f_0 . Molto spesso, dunque, bisogna evitare di determinare il percorso a minore impedenza semplicemente con una ispezione dello schema circuitale, ma è opportuno svolgere un'analisi più approfondita.

- **Sorgenti in ambiente domestico**

Negli ambienti domestici, sono presenti numerosi oggetti di uso quotidiano, alimentati da energia elettrica, che, quando in funzione, generano un campo elettrico e un campo magnetico. L'esposizione al campo elettrico, anche in punti prossimi agli apparecchi in uso, non raggiunge quasi mai un'intensità elevata, mentre lo stesso non si può dire per il campo magnetico, generato soprattutto dagli apparecchi di elevata potenza, caratterizzati da un elevato assorbimento di corrente.

I più comuni elettrodomestici che producono campi elettrici e magnetici significativi sono: fornello elettrico, aspirapolvere, rasoio elettrico, phon, casco asciugacapelli, tostapane, ferro da stiro, coperta elettrica, frullatore, frigorifero, lavatrice, lavastoviglie, lampada a incandescenza, forno elettrico, forno a microonde.

Per alcuni apparecchi di tipo “fisso”, quali frigorifero, forno elettrico, lavatrice e lavastoviglie, è sufficiente mantenersi a una distanza minima di qualche decina di centimetri per non essere esposti ad alcuna radiazione. Per gli altri apparecchi i campi magnetici prodotti sono a volte maggiori di quelli rilevabili in prossimità di una linea ad alta tensione, ma decrescono molto rapidamente, non appena ci si allontana dalla sorgente; è questo il caso del rasoio elettrico, che è addirittura a contatto con l’utente e presenta un elevato valore di campo magnetico. Più in generale, le apparecchiature che generano campi magnetici di intensità elevata sono quelle in cui sono presenti elementi di riscaldamento a resistenza, come phon, casco asciugacapelli e tostapane, e quelle in cui sono presenti grossi motori a elevata potenza e, quindi, con un elevato assorbimento di corrente, quali aspirapolvere e forno a microonde, nel quale è presente un grosso trasformatore di potenza che fornisce l’energia alla sorgente di radiofrequenze. Tuttavia, anche elettrodomestici di taglia inferiore, come il frullatore, possono generare, nelle loro vicinanze, campi magnetici di tutto rispetto: ciò è dovuto allo scarso isolamento, fornito dall’involucro esterno, al flusso di campo originato dal piccolo motore che provvede al funzionamento di questo apparecchio.

- **I videotermini**

Tra i dispositivi di uso quotidiano, discorso a parte merita il videoterminale (VDT), che, negli ultimi anni, si è diffuso notevolmente negli ambienti lavorativi e in quelli domestici. I campi elettrici e magnetici prodotti dai videotermini coprono praticamente tutto lo spettro elettromagnetico: le bobine per la deflessione orizzontale emettono campi con frequenze comprese nell’intervallo (15 ÷ 35) kHz; l’alimentazione, il trasformatore e le bobine di

deflessione verticale generano campi alla frequenza di 50 Hz; deboli radiazioni alle radiofrequenze sono poi dovute ai circuiti elettronici, interne al VDT, e ai segnali inviati dai computer; infine, all'interno del tubo catodico, vengono prodotti raggi X di intensità ridotta, i quali, comunque, sono quasi totalmente assorbiti dal vetro dello schermo.

Viste la quantità e la diversità delle radiazioni prodotte dai videoterminali, in funzione del loro tempo di utilizzo, in genere dell'ordine delle ore, era naturale che nascessero preoccupazioni su eventuali rischi per la salute derivanti dall'uso frequente di questo tipo di apparecchiature. Tuttavia, numerosi studi, tra cui anche quelli dell'Organizzazione Mondiale della Sanità, hanno escluso che le emissioni di campi elettromagnetici da parte dei videoterminali possano essere responsabili dei disturbi lamentati dagli utilizzatori, da imputarsi, invece, principalmente ad aspetti di natura ergonomica. In quest'ottica, il D.L. 626/94 e il successivo D.L. 242/96, prescrivono una serie di accorgimenti, allo scopo di evitare rischi per la salute nell'utilizzo dei VDT, nonché una sequela di obblighi a carico dei datori di lavoro. L'uso prolungato del videoterminale può produrre affaticamento visivo (astenopia), che si manifesta con visione sfuocata, lacrimazione, bruciore, emicrania e giramento di testa. Per limitare l'insorgere dell'astenopia occorre che:

- i caratteri grafici del video abbiano la leggibilità e la luminosità previste dalle norme;
- lo schermo sia posizionato e orientato in modo adeguato;
- l'illuminazione ambientale sia idonea,
- la temperatura e l'umidità dell'aria siano confortevoli.

L'illuminazione del locale non deve produrre né abbagliamenti né riflessi sullo schermo, per cui gli apparecchi di illuminazione devono trovarsi in posizione laterale rispetto al posto di lavoro ed essere schermati; lo stesso dicasi per l'illuminazione naturale (finestre laterali rispetto al posto di lavoro e/o schermate con veneziane). Inoltre, vanno evitate le superfici riflettenti, inclusi gli abiti chiari degli addetti al VDT. L'illuminazione generale, ridotta e regolabile, può vantaggiosamente accompagnarsi ad una illuminazione localizzata del posto di lavoro, specie se l'addetto deve consultare documenti.

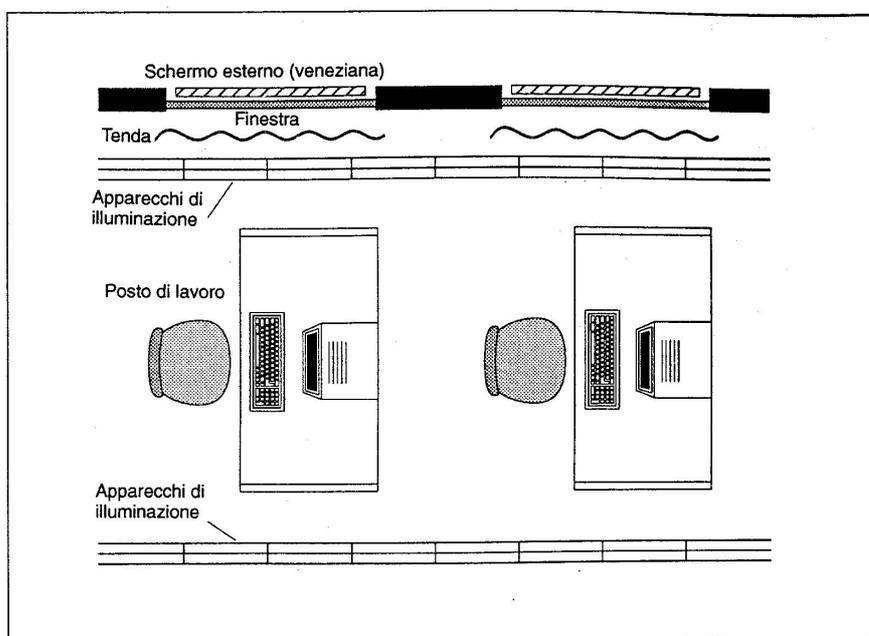


Figura 3.8: disposizione dei posti di lavoro al VDT.

Per quanto riguarda i filtri, presentati come la soluzione radicale di problemi inesistenti, quali campi elettrici e magnetici, cariche elettrostatiche e così via, in realtà sono controproducenti, perché peggiorano la visibilità, mentre possono essere utili per ridurre i riflessi sullo schermo.

Le attrezzature e il posto di lavoro devono essere confortevoli per l'operatore, secondo i dettami dell'ergonomia (tavolo e tipo di sedia, posizione dell'operatore, posizione e orientamento dello schermo, spazio di lavoro).

La monotonia e la ripetitività delle operazioni, abbinate alle difficoltà del software, sono spesso i veri nemici dell'addetto al VDT. Sono obbligatorie pause di lavoro, o cambiamento di attività, per gli operatori addetti al videoterminale per più di quattro ore consecutive, e pause di almeno 15 minuti ogni due ore di applicazione continuativa.

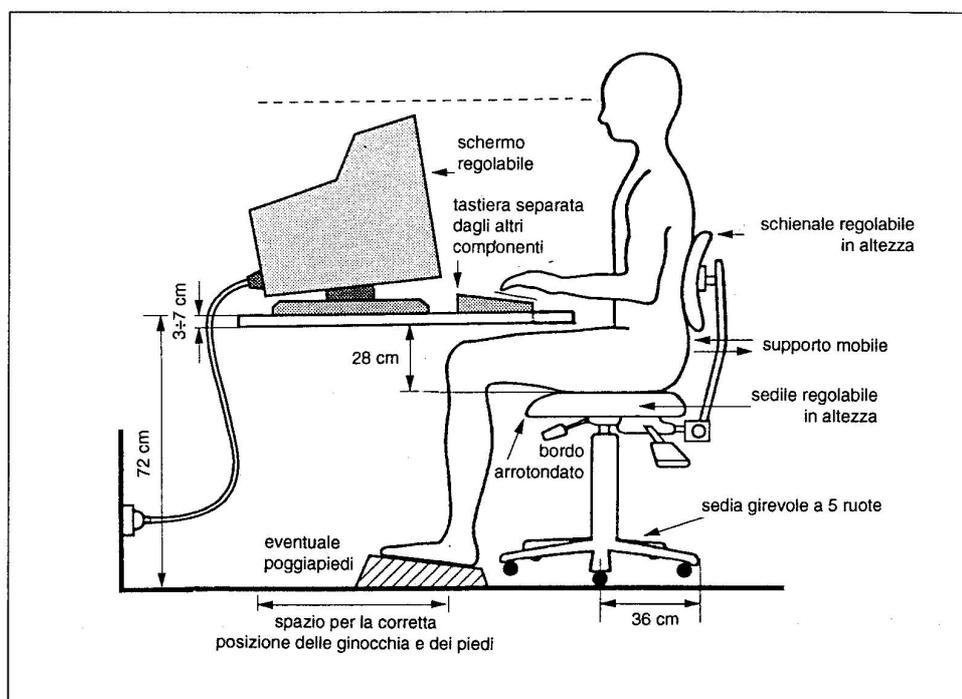


Figura 3.9: posto di lavoro al VDT.

- **Fondo elettromagnetico ambientale**

Nell'ambiente urbano, e soprattutto nelle grandi città, i campi elettrici e magnetici originati dall'utilizzo dell'energia elettrica hanno determinato un

fondo elettromagnetico artificiale, che, può raggiungere intensità significative. Nel caso di nuove installazioni, quindi, è importante valutare la situazione espositiva esistente per poter controllare l'incremento di inquinamento ambientale originato dalle nuove sorgenti.

In mancanza di dati in letteratura, il Dipartimento di Ivrea dell'ARPA (Agenzia Regionale per la Protezione Ambientale) della regione Piemonte ha provveduto a realizzare, in diverse città, una campagna di misure dei livelli del fondo elettromagnetico. È stato individuato un percorso all'interno di ciascuna area oggetto di indagine e le misure sono state raccolte muovendosi a velocità costante. I valori di campo misurati non dipendono solo dalla variabilità spaziale, ma anche da quella temporale, in quanto occorre un periodo di circa due ore per completare il percorso di misura. Per tale motivo, le misure lungo lo stesso percorso sono state ripetute in tre momenti diversi della giornata e, in aggiunta, si è provveduto a una misura, durata un'intera giornata, in una posizione fissa. Mettendo in correlazione i livelli di campo magnetico misurati con altri parametri, come la densità abitativa, è possibile ricavare una prima indicazione quantitativa del livello di esposizione presente in ambiente urbano. Nella Tabella 3.1 sono riportati i valori medi e quelli massimi del campo magnetico, misurati in tre città piemontesi con differente numero di abitanti. I valori medi sono stati ottenuti tenendo conto della variabilità spaziale dei valori di campo, mentre per valutare l'evoluzione temporale del campo si è ripetuta la misura, in varie ore della giornata, in una particolare zona di ogni città.

	B_{medio} (μT)	B_{massimo} (μT)
Città di 1.000.000 di abitanti	0.19	5.73
Città di 60.000 abitanti	0.18	2.53
Cittadina di 34.000 abitanti	0.11	2.51

Tabella 3.1: valori del campo magnetico, misurati in diverse aree urbane.

È interessante notare come, soprattutto nelle grandi città, i valori medi del campo magnetico siano dello stesso ordine ($0.2 \mu\text{T}$) di quelli adottati in vari studi epidemiologici come livelli di soglia. Alcuni studiosi, infatti, hanno cercato di individuare una soglia tra livelli sicuri e livelli pericolosi per le esposizioni croniche ed hanno fissato una *soglia di attenzione epidemiologica*, a circa $0.2 \mu\text{T}$, oltre il quale sarebbe dimostrata la correlazione tra esposizione cronica e insorgenza di gravi malattie nell'uomo. Pertanto, visti i valori misurati, tutti gli abitanti delle grandi città risulterebbero esposti a valori di campo magnetico prossimi alla soglia di attenzione epidemiologica.

In ambiente domestico, si misura un fondo ambientale costituito non solo dalle fonti esterne, ma anche da quelle interne, quale ad esempio il cablaggio dell'impianto elettrico all'interno degli appartamenti, per cui, quando si parla di 'esposizione residenziale ai campi', si è soliti distinguere il contributo fornito dalle sorgenti locali, individuabili, da quello del fondo ambientale. In sede di misura, si è notato come i campi magnetici, misurati all'interno delle abitazioni, presentassero un'evidente periodicità giorno/notte e un'intensità minore nelle abitazioni singole rispetto agli appartamenti condominiali, poiché in questi ultimi c'è da considerare anche il contributo apportato dagli appartamenti confinanti.

3.2 Andamento dei campi

- **Campo elettrico generato da linee elettriche aeree**

A basse frequenze (50 Hz), come già accennato, le componenti del campo elettrico e di quello magnetico possono essere considerate separatamente. Il campo elettrico è legato in maniera diretta alla tensione della linea e si attenua come l'inverso della distanza dai conduttori. Contrariamente alle correnti, i valori efficaci delle tensioni sulla linea non variano in maniera apprezzabile nel tempo, per cui l'intensità del campo elettrico è praticamente costante. La configurazione della linea, a singola o a doppia terna, influenza il campo, così come, nelle linee a doppia terna, la disposizione delle fasi su ciascuna terna. La presenza di alberi, oggetti o edifici in prossimità delle linee riduce l'intensità del campo ; in particolare, all'interno degli edifici, si possono misurare intensità del campo elettrico fino a $(10 \div 100)$ volte inferiori a quelle rilevabili all'esterno. Nelle vicinanze di una linea trifase, il campo elettrico è la somma di tre contributi, sfasati tra loro di 120° , ed è rappresentato da un vettore ortogonale all'asse della linea, giacente su un piano passante per il punto-campo considerato.



Figura 3.10: traliccio di sostegno a singola terna, per linea a 150 kV.



Figura 3.11: traliccio di sostegno per linea a 150 kV, in configurazione a doppia terna.



Figura 3.12: traliccio di sostegno per linea a 380 kV, in configurazione a singola terna.

Per linee a 150 kV, 220 kV e 380 kV, in configurazione a singola e a doppia terna, l'andamento ed il valore massimo dell'intensità dei campi dipenderà anche dalla disposizione e dalle distanze tra i conduttori di linea.

Tenendo presente che i conduttori sono collegati tra due tralicci in modo da formare una catenaria, la misura dell'intensità del campo elettrico non va fatta in prossimità dei sostegni, ma al centro della campata, ossia nel punto in cui i cavi, così disposti, si trovano alla minore distanza dal suolo.

Gli andamenti del campo elettrico, per due diversi tipi di elettrodotti, sono riportati in Figura 3.13, dove: il campo elettrico è calcolato al livello del suolo, l'andamento del campo elettrico è riportato in funzione della distanza dall'asse del traliccio, in corrispondenza del centro della campata, nella sezione trasversale alla linea;

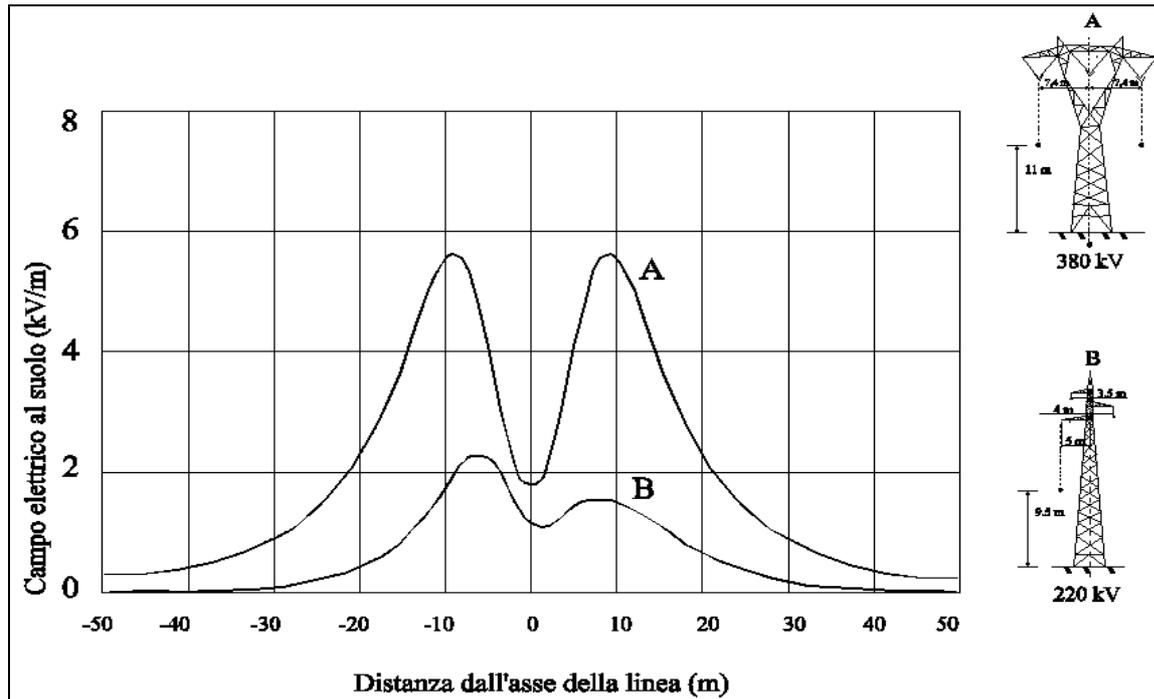


Figura 3.13: campo elettrico al suolo per due tipologie di elettrodotti.

Nella Figura 3.13 sono mostrate anche le caratteristiche geometriche dei tralicci.

L'algoritmo di calcolo utilizzato nelle simulazioni fa uso delle seguenti semplificazioni:

- il suolo è considerato perfettamente piano e perfettamente conduttore dal punto di vista elettrico;
- i conduttori sulla linea sono considerati rettilinei, orizzontali e di lunghezza infinita;
- correnti e tensioni sono considerate in fase tra loro;
- si trascura la presenza di edifici, vegetazione e altri oggetti nelle vicinanze della linea, nonché i tralicci di sostegno.

I vari tipi di elettrodotti sono raggruppati in base alle caratteristiche elettriche (tensione e corrente trasportata) e alla configurazione dei conduttori trifasi (terna semplice, doppia terna). Dalla tabella che segue si intuisce pure come la disposizione dei conduttori influenzi i valori massimi del campo elettrico.

Corrente trasportata e tipo di configurazione della linea	Tensione di alimentazione della Linea		
	150 kV	220 kV	380 kV
I = 600 A Terna semplice	2550 V/m	-	-
I = 600 A Terna doppia	3950 V/m	-	-
I = 920 A Terna semplice	2750 V/m	4300 V/m	-
I = 920 A Terna doppia	4200 V/m	5600 V/m	-
I = 1500 A Terna semplice	-	-	5000 V/m
I = 1500 A Terna doppia	-	-	7800 V/m

Tabella 3.2: valori massimi del campo elettrico per diversi elettrodotti.

- **Campo magnetico generato da linee elettriche aeree**

Il campo magnetico, così come il campo elettrico, è dato dalla sovrapposizione di tre contributi, che, in questo caso, sono dovuti alle tre correnti del sistema trifase; dall'intensità di tali correnti e dall'ordine delle fasi dipenderà l'ampiezza del campo magnetico che si andrà a misurare. Si è notato, però, che, durante il giorno, la richiesta di energia può variare anche in maniera considerevole e, con essa, le intensità delle correnti sulle linee; di conseguenza, il campo magnetico non sarà costante durante la giornata, ma negli andamenti temporali sarà possibile individuare dei valori minimi, in genere nelle ore notturne, e dei valori massimi, in corrispondenza delle ore di maggior carico, oltre ad una periodicità giorno/notte e settimanale.

Rispetto a quanto visto per il campo elettrico, il campo magnetico assume il valore massimo in corrispondenza della minima distanza dei conduttori dal suolo, ossia al centro della campata, e decade molto rapidamente allontanandosi dalla linea. In questo caso, però, non c'è alcun effetto schermante da parte di edifici, alberi o altri oggetti vicini alla linea, per cui anche all'interno delle abitazioni si può misurare un campo magnetico di intensità comparabile a quello esterno.

In Figura 3.14 sono riportati gli andamenti dell'induzione magnetica per due tipi di elettrodotti, in condizioni di massimo carico ammissibile e nelle ipotesi precedentemente descritte.

Nella Tabella 3.3 sono evidenziati i valori massimi dell'induzione magnetica, calcolati per tre tipi di linea, in condizioni di massimo carico; tali condizioni sono del tutto occasionali e vengono raggiunte al più un paio di volte all'anno. Anche in questo caso, a causa della particolare disposizione dei conduttori sulla

linea, può accadere che i valori di massima intensità non si abbiano in corrispondenza dell'asse della linea.

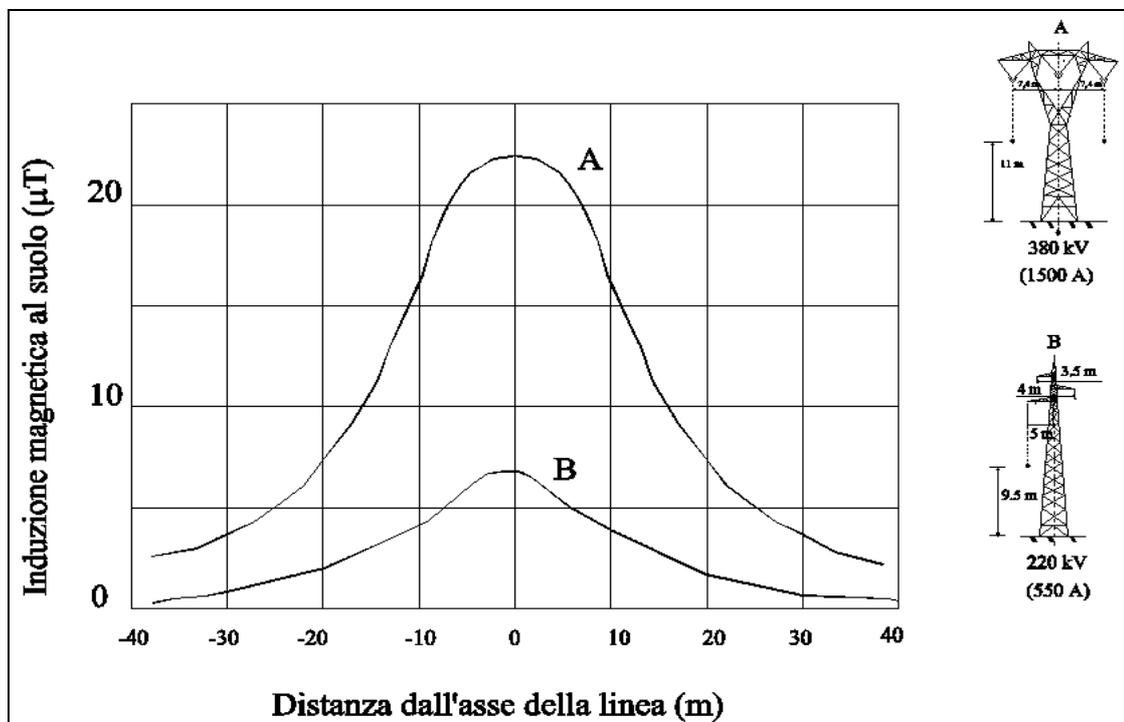


Figura 3.14: induzione magnetica al suolo per due tipologie di elettrodotti.

Corrente trasportata e tipo di configurazione della linea	Tensione di alimentazione della linea		
	150 kV	220 kV	380 kV
I = 600 A Terna semplice	12 μ T	-	-
I = 600 A Terna doppia	13.2 μ T	-	-
I = 920 A Terna semplice	18.3 μ T	18.3 μ T	-
I = 920 A Terna doppia	19.8 μ T	19 μ T	-
I = 1500 A Terna semplice	-	-	22 μ T
I = 1500 A Terna doppia	-	-	20.7 μ T

Tabella 3.3: valori massimi dell'induzione magnetica per varie configurazioni di elettrodotti.

- **Soluzioni alternative: linee compatte, cavi interrati, linee split-phase e circuiti di compensazione**

Come è noto, il campo magnetico generato da linee elettriche aeree dipende, oltre che dalla corrente (parametro sul quale ovviamente è difficile agire), dalla distanza dai conduttori e dalla loro altezza da terra, nonché dalla disposizione geometrica dei conduttori stessi e dalla loro distanza reciproca.

Un metodo per ridurre l'intensità dei campi può essere quello di allontanare i cavi dell'elettrodotto dal suolo, elevando in altezza i sostegni, vista la dipendenza del campo elettrico e di quello magnetico dall'altezza delle linee dal suolo. Tuttavia, come facilmente intuibile, l'elevazione dei tralicci di sostegno delle linee non è una soluzione attuabile su larga scala, ma solo in casi particolari e per situazioni eccezionali. Attualmente, le soluzioni più comunemente utilizzate sono le linee aeree compatte, i cavi interrati, ma in misura minore, mentre sono solo oggetto di studio le linee split-phase ed esistono pochissime applicazioni dei circuiti di compensazione.

- **Le linee aeree compatte**

Per ridurre il campo magnetico, a parità di corrente, si può intervenire sulla disposizione dei conduttori e tentare di 'compattare' la linea, riducendo la distanza tra le fasi. Questa soluzione comporta una ridotta occupazione di spazio, in quanto necessita di campate corte e, di conseguenza, di sostegni più bassi. Il sostegno è di tipo a cavalletto, come riportato in Figura 3.15, ed è caratterizzato da un ridotto ingombro del suolo. Inoltre, evoluti sistemi di

isolatori, non di tipo a catena, ma costituiti da mensole isolanti di tipo a V o a colonna, permettono di ridurre la distanza in verticale tra le fasi e, quindi, l'altezza del traliccio.



Figura 3.15: linea aerea compatta con sostegno a cavalletto.

La Figura 3.16 mostra il confronto tra il profilo laterale del valore efficace dell'induzione magnetica, a 1 metro dal suolo, relativo a una linea a semplice terna a 380 kV, di tipo tradizionale, e quelli associati a tre diverse disposizioni dei conduttori, a parità di distanza tra le fasi e di altezza da terra del conduttore più basso.

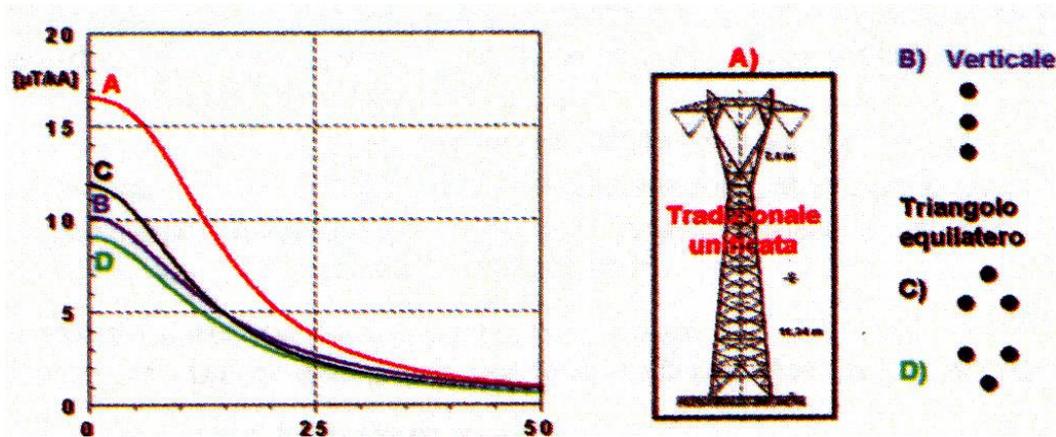


Figura 3.16: confronto tra i profili laterali dei valori efficaci dell'induzione magnetica a 1 m dal suolo per diverse disposizioni dei conduttori nello spazio.

Come si può osservare dalla figura la configurazione che produce i livelli di campo più bassi è quella che vede i conduttori disposti sui vertici di un triangolo equilatero, con un vertice rivolto verso il basso.

Con riferimento a quest'ultima configurazione, la Figura 3.15 mostra come sia possibile ridurre ulteriormente i livelli dell'induzione magnetica riducendo la distanza tra le fasi.

La possibilità di avvicinare i conduttori consente di ridurre l'intensità dei campi elettrici e magnetici, rispetto alle linee tradizionali, tuttavia comporta problemi di natura meccanica ed elettrica che non consentono un uso esteso di tali linee, in completa sostituzione della tecnologia tradizionale, oltre al fatto che le attuali procedure di manutenzione sotto tensione delle linee elettriche non sono applicabili alle linee compatte. Inoltre, lungo il tracciato della linea non è possibile fare gli stessi angoli che si fanno con le linee tradizionali, a causa della ridotta distanza tra le fasi.

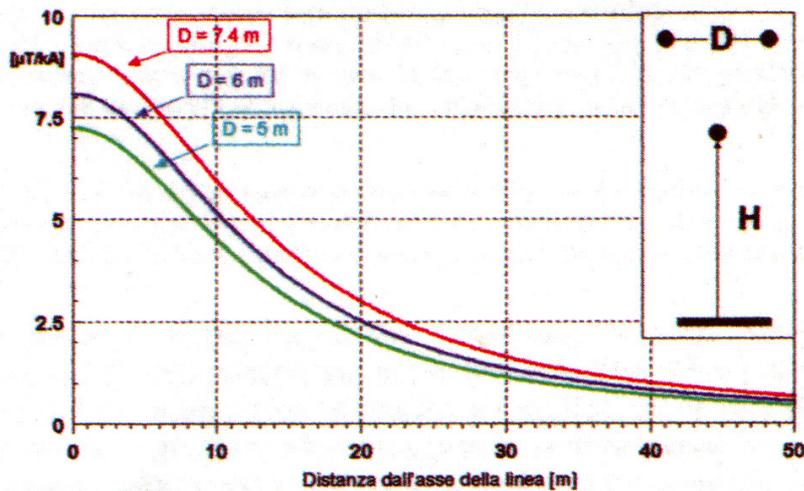


Figura 3.17: confronto tra i profili laterali dei valori efficaci dell'induzione magnetica ad 1 m dal suolo per tre diverse distanze D tra le fasi ($H=11.34$ m).

La riduzione dell'intensità del campo magnetico dipende anche dal verso delle correnti, in quanto, a volte, come nel caso di una linea a doppia terna, di cui una entrante e l'altra uscente dalla stazione di trasformazione, le due terne portano correnti di verso discorde, per cui la trasposizione delle fasi non porta alcun beneficio.

L'utilizzo delle linee compatte, per il loro minor impatto sull'ambiente, è frequente in situazioni particolari, in cui occorre salvaguardare il paesaggio e le aree di particolare pregio e di interesse storico.

- **I cavi interrati**

Un'alternativa alle linee aeree è l'interramento, che, attualmente, è possibile mediante l'utilizzo di due diverse tecnologie: in cavo e in GIL.

Riguardo alla prima soluzione, le linee interrato sono formate da terne trifasi in cavo, disposte linearmente sullo stesso piano (disposizione a terna piana) oppure a triangolo (disposizione a trifoglio). Per la trasmissione di energia elettrica ad alte tensioni (fino a 400 kV) vengono utilizzati cavi isolati con polietilene reticolato (XLPE). Nelle figure successive sono riportati gli andamenti dell'induzione magnetica al suolo relativi ad una terna piana (Figura 3.18) e ad una terna a trifoglio (Figura 3.19) di cavi in XLPE, con diametro esterno di 13.4 cm, interrati in trincea alla profondità di 1.5 metri, alla tensione di 380 kV.

Il campo elettrico risulta ridotto in maniera significativa, grazie all'effetto combinato dell'azione schermante del terreno e della guaina metallica, e della minore distanza reciproca tra i conduttori di linea, anche se è preclusa agli individui la possibilità di avvicinarsi maggiormente ai conduttori, interrati a soli 1.5 metri di profondità.

Al contrario, il campo magnetico non risente di questi effetti schermanti ed in particolare sull'asse di una terna interrata assume un valore massimo più elevato di quello prodotto da una linea aerea che trasporta la stessa potenza.

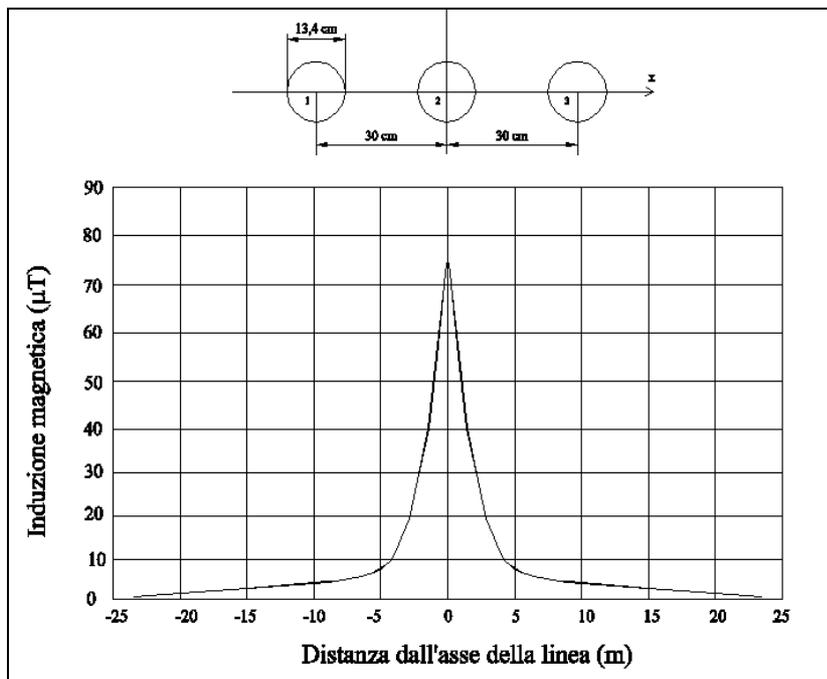


Figura 3.18: induzione magnetica al suolo generata da tre cavi disposti a terna piana.

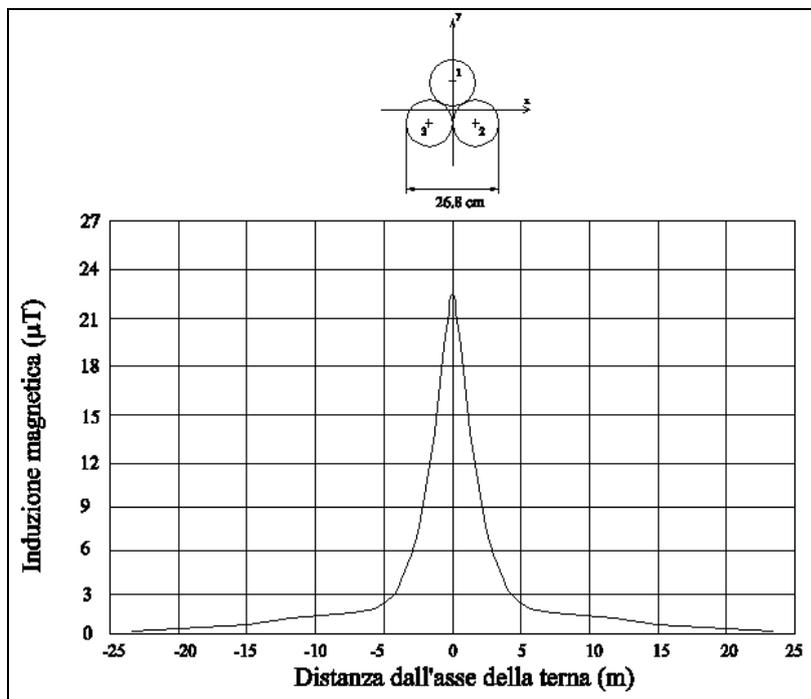


Figura 3.19: induzione magnetica al suolo generata da tre cavi disposti a trifoglio.

In Figura 3.20, confrontando il campo magnetico generato da linee aeree con quello generato da cavi interrati, si nota come per questi ultimi l'intensità massima del campo è più elevata, a causa della ridotta distanza tra le fasi, ma presenta un'attenuazione trasversale più pronunciata. L'utilizzazione di linee in cavo interrate non è molto diffusa, in quanto queste linee, pur offrendo un impatto visivo praticamente nullo, presentano grandi difficoltà di ordine pratico, al momento della posa nei centri abitati, ed economico, per i costi di installazione e di manutenzione. Oltre ai materiali plastici sintetici, per l'isolamento si utilizzano cavi raffreddati a liquido che, dati i costi ed i problemi tecnici di installazione e di esercizio, vengono utilizzati solo per brevi tratte ed in casi particolari, quale ad esempio l'attraversamento dello stretto di Messina.

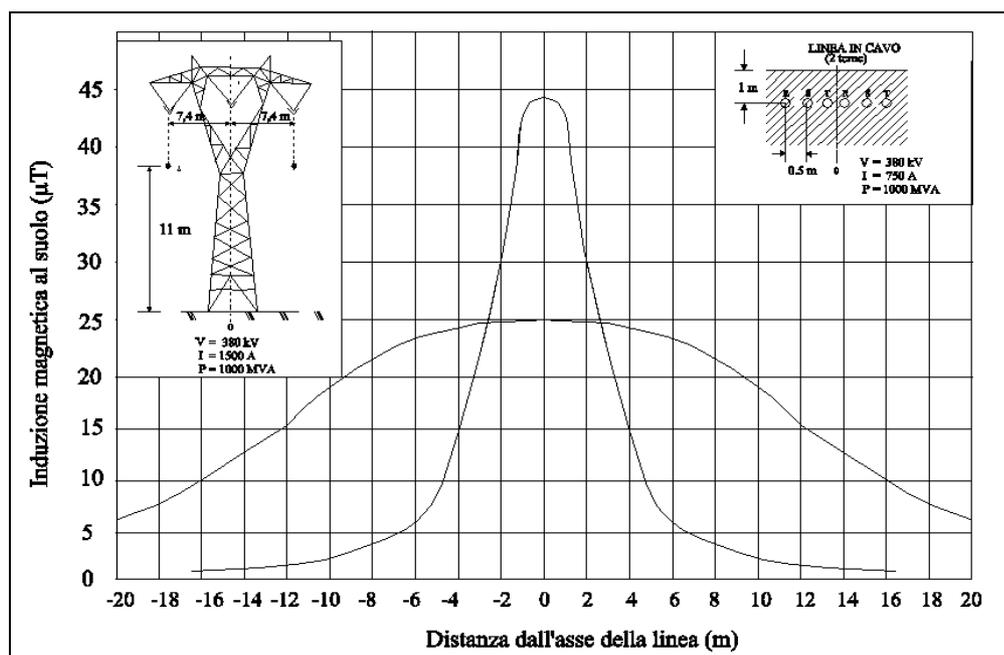


Figura 3.20: induzione magnetica generata da una linea aerea a 380 kV e da due terne di cavi interrati a 380 kV.

Gli *elettrodotti blindati* (EBLI o GIL, gas insulated lines) destano grande interesse, non solo per il modesto livello di inquinamento elettromagnetico, ma

anche per il modesto impatto ambientale e le ridotte perdite di energia, pur con elevate potenze trasmissibili, anche su grandi distanze.

Questa tecnologia consiste nell'utilizzo di strutture blindate, che realizzano l'isolamento gassoso dei conduttori di potenza. La tecnica costruttiva prevede la realizzazione di tre condotti unipolari, in ciascuno dei quali il conduttore di fase tubolare è mantenuto in posizione centrale da un isolatore in resina all'interno di un involucro; i conduttori interni e gli involucri sono in alluminio, mentre il gas isolante è costituito da una miscela di esafluoruro di zolfo (SF_6) e azoto (N_2).

Anche in questo caso, l'interramento consente di annullare il campo elettrico generato. Per quanto riguarda l'induzione magnetica, la soluzione in GIL consente di ridurre quasi a zero le emissioni, che risultano inferiori al microtesla anche in prossimità dell'elettrodotto, mentre la soluzione in cavo consente il raggiungimento di valori estremamente bassi solo allontanandosi alcuni metri dal luogo di posa. Attualmente, le applicazioni esistenti hanno ancora carattere sperimentale.

- **Le linee 'split-phase'**

Una particolare configurazione di linea 'a basso campo magnetico', che nasce da considerazioni relative alla disposizione delle fasi, è la cosiddetta linea a fasi sdoppiate *split-phase*. Una linea *split-phase* è ancora una linea trifase, nella quale una o più fasi vengono suddivise in due o più conduttori.

In Figura 3.21 sono illustrate alcune possibili soluzioni geometriche, ottenute sdoppiando due delle tre fasi, assieme ai profili di campo magnetico associati a ciascuna delle soluzioni considerate, a parità di corrente ($I = 1500$ A), distanza tra le fasi ($D = 5.5$ m) e altezza da terra dei conduttori ($H = 11.34$ m); nella

stessa figura è riportato il profilo laterale relativo a una linea senza sdoppiamento delle fasi, ma già nella configurazione migliore (triangolo con un vertice rivolto verso il basso).

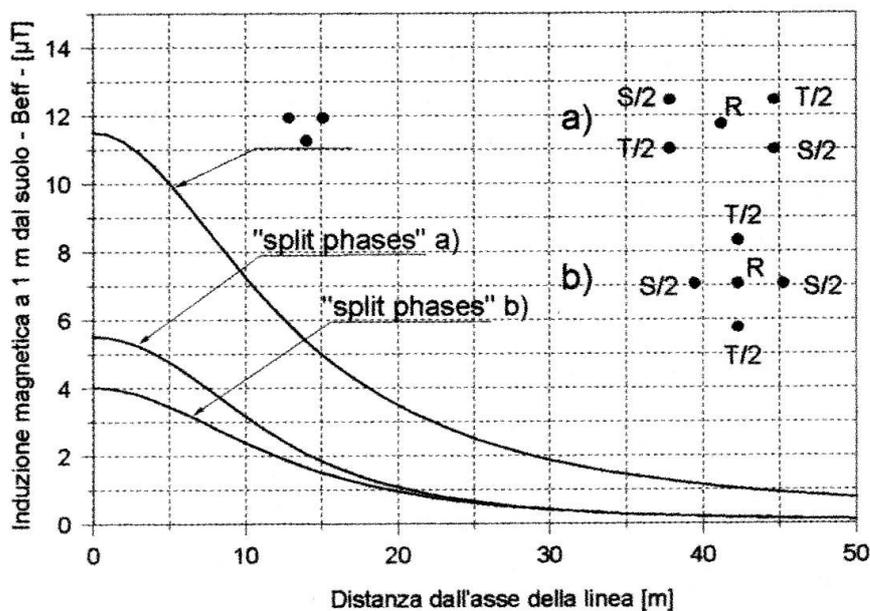


Figura 3.21: confronto tra i profili laterali dell'induzione magnetica generata da una linea a semplice terna con fasi sdoppiate e con conduttori a triangolo.

Rispetto a una linea tradizionale a 380 kV, un'equivalente soluzione split-phase potrebbe ridurre il campo magnetico del (70 ÷ 80)%, in virtù del naturale dimezzamento della corrente che attraversa ogni singola terna e della migliore disposizione geometrica dei conduttori. Anche il campo elettrico risulta più basso, sebbene i benefici siano più modesti di quelli ottenuti per il campo magnetico. Di contro, tale configurazione può produrre livelli significativamente più elevati di rumore acustico per *effetto corona* e di disturbi elettromagnetici, rispetto alle linee tradizionali, anche se il problema diventa importante per tensioni superiori a 300 kV. In aggiunta a questo problema,

potrebbe risultare compromessa la possibilità di effettuare lavori di manutenzione sotto tensione. Inoltre, la trasformazione di una costruzione esistente in una equivalente split-phase presenta notevoli difficoltà, in quanto le modifiche da apportare ai sostegni sarebbero dello stesso tipo di quelle necessarie per passare da una linea a semplice terna a una a doppia terna. I benefici, in termini di riduzione del campo magnetico, sono, tuttavia, ottenuti a spese di realizzazioni più impattanti, dal punto di vista visivo e paesaggistico, sia per il notevole incremento delle altezze e delle dimensioni delle strutture portanti che per l'incremento del numero di conduttori. Va anche ricordato che questa soluzione è tuttora allo studio e, nel mondo, non esistono linee di questo tipo in esercizio.

- **I circuiti di compensazione**

Come è noto, le correnti indotte da un campo magnetico, in un generico circuito passivo, generano a loro volta un campo magnetico, che tende a compensare parzialmente il campo inducente. Questo principio può essere adottato per ridurre il campo magnetico associato alle linee elettriche, installando dei conduttori addizionali paralleli ai conduttori di linea e connettendoli in modo tale da creare una o più spire.

Il campo magnetico generato dalla corrente \bar{I} , che percorre le fasi della linea, crea un flusso che si concatena con la spira passiva, inducendo in essa una forza elettromotrice che, a sua volta, dà origine a una corrente \bar{I}_0 data dalla seguente espressione:

$$\bar{I}_0 = \frac{-j\omega M \bar{I}}{R + j\omega L},$$

dove M è la mutua induttanza, mentre R e L sono, rispettivamente, la resistenza e l'autoinduttanza della spira. L'espressione mostra come la corrente \bar{I}_0 , nella spira passiva, risulti uguale e opposta alla corrente \bar{I} della linea nella condizione ideale in cui sia nulla la resistenza R e la mutua induttanza M sia uguale all'autoinduttanza L .

Nella pratica, la corrente indotta nella spira risulta sempre molto inferiore a quella di linea; una soluzione per aumentare la corrente indotta ed il conseguente effetto schermante, consiste nel diminuire il valore della resistenza R e inserire in serie alla spira stessa un condensatore che compensi in parte le induttanze in gioco.

In Figura 3.22 è mostrata l'attenuazione del campo magnetico, espressa come rapporto tra il campo magnetico attenuato (B_{res}) e quello preesistente all'introduzione della spira di compensazione (B_0), in funzione della distanza dall'asse della linea. Il caso illustrato si riferisce all'applicazione, a una linea con conduttori in piano (lunghezza campata 500 m, altezza media dal suolo 15 m, distanza tra le fasi 8 m), di una spira di compensazione orizzontale, lunga 500 m e larga 32 m, ottimizzata inserendo in serie un condensatore di 8 mF.

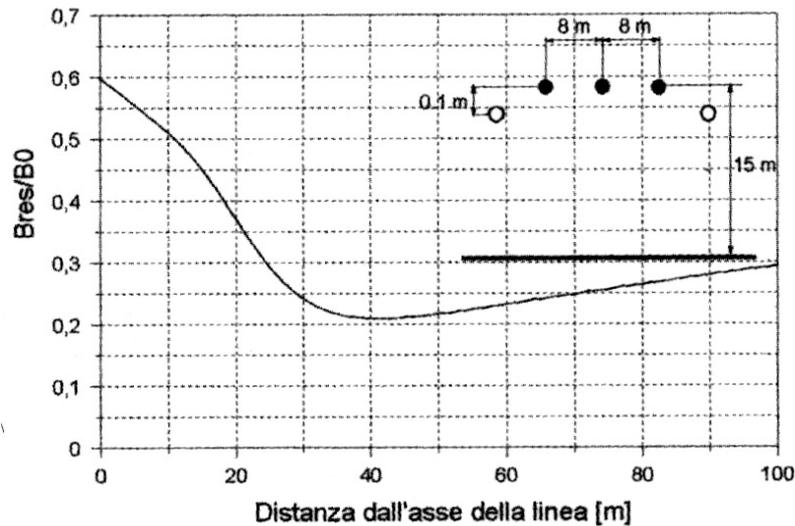


Figura 3.22: effetto schermante di una spira di compensazione con in serie un condensatore di 8 mF.

Si osservi che le caratteristiche ottimali del loop di compensazione e della relativa capacità in serie sarebbero state diverse, se si fosse scelto di ottenere maggiori riduzioni del campo magnetico a partire da una certa distanza dall'asse della linea, ad esempio su una sezione compresa tra determinati valori dall'asse della linea, ricavando, in questo modo, una migliore efficienza nella zona scelta, a scapito di quella nella zona centrale.

In conclusione, nella Tabella 3.4, i metodi di riduzione, fin qui esaminati, dei campi magnetici a 50 Hz generati da elettrodotti, sono messi a confronto con la tecnologia tradizionale, in termini di caratteristiche tecniche, economiche e ambientali.

Linee compatte	<ul style="list-style-type: none"> • Prestazioni meccaniche ridotte che pongono limitazioni di impiego. • Impossibilità di esecuzione dei lavori di manutenzione sotto tensione con le metodologie oggi disponibili. • Costo: fino a due volte.
Cavi interrati	<ul style="list-style-type: none"> • Difficoltà nell'esercizio della rete. • Maggiore complessità nell'eseguire manutenzioni ed interventi su guasto con relativi incrementi dei tassi di indisponibilità. • Maggiori limitazioni imposte all'uso dei terreni asserviti. • Costo: da tre a sei/otto volte.
Linee split-phase	<ul style="list-style-type: none"> • Maggiore impatto visivo a causa del maggior numero di conduttori e della maggiore complessità dei sostegni. • Maggiore complessità strutturale dei sostegni e prevedibili maggiori difficoltà nell'esecuzione dei lavori di manutenzione sotto tensione. • Costo: fino a due volte.
Circuiti di compensazione	<ul style="list-style-type: none"> • Maggiore Impatto visivo a causa del maggior numero di conduttori e delle strutture di supporto del loop. • Possibilità di risanare solo situazioni puntuali. • Costo: circa 1.5 volte.

Tabella 3.4: principali svantaggi delle soluzioni alternative alle linee ad alta tensione tradizionali.

- **Campi prodotti da cabine di trasformazione**

La crescente preoccupazione della popolazione residente in prossimità di cabine di trasformazione MT/bt e la mancanza di dati in letteratura hanno indotto l'ARPA (Agenzia Regionale per la Prevenzione e l'Ambiente) a realizzare indagini ambientali mirate a valutare il livello di induzione magnetica presente nelle vicinanze di cabine secondarie, per verificare se questi impianti, estremamente diffusi nel tessuto urbano, potessero rappresentare una sorgente trascurata di esposizione.

Le campagne di misure effettuate dall'ARPA della Toscana hanno evidenziato che i valori di campo magnetico più elevati si manifestano, in genere, in un solo punto del perimetro della cabina, probabilmente in corrispondenza del trasformatore, e che questi valori, già a meno di 2 metri di distanza, scendono al di sotto di 0.2 μ T.

Valori di campo magnetico non trascurabili, a notevole distanza dall'impianto, sono, invece, probabilmente dovuti alla presenza di cavi interrati, in particolare in uscita dalla cabina. Infatti, a causa del rapporto elevato esistente tra media tensione (in Toscana 15 kV) e bassa tensione, la corrente associata a quest'ultima risulta sempre abbastanza consistente. Questo fatto, unito alla bassa profondità di interrimento, concorre a far sì che i campi magnetici generati lungo il percorso dei cavi risultino, spesso, ben maggiori di 0.2 μ T.

L'analisi dei dati relativi a circa 50 impianti ha confermato che il loro impatto sulle aree adiacenti è assai contenuto, anche in virtù della distanza che solitamente li divide dalle aree residenziali.

Un'esposizione non trascurabile può verificarsi nel caso in cui le cabine si trovino all'interno di edifici condominiali o scolastici o siano adiacenti a

immobili adibiti a permanenze prolungate da parte di persone non professionalmente esposte. In questi casi, oltre a indurre valori di campo magnetico significativi all'interno dei locali adiacenti, la tipologia delle cabine è tale che, spesso, non risultano rispettate nemmeno le distanze minime delle parti in tensione, pari a 3.15 metri, per tensioni di 15 kV.

Un fattore che si è rivelato non trascurabile è rappresentato dalla presenza o meno di cavi interrati che affluiscono nella cabina e presso i quali possono essere rilevati valori di campo magnetico significativi, che vanno valutati opportunamente nel caso in cui attraversino giardini di asili o, comunque, luoghi destinati all'infanzia.

I risultati riportati di seguito rappresentano una indagine ambientale effettuata dall'ARPA di Rimini presso un'abitazione confinante superiormente e lateralmente con una cabina secondaria (15 kV/400V).

Una prima misura dell'induzione magnetica è stata effettuata nel locale posto sopra la sorgente, a una altezza di 0.5 metri dal pavimento; i valori registrati nell'arco di un'intera giornata sono riportati in Figura 3.23.

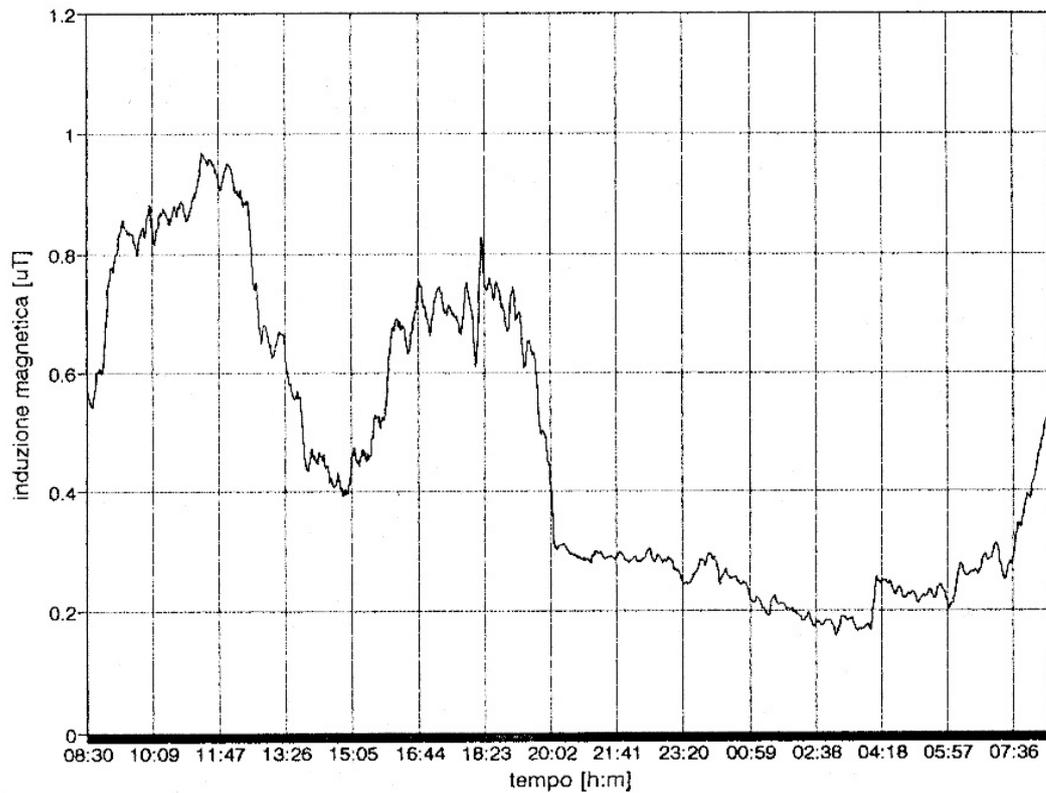


Figura 3.23: andamento temporale dell'induzione magnetica in un punto a 0.5 m al di sopra della cabina.

Un'ulteriore misura è stata effettuata, nel locale adiacente alla sorgente, a una distanza di 30 cm dalla parete confinante con quella in cui è dislocato il trasformatore, a un'altezza di 1.5 metri dal pavimento; in Figura 3.24 è riportato l'andamento temporale dell'induzione magnetica nell'arco di 24 ore.

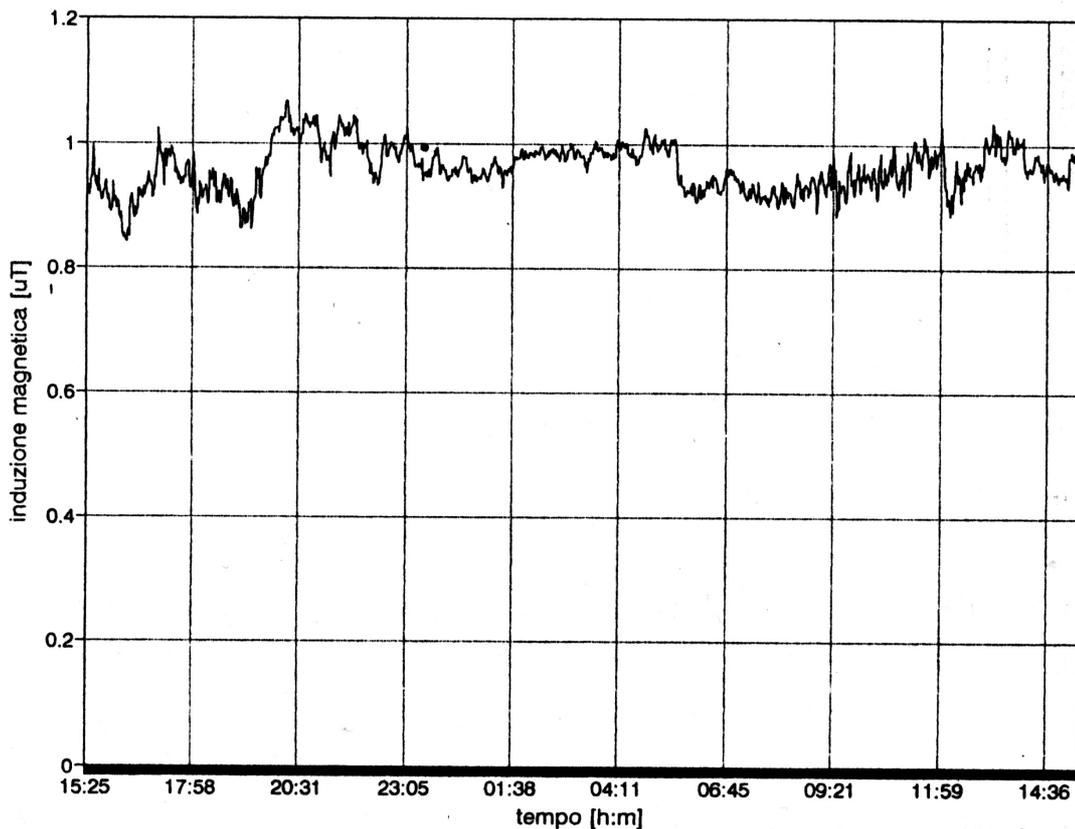


Figura 3.24: andamento temporale dell'induzione magnetica in un punto a 30 cm da una delle pareti della cabina.

Per quanto riguarda il campo elettrico, misure puntuali, effettuate sopra e lateralmente all'impianto, hanno confermato che esso viene schermato dalle pareti; infatti, i livelli di campo elettrico ottenuti vanno da 1 V/m a 2 V/m e, quindi, sono praticamente trascurabili.

I risultati dell'indagine hanno mostrato valori di induzione magnetica, in ogni caso, mai superiori al microtesla; in particolare, nei punti al di sopra della sorgente, sono stati riscontrati valori compresi nell'intervallo (0.4 ÷ 0.6) µT per circa il 50% della giornata considerata, mentre, in prossimità delle pareti laterali della cabina, sono stati rilevati valori che vanno da 0.8 µT a 1.0 µT per un tempo complessivo pari all'80% della giornata considerata. Questi valori

decregono rapidamente, fino a raggiungere livelli inferiori a $0.2 \mu\text{T}$, alla distanza di circa 1 metro dalle pareti.

I campi elettrici e magnetici rilevabili all'interno di stazioni elettriche costituiscono un problema che interessa soprattutto i lavoratori. In genere, all'interno di questi impianti, si rilevano livelli di campo elettrico e di campo magnetico piuttosto elevati, per cui, allo scopo di rendere minima la presenza degli operatori, già da qualche anno, si sta procedendo all'automatizzazione delle stazioni primarie e, ultimamente, si sta cominciando a farlo anche nelle cabine secondarie.

- **Campo magnetico generato da elettrodomestici**

In Figura 3.25 è riportato l'andamento dell'induzione magnetica per alcuni elettrodomestici tipici.

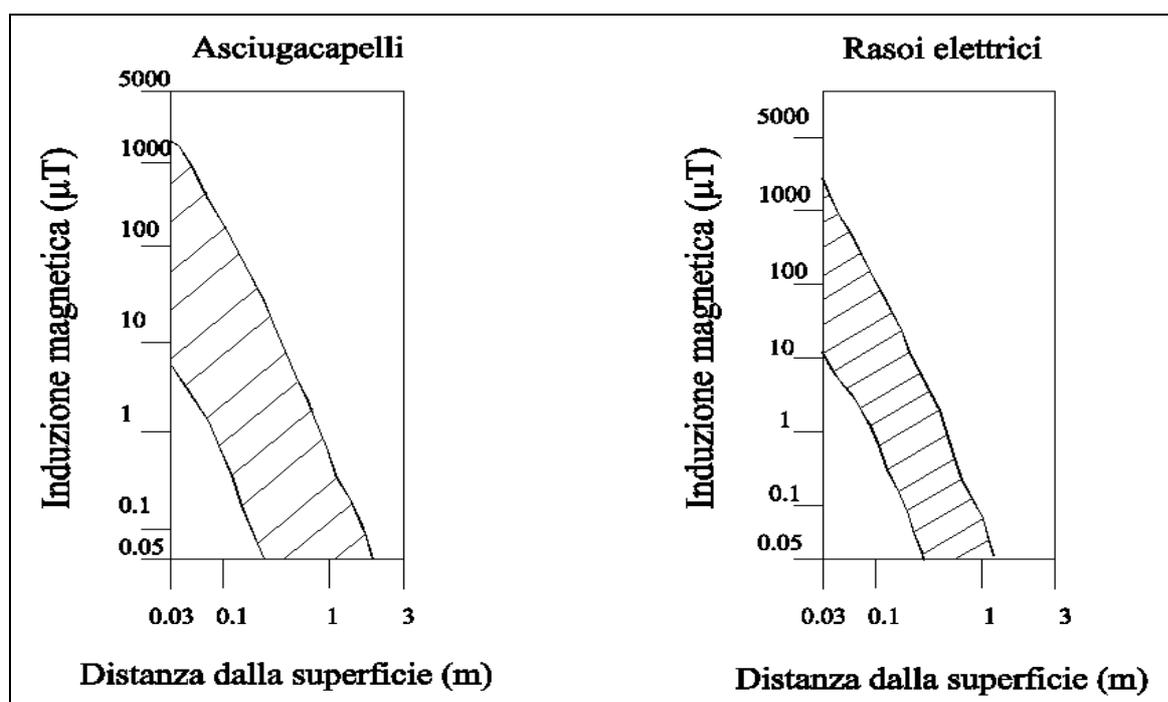


Figura 3.25: andamento dell'induzione magnetica per alcuni elettrodomestici.

Nella Tabella 3.5 compaiono, invece, i valori dell'induzione magnetica di vari apparecchi a diverse distanze. Per ogni elettrodomestico è indicato un intervallo di valori, in quanto le emissioni dipendono dalla posizione e dalle particolari tecniche costruttive, diverse tra i vari modelli degli apparecchi in esame.

Si può facilmente notare come per alcuni elettrodomestici, quali il rasoio e il casco asciugacapelli, il valore dell'induzione magnetica a breve distanza sia superiore, anche in maniera significativa, a quello calcolato per le linee elettriche.

Elettrodomestico	Induzione magnetica alla distanza di:		
	3 cm	30 cm	1 m
Asciugacapelli	8-2500 μT	0.01-1 μT	0.005-0.01 μT
Aspirapolvere	200-800 μT	2-20 μT	0.13-2 μT
Forno a microonde	75-200 μT	4-8 μT	0.25-0.6 μT
Forno elettrico	1-50 μT	0.15-0.5 μT	0.04-0.01 μT
Frullatore	60-700 μT	10 μT	0.01-0.15 μT
Lavatrice	0.8-50 μT	0.15-0.3 μT	0.1-0.15 μT
Rasoio elettrico	15-1500 μT	7-9 μT	0.1-0.3 μT
Tostapane	7-18 μT	0.06-0.7 μT	< 0.01 μT

Tabella 3.5: valori dell'induzione magnetica generata da alcuni elettrodomestici a varie distanze.

- **Schermatura dei campi magnetici a bassa frequenza**

Nell'ambito della schermatura dei campi magnetici originati da correnti alternate di frequenza bassa, per i quali risulta altamente probabile la capacità di influire negativamente sulla salute dell'uomo, esistono delle sostanze, indicate come *sostanze ferromagnetiche*, in grado di 'catturare' il campo magnetico, amplificandolo e concentrandolo al proprio interno, fino a un limite di saturazione, detto *indice di saturazione* B_s . La caratteristica fondamentale di queste sostanze è la loro *permeabilità magnetica relativa* μ_r , ovvero un numero adimensionale che rappresenta quante volte il campo magnetico viene amplificato al loro interno e che varia in funzione dell'intensità dello stesso. Per ciascuna di queste sostanze vengono indicati i valori della permeabilità massima μ_{rmax} e di quella iniziale μ_{riniz} : più è elevata la permeabilità magnetica massima di queste sostanze tanto più esse sono efficaci e il loro spessore è tanto minore quanto maggiore è la permeabilità magnetica iniziale. Ai fini delle applicazioni, le sostanze ferromagnetiche si suddividono in materiali *dolci*, capaci di magnetizzarsi e smagnetizzarsi prontamente e dotati di permeabilità altissime, e materiali *duri*, di minori permeabilità, che si magnetizzano meno prontamente dei primi, ma poi mantengono costante tale magnetizzazione.

Le sostanze ferromagnetiche attualmente più utilizzate sono costituite da ferro ricotto, cobalto o leghe di ferro-nichel, ferro-silicio, e così via, ed hanno una permeabilità massima dell'ordine di 1500 - 5000 e un'induzione magnetica di qualche tesla; una loro efficace capacità schermante è garantita solo da spessori considerevoli, dell'ordine di qualche millimetro, con conseguente aggravio del

peso e della flessibilità delle strutture. Tuttavia, esse presentano un notevole vantaggio economico, considerato il loro costo piuttosto contenuto.

Una sostanza molto più utilizzata delle precedenti, ma anche notevolmente più costosa, è il *Mumetal*, lega ferromagnetica composta da nichel-molibdeno-ferro, che ha una permeabilità massima di 150.000 e una permeabilità iniziale di 50.000, con un indice di saturazione di 0.75 T.

L'efficacia del Mumetal per le schermature è circa 20 volte superiore alle leghe precedenti, per cui il suo spessore risulta notevolmente ridotto.

Le *terre rare (attinidi)* rappresenterebbero l'ideale come materiale schermante, poiché hanno una permeabilità pari a 1.000.000, ma il loro elevatissimo costo le rende inaccessibili, per questo scopo, sui mercati mondiali.

Attualmente, sta prendendo piede una nuova lega ferromagnetica dolce, detta *Skudotech*, che, per le schermature, risulta superiore al Mumetal e presenta i seguenti dati tecnici:

- permeabilità massima pari a 327.000,
- permeabilità iniziale pari a 33.000,
- indice di saturazione pari a ~ 0.8 T.

Per misurare l'efficienza di schermatura, ovvero la capacità di attenuazione, della lega Skudotech, si è posta una bobina di raggio pari a 6 cm, con funzione di generatore di segnale, all'interno di una scatola cubica con spigolo di 24 cm; il centro della bobina è stato posizionato alla distanza di 5 cm dalla parete opposta al lato di introduzione; tutti i lati della scatola, con esclusione di quello di introduzione del generatore, sono stati schermati da un certo spessore di Skudotech; il rivelatore è stato posizionato all'esterno della scatola, in

corrispondenza del centro del lato opposto a quello non schermato. Le misure sono state effettuate, con diversi spessori di Skudotech, per i seguenti valori di frequenza e valore efficace dell'induzione:

- 50 Hz, (0.1 ÷ 2.0) mT,
- 500 Hz, (0.1 ÷ 0.5) mT,
- 1 kHz, (0.1 ÷ 0.5) mT,
- 2 kHz, (0.10 ÷ 0.15) mT,

in presenza di campi magnetici alternati di intensità di 100 μ T, 200 μ T, 300 μ T, 400 μ T, 500 μ T e 600 μ T, mentre per campi di intensità di 1000 μ T, 1500 μ T e 2000 μ T è stata invertita la posizione reciproca di rivelatore e generatore, essendo quest'ultimo costituito da una spira quadrata di lato pari a 1 metro.

Si noti che i valori di campo magnetico realizzati per effettuare queste misure sono dello stesso ordine di grandezza di quelli prodotti, a distanze centimetriche, dai più comuni elettrodomestici e, a distanze maggiori, da una frazione significativa di apparati industriali, quali quadri elettrici e linee di trasporto di energia elettrica, dove si ha a che fare con forti intensità di correnti, che comportano la creazione di campi magnetici rilevanti nelle immediate vicinanze.

Sulla base dei risultati delle misure, si può concludere che, alle frequenze esaminate e per valori di induzione fino a 0.6 mT, tutti gli spessori della lega Skudotech superiori o eguali a 0.2 mm hanno provocato una attenuazione superiore al 98%, mentre già lo spessore di 0.1 mm di Skudotech, per frequenze fino a 1000 Hz e induzioni che arrivano a 0.5 mT, ha prodotto una attenuazione superiore al 90%.

I risultati ottenuti sono particolarmente interessanti alla luce del fatto che i campi magnetici, in prossimità delle sorgenti, sono difficilmente schermabili, soprattutto per valori bassi della frequenza.

In realtà, a parte i costi molto elevati, i principi di funzionamento degli schermi realizzati con materiali ad elevata permeabilità ne circoscrivono l'utilità pratica quasi esclusivamente alla schermatura di piccoli volumi o di sorgenti piccole e concentrate, mentre non rappresentano, di fatto, una soluzione praticabile e conveniente per ridurre il campo magnetico prodotto dalle linee elettriche.

3.3 Ipotesi di bonifica elettrodotti: costi per la riduzione dei campi

La 'Legge Quadro sulla protezione dalle esposizioni a campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici', d'ora in avanti denotata Legge 36/2001, rappresenta una novità in campo internazionale in quanto si prefigge di regolamentare i vari aspetti dell'inquinamento da campi elettromagnetici, inclusa la tutela della popolazione dai possibili effetti a lungo termine. Secondo la citata Legge, per quanto concerne gli elettrodotti, compete ai gestori degli stessi la presentazione di piani di risanamento rivolti al conseguimento dei limiti di esposizione e dei valori di attenzione stabiliti con apposito decreto. I piani redatti dovranno, poi, essere approvati dalle Regioni per le linee con tensione fino a 150 kV e dal Ministero dell'Ambiente per quelle con tensione superiore. Questo per gli elettrodotti in regola secondo il decreto del 23 aprile 1992, per quelli 'fuori legg' o meglio non a norma, invece, sono previsti termini accelerati.

Ora, è chiaro che la bonifica degli elettrodotti, sia che si operi con cavi interrati sia innalzando l'altezza dei tralicci o con deviazione delle linee, comporta degli oneri di spesa non certo modesti e, senza entrare in particolari, si sa che l'ENEL

già da tempo possiede la tecnologia necessaria alla immediata bonifica delle linee ad alta tensione che verrebbero poste fuori normativa dalla legge 36/2001.

Il primo lavoro di bonifica di elettrodotti in Italia, è stato discusso nell'ottobre del 2001. Entro la fine del 2003 saranno smantellati i tralicci degli elettrodotti Candia-Vallemiano e Candia-Zipa e verrà dato il via all' 'operazione cavi interrati': saranno posizionati sotto il manto stradale, a 140 cm di profondità, quasi 12 chilometri di linee elettriche. L'operazione, il cui costo è previsto in quasi 10 milioni e mezzo di euro (circa 20 miliardi di lire), sarà finanziata per un terzo a carico del Comune e per due terzi come investimento dell'ENEL.

Ciò detto, ritorniamo al caso generale.

Allo stato attuale, è stato preventivato che il necessario risanamento degli elettrodotti comporterebbe, in un arco temporale di 12 anni, un impegno finanziario calcolato in un minimo di 21.170 milioni di euro (41.000 miliardi di lire) fino ad un massimo di 28.920 milioni (56.000 miliardi). Ma come far fronte a questa spesa? La risposta è semplice: con una lievitazione del costo medio dell'energia elettrica che, secondo le stime, dovrà essere compreso tra $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$ di centesimo/kWh (11 e 15 lire/kWh). Ed è questa la conclusione sostanzialmente condivisa dall'Autorità per l'energia e per il gas analizzando.

La legge 36/2001 prevede tra l'altro:

- novità circa i limiti di esposizione per la protezione dagli effetti acuti;
- novità per i valori di attenzione allo scopo del risanamento delle reti esistenti per scongiurare effetti a lungo termine;
- obiettivi di qualità per i nuovi impianti ed in corrispondenza di luoghi frequentati dalla popolazione infantile.

Ed ecco le valutazioni tecniche dell’Autorità per l’energia: un abbassamento dei limiti dei valori raccomandati dalla Comunità Europea in tema di campi elettromagnetici costituirebbe una novità in campo mondiale, poiché prevederebbe un intervento generalizzato e sistematico di abbattimento dei campi elettromagnetici mai effettuato prima d’ora, il che renderebbe difficile il perseguimento dell’efficienza per mezzo di confronti comparativi. La comparazione in quanto a modalità e costi di risanamento, come sottolinea l’Autorità, sarebbe possibile solo per brevi tratti di linee sui quali si è già intervenuti, sia negli Stati Uniti sia in Europa, per ovviare alla loro vicinanza con siti residenziali o luoghi dove soggiornano abitualmente bambini. Come già fatto notare, l’Autorità prevede, quindi, che un intervento di questo tipo avrebbe gravi ripercussioni sulle tariffe elettriche, già più alte del 17% rispetto alla media europea. Visto che la legge assegna all’Autorità il compito di valutare i costi di risanamento degli elettrodotti e le condizioni per il loro recupero, nella memoria sono incluse attente valutazioni rispetto al recupero dei costi di risanamento ed all’impatto che esso avrebbe sulle tariffe elettriche.

- **Nuovo ordinamento tariffario e recupero dei costi di risanamento.**

Il problema del finanziamento degli interventi di risanamento degli elettrodotti, previsti dalla legge 36/2001, va esaminato tenendo conto delle finalità previste per la definizione delle tariffe elettriche dalla legge 481/95, che, come si è detto, affida all’Autorità il compito di stabilire le tariffe del servizio elettrico (oltre che quelle del servizio del gas).

La ‘tariffa’ va intesa come prezzo massimo unitario dei servizi al netto delle imposte, da aggiornare secondo meccanismi prestabiliti. La legge n. 481/95

prevede che il sistema tariffario assicuri l'efficienza e la qualità del servizio, la sua adeguata diffusione sul territorio nazionale, la tutela degli interessi di utenti e consumatori, nonché l'armonizzazione degli obiettivi economico-finanziari dei soggetti esercenti con gli obiettivi generali di carattere sociale, di tutela ambientale e di uso efficiente delle risorse. Le tariffe per data tipologia di utenza, relative ai servizi di fornitura del servizio elettrico, devono essere uniformi sull'intero territorio nazionale.

Nella relazione di accompagnamento ai due schemi di decreto, il Governo ha dichiarato che l'adozione dei valori obiettivo è subordinata ad un'attenta valutazione dell'impatto economico-sociale dei provvedimenti e degli scenari relativi alle conseguenze economiche e tariffarie, da affidarsi a fonti indipendenti. E' necessario che il volume di investimenti previsto per il risanamento delle linee di trasmissione e distribuzione sia verificato attraverso una valutazione indipendente da effettuare secondo criteri da definire. I risultati della valutazione (e, nell'attesa, i valori forniti dall'ENEL) vanno confrontati con gli investimenti effettuati su linee elettriche in Italia e in altri paesi dell'Unione europea negli anni recenti.

Giova ricordare che la legge 36/2001 prevede che il decreto del Presidente del Consiglio dei ministri relativo ai piani di risanamento degli elettrodotti individui 'le migliori tecnologie disponibili per quanto attiene alle implicazioni di carattere economico ed impiantistico'. Tale dispositivo rappresenta un importante riferimento per la definizione dei criteri, delle modalità e delle condizioni per l'eventuale recupero nella tariffa elettrica dei costi connessi con gli interventi di risanamento.

I maggiori costi di risanamento dovranno escludere gli esborsi derivanti dal rinnovo ordinario delle linee e delle stazioni di trasformazione, considerato che i relativi investimenti sono già riconosciuti nella tariffa base, definita con la delibera dell'Autorità n. 204/99. Inoltre, coerentemente con i principi adottati

con il decreto legislativo n. 79/99, il riconoscimento dei costi di investimento va garantito solo a fronte di forniture e di progetti selezionati con procedure concorrenziali. Poiché i tempi di adempimento prefigurati dalla legge non immediati, con scadenze previste fra il 2004 e il 2012, consentono il ricorso a modalità competitive nella selezione dei progetti di risanamento.

Il carattere di novità a livello mondiale, che avrebbe un intervento generalizzato e sistematico di abbattimento dei campi elettromagnetici (quale quello ipotizzato nella legge 36/2001), rende particolarmente difficile il perseguimento dell'efficienza per mezzo di confronti comparativi. Sia per quanto riguarda le modalità di intervento, sia per la valutazione dei costi, tali confronti sono unicamente possibili con interventi effettuati, tanto in Europa quanto negli Stati Uniti, su brevi tratti di elettrodotti, generalmente situati nelle immediate vicinanze di abitazioni o di luoghi di soggiorno abituale dell'infanzia. In questa situazione, risulterà difficile prescindere dalle stime degli esercenti nella valutazione dei costi, che tuttavia dovranno essere sottoposte alla valutazione di congruità dell'Autorità in armonia con il mandato di assicurare l'equilibrio economico-finanziario degli operatori.

Nel nuovo ordinamento tariffario il riconoscimento da parte dell'Autorità dei costi relativi ai piani di risanamento degli elettrodotti previsti nel disegno di legge quadro si tradurrebbe in una maggiorazione delle componenti tariffarie a copertura dei costi riconosciuti del servizio elettrico. Si tratterebbe di costi afferenti a oneri di carattere generale, riconducibili al sistema elettrico nel suo insieme. Pertanto, il loro riconoscimento dovrebbe essere compatibile con il contesto normativo previsto per il finanziamento degli oneri di sistema.

L'Autorità ritiene che l'eventuale recupero di questi costi attraverso la tariffa elettrica debba rispettare i principi di razionalità economica che informano la legge n. 481/95 e pertanto ispirano la nuova regolazione dei servizi di pubblica utilità.

Questi principi si traducono nelle seguenti considerazioni.

In primo luogo, il recupero dei costi deve ispirarsi a criteri di efficienza economica. Ne consegue che il riconoscimento in tariffa deve avere carattere incentivante: pertanto, non appare né realistico, né contro lo spirito di una regolazione rispettosa dell'autonomia imprenditoriale cui spetta la gestione delle infrastrutture di rete l'esame analitico dei singoli progetti di investimento, né può essere previsto un rimborso a piè di lista dei costi effettivamente sostenuti, meccanismo che lederebbe i principi fondativi della legge n. 481/95. Una soluzione razionale e parsimoniosa consiste nell'ancoraggio a un costo standard che rifletta il valore medio di diverse tipologie di intervento.

In secondo luogo, è necessario chiarire a quale soglia di protezione debbano riferirsi i costi riconoscibili degli interventi di risanamento. Ai sensi dell'articolo 3 della legge in parola, appare necessario distinguere tra limiti di esposizione, valori di attenzione e obiettivi di qualità. Potrebbero essere riconosciuti solo i costi sostenuti per interventi di risanamento mirati a rispettare i valori di attenzione definiti dal previsto decreto attuativo del Presidente del Consiglio dei ministri; sarebbe invece assai discutibile l'automatico riconoscimento dei costi connessi con livelli di protezione superiori rispetto a questi limiti e il raggiungimento di obiettivi di qualità.

In terzo luogo si può ritenere che il costo da riconoscere non segua un profilo proporzionale, bensì crescente, rispetto alla successione di valori obiettivo più stringenti. Infatti, il conseguimento di obiettivi iniziali si presenta per cause tecniche, logistiche ed economiche, più agevole del conseguimento di obiettivi più ambiziosi, soprattutto in dipendenza di differenze territoriali nella prossimità e nella densità degli insediamenti umani lambiti dagli elettrodotti. Le difficoltà di definire con precisione e in via preventiva il corrispondente andamento del costo standard potranno essere temperate dal ricorso a verifiche internazionali e da opportuni adeguamenti dei parametri alla base del

riconoscimento dei costi. Appare in ogni caso necessario assicurare correttezza, congruità e indipendenza alla procedura di valutazione dei costi.

In quarto luogo, è necessario che, a fronte di interventi complessi che richiedono investimenti di eccezionale ammontare ed estesi su un periodo pluriennale, i proprietari delle reti predispongano programmi verificabili, modulati su obiettivi intermedi, espressi in termini di valori limite; la graduazione degli obiettivi potrà riflettere dimensioni territoriali o insediative. L'articolazione dei piani d'investimento deve favorire il raggiungimento progressivo degli obiettivi di legge, definiti in base a priorità realistiche, iniziando con la rimozione delle situazioni in cui il rischio per la salute appare più elevato. Devono essere previste verifiche attente della situazione di partenza e dei risultati intermedi che verranno gradualmente conseguiti. La gradualità nel processo di risanamento degli elettrodotti deve prevedere che la riduzione dell'inquinamento elettromagnetico sia perseguita nell'ambito degli interventi volti al miglioramento della qualità tecnica del servizio elettrico (continuità di erogazione).

In quinto luogo la verifica sistematica dei risultati raggiunti deve associarsi alla sanzione dell'eventuale mancato o ritardato conseguimento degli obiettivi. E' opportuno che i meccanismi sanzionatori abbiano natura amministrativa, salvo il caso in cui il fatto non costituisca illecito penale. La sanzione deve poter essere irrogata anche se, per ragioni contingenti o per cause non prevedibili, il mancato rispetto dei limiti non determini danni apprezzabili all'habitat e alle comunità umane. Questo principio potrebbe essere integrato nel dispositivo dell'articolo 15 della legge in esame, che già prevede iniziali meccanismi sanzionatori.

Infine, è opportuno ricordare che il recupero dei costi attraverso le tariffe elettriche ai sensi della legge n. 481/95 è sottoposto al vincolo della tariffa elettrica unica nazionale. Questo principio può entrare in contraddizione con

l'autonomia regionale nella definizione di limiti anche più restrittivi rispetto a quelli nazionali, la cui legittimità è stata recentemente riconosciuta dalla Corte costituzionale. Non sarebbe accettabile che i costi conseguenti a normative regionali per ipotesi ancora più severe di quelle che la legge si prefigge di introdurre per l'intero Paese venissero imputati al complesso dei ricavi tariffari: verrebbe meno la necessaria corrispondenza territoriale fra prestazioni aggiuntive rispetto a standard minimi e finanziamento dei relativi costi.

- **Impatto del risanamento sulle tariffe elettriche**

Il costo degli investimenti relativi alla realizzazione dei piani di risanamento degli elettrodotti dipende principalmente dai valori limite presi a riferimento, che a loro volta determinano l'ampiezza degli interventi necessari in termini di linee elettriche, sottostazioni e cabine di trasformazione interessate.

La valutazione puntuale di questi aspetti richiede tempi adeguati e un esame approfondito. Se, per ipotesi, si prendono a riferimento i valori di attenzione previsti nello schema di decreto sulla tutela della popolazione, le stime preliminari formulate dall'ENEL circa l'estensione degli interventi di risanamento degli elettrodotti, da attuare in un arco di 12 anni, variano da un minimo di 1 centesimo di euro/kWh (corrispondente all'ipotesi minima di 21.170 milioni di euro di investimenti) e un massimo di 1,5 centesimi/kWh (corrispondente all'ipotesi massima di 28.920 milioni di euro di investimenti), cioè ad una quota variabile tra l'11 e il 15 per cento dell'attuale costo medio dell'energia elettrica sul mercato nazionale. Tali stime sono costruite considerando il tasso di remunerazione del capitale investito applicato dall'Autorità nella determinazione dei costi riconosciuti per l'attività di trasmissione nel nuovo ordinamento tariffario. Ipotizzando un ammortamento

ripartito in 35 anni, corrispondenti alla vita utile stimata delle linee di trasmissione, l'impatto sul costo medio dell'energia elettrica risulterebbe compreso tra $\frac{1}{2}$ e $\frac{3}{4}$ di centesimo/kWh.

Queste stime si riferiscono alla valutazione effettuata dall'ENEL per i soli costi di capitale degli interventi di rimpiazzo; non includono i costi operativi che, relativamente all'attività di trasmissione, corrispondono a circa la metà dei costi riconosciuti dall'attuale sistema tariffario. Si aggiungono i più elevati costi di costruzione dei nuovi elettrodotti che si renderebbero necessari per renderli rispondenti agli standard definiti dalla legge. Si tratterebbe in ogni caso di importi di ammontare estremamente rilevante, pari a oltre sei volte gli investimenti medi annui effettuati dall'ENEL S.p.A. nel corso del triennio 1996-1998 nel segmento della trasmissione ed equivalenti a circa il 60 per cento di quelli totali nel medesimo periodo.

Gli interventi richiesti dai limiti previsti dalla legge in esame determinerebbero, dunque, un ulteriore aggravio del già consistente costo medio sul mercato nazionale rispetto a quello degli altri paesi europei. A fine 1998 il prezzo medio dell'energia elettrica - sia al lordo, sia al netto delle imposte - per le utenze domestiche era in Italia del 17 % superiore a quello medio europeo; tale percentuale sale al 41,6 % nel caso delle utenze industriali (36 % circa al netto delle imposte, si veda la sottostante tabella). A parità di altre condizioni, tale divario risulterebbe fortemente ampliato.

In conclusione, l'Autorità ritiene opportuno segnalare gli effetti distortivi della concorrenza che si produrrebbero se i limiti fossero più ambiziosi di quelli indicati dalla Raccomandazione dell'Unione europea in materia di limiti di esposizione ai campi elettromagnetici (Raccomandazione sulla limitazione dell'esposizione del pubblico ai campi elettromagnetici fra 0 Hz e 300 GHz, CQM 268/98). Il servizio elettrico è attualmente soggetto ad una profonda riorganizzazione a seguito dell'attuazione della direttiva europea 96/92/CE,

avviata con il decreto legislativo n. 79/99. Qualora i costi della rete di trasmissione dell'energia elettrica fossero gravati da 'oneri di sistema' aggiuntivi rispetto a quelli che incidono sui sistemi elettrici di altri paesi che si limitino ad osservare i limiti previsti dalla Raccomandazione sui campi elettromagnetici, ne deriverebbe un aggravio nei costi di fornitura dell'energia elettrica, con effetti negativi per la competitività del Paese.

L'attuazione del mercato interno richiede, tra l'altro, di armonizzare le norme ambientali per evitare che eventuali asimmetrie normative si traducano in squilibri competitivi fra i vari sistemi elettrici. Inoltre, l'introduzione di componenti aggiuntive nelle tariffe transfrontaliere renderebbe ancora più difficile il perseguire l'introduzione di un criterio di pedaggio unico nel trasporto dell'elettricità in ambito continentale.

Qualora il Parlamento ritenga di orientarsi verso limiti più severi di quelli contenuti nella Raccomandazione europea, l'Autorità richiama l'esigenza di verificare tali limiti non solo alla luce delle conclusioni raggiunte dalla ricerca sanitaria condotta da qualificati organismi interni e internazionali, ma anche di valutare in via preventiva la congruità dei costi di risanamento, in coerenza con quanto indicato nella recentissima Comunicazione della Commissione Europea sul 'principio precauzionale' (COM 1/00).

Affinché il risanamento degli elettrodotti possa fornire un'occasione per gli attesi benefici ambientali, è dunque necessario che si assicurino congruità ed indipendenza nella valutazione dei costi degli interventi e gradualità nella realizzazione dei piani di investimento.

Nella Figura 3.26 è riportato un grafico comparativo del costo dell'energia elettrica per le utenze industriali e domestiche nei paesi europei. Tra le Nazioni prese in esame, l'Italia ha i costi più alti, dopo la Svizzera, per l'energia elettrica ad uso industriale e segue la Danimarca per quelli relativi all'energia elettrica ad uso domestico.

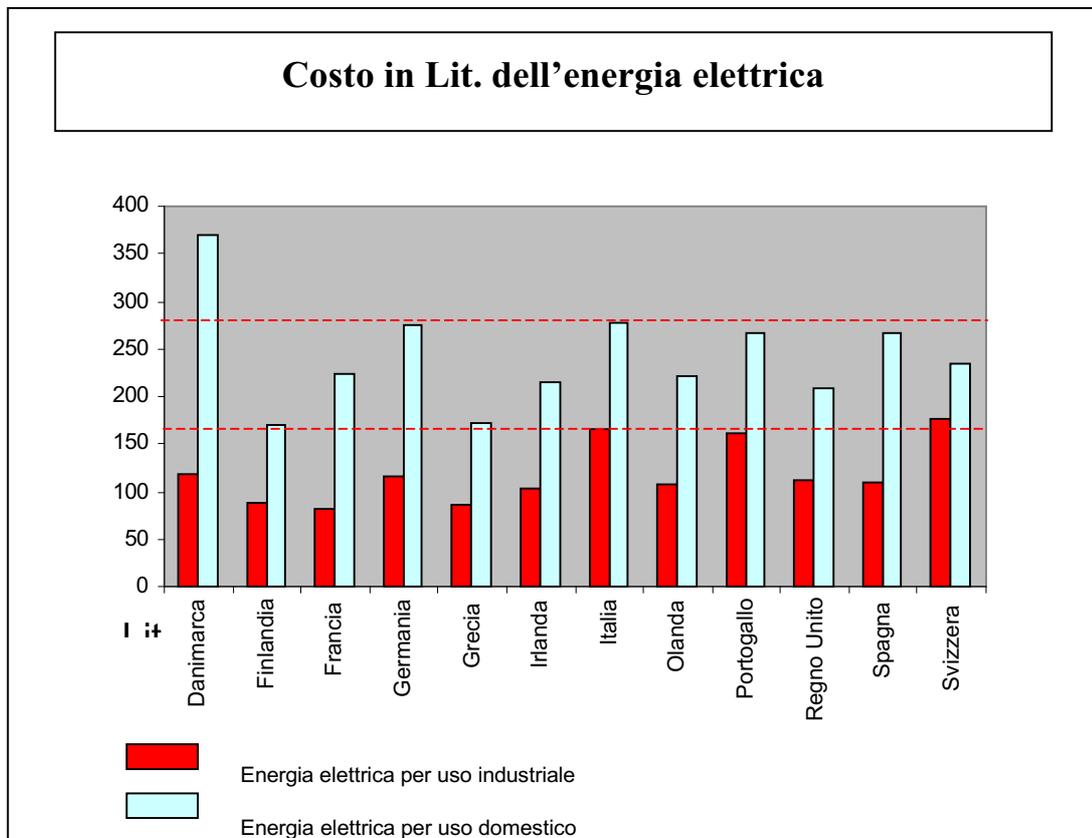


Figura 3.26: grafico comparativo del costo dell'energia elettrica.

Appendice: Linee di trasmissione.

I cavi utilizzati per il trasporto dell'energia elettrica, per portare il segnale da irradiare all'antenna, di alimentazione delle apparecchiature sia domestiche sia industriali sono *linee di trasmissione*; lo scopo della prima parte dell'appendice è formulare la teoria sulle linee di trasmissione.

Per definizione *una linea di trasmissione* è un sistema formato da due o più conduttori paralleli ravvicinati. In seguito sarà trattato specificamente il caso in cui i conduttori sono solo due, ma, comunque, sono di grande interesse pratico

anche quelle situazioni in cui i conduttori sono ad esempio tre: in questi casi, infatti, è importante studiare gli effetti della *diafonia*.

Alcuni esempi tipici di linee di trasmissione formate da due conduttori sono illustrati nella Figura A.1:

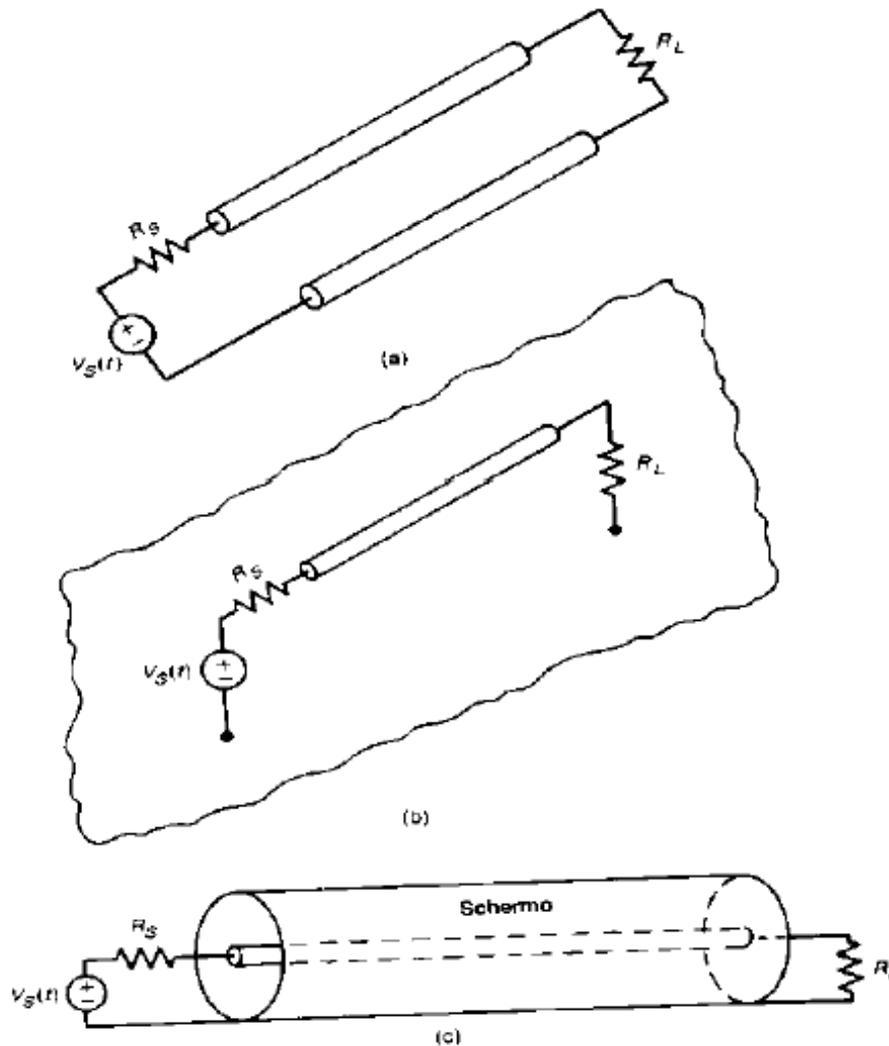


Figura A.1: esempi di linee di trasmissione.

Nella figura (a) è rappresentata una semplice *linea di trasmissione a due fili paralleli*, in cui i due conduttori sono cilindrici con sezione circolare. L'alimentazione della linea è costituita da una *sorgente* rappresentata tramite il

suo equivalente di Thevenin: essa è perciò modellata tramite una tensione di circuito aperto $V_S(t)$ in serie ad una resistenza R_S . Questa alimentazione è connessa, mediante i conduttori della linea, ad un carico di resistenza R_L .

Un altro esempio di linea di trasmissione a due fili è quello della figura (b), in cui è presente un solo conduttore cilindrico, mentre l'altro è stato sostituito da un piano di massa (ovviamente metallico) di dimensioni idealmente infinite. Tale *piano di massa* svolge perciò la funzione di *conduttore di ritorno* per il segnale, il quale, partendo dalla sorgente, raggiunge il carico tramite il conduttore cilindrico, *conduttore di andata*.

Altro caso è quello della figura (c), in cui è riportato il classico *cavo coassiale*, ad esempio utilizzato per la connessione del televisore alla presa TV domestica. In questo caso, uno schermo cilindrico a sezione circolare, *calza*, racchiude un conduttore, detto *cuore*, che è localizzato lungo l'asse dello schermo: il cuore funge da conduttore di andata per il segnale, mentre la calza funge da conduttore di ritorno.

Ci sono, d'altra parte, altre possibili realizzazioni di linee di trasmissione a due conduttori. Di particolare importanza sono quelle che appartengono alla categoria dei circuiti stampati (PCB, Printed Circuit Board). Nella Figura A.2 sono riportati tre possibili tipologie:

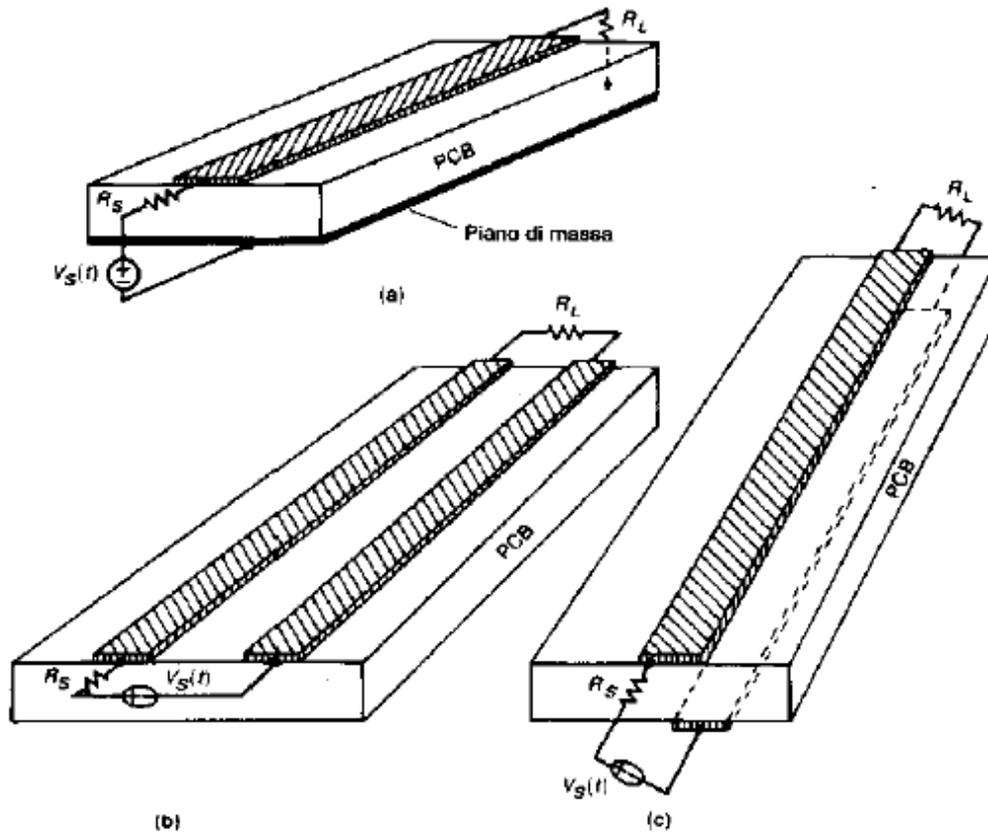


Figura A.2: esempi di linee di trasmissione con circuiti stampati.

Nella figura (a) si nota un conduttore con sezione trasversale di forma rettangolare, pista, posto sulla superficie superiore di un substrato dielettrico, ad esempio la vetroresina, e poi un piano di massa situato sulla superficie inferiore dello stesso substrato. La *pista* rappresenta il conduttore di andata, mentre il piano di massa è quello per il ritorno del segnale. Questo tipo di linea è comunemente utilizzata per il progetto di circuiti a microonde e viene denominata *linea di trasmissione in microstriscia*.

La figura (b) mostra una linea di trasmissione realizzata direttamente tramite due piste, una di andata ed una di ritorno, depositate sulla stessa faccia del substrato dielettrico.

Nel caso di figura (c), infine, in cui si usano ancora due piste, ma disposte sulle facce opposte del substrato.

E' importante sottolineare la differenza tra le configurazioni della Figura A.1 e quelle della Figura A.2:

- nella Figura A.1, relativa ai circuiti stampati, i conduttori si trovano immersi in un mezzo che non è omogeneo rispetto alla permittività, infatti, i campi che si sviluppano tra i due conduttori sono localizzati in parte nell'aria, dove risulta $\varepsilon = \varepsilon_0$, ed in parte nel substrato dielettrico, dove $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \neq \varepsilon_0$;
- al contrario, le configurazioni in Figura A.2 rappresentano linee a due conduttori in mezzi omogenei; in particolare, il mezzo è generalmente l'aria. In effetti, però, se i conduttori fossero ricoperti, come avviene nei casi reali, da uno strato di isolante, darebbero anch'essi origine a linee in mezzi non omogenei: infatti, in questo caso i campi si localizzerebbero in parte nell'isolante ed in parte nell'aria ad esso circostante.
- Per semplicità, si farà sempre riferimento alla presenza di un mezzo omogeneo costituito dall'aria, il che significa che $\varepsilon = \varepsilon_0$, quindi $\varepsilon_r = 1$, e $\mu = \mu_0$, cioè $\mu_r = 1$.

Il problema generale dell'analisi delle linee di trasmissione a due conduttori consiste nel determinare, in tutti i punti della linea, le correnti nei conduttori e le tensioni tra i due conduttori. In particolare, ciò che ha più importanza è la valutazione di tali correnti e tensioni in corrispondenza della sorgente ed in corrispondenza del carico, ossia agli estremi della linea propriamente detta.

- **Equazioni delle linee di trasmissione.**

Come si vedrà nel dettaglio, le equazioni che regolano le tensioni e le correnti all'interno di una linea di trasmissione sono equazioni differenziali, alle derivate parziali, dette *equazioni della linea di trasmissione*. Queste equazioni costituiscono il *modello* per la generica linea di trasmissione. Un primo aspetto da considerare riguarda le caratteristiche dei campi elettrici e magnetici che circondano i conduttori di una linea di trasmissione. La struttura fondamentale di tali campi è quella di un *campo elettromagnetico trasversale (TEM)*: questo significa che i vettori \vec{E} , intensità di campo elettrico, ed \vec{H} , intensità di campo magnetico, non presentano mai componenti parallele alla linea di trasmissione. Quindi, considerando le onde elettromagnetiche che si propagano in una linea e supponendo un modo TEM di propagazione, vuol dire che i vettori di campo sono trasversali rispetto alla direzione di propagazione. Nel seguito si considereranno solo *linee di trasmissione uniformi*: una linea di trasmissione è *uniforme* quando la geometria della sezione trasversale, intesa cioè come la sezione trasversale sia dei conduttori sia del dielettrico, rimane invariata in ogni punto della linea stessa. Per poter ricavare le equazioni della linea di trasmissione, si suppone di orientare i due conduttori della linea lungo l'asse z di un sistema di coordinate cartesiane. Tanto per fissare le idee, si può pensare ad una linea del tipo riportato nella Figura A.3, anche se i risultati che si otterranno saranno del tutto generali, validi per qualsiasi caso:

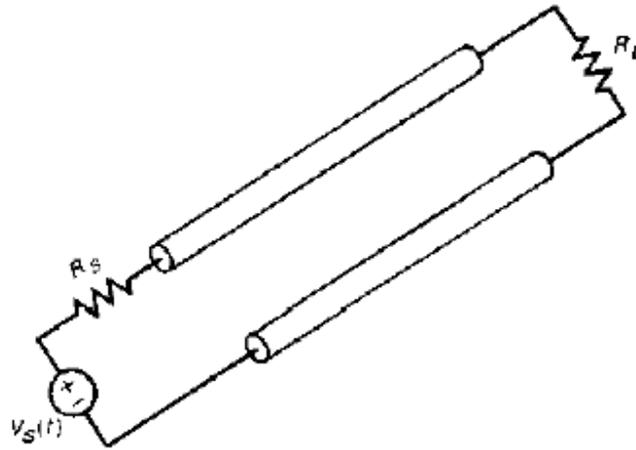


Figura A.3: generico modello di linea di trasmissione.

L'asse z è parallelo ai due conduttori, per cui gli assi x ed y definiscono un piano ortogonale, trasversale, ai conduttori stessi. Si supponga di applicare alla linea una corrente ed una tensione costanti nel tempo. La tensione presente tra i due conduttori determinerà la comparsa di cariche sulla superficie dei fili, le quali quindi genereranno un campo elettrico $\vec{E}_T(z, t)$ diretto da un conduttore all'altro. Inoltre, la corrente che circola in un conduttore e torna indietro tramite l'altro crea un campo magnetico $\vec{H}_T(z, t)$ che circonda ciascun filo.

Per il momento si ipotizza che la linea sia infinitamente estesa: questo garantisce che non nascano perturbazioni sui campi dovute agli estremi della linea stessa, per cui i campi elettrico e magnetico (nell'ipotesi di modo TEM) giacciono nel piano $[x, y]$ e sono trasversali rispetto all'asse della linea, il che giustifica il pedice "T" usato per indicare tali campi.

Si osservi che questo discorso risulta sempre meno valido all'aumentare della frequenza della tensione e della corrente: infatti i campi manterranno la struttura trasversale fino ad una frequenza limite, *frequenza di taglio inferiore*, al di sopra della quale modi di ordine superiore, analoghi a quelli delle guide d'onda, cominciano a propagarsi insieme al modo TEM. Per le linee di dimensioni

ordinarie, questi modi di ordine superiore diventano significativi solo per frequenze particolarmente alte (dell'ordine dei GHz), per cui saranno trascurate in questo contesto, continuando a ritenere che l'unico modo presente sia il modo TEM.

- **Definizione di tensione e corrente**

Stabilito il tipo di modi che si propagano nella linea, è possibile definire, in modo univoco, la tensione e la corrente per la linea:

- la *tensione* tra i conduttori è regolata dalla seguente legge:

$$V(z, t) = - \int_{C_V} \vec{E}_T \cdot d\vec{\ell},$$

dove C_V è un qualsiasi percorso che colleghi i due fili della linea e che appartenga al piano trasversale $[x, y]$;

- la *corrente* che attraversa il generico conduttore è regolata dalla legge che segue:

$$I(z, t) = \oint_{C_t} \vec{H}_T \cdot d\vec{\ell},$$

dove C_t è un qualsiasi percorso che circonda il conduttore e che appartiene al piano trasversale $[x, y]$.

Si osservi che l'arbitrarietà nella scelta di C_V e C_t rende univoche le due definizioni fornite. Un'altra osservazione è relativa alla corrente: per ogni sezione della linea, le correnti lungo i due fili hanno ugual modulo ma verso opposto; questa proprietà è quella che definisce la *corrente di modo differenziale*; in effetti, può esistere anche un'altra corrente lungo i due fili, che ha modulo e verso uguali su entrambi: è la *corrente di modo comune*. Le equazioni delle linee di trasmissione mettono in evidenza solo la corrente di modo differenziale, per cui si concentrerà la trattazione solo su di essa. Si noti, inoltre, che sia la tensione sia la corrente sono funzioni sia della posizione z lungo la linea sia del tempo t . Questo significa che, fissato un istante di osservazione, è possibile osservare un andamento di V ed I lungo la linea (cioè al variare di z), così come, fissata una sezione z della linea, si può osservare in sua corrispondenza un andamento temporale di V ed I .

- **Equazioni delle linee di trasmissione**

Le premesse dei precedenti paragrafi consentono di andare a determinare la distribuzione di corrente, la differenza di potenziale e la potenza trasferita in una linea di trasmissione.

Esistono diversi metodi per affrontare questo problema, essi possono essere raggruppati sostanzialmente in due gruppi: metodi basati sulla “teoria delle reti elettriche” e metodi che derivano dalla “teoria dell'elettromagnetismo”. Nel seguito verrà applicato un metodo basato sulla teoria delle reti elettriche. Si consideri, dunque, una generica linea di trasmissione utilizzata per il trasporto dell'energia elettrica da un generatore verso un carico. Dato che non si intende svolgere una analisi di tipo elettromagnetico, la natura della linea può essere

qualunque, nel senso che potrà trattarsi di un cavo coassiale, di una fibra ottica, di una linea bifilare e così via. Per semplicità di schematizzazione, sarà considerato un *conduttore di andata* parallelo ad un *piano di massa* avente la funzione di *conduttore di ritorno*, Figura A.4:

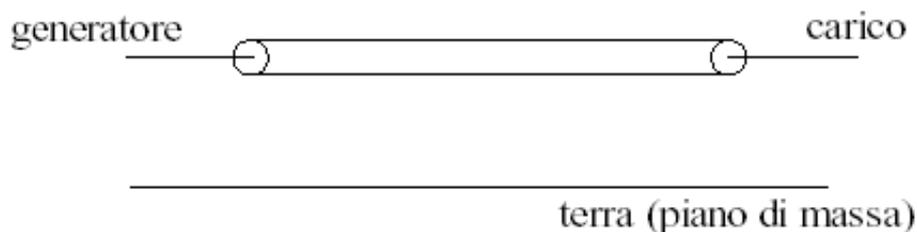


Figura A.4: generica linea di trasmissione.

Questa linea avrà una lunghezza pari alla distanza tra il generatore ed il carico alimentato. Il generatore fornisce una tensione ad un capo della linea la quale si propaga lungo la linea fino a giungere al carico. Si vuole stabilire in che modo si propaga tale tensione e, ovviamente, in che modo si propaga la corrente elettrica che da essa deriva.

Dato che la propagazione avviene intuitivamente dal generatore verso il carico, si stabilisce, per il momento, come direzione di riferimento quella parallela alla linea e orientata in direzione del carico:

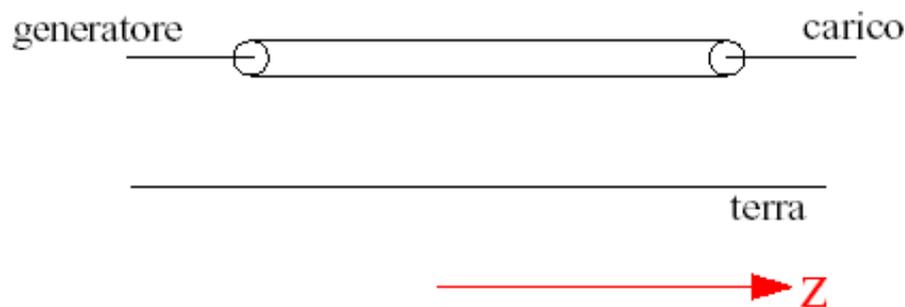


Figura A.5: modello delle linea di trasmissione con la direzione di riferimento.

Dopo aver definito, in modo univoco, la tensione e la corrente, è possibile considerare un tratto infinitesimo della linea, supposto di lunghezza dz , e si può associare ad esso un modello *circuitale a parametri concentrati*. Per costruire questo modello bisogna fare alcune considerazioni; la linea di trasmissione, essendo costituita da materiali conduttori è caratterizzata da una resistenza per unità di lunghezza e da un induttanza per unità di lunghezza:

- la resistenza rappresenta la corrente di conduzione che fluisce tra i due conduttori;
- l'induttanza tiene conto del campo magnetico che, generato dalla corrente di conduzione, attraversa la regione compresa tra i due conduttori stessi. Questa induttanza, quindi, rappresenta la spira formata dall'insieme dei due conduttori.

Indicando con r la “resistenza per unità di lunghezza” e con ℓ “l'induttanza per unità di lunghezza”, allora il tratto di linea dz sarà caratterizzato da una resistenza $R = r dz$ e da una induttanza $L = \ell dz$. Lo schema del circuito equivalente è rappresentato in Figura A.5:

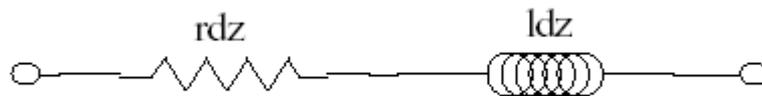


Figura A.6: circuito equivalente per un tratto infinitesimo di linea di trasmissione.

La resistenza e l'induttanza sono due parametri che tengono conto degli “effetti longitudinali” nella linea; sono presenti, però, anche gli “effetti trasversali”, dovuti al campo elettrico che circonda i due conduttori posti in parallelo a sviluppare degli effetti capacitivi: indicata, allora, con c la “capacità per unità di lunghezza” della linea, essa rappresenta la corrente di spostamento che fluisce tra i conduttori, la quale è presente per qualsiasi mezzo interposto tra essi, sia con perdite sia senza perdite. Dato che si è supposta la linea uniforme, la capacità per unità di lunghezza è la stessa per ogni punto della linea. Al contrario, se la linea non fosse uniforme (per effetto della sezione trasversale variabile), la capacità risulterebbe funzione della posizione lungo la linea, per cui sarebbe $c = c(z)$. In definitiva, in base alle ipotesi, il tratto dz sarà caratterizzato anche da una capacità $C = cdz$, per cui lo schema equivalente è rappresentato in Figura A.7 seguente:

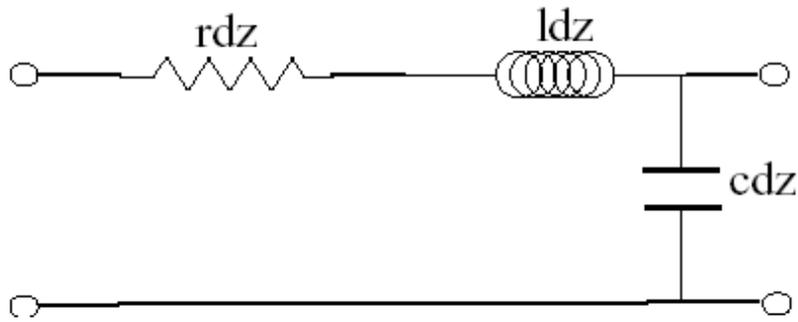


Figura A.7: schema equivalente con la capacità per unità di lunghezza.

La capacità inserita è valida solo nel caso in cui il dielettrico compreso tra la linea e la terra presenti conducibilità nulla; in pratica ci sono fenomeni che rendono la conducibilità non nulla, per cui il dielettrico presenta delle perdite; per tenerne conto, basta inserire in parallelo alla capacità una resistenza $R = rdz$, per distinguere questa resistenza dalla precedente sono applicati i pedici “1” e “2” come mostrato in Figura A.8:

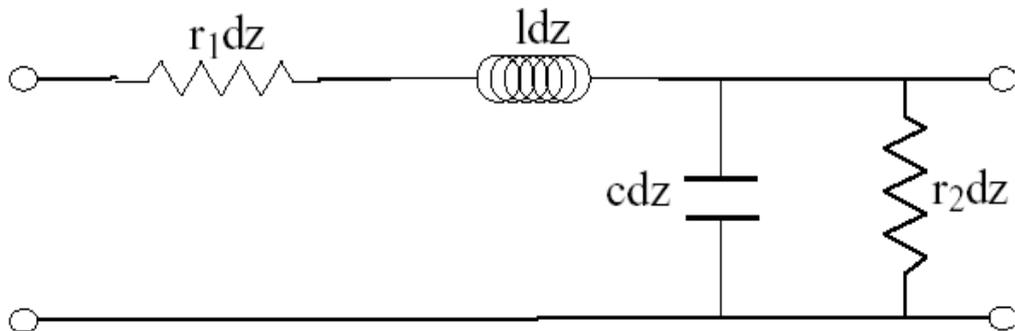


Figura A.8: modello circuitale equivalente del tratto dz di linea considerato.

Questo, dunque, è il modello circuitale equivalente attraverso il quale è possibile descrivere la propagazione dell’onda di tensione e dell’onda di corrente attraverso l’elemento infinitesimo dz della linea di trasmissione

considerata. In generale la linea di trasmissione sarà costituita da una cascata di circuiti di questo tipo e terminata ad un estremo dalla sorgente, costituita da un generatore di tensione in serie ad una resistenza, ed all'altro dal carico, resistenza. Si nota che non è stata posta nessuna ipotesi sul tipo di segnale che va ad eccitare la linea di trasmissione, per cui non è possibile trarre nessuna conclusione circa il regime di corrente e di tensione che si instaura lungo la linea. Risulterà, inoltre, di notevole interesse il caso in cui l'eccitazione è di tipo sinusoidale isofrequenziale: in questo caso, infatti, una volta raggiunta una condizione di regime, esauriti, cioè, tutti i possibili fenomeni transitori, le correnti e le tensioni sono a loro volta di tipo sinusoidale. In questa condizione di funzionamento, i quattro elementi circuitali introdotti possono essere sostituiti con le rispettive impedenze, il che consente di semplificare tutto il circuito e di ricavare il modello elettrico definitivo, così come mostrato in Figura A.9:

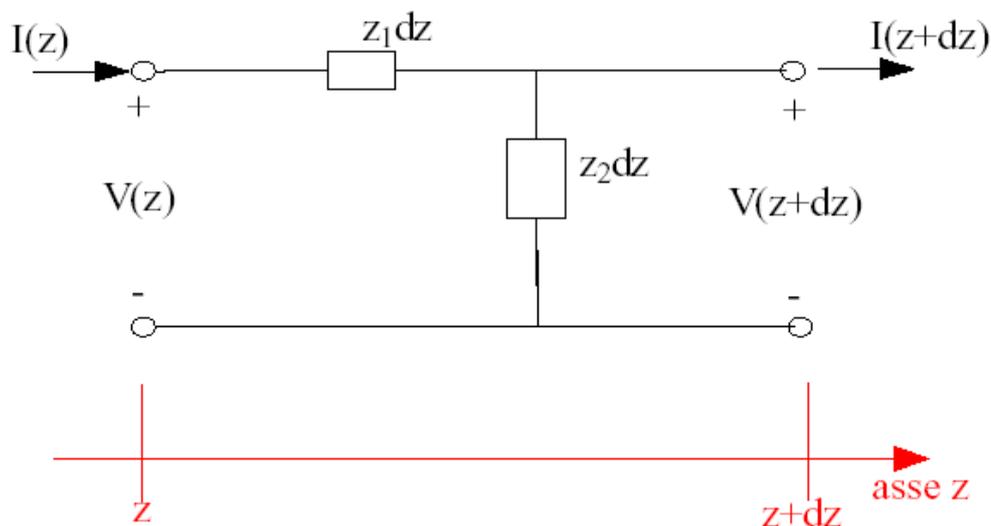


Figura A.9: modello elettrico dell'elemento dz appartenente alla linea di trasmissione.

Nel quale si è posto

$$z_1 = (r_1 + j\omega\ell),$$

$$z_2 = \frac{1}{y_2} = \frac{1}{(r_2 + j\omega c)}.$$

Tornando al caso di un regime generico, si nota che il modello circuitale cui si è pervenuti è il classico doppio bipolo o “elemento biporta”. $V(z, t)$ ed $I(z, t)$ siano, allora, la tensione e la corrente alla porta di ingresso, cioè in corrispondenza della generica sezione z , e $V(z+dz, t)$ e $I(z+dz, t)$ siano la tensione e la corrente alla porta di uscita, cioè in corrispondenza della sezione $z + dz$. Entrambe queste coppie di tensione e corrente sono funzioni anche del tempo. Lo scopo è trovare le equazioni che legano le tensioni e le correnti in corrispondenza delle sezioni z e $z + dz$. Applicando banalmente le leggi di Kirchoff, si ricava quanto segue

$$V(z + dz, t) - V(z, t) = -r_1 \cdot dz \cdot I(z, t) - \ell \cdot dz \cdot \frac{\partial}{\partial t} I(z, t),$$

$$I(z + dz, t) - I(z, t) = -g_2 \cdot dz \cdot V(z + dz, t) - c \cdot dz \cdot \frac{\partial}{\partial t} V(z + dz, t).$$

La prima equazione rappresenta la differenza tra la tensione in uscita e quella in ingresso, la seconda equazione rappresenta la differenza tra la corrente in uscita e quella in ingresso. Affinché questo modello circuitale a parametri concentrati sia valido, occorre che la lunghezza dz sia elettricamente corta rispetto alla lunghezza d’onda. Implicitamente si sta supponendo che l’eccitazione della

linea sia di tipo periodico, ossia ottenuta come una sovrapposizione di sinusoidi a varie frequenze. Di conseguenza per stabilire la lunghezza elettrica della linea bisogna far riferimento alla lunghezza d'onda minore, ossia a quella associata alla frequenza di utilizzo più alta, infatti se la linea risulta elettricamente più corta rispetto alla lunghezza d'onda più piccola, lo sarà di certo anche rispetto alle lunghezze d'onda maggiori, associate alle frequenze più basse. Di conseguenza bisogna supporre che sia $dz \rightarrow 0$.

Prima di fare questa ipotesi, nelle ultime due equazioni dividiamo primo e secondo membro per dz , risulta

$$\frac{V(z + dz, t) - V(z, t)}{dz} = -r_1 \cdot I(z, t) - \ell \cdot \frac{\partial}{\partial t} I(z, t),$$

$$\frac{I(z + dz, t) - I(z, t)}{dz} = -g_2 \cdot V(z + dz, t) - c \cdot \frac{\partial}{\partial t} V(z + dz, t).$$

Calcolando il limite per $dz \rightarrow 0$ per entrambi i membri di entrambe le equazioni, al primo membro di ogni equazione si ottengono due derivate, limiti dei rispettivi rapporti incrementali, mentre al secondo membro le tensioni e le correnti alla sezione z tendono a coincidere con quelle alla sezione $z + dz$, cioè

$$\frac{\partial}{\partial z} V(z, t) = -r_1 \cdot I(z, t) - \ell \cdot \frac{\partial}{\partial t} I(z, t),$$

$$\frac{\partial}{\partial z} I(z, t) = -g_2 \cdot V(z, t) - c \cdot \frac{\partial}{\partial t} V(z, t).$$

Questo sistema accoppiato di equazioni differenziali alle derivate parziali del primo ordine rappresenta le *equazioni delle linee di trasmissione*.

Si osserva che le equazioni appena ricavate sono del tutto generali, tuttavia, spesso è utile far riferimento al caso particolare relativo alle linee di trasmissione senza perdite: sono tali quelle linee in cui non ci sono perdite di potenza né all'interno dei conduttori, quindi $r_1 = 0$, né all'interno del dielettrico di separazione, quindi $g_2 = 0$ l'ipotesi di *linee di trasmissione senza perdite* è utile in quanto permette di ottenere ragionevoli approssimazioni dei risultati esatti e, allo stesso tempo, semplifica molto i calcoli.

Le equazioni delle linee di trasmissione ricavate sono relative a linee di tipo qualunque, cioè la struttura delle equazioni rimane invariata qualsiasi sia la natura della linea a due conduttori, l'influenza del tipo di linea subentra nei valori dei parametri per unità di lunghezza: r_1 , c , ℓ e g_2 . Tutte le informazioni associate alla geometria della sezione trasversale, al tipo di dielettrico ed al tipo di conduttori, informazioni che cioè sono proprie di una particolare linea, sono contenute soltanto nei parametri per unità di lunghezza.

- **Soluzione nel dominio del tempo.**

Ricavate le equazioni delle linee di trasmissione, il passo successivo è la loro risoluzione, in modo da trovare come variano, rispetto al tempo ed alla posizione, le forme d'onda della tensione $V(z,t)$ tra i due conduttori e della corrente $I(z,t)$ nei due conduttori. E' possibile andare a ricavare due diverse soluzioni:

- la *soluzione nel dominio del tempo* è la più completa, in quanto viene ricavata senza formulare ipotesi circa l'andamento temporale dei segnali di eccitazione;

- la *soluzione in regime sinusoidale*, invece, presuppone una eccitazione di tipo sinusoidale e si riferisce inoltre ad una condizione di regime sulla linea, ossia ad una condizione in cui si assumono esauriti tutti i possibili fenomeni transitori.

Più avanti la soluzione in regime sinusoidale sarà trattata diffusamente, mentre in seguito sarà illustrata la soluzione nel dominio del tempo. Talvolta si parla, erroneamente, di soluzione transitorio nel dominio del tempo, in quanto la soluzione nel dominio del tempo è di tipo globale: e comprende sia il transitorio sia il regime.

Per semplicità sarà considerato il caso di una linea priva di perdite, mentre in seguito, quando si prenderà in esame la soluzione in regime sinusoidale, si considererà anche il caso generale di linee con perdite.

Dire che la linea è senza perdite equivale a dire che $r_1 = 0$ e $g_2 = 0$, per cui le equazioni da risolvere sono le seguenti

$$\begin{cases} \frac{\partial}{\partial z} V(z, t) = -\ell \cdot \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) \\ \frac{\partial}{\partial z} I(z, t) = -c \cdot \frac{\partial}{\partial t} V(z, t) \end{cases},$$

derivando la prima equazione rispetto a z e la seconda rispetto a t si ha

$$\begin{cases} \frac{\partial^2}{\partial z^2} V(z, t) = -\ell \cdot \frac{\partial}{\partial z \partial t} I(z, t) \\ \frac{\partial}{\partial t \partial z} I(z, t) = -c \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} V(z, t) \end{cases}.$$

Sostituendo la seconda equazione nella prima, si ottiene una equazione differenziale del secondo ordine nella sola incognita $V(z,t)$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} V(z,t) = -\ell \cdot \left(-c \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} V(z,t) \right).$$

Procedendo analogamente si ottiene un'equazione nell'incognita $I(z,t)$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} I(z,t) = -c \cdot \left(-\ell \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} I(z,t) \right)$$

In definitiva si è ricavato un sistema di due equazioni differenziali alle derivate parziali del secondo ordine disaccoppiate

$$\begin{cases} \frac{\partial^2}{\partial z^2} V(z,t) = c \cdot \ell \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} V(z,t) \\ \frac{\partial^2}{\partial z^2} I(z,t) = c \cdot \ell \cdot \frac{\partial^2}{\partial t^2} V(z,t) \end{cases}.$$

Queste equazioni, formalmente identiche, ammettono soluzioni nella forma

$$\begin{cases} V(z,t) = V^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + V^- \left(t + \frac{z}{v} \right) \\ I(z,t) = I^+ \left(t - \frac{z}{v} \right) + I^- \left(t + \frac{z}{v} \right) \end{cases}.$$

In queste espressioni si è indicato con z_c l'impedenza caratteristica della linea e con v la velocità di propagazione delle onde lungo la linea stessa: le rispettive espressioni sono:

$$v = \frac{1}{\sqrt{lc}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}};$$

$$z_c = \sqrt{\frac{l}{c}} = v l = \frac{1}{vc},$$

dove ε e μ sono i parametri caratteristici del mezzo, supposto omogeneo, in cui sono immersi i conduttori.

Circa le soluzioni trovate per $V(z,t)$ e $I(z,t)$ si osserva che data la perfetta analogia tra queste soluzioni, si può ragionare su una sola di esse, considerando, ad esempio, l'equazione della tensione. Risulta che $V(z,t)$ è la somma di due funzioni, una di argomento $v - \frac{z}{v}$ e l'altra di argomento $v + \frac{z}{v}$. L'espressione esplicita di tali funzioni dipende strettamente dal tipo di eccitazione e sarà perciò esaminata quando sarà trattato il caso particolare di eccitazione sinusoidale. In generale, però, le due funzioni mostrano già le rispettive caratteristiche:

- la funzione $V^+\left(t - \frac{z}{v}\right)$ rappresenta un'onda che si muove nella direzione positiva delle z , quindi dalla sorgente verso il carico per come è stato fissato riferimento, e prende il nome di *onda progressiva*, (valgono le stesse considerazioni per l'onda di corrente);

- dualmente, la funzione $V^-\left(t + \frac{z}{v}\right)$ rappresenta un'onda che si muove nella direzione negativa delle z , quindi dal carico verso la sorgente, e prende il nome di *onda regressiva* di tensione e/o di corrente.

La soluzione complessiva, che cioè fornisce l'andamento effettivo della tensione lungo la linea al variare del tempo, è, dunque, la somma delle onde progressive e delle onde regressive. La corrente associata a ciascuna onda è poi legata alla tensione di quell'onda per mezzo della impedenza caratteristica prima introdotta

$$I^+\left(t - \frac{z}{v}\right) = \frac{1}{z_c} V^+\left(t - \frac{z}{v}\right);$$

$$I^-\left(t + \frac{z}{v}\right) = \frac{1}{z_c} V^-\left(t + \frac{z}{v}\right).$$

Queste relazioni consentono di riscrivere la soluzione trovata nella forma

$$\begin{cases} V(z, t) = V^+\left(t - \frac{z}{v}\right) + V^-\left(t + \frac{z}{v}\right) \\ I(z, t) = \frac{1}{z_c} I^+\left(t - \frac{z}{v}\right) - \frac{1}{z_c} I^-\left(t + \frac{z}{v}\right) \end{cases}$$

• Fenomeno della riflessione

Lo scopo è cercare di capire nel dettaglio il meccanismo secondo cui si generano onde progressive e onde regressive lungo la linea di trasmissione.

Data una linea di lunghezza totale L , in corrispondenza del carico, $z = L$, la tensione e la corrente, ad un arbitrario istante t , valgono

$$\begin{cases} V_L(t) = V(L, t) = V^+\left(t - \frac{L}{v}\right) + V^-\left(t + \frac{L}{v}\right) \\ I_L(t) = I(L, t) = I^+\left(t - \frac{L}{v}\right) + I^-\left(t + \frac{L}{v}\right) \end{cases},$$

Si definisce *coefficiente di riflessione del carico* il rapporto tra l'onda regressiva di tensione e l'onda progressiva di tensione

$$\Gamma_L = \frac{V^-\left(t + \frac{L}{v}\right)}{V^+\left(t - \frac{L}{v}\right)}.$$

Questa relazione, scritta diversamente, afferma sostanzialmente che, a causa della presenza dell'onda progressiva di tensione, il carico genera un'onda regressiva di tensione la cui ampiezza è Γ_L volte quella dell'onda progressiva

$$V^-\left(t + \frac{L}{v}\right) = \Gamma_L \cdot V^+\left(t - \frac{L}{v}\right).$$

Considerando, inoltre, il legame esistente tra l'onda progressiva e regressiva di tensione e l'onda progressiva e regressiva di corrente, è immediato accorgersi che

$$I^-\left(t + \frac{L}{v}\right) = -\Gamma_L \cdot I^+\left(t - \frac{L}{v}\right).$$

- Analogamente, è possibile affermare che a causa della presenza dell'onda progressiva di corrente, il carico genera un'onda regressiva di corrente la cui ampiezza è Γ_L volte quella dell'onda progressiva ma di segno contrario. E' facile trovare una espressione significativa del coefficiente di riflessione sul carico, infatti, bisogna tener conto che la tensione totale $V_L(t)$ sul carico è semplicemente quella dovuta alla corrente $I_L(t)$ che attraversa il carico stesso, per cui

$$V_L(t) = R_L I_L(t) = R_L \left[\frac{1}{z_c} V^+\left(t - \frac{L}{v}\right) - \frac{1}{z_c} V^-\left(t + \frac{L}{v}\right) \right].$$

Si è visto che, in generale, la tensione può essere scritta nella forma

$$V_L(t) = V(L,t) = V^+\left(t - \frac{L}{v}\right) + V^-\left(t + \frac{L}{v}\right),$$

per cui uguagliando i membri delle ultime due equazioni si ottiene

$$R_L \left[\frac{1}{z_c} V^+\left(t - \frac{L}{v}\right) - \frac{1}{z_c} V^-\left(t + \frac{L}{v}\right) \right] = V^+\left(t - \frac{L}{v}\right) + V^-\left(t + \frac{L}{v}\right),$$

dividendo ambo i membri per $V^+ \left(t - \frac{L}{v} \right)$ si ottiene un'equazione nell'incognita

Γ_L , che può essere così determinata:

$$R_L \left[\frac{1}{z_c} - \frac{1}{z_c} \Gamma_L \right] = 1 + \Gamma_L \rightarrow \frac{R_L}{z_c} - \frac{R_L}{z_c} \Gamma_L = 1 + \Gamma_L \rightarrow \Gamma_L = \frac{R_L - z_c}{R_L + z_c}.$$

Quindi il coefficiente di riflessione sul carico è univocamente determinato dal carico e dalla impedenza caratteristica della linea considerata. In pratica, il processo di riflessione può essere visto come quello di uno specchio che riproduce V^- come immagine di V^+ : tutti i punti della forma d'onda V^- sono i corrispondenti di quelli della forma d'onda V^+ , moltiplicati per il coefficiente di riflessione.

Per esplicitare quanto detto, si consideri una generica linea, Figura A.10, alimentata da un generatore $V_S(t)$ con resistenza serie R_S e chiusa su un carico R_L :

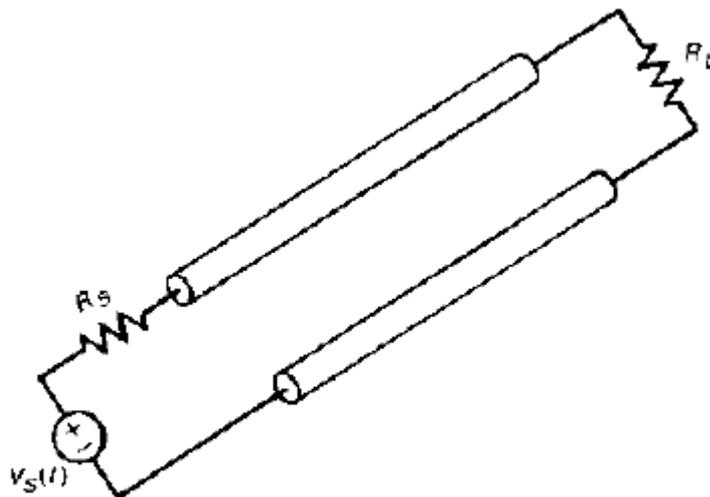


Figura A.10: linea di trasmissione.

All'istante $t=0$ si avvia l'eccitazione, si crea immediatamente un'onda progressiva che comincia a propagarsi lungo i conduttori, diretta verso il carico. Fin quando tale onda non raggiunge il carico, non c'è alcuna onda riflessa, proprio perché non si è ancora verificato alcun processo di riflessione. Se v è la velocità di propagazione dell'onda, essa impiega un tempo $T = L/v$ per raggiungere il carico; quindi, all'istante $t = T$, si genera l'onda riflessa, che è una frazione, pari a Γ_L , di quella incidente, la quale prende a propagarsi verso la sorgente; essa impiega un ulteriore tempo T per raggiungere la sorgente, posta in $z = 0$. Quindi, in corrispondenza della sorgente, non appare alcuna onda regressiva nell'intervallo di tempo $[0, 2T]$, per cui, in tale intervallo, la tensione e la corrente in $z = 0$ saranno determinate solo dalle onde progressive V^+ e I^+ , dunque si ottiene

$$0 \leq t \leq 2T : \begin{cases} V(0,t) = V^+ \left(t - \frac{0}{v} \right) \\ I(0,t) = I^+ \left(t - \frac{0}{v} \right) = \frac{1}{z_c} V^+ \left(t - \frac{0}{v} \right) \end{cases}$$

E' evidente che, in $z=0$ e per $0 \leq t \leq 2T$, il rapporto tra la tensione totale e la corrente totale risulta pari a z_c : l'impedenza di ingresso della linea nell'intervallo di tempo considerato. Il tutto è riassunto dal circuito seguente (Figura A.11), valido appunto per $0 \leq t \leq 2T$, nel quale la linea ed il carico sono sostituiti dall'impedenza di ingresso vista dalla sorgente

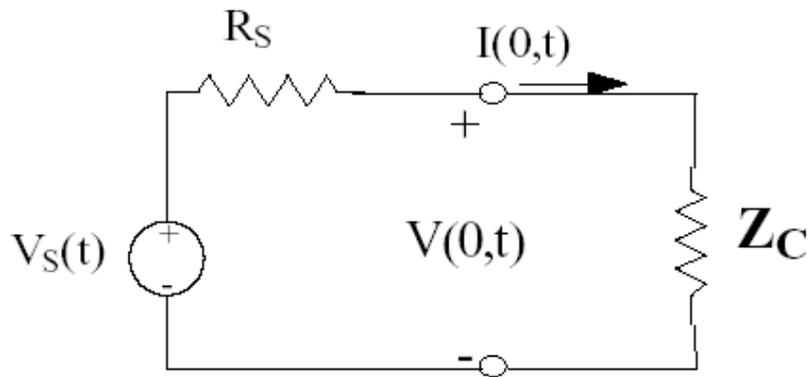


Figura A.11: circuito equivalente nell'intervallo $0 \leq t \leq 2T$.

Risolvendo questo circuito, si determina, banalmente, che la tensione e la corrente in corrispondenza di $z = 0$ valgono

$$V(0,t) = \frac{Z_C}{R_s + Z_C} V_s(t);$$

$$I(0,t) = \frac{1}{R_s + Z_C} V_s(t).$$

Queste relazioni mostrano che le onde generate nella fase iniziale, $0 \leq t \leq 2T$, hanno lo stesso andamento della sorgente di tensione. Una volta generata, l'onda viaggia, dunque, in direzione del carico e impiega un tempo T per raggiungerlo. Una volta raggiunto il carico, si genera un segnale riflesso, che impiega un ulteriore tempo T per raggiungere nuovamente la sorgente. Qui si verifica un'ulteriore riflessione, secondo un coefficiente di riflessione della sorgente così definito

$$\Gamma_s = \frac{V_{\text{incidente}}(0,t)}{V_{\text{riflessa}}(0,t)}.$$

In questo caso, l'onda incidente è quella che è stata riflessa dal carico, per cui si è propagata dal carico verso la sorgente, mentre l'onda riflessa è la frazione di quest'onda che viene riflessa dalla sorgente e che, quindi, si muove nuovamente verso il carico. Con un discorso perfettamente analogo visto per il coefficiente di riflessione sul carico, si può determinare espressione del coefficiente di riflessione della sorgente

$$\Gamma_s = \frac{R_s - z_c}{R_s + z_c}.$$

In sostanza, quindi, un'onda progressiva viene generata in corrispondenza della sorgente in modo del tutto analogo a quanto accade per la generazione di un'onda regressiva in corrispondenza del carico. Questo processo di *successive riflessioni* si itera attraverso nuove riflessioni, sia alla sorgente sia al carico. In ogni istante, la tensione totale è data, per ogni punto della linea, dalla somma di tutte le singole onde di tensione che transitano in quell'istante in quel punto della linea. Analogo discorso vale ovviamente per la corrente.

Esempio:

Si supponga che la generica linea venga alimentata, nell'istante $t = 0$, da una batteria di 30 V con resistenza serie nulla. La linea ha una lunghezza $L = 400$ m ed una impedenza caratteristica $z_c = 50$ W e la velocità di propagazione in essa è $v = 200$ m/msec. Tale linea è inoltre chiusa su un carico puramente resistivo di

valore $R_L = 100 \text{ W}$. Con questi valori, i coefficienti di riflessione alla sorgente ed al carico risultano essere i seguenti

$$\Gamma_L = \frac{R_L - z_c}{R_L + z_c} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3},$$

$$\Gamma_s = \frac{R_s - z_c}{R_s + z_c} = \frac{0 - 50}{0 + 50} = -1.$$

Da queste espressioni si osserva quanto segue: in corrispondenza del carico, la riflessione produce un'onda con ampiezza $1/3$ di quella incidente; in corrispondenza della sorgente, la riflessione produce un'onda di ampiezza uguale a quella dell'onda incidente ma con segno opposto. Tutto questo implica che il gradino di 30 V applicato all'istante $t=0$ comincia a propagarsi verso il carico, che raggiunge dopo un tempo $T = L/v = 2 \text{ msec}$. Quindi, nell'intervallo $[0, 2 \text{ msec}]$, la tensione lungo la linea risulta nulla prima dell'arrivo dell'impulso e pari a 30V dopo il passaggio di quest'ultimo.

All'istante $t = 2 \text{ msec}$, la tensione lungo tutta la linea è di 30V e si è inoltre generata un'onda riflessa in corrispondenza del carico. L'ampiezza di tale onda è $1/3$ di quella incidente, per cui vale 10 V . Questo nuovo impulso si propaga verso la sorgente, che raggiunge dopo altri 2msec , quindi, in $t = 4 \text{ msec}$, la tensione su tutta la linea è di $+ 40\text{V}$, somma dell'onda incidente ($+ 30\text{V}$) e di quella riflessa ($+ 10\text{V}$). Quando l'onda riflessa arriva alla sorgente, $t = 4 \text{ msec}$, c'è una ulteriore riflessione, per cui si genera una nuova onda progressiva, di ampiezza uguale a contraria a quella incidente, pari a -10V . All'istante $t = 6 \text{ msec}$, quest'onda arriva al carico, per cui la tensione lungo la linea la somma di tutte le tensioni è: $(+30 + 10 - 10)\text{V} = +30\text{V}$.

La riflessione dà origine ad una nuova onda regressiva, di ampiezza $10/3 = 3,33$ V, che viene nuovamente inviata verso la sorgente. In generale, questo meccanismo prosegue indefinitamente, ma si arriva ad un istante in cui la tensione sulla linea si assesta asintoticamente. In particolare, la tensione sul carico si assesta asintoticamente sul valore aspettato in condizioni di regime e cioè +30V. La corrispondente corrente, asintotica, si ottiene dividendo tale tensione per i 100W del carico, ma si potrebbe ovviamente giungere allo stesso risultato indagando sulle onde di corrente così come prima abbiamo indagato sulle onde di tensione.

- **Soluzione in regime sinusoidale permanente: equazione dei telegrafisti**

Ripetendo le considerazioni dei precedenti paragrafi, è possibile ricavare le equazioni delle linee di trasmissione, nell'ipotesi particolare che sulla linea si sia instaurato un *regime permanente di tipo sinusoidale*. A tal fine si pongono le seguenti ipotesi:

- la sorgente ha una forma sinusoidale, avente la seguente espressione

$$V_s(t) = V_s \cos(\omega t) = \operatorname{Re}\{V_s e^{j\omega t}\};$$

- la sorgente è connessa alla linea per un tempo sufficiente alla estinzione di tutti i fenomeni transitori, lasciando così che in ciascun punto della linea si stabilizzino tensioni e correnti con andamento sinusoidale. Ciò significa che queste tensioni e correnti saranno suscettibili di una rappresentazione

fasoriale cioè, quindi, che si può ragionare nel dominio dei fasori, da cui poi risalire al dominio del tempo

$$V(z, t) = \operatorname{Re}\{\bar{V}(z)e^{j\omega t}\},$$

$$I(z, t) = \operatorname{Re}\{\bar{I}(z)e^{j\omega t}\}.$$

Per semplicità di notazione, nelle prossime pagine si eviterà di indicare il trattino orizzontale per contrassegnare i fasori si conviene di distinguere i fasori dalle quantità nel dominio del tempo tramite l'uso delle lettere minuscole. Sarà, quindi, adottata la seguente simbologia

$$v(z, t) = \operatorname{Re}\{V(z, \omega)\} = \operatorname{Re}\{V(z)e^{j\omega t}\};$$

$$i(z, t) = \operatorname{Re}\{I(z, \omega)\} = \operatorname{Re}\{I(z)e^{j\omega t}\}.$$

Per un generico tratto di linea infinitesimo, dz , il circuito a parametri concentrati in regime sinusoidale permanente è il seguente

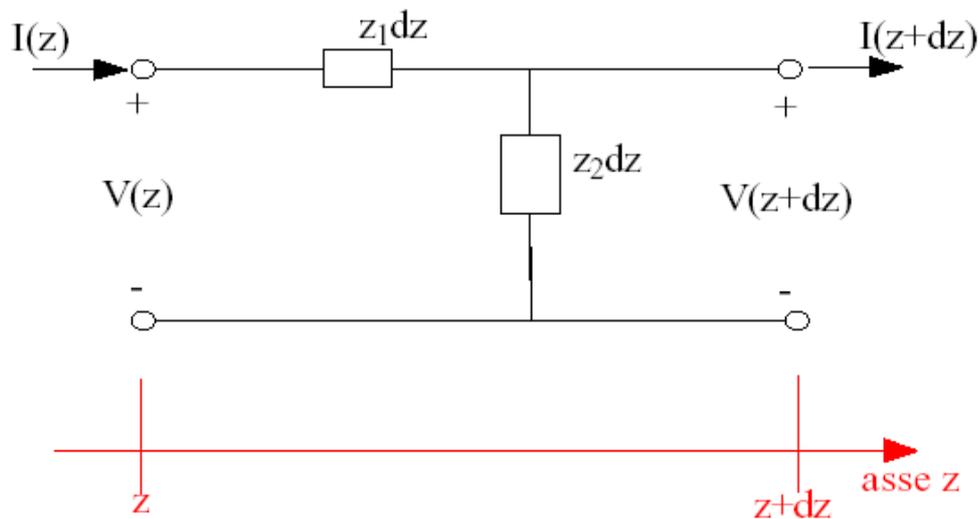


Figura A.12: circuito equivalente per un tratto generico infinitesima di linea.

$$\dot{z}_1 = (r_1 + j\omega l)$$

Dove si è posto
$$\dot{z}_2 = \frac{1}{\dot{y}_2} = \frac{1}{(r_2 + j\omega c)}$$

Procedendo così come nel caso di un regime generico, tenendo conto che ora non si è nel dominio del tempo, ma nel dominio dei fasori, per cui le quantità in gioco sono tutte fasoriali, cioè numeri complessi cui sono associate forme d'onda sinusoidali. Si ricordi che nel dominio dei fasori la derivata temporale di una quantità sinusoidale è pari al fasore corrispondente moltiplicato per il fattore $j\omega$, questa operazione è stata già eseguita quando è stato considerato il circuito equivalente in termini di impedenze z_1 e z_2 , in esse, infatti, le capacità e le induttanze risultano moltiplicate per $j\omega$.

Applicando la LKT in senso orario, si ha

$$V(z) = (z_1 dz)I(z) + V(z + dz) = I(z)(r_1 + j\omega l)dz + V(z + dz),$$

ponendo $V(z+dz) = V(z) + dV$, sostituendo si ottiene $V(z) = (z_1 dz) I(z) + V(z) + dV$, da cui si ricava

$$dV = -I z_1 dz.$$

Eseguendo lo stesso procedimento per la corrente si ha

$$I(z) = [V(z) + dV] \cdot y_2 \cdot dz + I(z + dz) = [V(z) + dV] \cdot (g_2 + j\omega c) \cdot dz + I(z + dz);$$

ponendo $I(z+dz) = I(z) + dI$ si ha

$$I(z) = y_2 [V(z) + dV] \cdot dz + I(z) + dI;$$

esplicitando rispetto a dI si ottiene

$$dI = -y_2 [V(z) + dV] dz = -y_2 V(z) dz - y_2 dV dz;$$

il termine $y_2 dV dz$ è un infinitesimo di ordine superiore rispetto al termine $y_2 V(z) dz$, per cui si può trascurare, in tal modo si ottiene

$$dI = -V(z) y_2 dz.$$

In conclusione, si sono ricavate le **equazioni dei telegrafisti**, si tratta di un sistema di equazioni differenziali lineari del 1°ordine a coefficienti costanti:

$$\begin{cases} dV = -I(z) z_1 dz \\ dI = -V(z) y_2 dz \end{cases} \quad \text{Equazioni dei telegrafisti.}$$

Il sistema ottenuto è valido per una linea di trasmissione qualunque, questo significa che, a prescindere da come sia fatta la linea, se si vuole analizzare la propagazione della tensione e della corrente in tale linea, si può sempre far riferimento a queste equazioni. La natura della linea subentra nei valori dei parametri z_1 e y_2 , caratteristici della linea stessa.

- **Risoluzione delle equazioni dei telegrafisti.**

Il sistema di equazioni differenziali relativo alle equazioni dei telegrafisti può essere risolto facilmente, ma è bene tenere presente che la sua soluzione risulta essere UNICA solo a patto di conoscere le condizioni al contorno, ossia i valori di tensione e di corrente in corrispondenza di una qualsiasi sezione della linea. Nel seguito sarà descritto il modo col quale risolvere le equazioni dei telegrafisti, poi si individueranno le condizioni al contorno così da determinare la soluzione unica per il problema che si deve risolvere.

Il sistema può essere scritto nella forma:

$$\begin{cases} \frac{dV(z)}{dz} = -I(z)z_1 \\ \frac{dI(z)}{dz} = -V(z)y_2 \end{cases}.$$

esso andrebbe risolto con il metodo degli autovalori, ma per la forma che presenta sarà risolto con lo stesso metodo fatto in precedenza, differenziando,

allora, rispetto a z la prima equazione si ottiene: $\frac{d^2V(z)}{dz^2} = -z_1 \frac{dI(z)}{dz}$, al posto di

dI/dz si sostituisce il secondo membro della seconda equazione e si porta tutto

al primo membro, si ottiene: $\frac{d^2V(z)}{dz^2} - z_1 y_2 V(z) = 0$, si tratta di un'equazione

differenziale del 2° ordine avente per incognita il fasore $V(z)$ associato alla tensione in corrispondenza della sezione z della linea. Ponendo $k^2 = z_1 y_2$, con k

costante di propagazione, l'equazione differenziale diventa:

$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - k^2 V(z) = 0$. La costante di propagazione, k , è pari alla radice del

prodotto di due numeri in generale complessi, per cui è anch'essa complessa, di conseguenza può essere espressa nella forma generica: $k = \beta - j\alpha$, con β *costante di attenuazione* e α *costante di fase*.

Risolvendo l'equazione differenziale col metodo dell'equazione caratteristica:

$s^2 - k^2 = 0$ si ricava che $s_{1/2} = \pm k$, per cui l'integrale generale dell'equazione differenziale, che fornisce l'andamento spaziale della tensione, è:

$V(z) = A_1 e^{kz} + A_2 e^{-kz}$; ottenuto l'andamento spaziale della tensione si può

facilmente ricavare quello della corrente a partire dalla seconda equazione differenziale ottenuta, difatti sostituendo in essa la soluzione trovata per la tensione si ottiene

$$I(z) = -\frac{\ell}{z_1} \frac{d}{dz} (A_1 e^{kz} + A_2 e^{-kz}) = -\frac{k}{z_1} A_1 e^{kz} + \frac{k}{z_1} A_2 e^{-kz}.$$

In conclusione, le leggi con cui si propagano spazialmente, lungo la linea, la tensione e la corrente sono le seguenti

$$\begin{cases} V(z) = A_1 e^{kz} + A_2 e^{-kz} \\ I(z) = -\frac{k}{z_1} A_1 e^{kz} + \frac{k}{z_1} A_2 e^{-kz}. \end{cases}$$

In queste equazioni si osserva che sia la tensione sia la corrente risultano essere somma di due onde: una che si propaga lungo la direzione positiva dell'asse z , cui si dà il nome di *onda diretta o progressiva*, e un'onda che si propaga lungo la direzione negativa dell'asse z , cui si dà il nome di *onda riflessa*. Per evidenziare ancora di più quanto detto si pone

$$V_r = A_1 \quad \leftarrow \text{ampiezza onda riflessa di tensione;}$$

$$V_i = A_2 \quad \leftarrow \text{ampiezza onda diretta di tensione;}$$

$$I_r = -\frac{k}{z_1} A_1 \quad \leftarrow \text{ampiezza onda riflessa di corrente;}$$

$$I_i = \frac{k}{z_1} A_2 \quad \leftarrow \text{ampiezza onda diretta di corrente.}$$

Per cui la soluzione dell'equazione dei telegrafisti, nel dominio dei fasori, si presenta nella forma seguente e definitiva

$$\begin{cases} V(z) = V_r e^{kz} + V_i e^{-kz} \\ I(z) = I_r e^{kz} + I_i e^{-kz} \end{cases} .$$

Le grandezze $V(z)$ ed $I(z)$ sono i fasori associati alle forme d'onda della tensione e della corrente lungo la linea. Per risalire, da tali fasori, alle corrispondenti grandezze sinusoidali nel dominio del tempo, bisogna applicare le formule di trasformazione, che consistono nel moltiplicare i fasori per $e^{j\omega t}$, dove ω è la pulsazione di lavoro, e nell'applicare successivamente l'operatore parte reale, cioè

$$\begin{cases} v(z, t) = \text{Re}[V(z, \omega)] = \text{Re}[V(z)e^{j\omega t}] = \text{Re}[(V_r e^{kz} + V_i e^{-kz})e^{j\omega t}] \\ i(z, t) = \text{Re}[I(z, \omega)] = \text{Re}[I(z)e^{j\omega t}] = \text{Re}[(I_r e^{kz} + I_i e^{-kz})e^{j\omega t}] \end{cases} .$$

Si osserva che ad una generica sezione z della linea, la tensione vale

$$V(z, \omega) = A_1 e^{kz} e^{j\omega t} + A_2 e^{-kz} e^{j\omega t} .$$

tenendo conto che $k = \beta - j\alpha$, sostituendo e raggruppando gli esponenziali, l'espressione della tensione diventa

$$V(z, \omega) = A_1 e^{\beta z} e^{j(-\alpha z + \omega t)} + A_2 e^{\beta z} e^{j(\alpha z + \omega t)} ,$$

in base a quanto ricavato, $V(z,\omega)$ è la somma di due onde, ciascuna caratterizzata da un termine reale $e^{\beta z}$, indipendente dal tempo ma dipendente dalla posizione z , e da un termine complesso $e^{j(-\alpha z + \omega t)}$, dipendente sia dal tempo sia dalla posizione. Questo termine prende il nome di *fattore di fase*, in quanto definisce la fase dell'onda, che, infatti, è $\varphi = (-\alpha z + \omega t)$ per il primo termine e $\varphi = (\alpha z + \omega t)$ per il secondo. A questo punto, si può definire la *velocità di fase* come la velocità con cui un osservatore deve viaggiare per vedere l'onda con fase costante.

Nota, quindi, la fase dell'onda, è possibile calcolare la velocità di fase dell'onda. Nel caso in esame c'è un'onda che viaggia con fase pari a $(-\alpha z + \omega t)$ e un'onda che viaggia con fase pari a $(\alpha z + \omega t)$; differenziando rispetto a z entrambe le relazioni, si ottiene

$$\begin{aligned}d\varphi_1 &= -\alpha dz + \omega dt \\d\varphi_2 &= +\alpha dz + \omega dt.\end{aligned}$$

Se un osservatore viaggia vedendo l'onda numero 1 con fase costante, è chiaro che $d\varphi_1 = 0$; in modo analogo, se un osservatore viaggia vedendo l'onda numero 2 con fase costante, deve essere $d\varphi_2 = 0$, dunque si ha:

$$\begin{aligned}0 &= -\alpha dz + \omega dt \\0 &= +\alpha dz + \omega dt,\end{aligned}$$

quindi le rispettive velocità di fase sono

$$v_{p,1} = \frac{dz}{dt} = +\frac{\omega}{\alpha};$$

$$v_{p,2} = \frac{dz}{dt} = -\frac{\omega}{\alpha},$$

il pedice “P” indica la fase. Si osserva quanto segue:

- l’onda di tensione $A_1 e^{\beta z} e^{j(-\alpha z + \omega t)}$ si propaga con velocità di fase $v_{p,1}$ negativa, ossia dal carico verso il generatore, difatti l’asse z è diretto verso il carico, essa prende il nome di *onda riflessa*;
- al contrario, l’onda di tensione $A_2 e^{\beta z} e^{j(\alpha z + \omega t)}$ si propaga con velocità di fase $v_{p,2}$ positiva, uguale in modulo all’altra, ossia dal generatore verso il carico, *onda diretta*.

Da quanto detto si comprende il significato dei nomi *costante di attenuazione* per β e *costante di fase* per α .

Si osservi che la diminuzione del modulo della tensione dal generatore al carico è dovuta alla presenza dell’onda riflessa; si comprende, allora, come l’obiettivo sia sempre quello di limitare al minimo, se non addirittura eliminare, l’onda riflessa.

- **Impedenza caratteristica della linea.**

Un importante parametro caratteristico della linea è l'*impedenza caratteristica* definita con il rapporto tra l'onda incidente di tensione e l'onda incidente di corrente:

$$z_c = \frac{V_i}{I_i} = \frac{z_1}{k}.$$

Ricordando che $k^2 = z_1 y_2$, l'impedenza caratteristica può essere scritta nella forma:

$$z_c = \sqrt{\frac{z_1}{y_2}} = \sqrt{\frac{r_1 + j\omega\ell}{g_1 + j\omega c}},$$

con $\omega = 2\pi f$ pulsazione angolare dell'onda applicata al generatore. L'impedenza caratteristica z_c e la costante di propagazione k rientrano nella categoria dei *parametri secondari* di una linea, mentre i parametri r_1 , ℓ , c , g_2 sono *parametri primari*. È evidente che i parametri secondari dipendono solo dal valore dei parametri primari, i quali, come detto in precedenza, tengono conto della natura fisica della linea considerata. Volendo esprimere $V(z)$ e $I(z)$ in funzione dell'impedenza caratteristica, basta tener conto che $I_r = -\frac{k}{z_1} V_r$ e che $I_i = \frac{k}{z_1} V_i$, per cui risulta che

$$\begin{cases} V(z) = V_r e^{kz} + V_i e^{-kz} \\ I(z) = -\frac{V_r}{z_c} e^{kz} + \frac{V_i}{z_c} e^{-kz} \end{cases}$$

Queste equazioni possono anche essere espresse diversamente sfruttando le funzioni Seno Iperbolico e Coseno Iperbolico, si ha

$$\begin{cases} V(z) = C \cosh(kz) + D \sinh(kz) \\ I(z) = \frac{\ell}{z_c} [-C \sinh(kz) - D \cosh(kz)] \end{cases}$$

- **Condizioni al contorno**

Nelle espressioni di $V(z)$ e $I(z)$ compaiono delle costanti di integrazione C e D , in generale complesse, che vanno determinate sulla base delle condizioni al contorno del problema. Lo schema cui fare riferimento per determinare le condizioni al contorno è illustrato in Figura A.13:

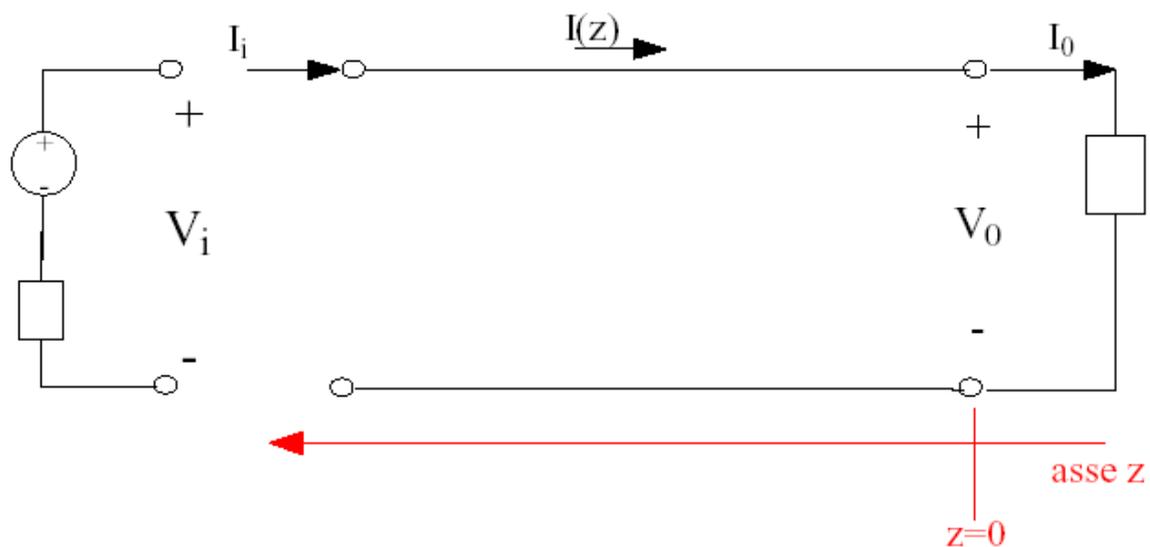


Figura A.13: schema equivalente della linea per determinare le condizioni al contorno.

Si osserva che l'origine del sistema di riferimento è stata presa sul carico e l'orientazione dell'asse z è quella che va dal carico verso il generatore: è facile verificare che, con questa scelta del sistema di riferimento e nell'ipotesi che la tensione e la corrente sul carico siano rispettivamente $V(z = 0) = V_0$ e $I(z = 0) = I_0$, le equazioni di $V(z)$ e $I(z)$ diventano:

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cosh(kz) + z_c I_0 \sinh(kz) \\ I(z) = \frac{V_0}{z_c} \sinh(kz) + I_0 \cosh(kz) \end{cases} .$$

Si osservi che, se si fosse conservato il riferimento $z = 0$ sul generatore, l'orientazione dell'asse z dal generatore verso il carico e le condizioni al

contorno $V(z=0) = V_g$ e $I(z=0) = I_g$, le espressioni di $V(z)$ e $I(z)$ sarebbero

$$\text{diventate: } \begin{cases} V(z) = V_g \cosh(kz) + z_c I_g \sinh(kz) \\ I(z) = \frac{1}{z_c} [-V_g \sinh(kz) + z_c I_g \cosh(kz)] \end{cases}$$

• **Caso particolare: assenza di perdite ($\beta = 0$).**

Supponendo che lungo la linea non ci sono perdite, *linea ideale*, ciò significa supporre che $\beta = 0$. supporre che la parte reale di k sia nulla, equivale a ritenere che i termini dissipativi, ossia r_1 ed r_2 , siano del tutto trascurabili rispetto ai termini induttivi e capacitivi. In altri termini, parlare di “perdite nulle” equivale

$$\text{a supporre che } \begin{cases} r_1 \ll \omega l \\ g_2 \ll \omega c \end{cases}$$

Con queste ipotesi effettivamente risulta che $\begin{cases} z_1 = j\omega l \\ y_2 = j\omega c \end{cases}$, e quindi che

$$k = \sqrt{z_1 y_2} = \sqrt{-\omega^2 l c} = j\omega \sqrt{l c}, \text{ da cui si deduce che la parte reale di } k \text{ è nulla.}$$

Se $\beta = 0$ allora $k = -j\alpha$ è un numero immaginario puro, per cui la funzione Cosh coincide con la funzione Cos, mentre la funzione Senh coincide con la funzione $j\text{Sen}$; perciò, le espressioni di $V(z)$ e $I(z)$ si modificano nel modo seguente:

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - j z_c I_0 \text{sen}(\alpha z) \\ I(z) = \frac{1}{z_c} [-j V_0 \text{sen}(\alpha z) + j z_c I_0 \cos(\alpha z)] \end{cases}$$

In base a queste equazioni, note la tensione e la corrente in corrispondenza del carico e noti i parametri caratteristici della linea, cioè l'impedenza caratteristica e la costante di fase α), si è in grado di conoscere la tensione e la corrente in corrispondenza di una qualsiasi sezione z della linea. Le linee di trasmissione con basse perdite sono di speciale interesse per la trasmissione di energia alle frequenze *radio* ed alle *UHF* sia perché la caratteristica delle linee progettate per questo tipo di trasmissione è quella di avere perdite molto basse sia perché nei circuiti a microonde queste linee sono usate come degli elementi circuitali ed è perciò opportuno conoscerne il comportamento. In definitiva le relazioni che si hanno nel caso di $\beta = 0$ sono

$$\begin{aligned} z_1 &= j\omega\ell \\ y_2 &= j\omega c \\ z_c &= \sqrt{\frac{\ell}{c}} \cdot \\ k &= -j\alpha \\ \alpha &= \omega\sqrt{\ell c} \end{aligned}$$

- **Impedenza d'ingresso.**

Il collegamento del carico con il generatore, sempre nell'ipotesi che il regime sia sinusoidale, può essere visto come un collegamento in serie tra un generatore di tensione alternata, dotato di impedenza interna z_g , ed una impedenza z_L , che rappresenta il carico

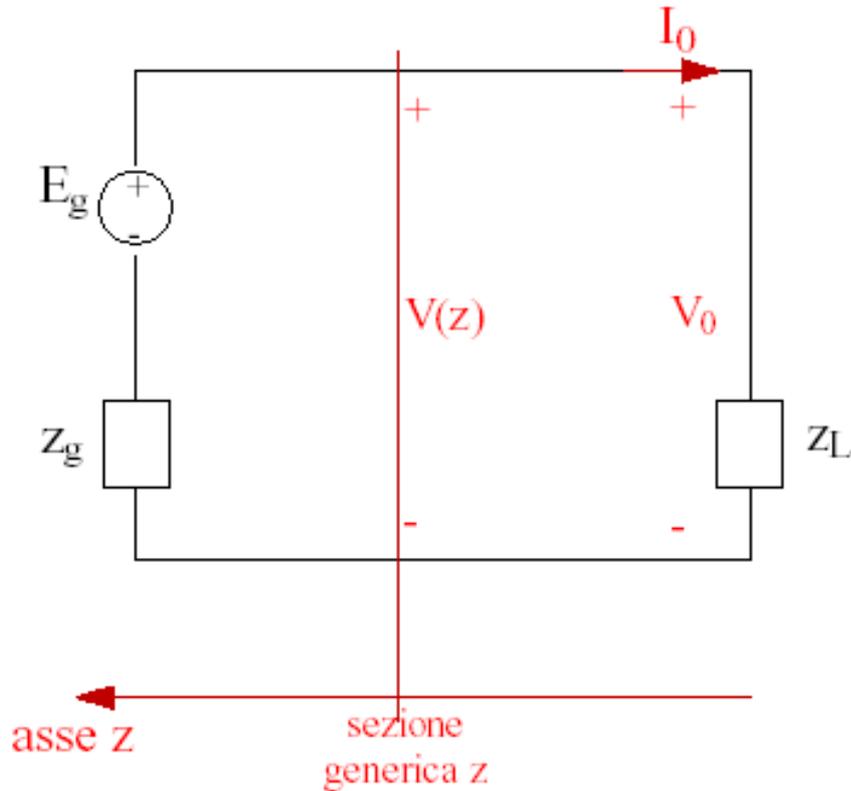


Figura A.14: circuito equivalente per il calcolo di z_i in regime sinusoidale.

Come si osserva dallo schema se V_0 è la tensione ai capi del carico e I_0 la corrente che risulta attraversare il carico stesso, deve risultare $z_L \frac{V_0}{I_0}$.

Considerate allora le equazioni:
$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cosh(kz) + z_c I_0 \sinh(kz) \\ I(z) = \frac{V_0}{z_c} \sinh(kz) + I_0 \cosh(kz) \end{cases}, \quad \text{si}$$

definisce “impedenza di ingresso” alla sezione z il rapporto tra la tensione e la corrente in corrispondenza della sezione stessa, ossia la quantità:

$$z_i(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V_0 \cosh(kz) + z_c I_0 \sinh(kz)}{\frac{V_0}{z_c} \sinh(kz) + I_0 \cosh(kz)},$$

Il significato dell'impedenza d'ingresso è il seguente: per $z = 0$, nel riferimento considerato, il carico "è visto dalla linea di trasmissione" semplicemente come z_L ; al contrario, a distanza z dal carico, come utilizzatore non c'è più solo z_L , ma l'insieme di z_L con il tratto di linea di lunghezza z che ancora separa da z_L ; di conseguenza, a distanza z da z_L , il carico è visto dalla linea come $z_i(z)$. E' come se a distanza z da z_L , si tracciasse una sezione ideale trasversale e si considerasse come carico tutto ciò che c'è a destra di tale sezione: tale carico è, appunto, l'impedenza di ingresso.

Nell'espressione di z_i , moltiplicando e dividendo per z_C , dividendo ambo i membri per I_0 e tenendo conto che $z_L \frac{V_0}{I_0}$, si ottiene

$$z_i(z) = z_C \frac{z_L \cosh(kz) + z_C \sinh(kz)}{z_L \sinh(kz) + z_C \cosh(kz)}.$$

Perdite nulle: Se si ritengono trascurabili le perdite: equivale a supporre trascurabili i termini dissipativi sulla linea, ossia a supporre che: $\begin{cases} r_1 \ll \omega l \\ g_2 \ll \omega c \end{cases}$.

Allora dato che:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = (r_1 + j\omega\ell) \\ \dot{z}_2 = \frac{1}{\dot{y}_2} = \frac{1}{(r_2 + j\omega c)} \\ k = \beta - j\alpha = \sqrt{z_1 y_2}, \end{array} \right. \quad \text{in assenza di perdita risultano:}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{k}{z_1} = \frac{1}{z_c} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta = 0 \rightarrow k = j\alpha = j\omega\sqrt{\ell c} \\ z_1 = j\omega\ell \\ y_2 = j\omega c \\ z_c = \sqrt{\frac{\ell}{c}} \end{array} \right. .$$

In particolare, interessa il fatto che la “costante di propagazione” k diventi un numero immaginario puro: come visto in precedenza, ciò implica che l’andamento di tensione e corrente possa essere descritto dalle equazioni

$$\left\{ \begin{array}{l} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - jz_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = \frac{1}{z_c} [-jV_0 \sin(\alpha z) + z_c I_0 \cos(\alpha z)] \end{array} \right\}, \text{ per cui l'impedenza d'ingresso vale}$$

$$z_i(z) = z_c \frac{z_L \cos(\alpha z) - jz_c \sin(\alpha z)}{-jz_L \sin(\alpha z) + z_c \cos(\alpha z)} .$$

Si osservi che le equazioni della tensione, $V(z)$, e della corrente, $I(z)$, possono anche essere scritte in forma matriciale

$$\begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha z) & -jz_c \sin(\alpha z) \\ -j\frac{\sin(\alpha z)}{z_c} & \cos(\alpha z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix},$$

si tratta di una *matrice ABCD* ed ha la proprietà di avere determinante unitario. Nell'ipotesi che siano note tensione e corrente sul carico della linea, attraverso l'espressione di $V(z)$ ed $I(z)$ in forma matriciale è immediato il calcolo di tensione e corrente a distanza z dal carico. Ad esempio, si supponga che in corrispondenza del carico risulti $V_0 = 0$, allora a distanza z dal carico risulta

$$\begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha z) & -jz_c \sin(\alpha z) \\ -j \frac{\sin(\alpha z)}{z_c} & \cos(\alpha z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I_0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V(z) = -jz_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = I_0 \cos(\alpha z) \end{cases},$$

analogamente, se fosse $I_0 = 0$ si ricaverebbe

$$\begin{bmatrix} V(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha z) & -jz_c \sin(\alpha z) \\ -j \frac{\sin(\alpha z)}{z_c} & \cos(\alpha z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) \\ I(z) = -jV_0 \frac{\sin(\alpha z)}{z_c} \end{cases}.$$

Valore esatto della costante di propagazione k in assenza di perdite.

In assenza di perdite può essere ritenuta nulla la parte reale della costante di propagazione k , in pratica questo valore non è nullo, si vuole determinare il valore di β . Per definizione $k = \beta - j\alpha = \sqrt{z_1 y_2}$, sostituendo sotto la radice le espressioni dell'impedenza e dell'ammettenza si ha $k = \sqrt{(r_1 + j\omega\ell)(g_2 + j\omega c)}$. Mettendo in evidenza i termini $j\omega\ell$ e $j\omega c$, portandoli all'esterno della radice quadrata ed eseguendo i prodotti sotto la radice si ha

$$k = j\omega\sqrt{\ell c} \sqrt{\left(\frac{r_1}{j\omega\ell} \frac{g_2}{j\omega c}\right) + \left(\frac{r_1}{j\omega\ell} + \frac{g_2}{j\omega c} + 1\right)}, \text{ per l'assenza delle perdite, quindi}$$

risulta $\begin{cases} r_1 \ll \omega l \\ g_2 \ll \omega c \end{cases}$, è possibile trascurare il prodotto sotto la radice, per cui

$$k = j\omega\sqrt{lc} \sqrt{\frac{r_1}{j\omega l} + \frac{g_2}{j\omega c} + 1}, \quad \text{sviluppando in serie si ottiene}$$

$$k = j\omega\sqrt{lc} \left(1 + \frac{r_1}{2j\omega l}\right) \left(1 + \frac{g_2}{2j\omega c}\right), \quad \text{separando la parte reale da quella}$$

immaginaria

$$k = \sqrt{lc} \left(\frac{r_1}{2l} + \frac{g_2}{2c}\right) + j\omega\sqrt{lc},$$

si deduce che $\alpha = j\omega\sqrt{lc}$, mentre la parte reale è

$$\beta = \sqrt{lc} \left(\frac{r_1}{2l} + \frac{g_2}{2c}\right),$$

si tratta di una quantità diversa da zero, anche se il suo valore è bassissimo.

Ricordando la definizione di impedenza caratteristica, $z_c = z_1/k$, risulta

$$\beta = \frac{r_1}{2z_c} + \frac{g_2 z_c}{2}.$$

Caso particolare: condizione di Haveyside

Sulla base delle relazioni trovate precedentemente, si possono esaminare alcuni casi particolari che si possono incontrare relativamente al valore dei parametri

della linea. Il primo di questi è la “*condizione di Heavyside*”, che si ha, per definizione, quando

$$\frac{r_1}{\ell} = \frac{g_2}{c}.$$

La particolarità di questa condizione si manifesta nel valore dell'impedenza caratteristica della linea z_c , infatti si ha:

$$z_c = \frac{z_1}{k} = \frac{r_1 + j\omega\ell}{\sqrt{(r_1 + j\omega\ell)(g_2 + j\omega c)}} = \sqrt{\frac{r_1 + j\omega\ell}{g_2 + j\omega c}} = \sqrt{\frac{\frac{r_1}{\ell} + j\omega}{c \frac{g_2}{c} + j\omega}}.$$

Poiché risulta $\frac{r_1}{\ell} = \frac{g_2}{c}$, è evidente che $z_c = \sqrt{\frac{\ell}{c}} = R_c$: il rapporto tra una induttanza ed una capacità ha le dimensioni di una resistenza, da cui si spiega il simbolo R_c usato, per cui nonostante z_1 e z_2 siano delle quantità complesse, in condizioni di Heavyside l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione risulta essere puramente resistiva. Valutando, inoltre, il valore della costante di attenuazione α si trova che:

$$\beta = \sqrt{lc} \left(\frac{r_1}{2\ell} + \frac{g_2}{2c} \right) = \sqrt{lc} \frac{r_1}{\ell} = \frac{r_1 \sqrt{c}}{\sqrt{\ell}} = r_1 \sqrt{\frac{c}{\ell}} = \frac{r_1}{R_c}.$$

Caso particolare: carico costituito da corto circuito.

Se il carico alimentato dal generatore è un corto circuito, $z_L = 0$, come mostrato in Figura A.15

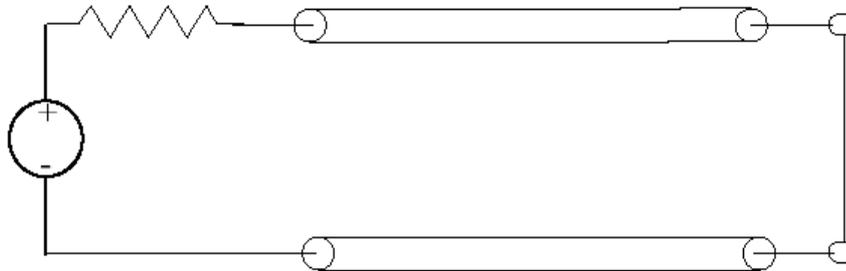


Figura A.15: circuito equivalente della linea con z_L corto circuito.

per valutare l'impedenza alla generica sezione z è possibile utilizzare la relazione $z_i(z) = z_c \frac{z_L \cosh(kz) + z_c \sinh(kz)}{z_L \sinh(kz) + z_c \cosh(kz)}$, essendo $z_L = 0$, sostituendo si ha

$$z_i(z) = z_c \frac{z_c \sinh(kz)}{z_c \cosh(kz)} = z_c \operatorname{tgh}(kz).$$

Ipotizzando anche l'assenza di perdite si ha

$$z_i(z) = z_c \frac{-jz_c \operatorname{sen}(\alpha z)}{z_c \operatorname{cos}(\alpha z)} = -jz_c \operatorname{tg}(\alpha z).$$

Se oltre all'assenza di perdite ci ipotizza di verificare anche la condizione di Haveyside, $z_c = R_c$, allora:

$$z_i(z) = -jR_c \operatorname{tg}(\alpha z)$$

Caso particolare: carico costituito da un circuito aperto.

Se il carico è un circuito aperto, $z_L = \infty$:

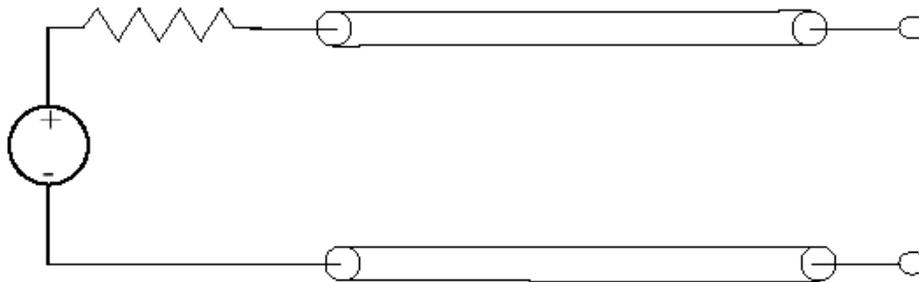


Figura A.16: circuito equivalente della linea con z_L circuito aperto.

mettendo in evidenza, nella relazione generale, si ottiene:

$$z_i(z) = z_c \frac{z_L \left(\cosh(kz) + \frac{z_c}{z_L} \sinh(kz) \right)}{z_L \left(\sinh(kz) + \frac{z_c}{z_L} \cosh(kz) \right)}$$

da cui, essendo $z_L = \infty$, si ricava

$$z_i(z) = z_c \frac{\cosh(kz)}{\sinh(kz)} = z_c \operatorname{ctgh}(kz)$$

Ipotizzando l'assenza di perdite, oltre a $z_L = \infty$, si ottiene

$$z_i(z) = z_c \frac{z_c \cosh(\alpha z)}{j z_c \sinh(\alpha z)} = \frac{z_c}{j} \operatorname{ctgh}(\alpha z).$$

Infine, se, oltre alla assenza di perdite, si ipotizza la condizione di Heavyside, $z_C = R_C$, per cui l'impedenza di ingresso vale

$$z_i = \frac{R_C}{j} \operatorname{ctgh}(\alpha z).$$

Con uno schema è possibile riepilogare tutti i risultati fin qui trovati con le varie ipotesi applicate sull'impedenza d'ingresso della linea di trasmissione.

$$z_L = 0 \rightarrow \begin{cases} \text{presenza di perdite} \rightarrow z_i = z_C \operatorname{tgh}(kz) \\ \text{assenza di perdite} \rightarrow \begin{cases} z_i = -jz_C \operatorname{tg}(\alpha z) \\ \text{cond. Heavyside} \rightarrow z_i = -jR_C \operatorname{tg}(\alpha z) \end{cases} \end{cases}$$

$$z_L = \infty \rightarrow \begin{cases} \text{presenza di perdite} \rightarrow z_i = z_C \operatorname{ctgh}(kz) \\ \text{assenza di perdite} \rightarrow \begin{cases} z_i = \frac{z_C}{j} \operatorname{ctg}(\alpha z) \\ \text{cond. Heavyside} \rightarrow z_i = \frac{R_C}{j} \operatorname{ctg}(\alpha z) \end{cases} \end{cases}$$

- **Diagrammi della tensione e della corrente in assenza di perdite.**

Si vuole illustrare l'andamento della tensione e della corrente lungo la linea di trasmissione al variare del carico, rappresentato sempre dalla generica impedenza z_L . Le espressioni di $V(z)$ e $I(z)$ cui riferirsi sono le seguenti:

$$\text{in presenza di perdite sulla linea: } \begin{cases} V(z) = V_0 \cosh(kz) + z_c I_0 \sinh(kz) \\ I(z) = \frac{V_0}{z_c} \sinh(kz) + I_0 \cosh(kz) \end{cases} ,$$

$$\text{in assenza di perdite sulla linea: } \begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - j z_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = \frac{1}{z_c} [-j V_0 \sin(\alpha z) + z_c I_0 \cos(\alpha z)] \end{cases}$$

In seguito si farà riferimento al caso di assenza di perdite sulla linea.

1° caso: carico costituito da un corto circuito:

quando il carico è un corto circuito, $z_L = 0$, equivale alla condizione $V_0 = 0$, per cui

$$\begin{cases} V(z) = -j z_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = I_0 \cosh(\alpha z) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} |V(z)| = |-j z_c I_0 \sin(\alpha z)| = |z_c| I_0 |\sin(\alpha z)| \\ |I(z)| = |I_0 \cosh(\alpha z)| = I_0 \cosh(\alpha z) \end{cases} ,$$

è possibile, allora, il diagramma (qualitativo) del modulo della tensione e della corrente in funzione di z , Figura A.17

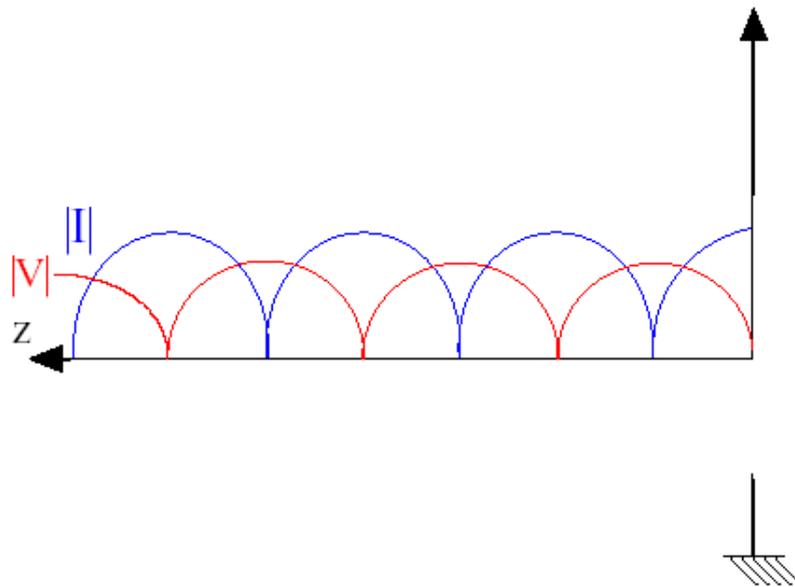


Figura A.17: diagramma, del modulo della tensione e della corrente per $z_L = 0$.

Dal diagramma si evidenzia che nel caso del carico in cortocircuito, i valori massimi della corrente si hanno in corrispondenza dei valori minimi della tensione e viceversa. Ciò è confermato dai valori di V e I che si hanno in corrispondenza proprio del carico: trattandosi di un cortocircuito, è chiaro che la tensione assume valore minimo, ossia $|V_0| = 0$, mentre la corrente, non trovando resistenze di nessun tipo, assume il suo valore massimo $|I_{MAX}| = |I_0|$.

2° caso: carico costituito da un circuito aperto:

in questo caso, essendo $z_L = \infty$ risulta $I_0 = 0$, analiticamente si ha:

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) \\ I(z) = -j \frac{V_0}{z_c} \sin(\alpha z) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} |V(z)| = V_0 \cos(\alpha z) \\ |I(z)| = \left| -j \frac{V_0}{z_c} \sin(\alpha z) \right| = \left| \frac{-j}{z_c} \right| V_0 \sin(\alpha z) \end{cases};$$

per cui i diagrammi della tensione e della corrente risultano invertiti rispetto al caso precedente, Figura A.18:

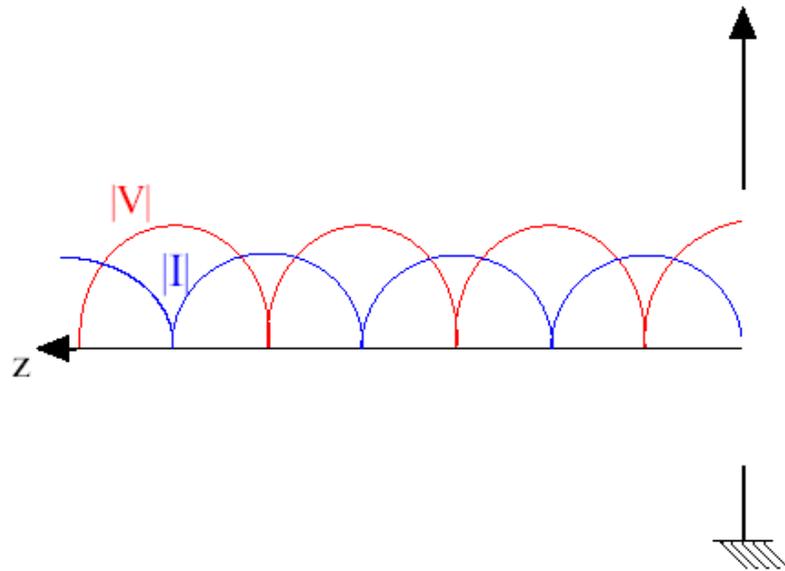


Figura A.18: diagramma, del modulo della tensione e della corrente per $z_L = \infty$.

In corrispondenza del carico, dunque, la tensione assume valore massimo $|V_{MAX}| = V_0$, mentre la corrente, poiché la resistenza è infinita, assume il valore minimo $|I_0| = 0$.

3° caso: carico adattato:

la condizione di *carico adattato* si verifica quando il valore dell'impedenza di carico è reale, precisamente deve valere

$$z_L = R_C = \sqrt{\frac{\ell}{c}},$$

con R_C valore dell'impedenza caratteristica della linea in condizioni di Heavyside, ossia quando le perdite sulla linea sono supposte nulle e quando risulta che $\frac{r_1}{\ell} = \frac{g_2}{c}$.

Considerando l'equazione delle linee di trasmissione per perdite nulle

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - j z_C I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = \frac{1}{z_C} [-j V_0 \sin(\alpha z) + z_C I_0 \cos(\alpha z)] \end{cases}, \text{ avendo supposto che } z_L = z_C = R_C \text{ ed}$$

essendo $V_0 = z_L I_0$, le equazioni diventano:

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - j V_0 \sin(\alpha z) = V_0 [\cos(\alpha z) - j \sin(\alpha z)] \\ I(z) = -j I_0 \sin(\alpha z) + I_0 \cos(\alpha z) = I_0 [\cos(\alpha z) - j \sin(\alpha z)] \end{cases},$$

sfruttando le formule di Eulero, è immediato verificare che esse sono equivalenti a

$$\begin{cases} V(z) = V_0 e^{-j\alpha z} \\ I(z) = I_0 e^{-j\alpha z} \end{cases},$$

da queste formule si deduce che manca, sia nell'onda di tensione sia in quella di corrente, l'onda riflessa, come d'altra parte era logico aspettarsi, visto che sono state supposte nulle le perdite e tali perdite sono dovute proprio all'onda riflessa. C'è, quindi, un'onda puramente progressiva di tensione e un'onda puramente progressiva di corrente: ciò significa che il modulo dell'onda risulta

costante rispetto a z , per cui i diagrammi dei moduli di $V(z)$ e $I(z)$ sono, semplicemente, i seguenti:

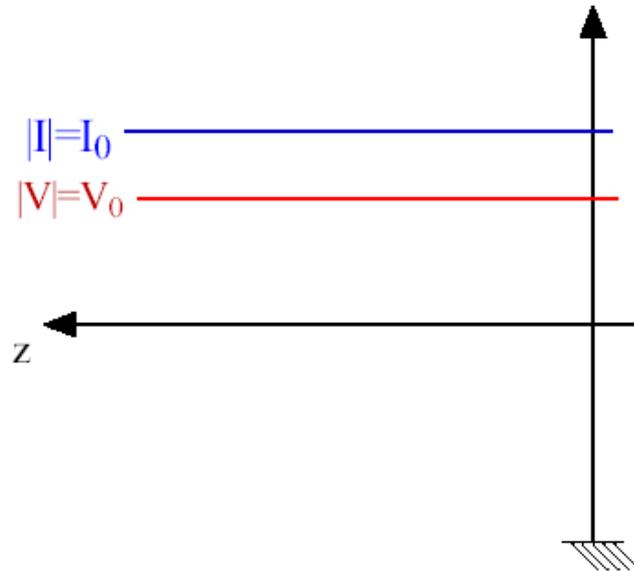


Figura A.19: diagramma del modulo della tensione e della corrente nel caso di carico adattato.

Al variare di z , la variazione nei valori di tensione e corrente è solo nella fase; *condizione di adattamento del carico*. Sotto tale condizione la potenza fornita dal generatore è trasferita tutta al carico senza alcuna perdita, chiaramente i valori numerici sono, per la tensione: $|V_{MAX}| = |V_0| = |R_C I_0|$, e per la corrente: $|I_{MAX}| = |I_0|$.

- **Valutazione analitica dei diagrammi.**

Si vuole, attraverso considerazioni matematiche, giungere ai risultati ottenuti qualitativamente. Si considerino le equazioni delle linee di trasmissione in

assenza di perdite,
$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - jz_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = \frac{1}{z_c} [-jV_0 \sin(\alpha z) + z_c I_0 \cos(\alpha z)] \end{cases}$$
 si ipotizzino

verificate le condizioni di Haveyside, quindi: $z_L = R_c = \sqrt{\frac{\ell}{c}}$, le equazioni delle

linee diventano
$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - jR_c I_0 \sin(\alpha z) \\ I(z) = -j\frac{V_0}{z_c} \sin(\alpha z) + I_0 \cos(\alpha z) \end{cases}$$
.

Si supponga, ora, che il carico sia puramente resistivo, $z_L = R$; essendo, allora, $V_0 = z_L I_0 = R I_0$, si possono ulteriormente semplificare le equazioni precedenti

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - jR_c \frac{V_0}{R} \sin(\alpha z) \\ I(z) = -jR \frac{I_0}{R_c} \sin(\alpha z) + I_0 \cos(\alpha z) \end{cases}$$

. A partire da queste equazioni è possibile

calcolare il modulo di $V(z)$ ed $I(z)$, applicando l'operatore "modulo", quindi

$$\begin{cases} |V(z)| = |V_0| \left| \cos(\alpha z) - j \frac{R_c}{R} \sin(\alpha z) \right| \\ |I(z)| = |I_0| \left| -j \frac{R}{R_c} \sin(\alpha z) + \cos(\alpha z) \right| \end{cases}$$

In ciascuna equazione al secondo membro c'è il prodotto tra il modulo di una costante, rispettivamente V_0 ed I_0 , ed il modulo di un numero complesso, applicando la definizione di modulo di un numero complesso

$$\begin{cases} |V(z)| = |V_0| \sqrt{[\cos(\alpha z)]^2 + \left[\frac{R_c}{R} \sin(\alpha z) \right]^2} \\ |I(z)| = |I_0| \sqrt{[\cos(\alpha z)]^2 + \left[\frac{R}{R_c} \sin(\alpha z) \right]^2} \end{cases} ;$$

il modulo di tensione e corrente varia al variare delle radici, infatti sono i radicandi a dipendere dalla coordinata z .

Ipotizzando $R \ll R_C$, il valore della frazione $\frac{R_C}{R}$ è molto elevato, mentre quello della frazione $\frac{R}{R_C}$ è molto piccolo; allora, nella prima equazione si può trascurare il coseno e nella seconda si può trascurare il seno, in modo da ottenere

$$\begin{cases} |V(z)| = |V_0| \frac{R_C}{R} \text{sen}(\alpha z); \\ |I(z)| = |I_0| \cos(\alpha z) \end{cases}$$

in particolare il valore massimo del modulo della tensione, $V_{\text{MAX}} = V_0 \frac{R_C}{R}$, si ottiene quando il seno vale 1, ossia quando l'argomento αz del seno è un multiplo intero di $\pi/2$, ossia quando: $\alpha z = (2m+1) \frac{\pi}{2}$, ossia se $z = (2m+1) \frac{\pi}{2\alpha}$.

Se λ è la lunghezza d'onda dell'onda di tensione, essa è legata alla costante di fase α , coefficiente della parte immaginaria della costante di propagazione k , dalla relazione $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda}$, sostituendo quest'ultima espressione nell'espressione di

z prima ricavata, si ottiene: $z_{\text{MAX}} = (2m+1) \frac{\lambda}{4}$. Quindi, in corrispondenza di questi valori della distanza z , si ottengono i valori massimi del modulo della tensione. È possibile determinare anche quali sono i valori del modulo della corrente in corrispondenza dei punti z_{MAX} a partire dall'espressione del modulo della corrente $|I(z)| = |I_0| \cos(\alpha z)$. Si capisce subito che $|I(z)|$ si annulla in

corrispondenza dei massimi di $|V(z)|$, infatti nei punti in cui il Seno vale uno il Coseno vale zero. Si è, dunque, trovata una conferma matematica del fatto che quando il carico è piccolo rispetto all'impedenza caratteristica della linea, i valori massimi della tensione si ottengono in corrispondenza dei valori minimi della corrente. Per determinare i punti in corrispondenza dei quali è minimo il modulo della tensione si consideri l'espressione della tensione:

$|V(z)| = |V_0| \frac{R_c}{R} \text{sen}(\alpha z)$, ovviamente $|V(z)|$ è minimo, ossia vale zero, quando il

seno è nullo, cioè quando $\alpha z = n\pi \rightarrow z = n \frac{\pi}{\alpha}$ quindi $z_{\min} = \frac{n}{2} \lambda$. In

corrispondenza di questi stessi valori di z si ottengono i valori massimi della corrente, ossia $I_{\text{MAX}} = I_0$.

Si analizzi il caso in cui $R \gg R_c$: in questa situazione, il valore della frazione

$\frac{R_c}{R}$ è molto piccolo, mentre quello della frazione $\frac{R}{R_c}$ è molto grande; allora,

nella espressione di $|V(z)|$ può essere trascurato il seno e nella espressione di $|I(z)|$ possiamo trascurare il coseno, così da ottenere

$$\begin{cases} |V(z)| = |V_0| \cos(\alpha z) \\ |I(z)| = |I_0| \frac{R_c}{R} \cos(\alpha z) \end{cases}$$

È facile intuire che basta, semplicemente, invertire il discorso rispetto al caso precedente, di conseguenza il valore massimo della corrente, $I_{\text{MAX}} = I_0 \frac{R}{R_c}$, si

ottiene per $z_{\text{MAX}} = \frac{m}{2} \lambda$, ed in corrispondenza del valore nullo della tensione.

Viceversa, il valore minimo, cioè nullo, della corrente si ottiene per $z_{\min} = (2n + 1)\frac{\lambda}{4}$, ed in corrispondenza del valore massimo della tensione, $V_{\text{MAX}} = V_0$.

Si osservi, inoltre, che se $R \gg R_C$, il valore massimo della tensione e quello minimo della corrente, si ottengono in corrispondenza del carico, cioè per $z = 0$.

Rapporto d'onda stazionario.

Una delle quantità misurabili sulle linee di trasmissione è il *rapporto d'onda stazionario*, definito come il rapporto tra il valore massimo ed il valore minimo del modulo della tensione o della corrente, cioè:

$$\text{ROS} = \frac{|V(z)|_{\text{MAX}}}{|V(z)|_{\text{min}}} = \frac{|I(z)|_{\text{MAX}}}{|I(z)|_{\text{min}}}.$$

In base a quanto visto, per la valutazione del ROS ci sono 2 possibilità, in base al valore del carico

$$R \ll R_C \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} V_{\text{MAX}} &= V_0 \frac{R_C}{R} \\ V_{\text{min}} &= V_0 \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \text{ROS} = \frac{R_C}{R};$$

$$R \gg R_C \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} I_{\text{MAX}} &= I_0 \frac{R}{R_C} \\ I_{\text{min}} &= I_0 \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \text{ROS} = \frac{R}{R_C}.$$

In ogni situazione, si ha che $ROS \gg 1$.

In base a queste due relazioni, riuscendo a misurare la tensione o la corrente lungo la linea, è possibile conoscere il valore del ROS, conoscendo, inoltre, il valore di R_c , si è in grado di valutare il valore della resistenza di carico R .

- **Diagrammi dell'impedenza d'ingresso.**

Le linee di trasmissione sono state fin ora esaminate essenzialmente come mezzo di trasporto di energia da un punto ad un altro, tipicamente da un apparato di generazione ad un carico. Tuttavia, nel campo delle microonde, esse sono molto importanti anche come veri e propri elementi circuitali, infatti, quando si costruiscono dei dispositivi che lavorano con frequenze superiori ai 150 MHz, è difficile realizzare normali elementi circuitali, ad esempio resistori, induttori, generatori, che si possano ancora considerare a parametri concentrati, per cui risulta necessario adottare l'ipotesi dei parametri distribuiti e quindi considerare anche la presenza delle linee di trasmissione. Introducendo le linee, dato che le dimensioni fisiche delle sezioni di linea sono sufficientemente piccole, è possibile vederle proprio come degli elementi circuitali. Da qui nasce la necessità di studiare il comportamento circuitale delle linee per valori di lunghezza confrontabili con la lunghezza d'onda delle onde che devono trasportare. Il punto di partenza è, ancora una volta, costituito dalle equazioni delle linee di trasmissione in assenza di perdite

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - jR_c \frac{V_0}{R} \sin(\alpha z) \\ I(z) = -jR \frac{I_0}{R_c} \sin(\alpha z) + I_0 \cos(\alpha z) \end{cases}$$

In precedenza, è stato esaminato il comportamento dell'impedenza di ingresso $z_i(z) = \frac{V(z)}{I(z)}$, ad una generica distanza z dal carico, quando il carico z_L è costituito da un cortocircuito o da un circuito aperto, in particolare è stato determinato che:

$$\text{se } z_L = 0 \quad \rightarrow \quad z_i = jz_c \operatorname{tg}(\alpha z);$$

$$\text{se } z_L = \infty \quad \rightarrow \quad z_i = -jz_c \operatorname{ctg}(\alpha z).$$

Chiaramente z_i non risulta mai resistiva e può risultare induttiva, se è positiva, o capacitiva, se negativa. È possibile, allora, diagrammare i valori del coefficiente della parte immaginaria di z_i , nei due casi, in funzione di z , con lo scopo di capire l'andamento dell'impedenza di ingresso al variare della distanza z dal carico. Come primo diagramma è riportata la *reattanza d'ingresso*, $z_i = jz_c \operatorname{tg}(\alpha z)$; quando il carico è un cortocircuito, si ottiene

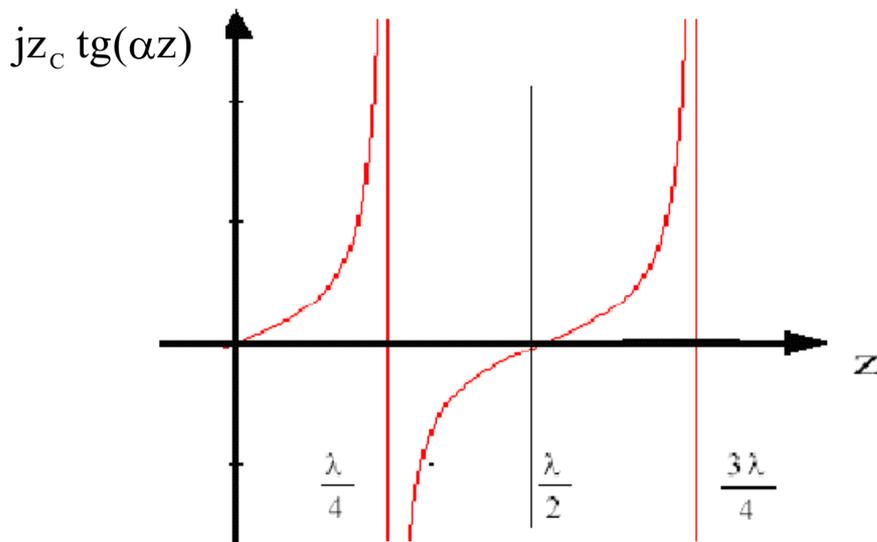


Figura A.20: andamento della reattanza d'ingresso induttiva al variare di z .

Si osserva quanto segue:

- a distanza $z < \lambda/4$, la reattanza d'ingresso è positiva, ossia di natura induttiva;
- a distanza $\lambda/4 < z < \lambda/2$, la reattanza d'ingresso è negativa, ossia di natura capacitiva;
- a distanza $z = \lambda/2$, la reattanza d'ingresso è nulla, ciò significa che la linea di lunghezza $\lambda/2$ si comporta come un corto circuito;
- a partire da $z = \lambda/2$ il discorso si ripete per ogni tratto di lunghezza $\lambda/2$;
- la reattanza d'ingresso tende ad infinito per $z = \frac{\lambda}{4}, \frac{3\lambda}{4}, \frac{5\lambda}{4}, \dots, \frac{(2k+1)\lambda}{4}$.

In Figura A.21 è riportato, invece, l'andamento di $-jz_c \text{ctg}(\alpha z)$ in funzione di z , si ottiene:

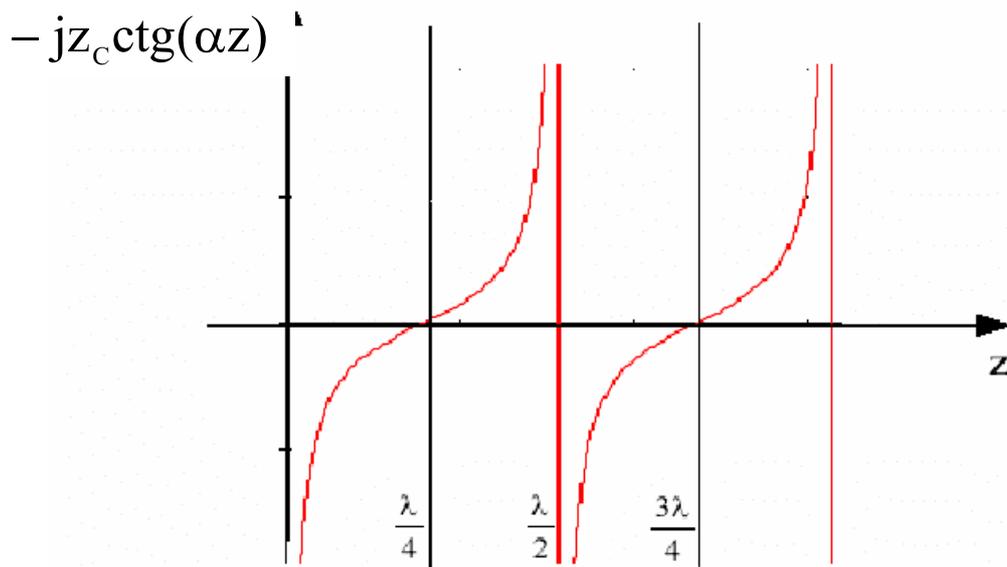


Figura A.21: andamento della reattanza d'ingresso rispetto a z .

Si osserva quanto segue:

- a distanza $z < \lambda/4$, la reattanza d'ingresso è negativa, quindi è di natura capacitiva;
- a distanza $z = \lambda/4$, la reattanza d'ingresso si annulla;
- a distanza $\lambda/4 < z < \lambda/2$, la reattanza d'ingresso è positiva, quindi induttiva;
- a distanza $z = \lambda/2$, la reattanza d'ingresso tende ad infinito, così per tutte le distanze multiple intere di $\lambda/2$;
- a partire da $z = \lambda/2$ il discorso si ripete in ogni tratto di lunghezza $\lambda/2$.

In generale, quindi, se è esaminato l'andamento complessivo, periodico, dei diagrammi della reattanza di ingresso, si può affermare che, a seconda della distanza z dal carico, che risulta essere un corto oppure un circuito aperto, si

può osservare, guardando verso il carico, una induttanza oppure una capacità. Per cui una linea di trasmissione, “chiusa” su un cortocircuito o su un circuito aperto, può essere utilizzata come un induttore o un condensatore a seconda della lunghezza della linea.

Particolare attenzione bisogna porre quando si ha un valore infinito, sia positivo sia negativo, della reattanza di ingresso, difatti, in base ai diagrammi mostrati, per esempio, si ha valore ∞ quando la linea in cortocircuito è lunga $\lambda/4$ oppure quando la linea aperta in corto è lunga $\lambda/2$. In questi casi è necessario prendere in considerazione la parte resistiva dell’impedenza, che solo in teoria risulta nulla, mentre nella pratica ha un valore non nullo. Questo corrisponde alla condizione di un circuito a parametri concentrati che si trovi in condizioni di risonanza parallelo, il quale, per basse frequenze, presenta un’impedenza infinita se si trascura la resistenza. Nei casi concreti, dunque, la parte resistiva dell’impedenza di ingresso non può essere trascurata: si può dimostrare che essa vale

$$R = \frac{2z_c^2}{r_1 L},$$

dove r_1 è la resistenza serie per unità di lunghezza della linea, z_c è l’impedenza di ingresso della linea ed L la lunghezza della linea stessa, che, come visto, deve essere un multiplo dispari di $\lambda/4$ se la linea è in corto o un multiplo pari di $\lambda/4$ se la linea è aperta. Per concludere si osserva che l’espressione di R appena fornita risulta valida solo sotto due ipotesi fondamentali

- devono valere le relazioni $\cosh(\beta L) \approx 1$ e $\sinh(\beta L) \approx \beta L$, il che significa che la quantità βL è piccola;

- si può trascurare il valore di g_2 , il che consente di semplificare β , così da

$$\text{ottenere } \beta = \frac{r_1}{2z_c}.$$

- **Linea di lunghezza $\lambda/4$ come invertitore di impedenza.**

Nell'ipotesi di assenza di perdite per le linee di trasmissione, si considerino le equazioni delle linee rispetto alla coordinata z

$$\begin{cases} V(z) = V_0 \cos(\alpha z) - R_c \frac{V_0}{R} \sin(\alpha z) \\ I(z) = -jR \frac{I_0}{R_c} \sin(\alpha z) + I_0 \cos(\alpha z) \end{cases} \quad \text{in queste condizioni, l'impedenza}$$

d'ingresso z_i ad una generica sezione z è

$$z_i(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = z_c \frac{z_L \cos(\alpha z) - jz_c \sin(\alpha z)}{z_c \cos(\alpha z) - jz_L \sin(\alpha z)}, \text{ ponendo in evidenza il carico } z_L, \text{ si}$$

ha

$$z_i(z) = \frac{z_L \cos(\alpha z) - jz_c \sin(\alpha z)}{\cos(\alpha z) - j\frac{z_L}{z_c} \sin(\alpha z)} = z_L \frac{\cos(\alpha z) - j\frac{z_c}{z_L} \sin(\alpha z)}{\cos(\alpha z) - j\frac{z_L}{z_c} \sin(\alpha z)}.$$

$$\text{A distanza } z = \lambda/4 \text{ dal carico risulta } z_i(z) = z_L \frac{\cos\left(\alpha \frac{\lambda}{4}\right) - j\frac{z_c}{z_L} \sin\left(\alpha \frac{\lambda}{4}\right)}{\cos\left(\alpha \frac{\lambda}{4}\right) - j\frac{z_L}{z_c} \sin\left(\alpha \frac{\lambda}{4}\right)}.$$

La costante di fase α è legata alla lunghezza d'onda del segnale dalla relazione:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{dalla quale si ricava: } \alpha \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}, \quad \text{per cui sostituendo nella relazione}$$

precedente, risulta

$$z_i \left(z = \frac{\lambda}{4} \right) = z_L \frac{j \frac{z_c}{z_L}}{j \frac{z_L}{z_c}} = \frac{z_c^2}{z_L}.$$

Dunque, a distanza $\lambda/4$ dal carico l'impedenza di ingresso è pari al rapporto tra il quadrato dell'impedenza caratteristica e l'impedenza del carico. Nell'ulteriore

ipotesi in cui sia: $\begin{cases} z_c = R_c \\ z_L = R_L + jX_L \end{cases}$, si ha:

$$z_i \left(z = \frac{\lambda}{4} \right) = \frac{R_c^2}{R_L + jX_L} = \frac{1}{\frac{R_L}{R_c^2} + j \frac{X_L}{R_c^2}}.$$

Si osserva che per $z = 0$ il carico è, semplicemente, $z_L = R_L + jX_L$, così come schematizzato in Figura A.22:

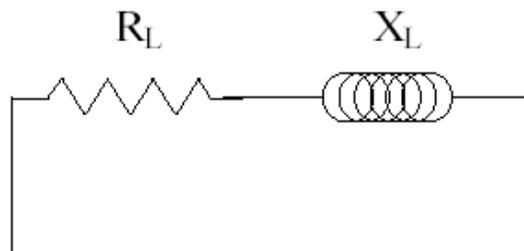


Figura A.22: carico della linea di trasmissione per $z = 0$.

A distanza $z = \frac{\lambda}{4}$, il carico, rappresentato non più da z_L ma dall'impedenza di ingresso z_i che tiene conto oltre che del carico z_L anche del tratto di linea di lunghezza $\lambda/4$, è costituito dal parallelo di una capacità, $X_i = -\frac{R_c^2}{X_L}$, con una resistenza, $R_i = \frac{R_c^2}{R_L}$, come mostrato in Figura A.23:

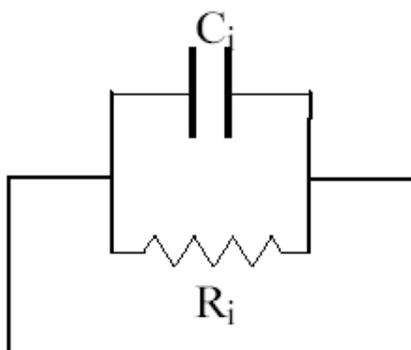


Figura A.23: carico della linea di trasmissione per $z = \lambda/4$.

Da qui deriva il termine “*invertitore di impedenza*” attribuito al tratto di linea di linea lungo $\lambda/4$; mentre il carico z_L è di natura ohmico - induttiva, il carico visto ad una distanza $L = \lambda/4$ diventa ohmico - capacitivo.

- **Coefficiente di riflessione sul carico.**

Spesso sorge la necessità di collegare due o più linee di trasmissione in cascata: l'effetto di questo collegamento è quello di introdurre una discontinuità tra due

linee uniformi. In base alle leggi di Kirchoff, però, la tensione e la corrente totale devono rimanere continue attraverso la discontinuità. Si è ricavato che la tensione totale di una linea si può considerare come la somma di un'onda diretta che viaggia nel verso positivo del riferimento prescelto e di un'onda riflessa che viaggia nel verso negativo. Supponendo, allora, che l'onda diretta valga V_i nel punto di discontinuità e che quella riflessa valga V_r , si vuole cercare di modificare l'equazione delle linee di trasmissione. Si consideri il caso generico della presenza di perdite e si fissi come riferimento dell'asse z il punto in cui si trova il carico: sotto queste ipotesi, l'andamento della tensione e della corrente lungo z è definito dalle relazioni

$$\begin{cases} V(z) = V_i e^{kz} + V_r e^{-kz} \\ I(z) = \frac{V_i}{Z_C} e^{kz} - \frac{V_r}{Z_C} e^{-kz} \end{cases}$$

Per determinare le costanti, in generale complesse, V_i e V_r , bisogna imporre le condizioni al contorno relative ad una qualsiasi sezione della linea; la scelta più semplice è di considerare la sezione di carico, ossia $z = 0$; le condizioni al contorno sul carico sono i valori di tensione $V(0) = V_0$ e di corrente $I(0) = I_0$, per cui valgono le relazioni

$$\begin{cases} V(z=0) = V_0 = V_i + V_r \\ I(z=0) = I_0 = \frac{V_i}{Z_C} - \frac{V_r}{Z_C} \end{cases}$$

Si definisce allora *coefficiente di riflessione sul carico* il seguente rapporto

$$\rho_L = \frac{V_r}{V_i}$$

Considerando che V_i e V_r sono, in generale, delle costanti complesse, si deduce che anche ρ_L è una quantità complessa, dotata cioè di un proprio modulo e di una propria fase: $\rho_L = |\rho_L|e^{j\theta}$. È possibile esprimere questo coefficiente in funzione SOLO dell'impedenza caratteristica della linea z_C e dell'impedenza z_L

che rappresenta il carico, dalle relazioni
$$\begin{cases} V_0 = V_i + V_r \\ I_0 = \frac{V_i}{z_C} - \frac{V_r}{z_C} \end{cases}$$
, si ottiene subito che

$$\begin{cases} V_i = V_0 - V_r \\ I_0 = \frac{1}{z_C} [(V_0 - V_r) - V_r] \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_i = \frac{V_0 + z_C I_0}{2} \\ V_r = \frac{V_0 - z_C I_0}{2} \end{cases}$$

Applicando la definizione di ρ_L , dividendo ambo i membri per I_0 e ricordando che $V_0 = z_L I_0$, si ricava che

$$\rho_L = \frac{z_L - z_C}{z_L + z_C}$$

Si deduce che, a parità di linea di trasmissione, ossia a parità di z_C , il coefficiente di riflessione dipende solo dal carico z_L . Si noti che l'espressione di ρ_L appena ricavata vale comunque venga fissato il sistema di riferimento e qualunque sia il regime di tensione e di corrente presente sulla linea, infatti, questa stessa espressione è stata ricavata all'inizio del capitolo nel caso di regime qualsiasi.

Dalla relazione $\rho_L = \frac{z_L - z_C}{z_L + z_C}$, si deduce che se l'impedenza di carico z_L risulta esattamente pari all'impedenza caratteristica z_C , il coefficiente di riflessione è nullo e quindi vale zero anche V_r , cioè l'onda riflessa. In altre termini, è possibile affermare che, quando $z_L = z_C$, manca l'onda riflessa, il che è sinonimo di adattamento del carico. In questa situazione, tutta l'onda, o l'energia, incidente viene trasmessa al carico come se esso fosse una linea infinita di impedenza z_C . Questa condizione si può anche esprimere dicendo che è unitario il *coefficiente di trasmissione sul carico*, definito dalla relazione

$$t = \frac{V_L}{V_i} = \frac{2z_L}{z_L + z_C}.$$

E' possibile esprimere anche l'impedenza di ingresso, in corrispondenza della generica sezione z , in funzione del coefficiente di riflessione sul carico come il rapporto tra la tensione $V(z)$ e la corrente $I(z)$

$$z_i(z) = \frac{\frac{V_i e^{kz} + V_r e^{-kz}}{z_C}}{\frac{V_i e^{kz} - V_r e^{-kz}}{z_C}} = z_C \frac{V_i e^{kz} + V_r e^{-kz}}{V_i e^{kz} - V_r e^{-kz}},$$

ipotizzando l'assenza di perdite sulla linea, per cui il coefficiente di propagazione k è puramente immaginario, si ha

$$z_i(z) = \frac{\frac{V_i e^{j\alpha z} + V_r e^{-j\alpha z}}{z_C}}{\frac{V_i e^{j\alpha z} - V_r e^{-j\alpha z}}{z_C}} = z_C \frac{V_i e^{j\alpha z} + V_r e^{-j\alpha z}}{V_i e^{j\alpha z} - V_r e^{-j\alpha z}},$$

dividendo ambo i membri per V_i e ricordando che $\rho_L = \frac{V_r}{V_i}$, si conclude che:

$$z_i(z) = z_c \frac{1 + \rho_L e^{-j2\alpha z}}{1 - \rho_L e^{-j2\alpha z}}.$$

Sempre in funzione del coefficiente di riflessione è possibile esprimere anche il rapporto d'onda stazionario, ROS, ossia il rapporto tra il valore massimo e quello minimo assunti dal modulo della tensione, o dalla corrente. I valori massimo e minimo vanno ricavati dalla equazione: $V(z) = V_i e^{kz} + V_r e^{-kz}$, con k generico. È, infatti, evidente che il massimo di tensione si ha quando l'onda incidente è in fase con quella riflessa, mentre il minimo si ha quando le due

onde sono in opposizione di fase, quindi: $|V|_{\text{MAX}} = |V_i| + |V_r|$ applicando la
 $|V|_{\text{MIN}} = |V_i| - |V_r|$,

definizione di ROS, si ha: $\text{ROS} = \frac{|V|_{\text{MAX}}}{|V|_{\text{MIN}}} = \frac{|V_i| + |V_r|}{|V_i| - |V_r|}$, dividendo ambo i membri

per V_i , e ricordando che $\rho_L = \frac{V_r}{V_i}$, risulta:

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\rho_L|}{1 - |\rho_L|}.$$

Da questa relazione, con qualche semplice passaggio matematico, è possibile ricavare $|\rho_L|$ in funzione del ROS:

$$|\rho_L| = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}.$$

Così come si ha un valore massimo ed un valore minimo per $|V(z)|$, si può avere anche un valore massimo ed uno minimo per l'impedenza di ingresso, la quale è definita come $\frac{V(z)}{I(z)}$. Si vogliono determinare questi valori. L'impedenza di

ingresso, in presenza di perdite, è definita come:

$$z_i(z) = z_c \frac{V_i e^{kz} + V_i e^{-kz}}{V_i e^{kz} - V_i e^{-kz}} = z_c \frac{e^{kz} + \rho_L e^{-kz}}{e^{kz} - \rho_L e^{-kz}} = z_c \frac{1 + \rho_L e^{-j2kz}}{1 - \rho_L e^{-j2kz}}.$$

Il valore massimo è assunto quando il numeratore è massimo e quando il denominatore assume il valore minimo, considerando che il termine esponenziale $e^{-2\gamma z}$ vale 1 quando è massimo, si deduce che:

$$z_{i,MAX} = z_c \frac{1 + |\rho_L|}{1 - |\rho_L|} = z_c \bullet ROS$$

Con un discorso inverso si ricava il valore minimo dell'impedenza d'ingresso, per cui il numeratore deve risultare minimo e il denominatore massimo:

$$z_{i,min} = z_c \frac{1 - |\rho_L|}{1 + |\rho_L|} = \frac{z_c}{ROS}.$$

È possibile ricavare il coefficiente di riflessione seguendo un ragionamento equivalente al precedente, si consideri, allora, una linea di trasmissione di lunghezza L alimentata da un generatore di tensione sinusoidale ed avente un generico carico z_L , Figura A.25:

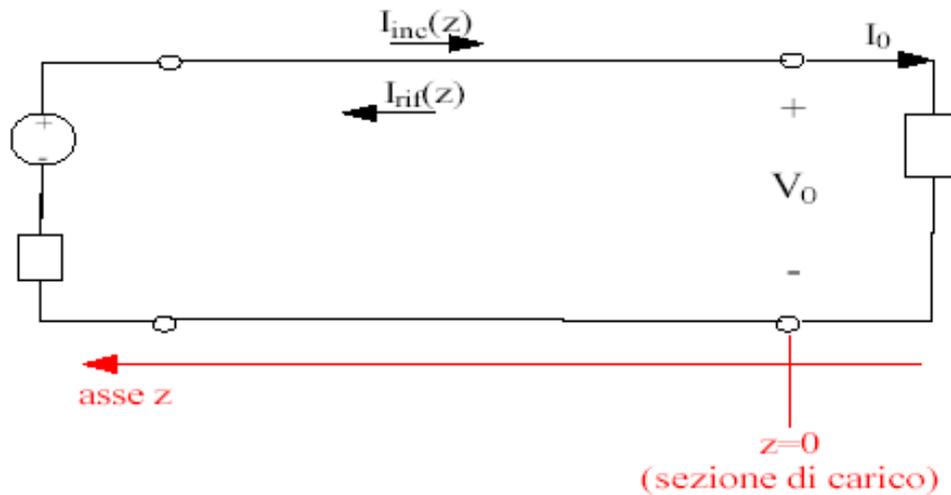


Figura A.25: circuito equivalente della linea di trasmissione di lunghezza L .

L'azione del generatore è produrre un'onda incidente di tensione ed un'onda incidente di corrente che si propagano dal generatore verso il carico, è stato considerato l'asse z con origine sul carico e diretto dal carico verso il generatore, si è dimostrato che queste due onde incidenti hanno espressioni del tipo

$$\begin{cases} V_{\text{inc}}(z) = V_i e^{kz} \\ I_{\text{inc}}(z) = \frac{V_i}{Z_c} e^{kz} = y_c V_i e^{kz}, \end{cases}$$

bisogna capire cosa accade quando l'onda progressiva arriva al carico. Innanzitutto, se la linea di trasmissione è chiusa su un carico z_L , allora vale la

condizione al contorno $V(0) = z_L I(0)$, tra la tensione totale $V(0)$ e la corrente totale $I(0)$ in corrispondenza del carico. Si presentano due casistiche:

- la prima è si ha per $z_L = z_C$, condizione di adattamento, in questa situazione si osserva che l'onda incidente prima riportata da sola soddisfa la condizione $V(0) = z_L I(0)$, per cui, a conferma di quanto detto precedentemente, non si ha la formazione di un'onda riflessa, o regressiva, ossia tutta la potenza fornita dal generatore viene completamente “assorbita” dal carico;
- la seconda, quella più realistica, si ha per $z_L \neq z_C$, questa volta, l'onda incidente non soddisfa la condizione $V(0) = z_L I(0)$, per cui deve necessariamente eccitarsi l'onda riflessa, che dovrà avere una intensità tale da soddisfare la suddetta condizione la contorno.

Si ipotizzi verificata la seconda condizione, si ha, allora, un'onda riflessa la cui espressione sarà

$$\begin{cases} V_{\text{rif}}(z) = V_r e^{-kz} \\ I_{\text{rif}}(z) = -\frac{V_r}{z_C} e^{-kz} = -y_C V_r e^{-kz} \end{cases}$$

la condizione al contorno sul carico è $V_{\text{inc}}(0) + V_{\text{rif}}(0) = z_L [I_{\text{inc}}(0) + I_{\text{rif}}(0)]$, sostituendo le espressioni dell'onda regressiva e progressiva, equivale a $V_i + V_r = z_L y_C (V_i - V_r)$.

Poiché l'ampiezza dell'onda incidente è univocamente determinata dalle sorgenti che generano tale onda, si può ritenere noto il valore di V_i quindi è possibile ricavare, dall'ultima relazione, il valore di V_r

$$V_r = \frac{z_L y_C - 1}{z_L y_C + 1} V_i.$$

È possibile, ora, definire il “coefficiente di riflessione”, per la tensione e in corrispondenza del carico, come rapporto tra l’ampiezza dell’onda riflessa e l’ampiezza dell’onda incidente:

$$\rho_L = \frac{V_r}{V_i} = \frac{z_L y_C - 1}{z_L y_C + 1} = \frac{z_L - z_C}{z_L y_C + 1} = -\frac{y_L - y_C}{y_L + y_C}.$$

Si osserva immediatamente che ρ_L vale zero quando $z_L = z_C$. È, inoltre, facile verificare che il “coefficiente di riflessione” per la corrente, sempre in corrispondenza

del carico, risulta essere

$$\rho_L' = \frac{I_r}{I_i} = -\rho_L.$$

- **Coefficiente di riflessione ad una sezione generica.**

Nei precedenti paragrafi è stato definito il coefficiente di riflessione solo in corrispondenza della sezione di carico. In pratica, è possibile definire un coefficiente di riflessione, per la tensione, per qualsiasi sezione della linea, come rapporto tra i fasori di tensione dell’onda regressiva e di quella progressiva:

$$\rho(z) = \frac{V_r e^{-kz}}{V_i e^{-kz}} = \frac{V_r}{V_i} e^{-2kz}.$$

Sfruttando questa relazione, è possibile riscrivere le relazioni della tensione e della corrente lungo la linea nel modo seguente:

$$V_r = \rho(z) \cdot V_i e^{2kz} \rightarrow \begin{cases} V(z) = V_i e^{kz} + \rho(z) \cdot V_i e^{2kz} e^{-kz} = V_i e^{kz} (1 + \rho(z)) \\ I(z) = \frac{V_i}{Z_C} e^{kz} - \frac{\rho(z) \cdot V_i e^{2kz}}{Z_C} e^{-kz} = \frac{V_i}{Z_C} e^{kz} (1 - \rho(z)) \end{cases}$$

Ovviamente, anche l'impedenza di ingresso, in corrispondenza della generica sezione z , può essere espressa in funzione di $\rho(z)$, basta eseguire il rapporto tra le espressioni appena ricavate per $V(z)$ e $I(z)$ così da ottenere:

$$z_i(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_C \frac{1 + \rho(z)}{1 - \rho(z)}.$$

Applicando questa relazione alla sezione di carico, ossia per $z=0$, è ovvio che al primo membro si ottiene l'impedenza di carico z_L , mentre il termine $\rho(z)$ al secondo membro viene coincidente con il ρ_L . Una importante conseguenza di quella relazione si ottiene confrontandola con l'espressione precedentemente ricavata di $z_i(z)$ in funzione di ρ_L e nell'ipotesi di assenza di perdite, si è,

determinato $z_i(z) = Z_C \frac{1 + \rho_L e^{j2az}}{1 - \rho_L e^{j2az}}$, confrontando queste relazioni, è evidente che

risulta

$$\rho(z) = \rho_L e^{j2\alpha z}.$$

Da questa relazione si capisce che il coefficiente di riflessione in una qualsiasi sezione della linea può essere posto in relazione con il coefficiente di riflessione al carico, che è calcolabile direttamente tramite la relazione $\rho_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}$. La differenza tra $\rho(z)$ e ρ_L è in una rotazione di fase pari a $-2\alpha z$, dipendente dalla sezione che si sta considerando. In definitiva, aumentando la distanza dal carico, il modulo del coefficiente di riflessione rimane invariato rispetto a $|\rho_L|$, mentre la fase ruota di $-2\alpha z$.

- **Flusso di potenza.**

Sin dall'inizio si è ipotizzato che i campi che si propagano lungo la linea di trasmissione abbiano una struttura TEM e cioè siano in ciascun punto trasversali all'asse, z , della linea. Calcolando allora il vettore di Poynting come prodotto vettoriale tra il campo elettrico ed il complesso coniugato del campo magnetico, si ottiene, come direzione, proprio quella dell'asse z . Quindi, il flusso di potenza medio avviene lungo la direzione z . Analiticamente, la potenza media lungo la direzione z si può calcolare in funzione della tensione e della corrente lungo la linea

$$P_{\text{media}}(z) = \frac{1}{2} \text{Re}\{V(Z)I^*(z)\}.$$

Sostituendo le espressioni dei fasori della tensione e della corrente, nel caso semplice di una linea senza perdite, si ricava:

$$P_{\text{media}}(z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V(z)I^*(z)\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left\{V_i e^{-j\alpha z} (1 + \rho(z)) \cdot \left[\frac{V_i}{Z_C} e^{-j\alpha z} (1 - \rho(z))\right]^*\right\} =$$

$$= \frac{1}{2} |V_i|^2 \frac{1}{Z_C^*} \operatorname{Re}\{(1 + \rho(z)) \cdot (1 - \rho(z))^*\},$$

ricordando che in assenza di perdite risulta: $\rho(z) = \rho_L e^{j2\alpha z}$, la potenza media ha l'espressione seguente:

$$P_{\text{media}}(z) = \frac{1}{2} |V_i|^2 \frac{1}{Z_C^*} (1 - |\rho_L|^2)$$

da quest'espressione si osserva quanto segue:

- se la linea è adattata, per cui risulta $\rho_L = 0$, la potenza media raggiunge il valore massimo $P_{\text{media}}(z) = \frac{1}{2} |V_i|^2 \frac{1}{Z_C^*}$, legato essenzialmente al valore dell'impedenza caratteristica, ed è interamente trasferita al carico;
- se il carico è un cortocircuito oppure un circuito aperto, per cui il coefficiente di riflessione ρ_L ha modulo unitario, per cui la potenza media è nulla; ciò significa che tutta la potenza incidente viene riflessa.

A.1 Perdite di potenza nei cavi

Il calcolo delle perdite di potenza nei cavi di interconnessione ha grande importanza, data la presenza dei cavi in tutti i sistemi di misura. Per introdurre questo argomento, è opportuno riprendere rapidamente alcuni concetti fondamentali relativi alle *linee di trasmissione*, la cui schematizzazione generale può essere la seguente

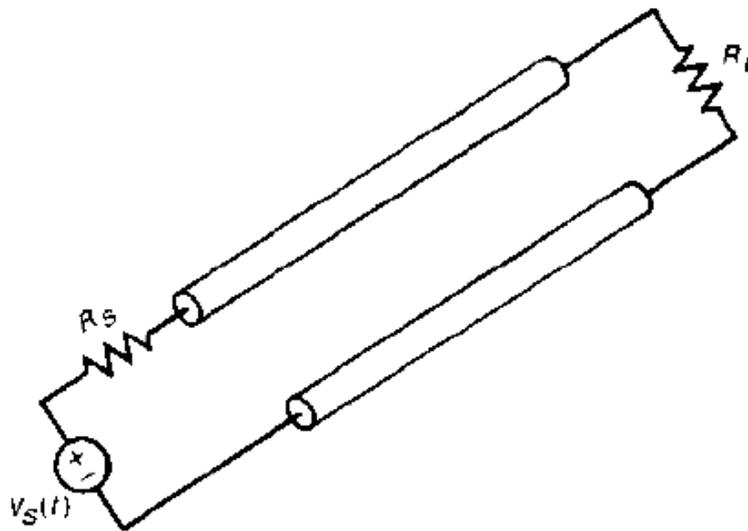


Figura A.26: schema di una linea di trasmissione.

È opportuno avere un modello elettrico a parametri distribuiti della struttura considerata, ad esempio quello mostrato in Figura A.27, relativo ad una linea di trasmissione di lunghezza L

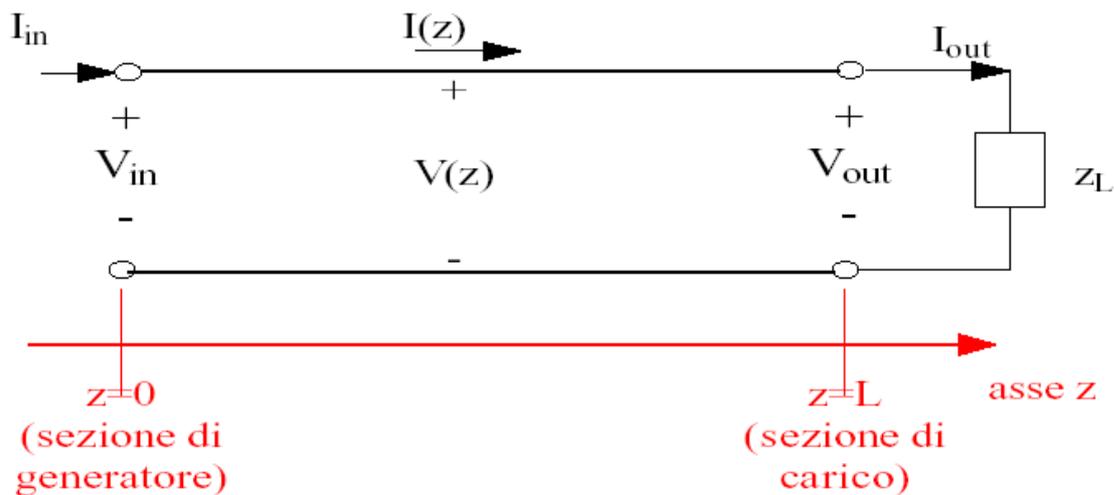


Figura A.27: modello elettrico di una linea di trasmissione di lunghezza L .

Le grandezze che caratterizzano questo tipo di struttura sono solitamente l'impedenza caratteristica z_C e la velocità di propagazione v delle onde lungo la linea.

Sebbene sia importante conoscere il comportamento della linea quando i segnali di ingresso abbiano forme d'onda arbitrarie, è altrettanto importante studiarne il comportamento in regime sinusoidale permanente: ciò significa ipotizzare che la sorgente sia sinusoidale monofrequenziale e che ogni eventuale segnale transitorio si sia estinto. In queste circostanze, è possibile risolvere l'equazione delle linee nel dominio della frequenza, ossia in termini di fasori associati alle tensioni ed alle correnti lungo la linea. Indicati, infatti, rispettivamente con $V(z)$ ed $I(z)$ tali fasori, che descrivono l'andamento spaziale, ma anche temporale, della tensione e della corrente lungo la linea, si trova che essi sono dati dalle seguenti equazioni

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} + V^- e^{\beta z} e^{-j\alpha z} \\ I(z) = \frac{V^+}{Z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z} - \frac{V^-}{Z_C} e^{\beta z} e^{-j\alpha z} \end{cases}$$

Le quantità V^+ e V^- sono costanti, in generale complesse, ed il loro valore può essere determinato solo dopo aver specificato la sorgente ed il carico connessi alla linea, determinazione delle condizioni al contorno del problema.

Il parametro α è la *costante di attenuazione* associata alle perdite lungo la linea, ossia alle perdite sia nei conduttori sia nel mezzo circostante. In assenza di perdite, risulta $\alpha=0$. La costante α si misura in neper/m. Il parametro β è, invece, la *costante di fase*: essa esprime la variazione di fase subita dall'onda nel suo propagarsi lungo la linea, si misura in rad/m.

Le equazioni riportate possono anche essere riscritte nella forma seguente

$$\begin{cases} V(z) = V_f(z) + V_b(z) \\ I(z) = \frac{V_f(z)}{Z_C} - \frac{V_b(z)}{Z_C} \end{cases}$$

dove si è posto

$$\begin{aligned} V_f(z) &= V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} \\ V_b(z) &= V^- e^{\beta z} e^{-j\alpha z} \end{aligned}$$

per evidenziare che $V_f(z)$ è *un'onda progressiva di tensione*, mentre $V_b(z)$ è *un'onda regressiva di tensione*. Per comprendere il significato di queste dizioni, basta convertire le espressioni di $V(z)$ ed $I(z)$ nel dominio del tempo, tramite le

classiche formule di antitrasformazione, bisogna moltiplicare i fasori per il termine esponenziale $e^{j\omega t}$, che tiene conto del regime sinusoidale, e calcolare la parte reale del prodotto così ottenuto

$$\begin{cases} v(z, t) = \operatorname{Re}\{V(z)e^{j\omega t}\} = \operatorname{Re}\{V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} e^{j\omega t} + V^- e^{\beta z} e^{-j\alpha z} e^{j\omega t}\} \\ i(z, t) = \operatorname{Re}\{I(z)e^{j\omega t}\} = \operatorname{Re}\left\{\frac{V^+}{Z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z} e^{j\omega t} - \frac{V^-}{Z_C} e^{\beta z} e^{-j\alpha z} e^{j\omega t}\right\}. \end{cases}$$

Tenendo conto che le quantità V^+ , V^- e Z_C sono complesse, per cui possiedono un modulo ed una fase, ed eseguendo gli opportuni passaggi si determina immediatamente che

$$\begin{cases} v(z, t) = |V^+| e^{-\beta z} \cos(\omega t + \alpha z + \theta^+) + |V^-| e^{\beta z} \cos(\omega t - \alpha z + \theta^-) \\ i(z, t) = \frac{|V^+|}{|Z_C|} e^{-\beta z} \cos(\omega t + \alpha z + \theta^+ - \theta_{z_c}) - \frac{|V^-|}{|Z_C|} e^{\beta z} \cos(\omega t - \alpha z + \theta^- - \theta_{z_c}) \end{cases}$$

Queste espressioni sono del tutto analoghe tra loro, quindi, è possibile considerare solo l'espressione della tensione. Osservandola si deduce quanto segue:

- l'onda progressiva è $|V^+| e^{-\beta z} \cos(\omega t + \alpha z + \theta^+)$: al crescere del tempo t , è necessario aumentare il valore di z al fine di mantenere costante l'argomento del coseno; in tal modo, si segue il movimento di un punto dell'onda. Possiamo dunque affermare che si tratta di un'onda che si muove lungo la direzione positiva dell'asse z , cioè si dirige dalla sorgente verso il carico: da qui il termine *progressiva*;

- l'onda regressiva è $|V^-|e^{\beta z} \cos(\omega t - \alpha z + \theta^-)$: al crescere del tempo t , volendo seguire un punto dell'onda bisogna diminuire il valore di z , al fine di mantenere costante l'argomento del coseno. Si tratta, quindi, di un'onda che si muove lungo la direzione negativa dell'asse z , cioè dal carico verso la sorgente: da qui il termine *regressiva*.
- Si definisce coefficiente di riflessione per la tensione la seguente grandezza

$$\Gamma(z) = \frac{V_b(z)}{V_f(z)} = \frac{V^-}{V^+} e^{2\beta z} e^{-j2\alpha z}.$$

È il rapporto tra l'onda regressiva e progressiva di tensione, è una grandezza variabile con la sezione z che si considera sulla linea. In particolare considerando la sezione di carico, $z = L$, si ottiene

$$\Gamma_L = \Gamma(L) = \frac{V_b(L)}{V_f(L)} = \frac{V^-}{V^+} e^{2\beta L} e^{-j2\alpha L}.$$

Eseguendo qualche sostituzione e semplificazione si ottiene il *coefficiente di riflessione al carico*, così definito

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C}.$$

Questa relazione è molto importante, da essa si osserva che quando $z_L = z_C$ risulta $\Gamma_L=0$: condizione di adattamento tra linea e carico, in queste condizioni non c'è onda regressiva lungo la linea, ma solo onda progressiva:

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} = V_f(z) \\ I(z) = \frac{V^+}{Z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z} = \frac{V_f(z)}{Z_C} \end{cases}$$

Si osserva che tutta la potenza disponibile al carico viene effettivamente ceduta ad esso senza che una quota, parte di essa, rappresentata appunto da Γ_L , torni indietro verso la sorgente. E' possibile esprimere il coefficiente di riflessione alla generica sezione z in funzione del coefficiente di riflessione al carico, risulta che

$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{2\beta(z-L)} e^{-j2\alpha(z-L)} .$$

- Per esprimere diversamente i fasori della tensione e della corrente lungo la linea si può sfruttare il coefficiente di riflessione $\Gamma(z)$, infatti, in base alla definizione di $\Gamma(z)$ si trae

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} [1 + \Gamma(z)] = V_f(z) [1 + \Gamma(z)] \\ I(z) = \frac{V^+}{Z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z} [1 - \Gamma(z)] = \frac{V_f(z)}{Z_C} [1 - \Gamma(z)] \end{cases}$$

L'impedenza d'ingresso ad una generica sezione della linea è il rapporto tra i fasori della tensione e della corrente in corrispondenza della sezione considerata

$$z_{in}(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = z_C \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)}.$$

Se la linea è adattata, quindi $z_L = z_C$ ed inoltre $\Gamma_L = 0$, ne consegue che $\Gamma(z) = 0$ e quindi l'impedenza di ingresso coincide con l'impedenza caratteristica della linea e di conseguenza anche con quella di carico.

La potenza media che attraversa, procedendo verso destra, una generica sezione della linea è data dalla seguente espressione generale

$$P_{media}(z) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V(z)I^*(z)\};$$

con $I^*(z)$ complesso coniugato del fasore della corrente.

Questi concetti introduttivi consentono di introdurre e caratterizzare le perdite di potenza nei cavi usati nei sistemi di misura. Tipici cavi per interconnessioni sono quelli di tipo coassiale, di cui la Figura A.28 propone una schematizzazione da diverse sezioni:

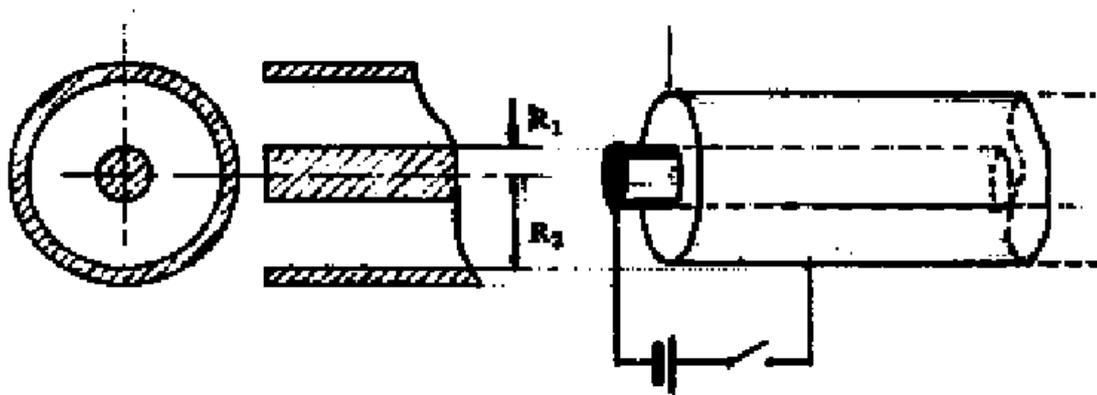


Figura A.28: schematizzazione di un cavo coassiale.

Sostanzialmente si ha un sistema formato da due conduttori cilindrici coassiali, di raggio R_1 ed R_2 , il conduttore più esterno prende il nome di calza, o semplicemente schermo, mentre il conduttore interno viene detto anima del cavo. Le onde si propagano nello spazio interno alla calza e tale spazio è solitamente occupato da un dielettrico caratterizzato da costanti relative ϵ_r e $\mu_r=1$. Ad esempio, nel caso del cavo RG-58U il dielettrico è il *Teflon* e la sua permittività relativa vale $\epsilon_r=2.1$. Le costanti ϵ_r , permittività relativa, e μ_r , permeabilità relativa, determinano la velocità di propagazione delle onde di tensione e di corrente nel mezzo; tale velocità è data da

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}};$$

con c velocità della luce nel vuoto, pari a $3 \cdot 10^8$ m/sec.

I costruttori solitamente specificano le caratteristiche dei cavi coassiali fornendo:

- il modulo dell'impedenza caratteristica z_C nell'ipotesi di basse perdite (ad esempio, per il cavo RG-58U risulta $|z_C| = 50 \Omega$);
- la velocità di propagazione percentuale rispetto alla velocità di propagazione del vuoto (per il cavo RG-58U risulta $v = 0.69 c$);
- il valore delle perdite per un cavo di 100 ft a determinate frequenze.

Riguardo le perdite nelle linee di trasmissione esistono di due tipi: perdite all'interno dei conduttori e perdite nel dielettrico circostante. Tuttavia, alle

frequenze di normale funzionamento, le perdite nei conduttori rappresentano sicuramente l'effetto dominante. La resistenza dei conduttori aumenta, *per effetto pelle*, proporzionalmente alla radice quadrata della frequenza; nonostante sia nota la legge di proporzionalità, la perdita nel cavo dovrebbe essere specificata per ogni frequenza a cui il cavo viene utilizzato. Normalmente, i costruttori ne forniscono i valori solo per alcune frequenze specifiche: ad esempio, la perdita nel cavo coassiale RG-58U alla frequenza di 100 MHz è di 4.5 dB/100 ft. E' importante, inoltre, sottolineare che la specifica delle perdite fa riferimento ad un cavo adattato, ossia presuppone che risulti $z_C = z_L$, con z_L impedenza del carico: con questa condizione non ci sono riflessioni di energia in corrispondenza del carico ($\Gamma_L=0$) e la linea è percorsa solo da onde progressive. Con l'ipotesi di cavo adattato, si consideri l'espressione della potenza media precedentemente citata

$$P_{\text{media}}(z) = \frac{1}{2} \text{Re}\{V(z)I^*(z)\};$$

per ipotesi il cavo è adattato, per cui i fasori associati alla tensione ed alla corrente sono

$$\begin{cases} V(z) = V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} \\ I(z) = \frac{V^+}{z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z} \end{cases};$$

eseguendo le opportune moltiplicazioni è possibile il calcolo della potenza

$$\begin{aligned}
P_{\text{media}}(z) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V(z)I^*(z)\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left\{V^+ e^{-\beta z} e^{j\alpha z} \cdot \left[\frac{V^+}{z_C} e^{-\beta z} e^{j\alpha z}\right]^*\right\} = \frac{1}{2} e^{-2\beta z} \operatorname{Re}\left\{V^+ \cdot \left[\frac{V^+}{z_C}\right]^*\right\} = \\
&= \frac{1}{2} e^{-2\beta z} |V^+|^2 \operatorname{Re}\left\{\frac{1}{z_C^*}\right\} = \frac{1}{2} e^{-2\beta z} \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C}.
\end{aligned}$$

Calcolando questa quantità per $z=0$, si ottiene la potenza fornita in ingresso al cavo

$$P_{\text{media,in}} = P_{\text{media}}(z=0) = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C}.$$

Analogamente, prendendo $z = L$ si ottiene la potenza fornita dal cavo al carico

$$P_{\text{media,out}} = P_{\text{media}}(z=L) = \frac{1}{2} e^{-2\beta L} \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C}.$$

La differenza tra queste due quantità fornisce, dunque, la perdita di potenza nel cavo, espressa in Watt

$$P_{\text{media,in}} - P_{\text{media,out}} = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C} - \frac{1}{2} e^{-2\beta L} \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C} = \frac{1}{2} (1 - e^{-2\beta L}) \frac{|V^+|^2}{|z_C|} \cos\theta_{z_C}.$$

In pratica, i costruttori non utilizzano questa espressione per caratterizzare la perdita di un cavo; al contrario, fanno riferimento *all'attenuazione*, definita come il rapporto tra la potenza in ingresso e quella in uscita

$$\text{attenuazione} = \frac{P_{\text{media,in}}}{P_{\text{media,out}}} = e^{2\beta L}$$

Generalmente, questo parametro è misurato in dB per unità di lunghezza del cavo, per cui si parla di attenuazione specifica in dB. In pratica, poiché

$$\text{attenuazione in dB} = 10 \log_{10} e^{2\beta L} = 20 \beta L \log_{10} e = 8.686 \beta L$$

$$\left[\frac{\text{dB}}{\text{ft}} \right].$$

L'attenuazione specifica è

$$(\beta_s)_{\text{dB}} = \frac{\text{attenuazione in dB}}{L} = 8.686 \cdot \beta,$$

per convenzione L è fissata a 100 ft, per cui

$$(\beta_s)_{\text{dB}} = \frac{\text{attenuazione in dB}}{100} = 8.686 \cdot \beta \quad \left[\frac{\text{dB}}{100\text{ft}} \right].$$

Riepilogando, il dato specificato dai costruttori è $(\beta_s)_{\text{dB}/100\text{ft}}$. Ad esempio, per il cavo RG-58U alla frequenza di 100 MHz viene detto che $(\beta_s)_{\text{dB}/100\text{ft}} = 4.5 \text{ dB} / 100 \text{ ft}$. Da questo dato, si può ottenere la costante di attenuazione del cavo

$$\beta = \frac{(\beta_S)_{\text{dB}/100\text{ft}}}{8.686 \cdot 100} = \frac{4.5}{8.686 \cdot 100} = 5.18 \cdot 10^{-3} \quad \left[\frac{\text{neper}}{\text{ft}} \right].$$

Moltiplicando, invece, l'attenuazione specifica $(\beta_S)_{\text{dB}/100\text{ft}}$ per la lunghezza effettiva del cavo, rapportata a 100 ft, si ottiene direttamente l'attenuazione del cavo in termini di dB per quella specificata frequenza:

$$\beta_{\text{dB}} = (\beta_S)_{\text{dB}/100\text{ft}} \cdot \frac{L}{100} \quad [\text{dB}].$$

Ad esempio, un cavo RG-58U, che alla frequenza di 100 MHz presenta

$(\beta_S)_{\text{dB}/100\text{ft}} = \frac{4.5 \text{ dB}}{100 \text{ ft}}$ lungo 30 ft introduce una attenuazione complessiva pari a

$$\beta_{\text{dB}} = 4.5 \cdot \frac{30}{100} = 1.35 \text{ dB}.$$

È molto importante ricordare che la caratterizzazione della perdita di potenza di un cavo fa riferimento al fatto che esso sia adattato ($z_L = z_C$) al carico. In caso contrario, la misura delle grandezze sopra indicate non presenta alcun legame con la perdita di potenza del cavo.

A.2 Effetti biologici e sanitari alle basse frequenze

Negli ultimi anni, l'utilizzo massiccio dell'energia elettrica ha notevolmente incrementato l'esposizione della popolazione ai campi elettromagnetici a frequenze estremamente basse (ELF). È naturale, quindi, che sia nata la preoccupazione per i potenziali effetti negativi sulla salute umana.

Il corpo umano, che è una macchina molto complessa, risente in vari modi delle radiazioni elettromagnetiche. Le interazioni tra campi magnetici e corpo umano, da anni, sono oggetto di studi e, mentre alcuni effetti biologici sono noti, altri sono ancora da dimostrare sperimentalmente. È opportuno sottolineare che, quando si parla di esposizione a campi elettromagnetici, occorre distinguere, come suggerito dalle norme vigenti in materia, tra esposizione di tipo 'residenziale' ed esposizione di tipo 'occupazionale', ossia relativa a individui che sono professionalmente esposti.

L'interazione dei campi elettromagnetici con le strutture biologiche del corpo umano dà luogo ai seguenti fenomeni, che perturbano l'equilibrio dell'organismo:

- induzione di cariche e correnti elettriche;
- riscaldamento dei tessuti irraggiati.

L'interazione produce un *effetto biologico* se la perturbazione dell'organismo porta a variazioni morfologiche o funzionali di tessuti, organi o sistemi, di livello superiore a quello molecolare. Se l'effetto biologico supera la capacità di compensazione e i limiti di efficacia dei meccanismi di adattamento dell'organismo, si ha un danno alla salute e si produce, quindi, un *effetto sanitario*.

Le attuali conoscenze sui principali tipi di interazione tra campi elettromagnetici e tessuti biologici provengono da studi epidemiologici e da esperimenti di laboratorio. Questi ultimi vengono classificati in

- esperimenti *in vivo*, che hanno come oggetto dell'osservazione animali da laboratorio;
- esperimenti *in vitro*, che espongono e analizzano cellule e tessuti che possono derivare direttamente dall'uomo oppure dagli stessi animali da laboratorio.

Sono noti i meccanismi attraverso i quali i campi magnetici a 50 Hz, di intensità maggiore di 500 μT , producono effetti biologici, ma questi effetti non sono rilevabili quando l'intensità è minore di 50 μT o, comunque, quando l'interazione con il corpo umano è molto debole. Infatti, per le intensità di campo tipiche delle esposizioni residenziali e occupazionali, inferiori a 50 μT , nessun effetto biologico è stato definito 'riproducibile', ossia in nessun caso più di un laboratorio ha raggiunto gli stessi risultati. Molto spesso, quando si è tentato di ripetere gli studi già pubblicati, non si è raggiunto lo stesso risultato, in quanto possono essere molto diverse le caratteristiche dei materiali biologici e le modalità di esposizione, rendendo così difficile qualsiasi tipo di confronto o valutazione. A questo proposito, la ricerca sperimentale condotta in laboratorio, *in vivo* e *in vitro*, ha prodotto, negli ultimi decenni, una gran mole di osservazioni sulle relazioni esistenti tra condizioni di esposizione a campi elettromagnetici ed effetti biologici derivanti, ma i risultati confermati da più di un gruppo indipendente di ricerca sono stati relativamente pochi. Questa situazione, che ha limitato drasticamente il reale valore scientifico di non poche indagini, condotte peraltro in maniera accurata e ineccepibile, è imputabile a diversi fattori.

Innanzitutto, c'è stata, soprattutto in passato, una mancanza di coordinamento tra i vari laboratori e, quindi, una grande eterogeneità tra le ricerche, favorita anche dalla variabilità dei fattori che determinano le condizioni di esposizione, quali frequenza, modulazione, intensità, durata, e così via, e dalla varietà dei sistemi e dei parametri biologici che possono essere posti sotto osservazione.

Un altro fattore è la mancanza di un rigoroso controllo delle condizioni di esposizione; infatti, dato un campo elettromagnetico presente in un certo ambiente (campo imperturbato o incidente), l'introduzione in quest'ambiente di un nuovo corpo materiale (campione biologico) modifica il campo preesistente, il quale assume una nuova configurazione, perturbata, sia nella parte di spazio occupata dal corpo sia all'esterno di essa. Inoltre, gli effetti sul corpo materiale sono correlati direttamente al campo interno e, in particolare, alla potenza assorbita per unità di massa e, indirettamente, al campo imperturbato. Definire le condizioni di esposizione può, quindi, significare sia specificare soltanto il campo incidente sia determinare anche il campo interno o la potenza assorbita per unità di massa.

Una rilevanza primaria assume poi il controllo della temperatura; tuttavia, occorre precisare che esistono opinioni diverse sulle condizioni termiche più opportune per studiare gli effetti biologici non imputabili ad aumenti di temperatura. Alcuni rivolgono il loro interesse alle situazioni sperimentali in cui le condizioni di esposizione siano tali da non dar luogo ad aumenti rilevabili di temperatura e, in questo caso, basta un normale incubatore per garantire condizioni termostatiche definite. Altri indagano sugli effetti biologici legati a condizioni di esposizione capaci di produrre un aumento misurabile della temperatura, il quale però viene inibito da un concomitante raffreddamento. Un ulteriore approccio consiste nel considerare ogni effetto biologico che, a parità di temperatura, si verifichi soltanto in presenza di campi (sperimentazione a temperatura variabile).

Gli effetti biologici derivanti da esposizioni a radiazioni elettromagnetiche a bassa frequenza sono dovuti, essenzialmente, alle correnti indotte dal campo magnetico nel corpo. Queste correnti possono produrre calore nei tessuti umani (effetto termico), ma, a causa della piccola quantità di energia trasferita, il calore generato non produce nessun effetto significativo ed è controllato dai normali meccanismi di termoregolazione dell'organismo. La termoregolazione è un meccanismo fisiologico in base al quale l'organismo reagisce a eventuali variazioni di energia termica, in modo da mantenere la temperatura interna in un opportuno intervallo. L'attivazione del sistema di regolazione può essere scatenata da diversi fattori ambientali (variazioni di temperatura, di umidità, e così via), ma anche dall'esposizione a radiazioni elettromagnetiche.

Gli animali a sangue caldo sono dotati di un sistema di regolazione involontario, basato sull'equilibrio di due fenomeni: la produzione e la dispersione di calore. Nell'uomo, la maggior parte degli organi vitali lavora, in condizioni di normalità, alla temperatura, pressoché costante, di 37 °C e, in ogni caso, per valori compresi tra i 35.5 °C e i 40 °C, non si rilevano danni all'organismo. Al di fuori dell'intervallo considerato, il corpo è in condizioni di estrema vulnerabilità (alle basse temperature si corre il rischio di congelamento, alle alte di coagulazione di alcune proteine).

Le correnti indotte nei tessuti umani sono, comunque, di intensità minore di quelle fisiologicamente presenti nel sistema nervoso periferico e nel cervello, data la natura 'elettrica' delle attività da essi svolte. Se, però, oltre alla variazione nel tempo, i campi a 50 Hz presentano anche un contenuto armonico a frequenze superiori, è possibile che le correnti indotte siano più elevate, ma sempre troppo basse per essere considerate pericolose.

Si passa ora a descrivere in che modo il corpo umano reagisce in presenza di campi ELF.

- **Magnetoterapia**

La magnetoterapia costituisce l'applicazione terapeutica dei campi alle basse frequenze. Le apparecchiature per magnetoterapia operano a frequenze che vanno da 0 Hz a 100 Hz e generano un campo magnetico che può arrivare fino a 10 mT; pertanto, le normative, quasi sempre, precisano che i limiti fissati non sono validi per le applicazioni di tipo terapeutico. Gli effetti biologici sono imputabili alle correnti elettriche indotte, cui i suddetti campi danno luogo, e alla loro distribuzione. Sembra che tutti i tessuti biologici (tessuto osseo, tessuti molli, e così via) manifestino potenziali elettrici, indotti da variazioni del flusso magnetico, e che la loro morfologia dipenda, oltre che dall'andamento del campo, dalle caratteristiche proprie del tessuto in esame.

Vari ricercatori hanno dimostrato un netto incremento della radiazione termica emessa dal corpo umano esposto a campi magnetici a bassa frequenza. L'incremento, imputabile alla vasodilatazione indotta nel circolo periferico, è accompagnato da un rilevante aumento della pressione dell'ossigeno nel sangue. Infatti, l'effetto biologico più rilevante e costantemente presente appare essere uno spiccato incremento della vascolarizzazione tessutale e della pressione dell'ossigeno nel sangue, in totale assenza di effetti termici macroscopici. Dal punto di vista clinico sono stati constatati vari effetti dei campi alle basse frequenze, quali un'azione antiedematosa e una antalgica. La patologia finora esplorata comprende vari settori, tra cui quello ortopedico-traumatologico (pseudoartrosi e ritardi di consolidazione), quello vascolare, quello reumatologico, quello fisiatrico.

L'applicazione sfrutta il potente effetto antinfiammatorio dei campi magnetici a bassa frequenza nel trattamento delle forme dolorose inerenti le patologie croniche, come ad esempio l'artrosi. Nel trattamento delle fratture, un'ampia casistica ha rilevato, anche se non nella totalità dei casi trattati, un'evidente accelerazione della riparazione del tessuto osseo, dei tessuti molli sovrastanti e

delle lesioni cutanee associate e un effetto benefico sulle strutture cartilaginee, fortemente condizionate dalla diffusione dell'ossigeno.

L'azione dei campi magnetici alle basse frequenze non può essere confrontabile con quella delle altre terapie fisiche; il paziente, infatti, non ha alcuna percezione diretta dell'applicazione del campo. Assume, inoltre, un ruolo di preminente importanza la durata dell'esposizione al campo, che va considerata in rapporto all'età del soggetto e alla velocità dei suoi ritmi biologici (proliferativi, differenziativi e funzionali). L'azione è graduale e l'efficacia del trattamento può pienamente manifestarsi in tempi lunghi; il trattamento è da preferirsi nelle patologie croniche, ma anche il trauma acuto può trarne vantaggio, con una riduzione dei tempi di recupero.

• **Effetti sul sistema immunitario**

Gli effetti sul sistema immunitario, imputabili all'esposizione ai campi elettromagnetici, sono stati oggetto di studi nei primi anni settanta, quando si valutò l'ipotesi di un eventuale ruolo del sistema immunitario nello sviluppo di alcuni tipi di tumori, per cui, nel caso si fosse rivelata fondata, un danno al sistema immunitario avrebbe effettivamente potuto provocare un tumore. In seguito, dopo che un numero considerevole di studi ha dimostrato che questa ipotesi non poteva essere ritenuta valida, è stata abbandonata. In particolare non è stato provato alcun effetto sul sistema immunitario per intensità del campo magnetico inferiori ai 200 μ T.

Da studi in vitro si è visto che, a livello molecolare, il campo magnetico può esercitare delle forze su molecole cariche elettricamente. Sotto l'azione di queste forze, le strutture molecolari, quali i biopolimeri, possono muoversi o deformarsi, mentre le molecole dipolari possono orientarsi. Anche strutture più 'evolute', come quelle cellulari, possono risentire degli effetti di queste forze,

ma, essendo il tessuto biologico ‘non magnetico’, questo tipo di interazione risulta molto debole. Le interazioni modificano l’afflusso di ioni calcio nella membrana cellulare e la concentrazione intracellulare; in particolare, un incremento dell’afflusso di ioni calcio potrebbe modificare la velocità di metabolismo di alcuni tessuti e la regolazione di molti processi biologici.

- **Effetti genotossici**

Alcuni studiosi hanno ipotizzato l’esistenza di altri meccanismi, oltre alle correnti indotte, attraverso i quali il campo elettrico e quello magnetico possono interagire con l’organismo umano; in particolare, è stato studiato il possibile effetto dei campi a bassa frequenza sulla molecola del DNA, visto che è stato accertato come le radiazioni ionizzanti intervengano sulla struttura del DNA, esercitando un’azione mutagena, che porta allo sviluppo di tumori. Per provocare mutazioni, per effetto fotoelettrico, le radiazioni elettromagnetiche devono avere l’energia necessaria per rompere i legami chimici del materiale genetico, ma, mentre questo è certamente vero per le radiazioni ionizzanti, da studi di laboratorio effettuati non è stata rilevata alcuna evidenza sull’alterazione della struttura del DNA per effetto dei campi a bassa frequenza. Tuttavia, pur non provocando mutazioni genetiche, un agente può ‘provocare’ un tumore anche attraverso la cosiddetta *azione epigenetica*, ossia favorendo la crescita e lo sviluppo di cellule che hanno subito una mutazione per altre cause. Nel caso di esposizione a campi a bassa frequenza, attraverso studi su colture cellulari, in cui il DNA aveva già subito un’alterazione di tipo tumorale, o su animali, in genere ratti, geneticamente predisposti a sviluppare tumori, si è riscontrato un aumento significativo dello sviluppo dei tumori, dopo una prolungata e considerevole esposizione a radiazioni elettromagnetiche. In altri studi, effettuati su animali sani, non si è però notato un aumento statisticamente rilevante. Le condizioni, le entità e i tempi dell’esposizione, nei vari

esperimenti di laboratorio sulle colture e sulle cavie, sono estremamente diversi e non riproducono le effettive condizioni di esposizione a cui è soggetta la popolazione. Gli studi vengono effettuati a livelli di esposizione molto più elevati di quelli normalmente misurati nell'ambiente; si scelgono queste condizioni sperimentali per massimizzare la capacità del ricercatore di trovare l'effetto, se mai esista, di un'esposizione nota e definita.

- **Effetti su colture di linfociti umani**

Nell'ambito delle possibili interazioni tra campi elettromagnetici a bassa frequenza e sistemi biologici in vitro, la sperimentazione condotta dall'IRECE (Istituto di Ricerca per l'Elettromagnetismo e i Componenti Elettronici) ha riguardato gli effetti indotti, valutati come frequenza dei micronuclei (MN), a carico del corredo cromosomico di linfociti umani. Le esposizioni sono state eseguite mediante bobine di Helmholtz o condensatori ed è stato effettuato un rigoroso controllo della temperatura nel campione. I risultati ottenuti dall'esposizione di colture di linfociti umani, da soggetti affetti da sindrome di Turner (che prende il nome dall'endocrinologo che, nel 1938, descrisse in maniera accurata il ciclo di questa malattia, è un'anomalia cromosomica molto rara, che, nel 99% dei casi, determina l'aborto), a un campo magnetico pulsato alla frequenza di 50 Hz, hanno evidenziato un aumento della frequenza dei micronuclei nelle colture esposte, rispetto a colture di controllo; questo aumento non era stato riscontrato in colture di linfociti, da soggetti sani, esposte nelle stesse condizioni.

La differente risposta, nelle stesse condizioni di esposizione, risulta interessante in considerazione del fatto che le normative sui rischi per la salute dell'uomo derivano, generalmente, da una valutazione effettuata su individui sani; tale campione è rappresentativo della maggioranza della popolazione, ma rischia di

non tener conto di particolari sottogruppi di persone che potrebbero mostrare una maggiore sensibilità.

È stato valutato, inoltre, l'effetto di campi magnetici sinusoidali, a frequenza di 50 Hz e intensità di 0.05 mT, 0.25 mT, 0.5 mT, 0.75 mT e 1.0 mT (rms), su colture di linfociti da 42 soggetti sani. I risultati, espressi in termini di genotossicità e di alterazione della proliferazione cellulare, non hanno mostrato un incremento della frequenza dei micronuclei, ma è stata riscontrata un'accelerazione o un ritardo della proliferazione, in funzione dell'intensità del campo. L'esposizione di colture di linfociti umani a un campo magnetico pulsato, a frequenza di 100 Hz e intensità di 1.4 mT, invece, ha indotto effetti genotossici, valutati sia come frequenza dei micronuclei che come aberrazioni cromosomiche, e un'accelerata proliferazione cellulare.

- **L'ipotesi 'melatonina'**

La *melatonina* è un ormone secreto dalla ghiandola pineale, posta nel cervello. La produzione di questo ormone è regolata dalla luce del giorno, nel senso che la luce blocca la generazione, la quale raggiunge, invece, i livelli più alti durante le ore notturne. Questo composto chimico è stato a lungo oggetto di studi, per la sua presunta funzione di agente antitumorale, attraverso l'azione inibitoria esercitata dagli estrogeni, ma, al riguardo, i risultati sperimentali sono contrastanti. Quello che si è evidenziato con certezza è che in pazienti affetti da tumore, in particolare da tumore alla mammella, i livelli di melatonina prodotti sono inferiori alla norma. Inoltre, si è notato che la melatonina, attraverso la sua azione biochimica, può favorire lo sviluppo di tumori alla mammella in cellule già malate, ma non ci sono evidenze sperimentali che dimostrino come la melatonina possa intervenire nello sviluppo di tumori spontanei. Secondo un'ipotesi interpretativa, a bassi livelli di melatonina sono associati incrementi

del rischio cancerogeno, con meccanismi probabilmente diversi, quali diminuzione della risposta immunitaria, innalzamento dei livelli di ormoni gonadici con effetti sui tumori alla mammella o alla prostata, amplificazione del danno ossidativo del DNA, in presenza di una diminuzione dei livelli di melatonina, viste le notevoli proprietà antiossidanti di questo ormone.

Al legame tra insorgenza tumorale e livelli di melatonina si riconducono gli studi effettuati negli ultimi dieci anni, che hanno dimostrato, con sufficiente evidenza, come l'esposizione a campi elettromagnetici alteri notevolmente e ritardi le secrezioni di melatonina durante le ore notturne, anche se il meccanismo biologico alla base di questa interazione non è stato ancora ben definito. Per questi motivi l'ipotesi melatonina è ritenuta la prova biologica più evidente del legame tra campi elettromagnetici e tumori.

A.3 Effetti sanitari ed indagini epidemiologiche

Come già descritto, sono numerose le modalità attraverso le quali il corpo umano interagisce con i campi elettromagnetici, ma l'esistenza di un effetto biologico noto non è necessariamente indice di un processo patologico che porti a modificazioni dannose per la salute umana. Mentre l'effetto biologico si ha quando, in seguito a un'esposizione a campi elettromagnetici, si osserva una reazione fisiologica di entità rilevabile, l'effetto sanitario si ha, invece, quando l'organismo non è in grado di compensare l'effetto biologico, che, per tale motivo, diventa dannoso per la salute. Gli effetti sulla salute umana sono generalmente distinti in effetti acuti ed effetti cronici.

Gli *effetti acuti* sono immediati, in quanto si verificano appena si è esposti a un campo elettromagnetico e cessano al termine dell'esposizione, e oggettivi, ossia rilevabili da tutti gli individui senza eccezioni; essi, in pratica, vengono prodotti

dalle correnti indotte nei tessuti degli organismi esposti. Attraverso studi effettuati su soggetti sani sono state individuate delle soglie, oltre le quali intervengono gli effetti acuti. Ad esempio, in seguito all'esposizione a un campo magnetico di 16 mT, a cui corrisponde una densità di corrente indotta pari a 0.1 A/m^2 , si è notata la comparsa di interferenze nella percezione visiva, sotto forma di lampi luminosi. Per livelli più elevati di correnti indotte si possono avere contrazioni muscolari, extrasistole cardiache, fino al riscaldamento dei tessuti, ma questo per campi di 1.6 T e densità di correnti pari a 10 A/m^2 .

Gli *effetti cronici*, ossia quelli derivati da esposizioni ripetute e prolungate, sono oggetto di studi da diversi anni, con centinaia di documenti prodotti e risultati quasi sempre contrastanti. Questi effetti a lungo termine vengono indagati attraverso studi di tipo epidemiologico, che cercano di individuare la relazione tra effetti sulla salute ed esposizione a un presunto agente patogeno. I principali metodi di indagine epidemiologica si basano su studi descrittivi semplici, studi osservazionali e studi sperimentali. Gli *studi descrittivi semplici* utilizzano dati già esistenti (ISTAT, censimenti). Negli *studi osservazionali* il ricercatore utilizza dati ricavati da anamnesi, esami di laboratorio e interviste, ma non interferisce con trattamenti o eliminazione dei fattori di rischio; tali studi si differenziano dai descrittivi semplici perché, generalmente, non si basano sull'intera popolazione, ma su un sottogruppo o campione di essa. Negli *studi sperimentali* il ricercatore, invece, compie interventi diretti, manipola cioè le condizioni di ricerca, applicando strategie terapeutiche o preventive a due o più gruppi di soggetti. I più utilizzati sono gli studi osservazionali e, tra questi, lo studio a caso-controllo e lo studio a coorte.

Lo *studio a caso-controllo* è una rilevazione retrospettiva di dati ricavati da due gruppi di individui: i casi e i controlli. I casi sono costituiti da un gruppo di soggetti malati o affetti da particolari condizioni; i controlli sono un gruppo di

soggetti, con le stesse caratteristiche dei casi, ma che differiscono da questi ultimi per il fatto di non essere malati. Per la scelta dei casi si fa riferimento a tutti i soggetti, colpiti dalla malattia considerata, di un particolare sottogruppo di popolazione o di un campione rappresentativo di essa. La scelta dei controlli viene effettuata o seguendo il criterio dell'appaiamento (per ogni caso si prendono soggetti con caratteristiche simili: età, sesso, lavoro, condizione sociale, luogo di residenza) oppure, più in generale, scegliendo un gruppo quanto più omogeneo possibile a quello da cui provengono i casi.

Nello *studio a coorte* uno o più gruppi di soggetti vengono seguiti nel tempo per valutare l'azione di un sospetto fattore di rischio. Sono eseguite verifiche periodiche per un lasso di tempo tale da permettere la valutazione dell'incidenza della malattia, sia nei soggetti esposti che in quelli non esposti.

Uno studio epidemiologico, ben impostato e ben condotto, implica l'identificazione di un campione della popolazione da studiare, la definizione del tipo di esposizione da considerare, la descrizione del periodo in cui l'esposizione è significativa e la scelta del tipo di studio da condurre. Tutti questi fattori influenzano la qualità dello studio e, di conseguenza, anche la validità dei risultati ottenuti.

Gli indicatori utilizzati negli studi epidemiologici sull'associazione tra esposizione residenziale a campi magnetici e rischio di tumore hanno un certo grado di imprecisione e non accuratezza, rispetto al riferimento ideale rappresentato dall'esposizione di lungo periodo.

La procedura *wire-code* è basata sulla configurazione della corrente nelle linee elettriche e sulla distanza di queste ultime dalle abitazioni. In un primo momento, la classificazione introdotta era di tipo dicotomico (alte e basse configurazioni), mentre, successivamente, è stata estesa a quattro categorie:

- poli terminali;
- configurazioni normalmente basse (OLCC);
- configurazioni normalmente elevate (OHCC);
- configurazioni molto elevate (VHCC).

Per valutare l'esposizione pregressa e di lunga durata, si procede alla stima dei valori del campo magnetico in condizioni di massimo carico, per mezzo di un modello di predizione che tiene conto dell'altezza dei tralicci, delle distanze tra i tralicci, delle distanze tra i cavi, delle posizioni relative dei cavi, delle distanze delle abitazioni dalle linee e del carico medio annuale di ciascuna linea. Nelle ricerche più recenti sono stati misurati i livelli dei campi elettrici e magnetici nelle abitazioni ed è stata stimata, inoltre, la loro intensità nel corso del tempo, avvalendosi dei dati storici sul carico delle linee, tenendo in conto sia la configurazione degli elettrodotti che la loro distanza dalle case.

Si fa risalire l'inizio delle ricerche sugli effetti a lungo termine dei campi elettromagnetici alla pubblicazione, nel 1979, dello studio effettuato dall'epidemiologa Nancy Wertheimer e dal fisico Ed Leeper. Nel lavoro, dal titolo *Electrical wiring configurations and childhood cancer*, essi dimostrarono, o credettero di dimostrare, l'esistenza di una relazione causale tra esposizione a campi elettromagnetici ed insorgenza di tumori, analizzando il caso di 344 bambini morti di leucemia tra il 1950 ed il 1977 nella contea di Denver, in Colorado, la maggior parte dei quali abitava in prossimità di centrali elettriche o linee ad alta tensione. Il loro studio, in cui come indice di esposizione veniva utilizzato il wire-code, è stato più volte smentito e attaccato per i criteri di indagine utilizzati.

Nel 1980, l'*American Journal of Epidemiology*, la stessa importantissima rivista che aveva pubblicato il lavoro di Wertheimer e Leeper, pubblicò una ricerca che, analizzando i casi di leucemia verificatisi a Rhode Island, tra il 1964 ed il

1978, e utilizzando gli stessi criteri, non aveva confermato l'associazione tra campi elettromagnetici e casi di leucemia. In seguito, nella valutazione dei diversi studi effettuati, sorse il problema di individuare il metodo più opportuno per misurare l'esposizione.

Nel 1986, L. Tomeius condusse uno studio di tipo caso-controllo sui tumori infantili diagnosticati nella contea di Stoccolma, tra il 1958 ed il 1973, usando come indice di esposizione la vicinanza a linee elettriche, da 6 kV a 200 kV, ma anche a sottostazioni, trasformatori e ferrovie elettriche e metropolitane; egli, inoltre, effettuò misure di campo magnetico all'ingresso delle abitazioni, concludendo che i casi di tumore, relativamente al campione preso in esame, erano significativamente più frequenti in vicinanza (meno di 150 metri) delle linee elettriche.

Savitz effettuò uno studio, di tipo caso-controllo, sulla leucemia infantile e sui tumori cerebrali nell'area di Denver, tra il 1976 ed il 1983, utilizzando come indice di esposizione sia misure dirette dei campi elettrici e magnetici nelle case sia indici di tipo wire-code, per stimare i livelli medi di campo a lungo termine. Pur esaminando la stessa area geografica indagata da Wertheimer e Leeper, non c'erano problemi di sovrapposizione tra i due casi, in quanto erano diversi i periodi presi in considerazione. I casi considerati furono 356 residenti di Denver, con età compresa tra 0 e 14 anni, ai quali era stato diagnosticato un tumore. Savitz rilevò che per i residenti nelle case con livelli di induzione magnetica superiori a $0.2 \mu\text{T}$, si determinava un rapporto di rischio di 1.4 per tutti i tipi di tumore, e uno più alto per leucemie, linfomi e sarcomi dei tessuti molli; benché tale rapporto di rischio fosse inferiore a quello calcolato da Wertheimer e Leeper, la maggiore accuratezza con la quale fu condotto questo secondo studio tolse ogni dubbio sull'attendibilità del lavoro e riaccese il dibattito sulla possibile correlazione tra campi ELF e cancro.

Un importante studio è stato effettuato in Svezia dagli epidemiologici M. Feychting e A. Ahlbom, dello Stockholm's Karalinska Institute, su 400.000 persone di età superiore ai 15 anni, che avessero abitato per almeno un anno, tra il 1960 ed il 1985, a meno di 300 metri da linee ad alta tensione. Dal Registro Tumori Nazionale sono stati identificati 325 casi di leucemia e 223 casi di tumore cerebrale, tra i quali sono stati scelti 109 controlli; come indicatori dell'esposizione sono state utilizzate le stime storiche del campo magnetico all'interno delle abitazioni, basate sulla distanza dalle linee e sul carico, le misure dirette del campo magnetico e la distanza dalle linee. Non è stata trovata nessuna associazione tra esposizione a campi magnetici generati da elettrodotti ed incidenza di leucemia linfatica e tumore cerebrale, mentre per la leucemia mieloide lo studio fornisce un'associazione abbastanza evidente tra esposizione ed insorgenza di questo tipo di tumore, con un fattore di rischio pari a 2.7, per esposizioni superiori a $0.2 \mu\text{T}$, e a 3.8, per esposizioni superiori a $0.3 \mu\text{T}$.

Uno dei limiti fondamentali dei lavori citati, però, risiede nel fatto che nessuno di essi ha trovato una relazione consistente tra il livello di esposizione ai campi ELF ed il tasso di incidenza del cancro, ovvero una relazione dose-risposta.

Un altro problema è quello di eliminare tutti i possibili fattori confondenti, tra cui gli altri fattori potenzialmente cancerogeni, che possono incrementare o diminuire il rischio di contrarre la malattia che si sta studiando; a tale proposito, mentre la maggioranza degli studi sui bambini ha evidenziato una correlazione positiva tra tumori ed esposizione a campi ELF, gli studi relativi agli adulti, che vivono in prossimità di linee elettriche, hanno dato, quasi tutti, esito negativo. Una possibile spiegazione di questo risultato potrebbe consistere nella difficoltà di separare, negli adulti, l'esposizione ai campi ELF dagli altri fattori cancerogeni (fumo, agenti chimici, inquinamento); si pensa, infatti, che tali fattori, di indubbia cancerogenicità, nascondano negli adulti gli effetti dovuti ai campi ELF. Purtroppo, per alcune forme tumorali, come la leucemia infantile e

la leucemia linfocitica cronica, sono note solo poche cause, per cui è difficile identificare potenziali agenti confondenti ed escluderli, a priori, dall'indagine epidemiologica.

Ma forse è proprio l'approccio di tipo epidemiologico, finora utilizzato nelle ricerche, che non permette di ottenere risultati chiari e definitivi. Le evidenze epidemiologiche a volte riescono a dimostrare un'associazione molto forte tra agenti e patologia, come avvenne nel caso dell'associazione tra cancro al polmone e fumo di sigaretta, scoperta dall'epidemiologo Richard Doll nel 1952, ma risultano di efficacia limitata quando occorre analizzare fattori di rischio che hanno effetti minimi sulla salute umana. È soprattutto per la mancanza di una giustificazione biologica che gli studi epidemiologici, finora condotti, non soddisfano i criteri suddetti, affinché questi ultimi possano essere ritenuti ammissibili e privi di contraddizioni.

Nonostante i limiti mostrati dall'approccio epidemiologico, dato l'elevato numero di persone esposte ai campi elettromagnetici, anche un aumento molto limitato del rischio relativo, evidenziato da alcuni studi, deve essere tenuto in considerazione.

Un tentativo ben riuscito di rivedere e mettere ordine nella vasta letteratura sui possibili rischi per la salute, dovuti all'esposizione ai campi elettrici e magnetici, è stato effettuato ad opera del *National Research Council*, il settore della National Academy of Sciences dedicato alle ricerche. Nel 1991, su incarico del Congresso degli Stati Uniti, il National Research Council formò una commissione di epidemiologi, biologi, chimici e fisici che, basandosi su una valutazione complessiva degli studi pubblicati sugli effetti dei campi elettrici e magnetici alle basse frequenze, concluse, nel 1996, che l'insieme delle prove esaminate non dimostrava la pericolosità per la salute umana dei campi in esame. Inoltre, ai livelli di esposizione a cui è normalmente esposta la popolazione, i campi possono produrre effetti biologici, ma questi non

costituiscono un pericolo per la salute. Anche se in diversi studi è stata dimostrata una limitata evidenza dell'associazione tra leucemia infantile e vicinanza alle linee elettriche, non è stato identificato il fattore di causa responsabile di questa associazione.

Nell'ambito dell'*Energy Policy Act*, il NIEHS (*National Institute of Environmental Health Sciences*) ha diretto un programma di ricerca allo scopo di determinare se l'esposizione ai campi elettrici e magnetici, prodotti dalla generazione, dalla trasmissione e dall'uso dell'energia elettrica, produca effetti sulla salute umana e allo scopo di raccogliere, organizzare e divulgare informazioni scientificamente valide su possibili effetti sanitari, modalità e livelli di esposizione, tecniche di misura, metodi di valutazione e controllo delle esposizioni.

Il programma EMF RAPID (*Electric and Magnetic Fields Research and Public Information Dissemination Program*) si è concluso con la pubblicazione di un rapporto, dal titolo *Health Effects from Exposure to Power-Line Frequency Electric and Magnetic Fields*, presentato al Congresso degli Stati Uniti. Il NIEHS, durante la preparazione di questo rapporto, ha organizzato un gruppo di lavoro internazionale, per una revisione dei risultati della ricerca; il gruppo di lavoro, nel rapporto *Assessment of Health Effects from Exposure to Power-Line Frequency Electric and Magnetic Fields: Working Group Report, National Institutes of Health*, ha valutato gli effetti dei campi a bassa frequenza sulla salute umana, secondo i criteri dell'International Agency for Research on Cancer (IARC).

L'IARC utilizza quattro classi per definire un agente cancerogeno per l'uomo, come illustrato nella Tabella 2.1. Il gruppo di lavoro del NIEHS ha concluso, all'unanimità, che i campi ELF non sono classificabili nel Gruppo 2A, come probabilmente cancerogeni, né tanto meno nel Gruppo 1, come agenti cancerogeni accertati, mentre la maggioranza del gruppo, 19 esperti su 28, ha

concluso che i campi ELF debbano essere classificati nel Gruppo 2B, ossia come possibili agenti cancerogeni per l'uomo. La classificazione si basa sulla solidità dell'evidenza scientifica e non su quanto sia elevato il rischio che i campi ELF possano causare il cancro, per cui, in base ai risultati disponibili, non è possibile escludere tale possibilità. Ciò è evidenziato soprattutto dalla coerenza dimostrata dagli studi epidemiologici, che associano la residenza in prossimità di elettrodotti all'aumento del rischio di leucemia infantile.

In Italia, l'Istituto Superiore di Sanità ha presentato, nel 1998, un rapporto in cui viene passata in rassegna la letteratura relativa agli studi sull'epidemiologia dei tumori nei soggetti esposti a campi a 50 Hz. I risultati degli studi esaminati nel rapporto suggeriscono un'associazione tra esposizione residenziale a campi magnetici a 50 Hz e leucemia infantile, anche in assenza di un nesso di causalità dimostrato, per le limitazioni degli studi, per la mancanza di controllo sui fattori confondenti e, soprattutto, per l'assenza di un chiaro meccanismo biologico che dimostri la cancerogenicità dei campi magnetici a 50 Hz. Già nel precedente rapporto ISTISAN del 1995, la cancerogenicità dei campi magnetici era stata definita come probabile (Gruppo 2A della classificazione IARC) e non come possibile (Gruppo 2B), dove le differenti definizioni dipendono dall'importanza attribuita ai criteri di riproducibilità e di plausibilità biologica. Quindi, se si privilegia la riproducibilità, in base agli studi sulla leucemia infantile, i campi magnetici a 50 Hz ricadono nel Gruppo 2A; se, invece, si ritiene più importante la comprensione dei meccanismi cellulari e molecolari collegati all'esposizione ai campi magnetici, si ricade nel Gruppo 2B. In entrambi i casi, non sono condivisibili le posizioni di chi sostiene l'assenza di effetti a lungo termine né quelle di chi dà per certa e dimostrata la cancerogenicità dei campi magnetici a 50 Hz.

International Agency for Research on Cancer (IARC) Classificazione degli Agenti Cancerogeni per l'uomo	
Gruppo	Requisiti richiesti per la classificazione nel gruppo
Gruppo 1: L'agente è <i>cancerogeno</i> per gli uomini	Sufficienti evidenze epidemiologiche
Gruppo 2A: L'agente è <i>probabilmente cancerogeno</i> per gli uomini	Evidenze epidemiologiche limitate o inadeguate + Sufficienti evidenze da esperimenti su animali
Gruppo 2B: L'agente è un <i>possibile cancerogeno</i> per gli uomini	Evidenze epidemiologiche limitate + Evidenze da esperimenti su animali limitate o inadeguate
Gruppo 3: L'agente non è <i>classificabile come cancerogeno</i> per gli uomini.	Evidenze epidemiologiche inadeguate + Evidenze da esperimenti su animali limitate o inadeguate oppure Non classificabile negli altri gruppi
Gruppo 4: L'agente è <i>probabilmente non cancerogeno</i> per gli uomini	Assenza di cancerogenicità sia negli uomini che negli animali oppure Evidenze epidemiologiche inadeguate + assenza di cancerogenicità negli animali

Il 4 marzo 2001, The Sunday Times ha pubblicato, destando notevole preoccupazione nella popolazione, la notizia che gli ultimi studi, compiuti dall'AGNIR, sulla relazione tra campi elettrici e magnetici prodotti da elettrodotti e insorgenza del cancro, hanno riconosciuto come certo tale legame. La notizia è stata, però, subito smentita dal presidente dell'AGNIR, l'epidemiologo Richard Doll, che ha accusato il giornale di aver travisato i risultati del lavoro, creando falsi e ingiustificati allarmismi. Le principali conclusioni del rapporto sono state, invece, pubblicate dopo qualche giorno.