

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI TRIESTE



Dipartimento di

Fisica

Dipartimento d'Eccellenza 2023-2027

Propagazione

Fondamenti Fisici di Tecnologia Moderna

Federico Dogo

TRIESTE, 2024

CANALE / MEZZO DI TRASMISSIONE

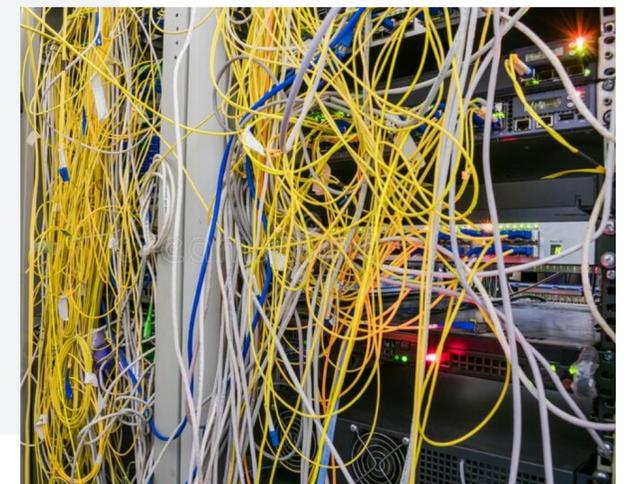
Finora abbiamo visto gli estremi di un sistema di comunicazioni: trasmettitore e ricevitore. Ora rivolgiamoci a cosa sta nel mezzo, ovvero i canali o mezzi che i segnali attraversano.

Un segnale elettromagnetico compie sempre un tragitto da dove è stato originato fino a dove viene ricevuto. Per lungo o breve che sia questo tragitto, la propagazione può avvenire:

- attraverso lo **spazio** o l'**aria**: in questo caso, sarà necessaria una antenna per captarlo/riceverlo (e trasmetterlo, in caso sia un segnale artificiale, come una comunicazione radio);
- attraverso un **mezzo materiale**: in questo caso la propagazione corre lungo una linea di trasmissione (qui ci troviamo decisamente in un apparato artificiale).

I canali sono di vario tipo:

- lo spazio libero, per cui sono necessarie delle antenne;
- linee di trasmissione, ovvero cavi metallici, guide d'onda;
- fibre ottiche.



CONTENTS

1. Linee di trasmissione
2. Parametri S
3. Link budget



Linee di trasmissione



INTRODUZIONE

La **linea di trasmissione** dunque mette in comunicazione un dispositivo che trasmette un segnale con uno che lo riceve attraverso un **mezzo materiale** per trasportare segnali/energia.

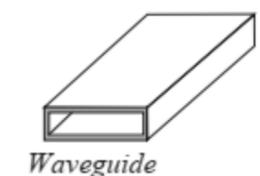
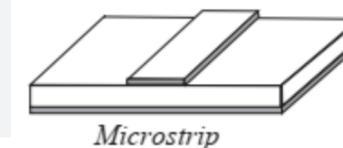
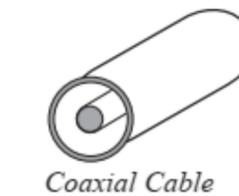
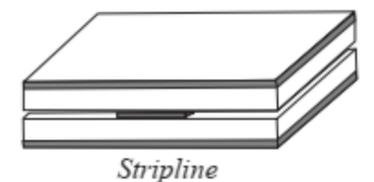
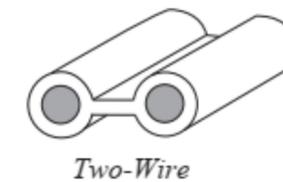
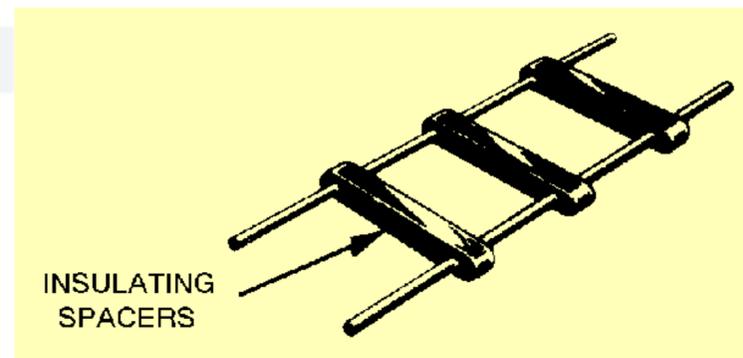
Relativamente agli usi di elettronica e comunicazioni, una prima suddivisione può essere fatta tra conduzione via cavo metallico o guida d'onda, da una parte, e fibra ottica, dall'altra.

Teoricamente ogni configurazione che preveda **due o più conduttori** può operare come una linea di trasmissione.

- Anche un singolo cavo può essere impiegato come linea di trasmissione, a patto che si utilizzi la Terra come secondo conduttore: i primi sistemi di telegrafia funzionavano con un singolo cavo.

In pratica, si tratta di qualsiasi tipo di cavo: collegamenti del computer, cavi della televisione, vecchie linee telefoniche, rete di trasporto dell'energia elettrica:

- **linee/cavi coassiali**: due conduttori sono concentrici e separati da un materiale isolante dielettrico (aria o plastica), largamente usati nelle comunicazioni a più alte frequenze, come radiofrequenza (RF, frequenze sopra i MHz); solitamente il conduttore esterno è a massa (ground);
- linee parallele: due conduttori sono paralleli l'un l'altro e separati da un materiale isolante dielettrico (plastica);
- **guide d'onda**: tubi tendenzialmente metallici, entro cui le onde elettromagnetiche viaggiano riflettendosi sulle pareti interne, di largo impiego per nelle microonde (a partire dal GHz).



ALTE FREQUENZE

Quando trattiamo di telecomunicazioni radio, occorre fare una precisione preliminare riguardo le alte frequenze, rispetto quanto conosciuto per circuiti a più basse frequenze. Infatti, le lunghezze d'onda in gioco alle alte frequenze sono comparabili con le dimensioni dei dispositivi stessi.

• circuito (alimentazione): 50 Hz →

$$c / \nu = 6000 \text{ km}$$

• telecomunicazioni:

5 GHz →

$$c / \nu = 0.06 \text{ m}$$

Le linee di trasmissione:

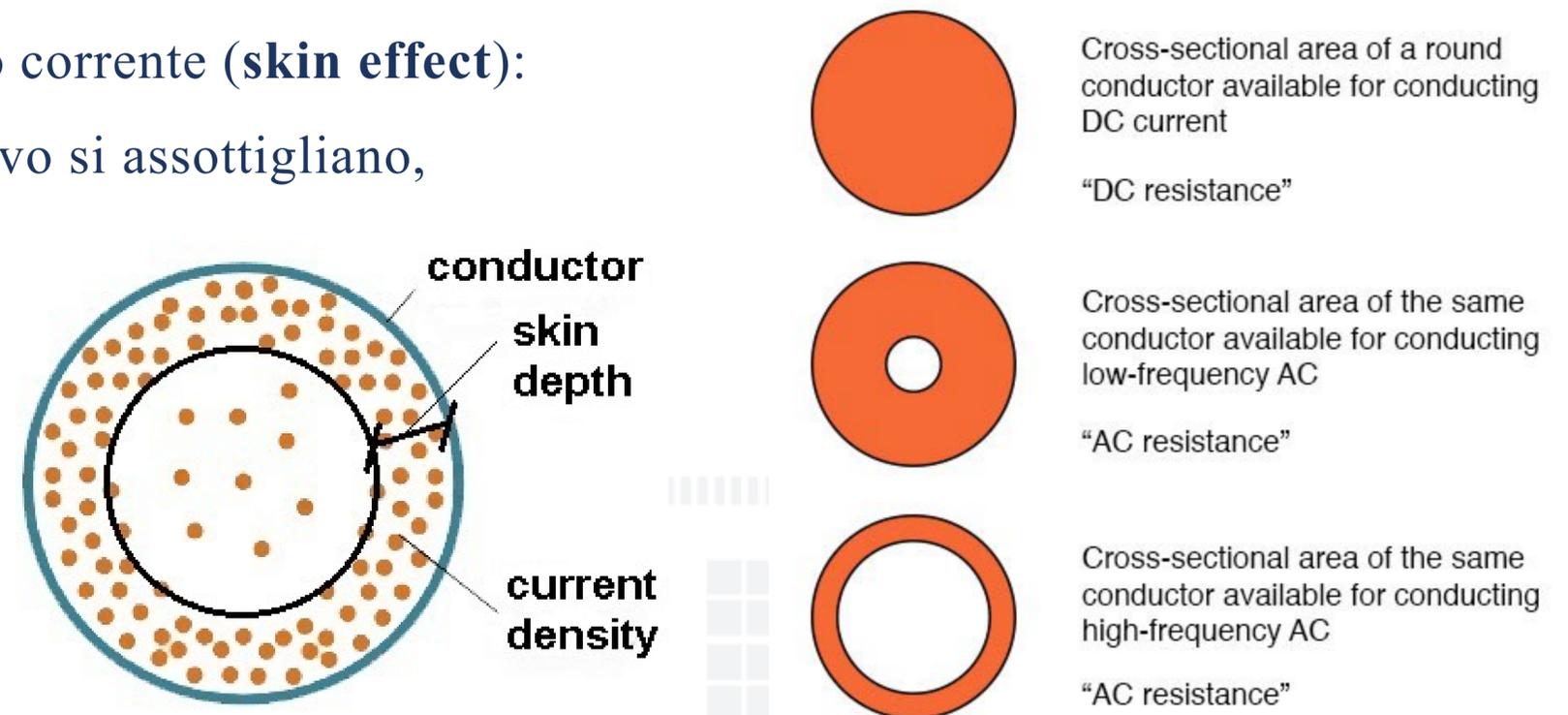
- a **basse frequenze**, sono caratterizzate **solo** dalla **resistenza**;
- ad **alte frequenze**, hanno un comportamento più complesso, poiché occorre considerare oltre alla resistenza, gli effetti **induttivi** e **capacitativi**;
 - per questo motivo, le linee di trasmissione ad alta frequenza possono essere impiegate anche come filtri, per fornire un ritardo di fase o un time delay, o come altri dispositivi.

A causa delle alte frequenze (e delle brevi lunghezze d'onda), la **teoria dei circuiti standard spesso non può essere utilizzata** direttamente per risolvere i problemi delle reti a microonde. In un certo senso, la teoria dei circuiti standard è un'approssimazione, o un caso speciale, della più ampia teoria dell'elettromagnetismo, descritta dalle equazioni di Maxwell.

Skin effect

Inoltre, all'aumentare della frequenza, scorre meno corrente (**skin effect**):

1. le regioni ad alta densità di corrente in un cavo si assottigliano,
2. quindi, si riduce l'area di cross-section;
3. quindi, aumenta la resistenza.



Ogni flusso di corrente in un conduttore è associato a un campo magnetico che scorre nel conduttore e nello spazio circostante. Aumentando la frequenza, il campo magnetico entro il conduttore costringe la corrente a fluire vicino alla superficie (da cui "skin"): così le regioni ad alta densità di corrente si assottigliano, di conseguenza riducendo l'effettiva area di cross-section e aumentando la resistenza del conduttore. Questo fenomeno è il motivo per cui alle alte frequenze i tubi cavi, quali le guide d'onda, operano bene tanto quanto i conduttori solidi.

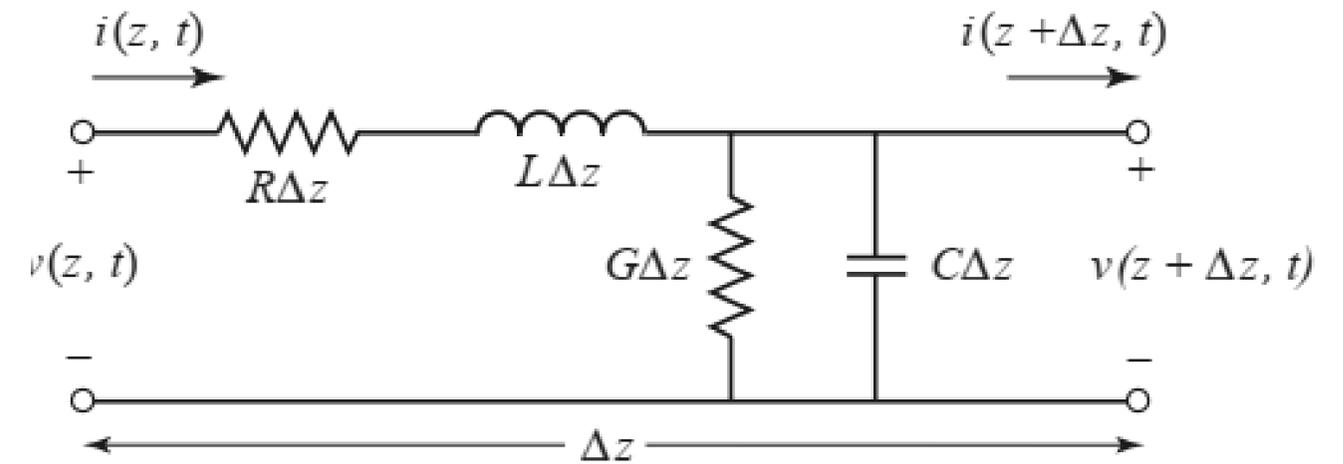
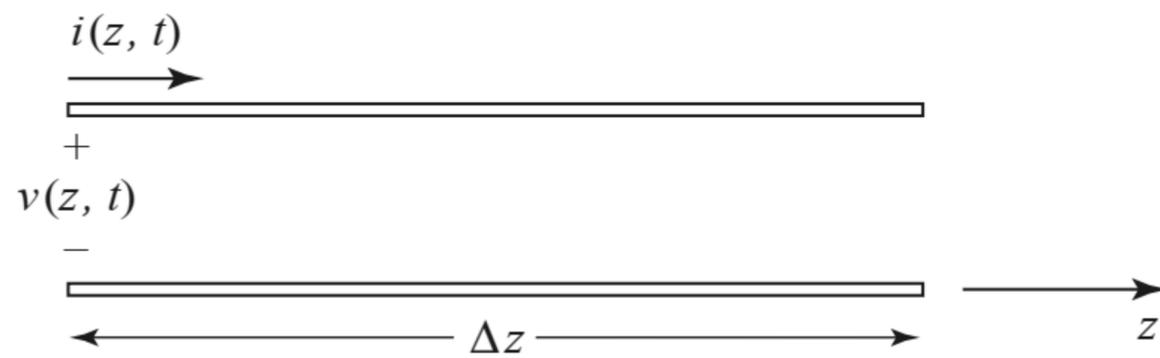
PARAMETRI CONCENTRATI E DISTRIBUITI

A **bassa frequenza**, nella teoria dei circuiti, un resistore è caratterizzato dalla sua resistenza R , un condensatore dalla sua capacità C , ... ;

- possiamo considerare questi parametri **concentrati** in alcuni nodi (**lumped constants/elements**), perché le dimensioni fisiche della rete sono molto più piccole della lunghezza d'onda elettrica;
- **non ci sono apprezzabili variazioni di fase** della tensione o della corrente **nell'attraversamento** di un elemento.

Invece, ad **alta frequenza**, nella teoria delle linee di trasmissione, tutto ciò che un segnale attraversa viene svelato in tutte le sue componenti circuitali, ogni elemento del circuito può mostrare emergere tutte queste proprietà:

- componenti RF / linee di trasmissione presentano parametri che sono distribuiti continuamente lungo tutto il percorso del segnale (**distributed constants/elements**), perché hanno una lunghezza d'onda che è una frazione dell'onda elettrica;
- la **fase** della tensione o della corrente **varia significativamente lungo l'estensione** fisica del elemento, proprio perché la dimensione dell'elemento è della stesso ordine della lunghezza d'onda elettrica;
 - una soluzione nel design di questi apparati consiste nella riduzione delle dimensioni dei dispositivi, ma questo poi comporta una maggior difficoltà nella **dissipazione del calore**;



- è difficile visualizzare i parametri distribuiti, per cui spesso **si rappresenta una linea a due cavi conduttori**, di dimensioni infinitesime tanto da considerare un circuito a parametri concentrati in una tale sezione infinitesima Δz , in cui compaiono le seguenti grandezze per unità di lunghezza:

- $R = \mathbf{resistenza}$ del filo, per entrambi i conduttori, in $\Omega \text{ m}^{-1}$: rappresenta la resistenza dovuta alla conducibilità finita dei singoli conduttori;
- $L = \mathbf{induttanza}$ del filo, per entrambi i conduttori, in H m^{-1} : rappresenta l'autoinduttanza totale dei 2 conduttori;
- $C = \mathbf{capacitanza}$ del dielettrico, in F m^{-1} : è dovuta alla vicinanza dei due conduttori;
- $G = \mathbf{conduttanza}$ del dielettrico, in S m^{-1} : è dovuta alla perdita dielettrica nel materiale tra i conduttori;
- R e G rappresentano quindi la perdita di segnale/energia lungo la linea.

Nell'**estremo di frequenze più alte**, la lunghezza d'onda del segnale è molto minore rispetto alle dimensioni dell'elemento che attraversa:

- in questo caso, le equazioni di Maxwell possono essere semplificate nella **geometria ottica**.

IMPEDENZA

Perciò, ad alta frequenza, nel regime RF, è necessario trattare un parametro cumulativo delle varie grandezze in ogni tratto del circuito (dispositivo o cavo che sia):

impedenza Z (numero complesso) $Z = R + jX$ composta da

- resistenza R (parte reale) e
- **reattanza X** (parte immaginaria) composta dalla somma di reattanza capacitiva X_C o reattanza induttiva X_L :

$$X = X_L + X_C = \omega L - 1/\omega C ; \quad \omega = \text{frequenza angola in radianti per secondo} ; \quad j = \sqrt{-1}$$

L'impedenza Z è una grandezza fisica che rappresenta l'opposizione di un circuito al passaggio di una corrente variabile nel tempo ed è data dal rapporto tra tensione e corrente e pertanto:

- per la legge di Ohm, nei circuiti è $z = \frac{V}{I}$, mentre per le onde elettromagnetiche $\mathcal{Z} = \frac{\mathcal{E}}{\mathcal{H}}$: si misura quindi in ohm;
- viene vista come una **generalizzazione della resistenza** (e della legge di Ohm) che troviamo nella corrente continua: questa generalizzazione viene applicata a **circuiti che includono non solo resistori** (che hanno tensione e corrente **sempre in fase**, e perciò sono resistivi, cioè pongono una resistenza R), bensì **anche capacitori e induttori** (per i quali tensione e corrente sono sempre **fuori fase** di 90° , e perciò sono **reattivi**, cioè pongono una reattanza X).

A basse frequenze,

- l'**induttanza** L e la **capacitanza** C **non hanno effetto** perché la loro **reattanza** X è molto **piccola** rispetto la resistenza della linea, perciò sono trascurabili;
- la **linea** è **caratterizzata** dalla sua **resistenza** R e dalla **conduttanza** G del dielettrico (pure **trascurabile**).

Ad alte frequenze,

- l'**induttanza** e la **capacitanza** hanno un effetto: più alta la frequenza, più incide la reattanza X ;
- talvolta, gli elementi **resistivi** posson essere **trascurati**: in questo caso si parla di **linee senza perdita (lossless)**, perché le reattanze induttiva e capacitiva immagazzinano energia e non la dissipano.

IMPEDENZA CARATTERISTICA

Ogni parte di un circuito ha la propria **impedenza caratteristica** Z_0 : occorre evitare l'**impedance mismatch** (**disadattamento d'impedenza**), ovvero valori diversi di Z tra due linee di trasmissione adiacenti.

Dunque, una linea di trasmissione di lunghezza finita z può essere vista come una catena di questi elementi Δz visti sopra. Per ciascun elemento Δz possiamo ricavare:

- una legge di Kirchhoff per la tensione $v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0,$
- una legge di Kirchhoff per la corrente $i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0.$

Dividendo entrambe per Δz e prendendo il limite per $\Delta z \rightarrow 0$, otteniamo le seguenti equazioni differenziali nel dominio del tempo, dette **equazioni del telegrafo**:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t},$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}.$$

In condizioni di **stato-stazionario**, cioè indipendenti dal tempo, le equazioni diventano:

$$\begin{aligned} \frac{dV(z)}{dz} &= -(R + j\omega L)I(z), \\ \frac{dI(z)}{dz} &= -(G + j\omega C)V(z). \end{aligned} \quad (*)$$

Queste due equazioni possono essere risolte derivando nuovamente per z , da cui

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0,$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0,$$

- ove la costante di propagazione complessa è $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$

con

$$\alpha = \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} + (RG - \omega^2 LC) \right) \right]^{1/2}$$

$$\beta = \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (RG - \omega^2 LC) \right) \right]^{1/2}$$

Segue che le soluzioni sono (vedi equazioni delle onde)

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}, \quad (**)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z},$$

- i termini esponenziali $e^{-\gamma z}$ e $e^{+\gamma z}$ descrivono la propagazione d'onda verso la direzione $+z$ e $-z$, rispettivamente.

Per ricavare l'**impedenza caratteristica** Z_0 di una linea di trasmissione, consideriamo l'intensità di corrente in (*) e inseriamoci la tensione in (**): risulta
$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_o^+ e^{-\gamma z} - V_o^- e^{\gamma z}).$$

Allora, comparando quest'ultima con (**) si ottiene:
$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_0 = \frac{-V_o^-}{I_o^-}$$

Infine
$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}.$$

- Dunque, l'impedenza caratteristica è **funzione della frequenza** e delle **caratteristiche fisiche** della linea.

LOSSLESS LINE

Applichiamo subito questo risultato alla **linea senza perdita (lossless)** ad alta frequenza: allora, $R = G = 0$ implica che

- una linea lossless **corrisponde a una serie di induttanze e condensatori**;
- l'impedenza caratteristica è un numero reale $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$: "modello ad alta frequenza di una linea di trasmissione";
 - tipicamente alle microonde $Z_0 = 50 \text{ ohm}$;

- $\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC}$ da cui $\alpha = 0$
 $\beta = \omega\sqrt{LC}$ che deriva da $e^{-\gamma z} = e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$
 - α rappresenta l'**attenuazione dell'onda**: qui è **costantemente nulla**, per cui non avviene attenuazione;

- le equazioni generali per corrente e tensione diventano

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z},$$
$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z}$$

IMPEDENZA CARATTERISTICA PER ONDE EM NELLO SPAZIO

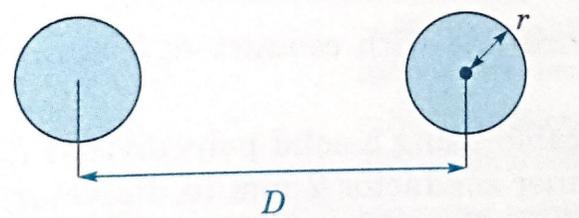
Possiamo considerare lo **spazio libero come una lossless line**, per cui

- l'impedenza caratteristica per le **onde elettromagnetiche nello spazio libero**, data dalla legge di Ohm per le onde elettromagnetiche, è dato da $Z_0 = \mathcal{E}/\mathcal{H} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377 \Omega$
- l'impedenza caratteristica per le onde elettromagnetiche in un mezzo non-magnetico $Z_0 = \sqrt{\mu_0/(\epsilon_0\epsilon_r)} = 377/\sqrt{\epsilon_r}$

IMPEDENZA SPECIFICA IN CASI PRATICI

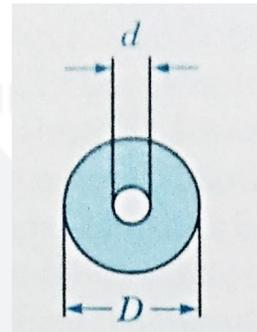
L'impedenza caratteristica può essere calcolata per ogni tipo di linea di trasmissione. Vediamo dei casi comuni.

- Linee parallele



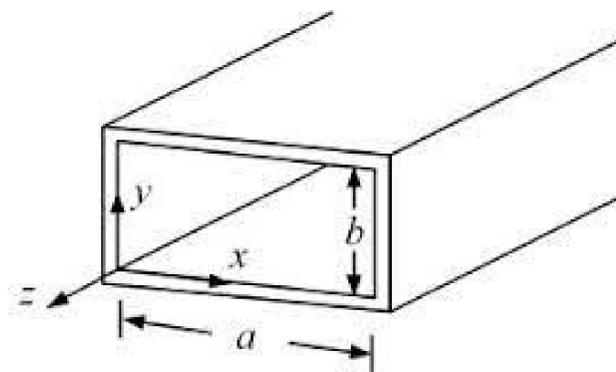
$$Z_0 \approx \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad \text{valida per } D \gg d$$

- Cavo coassiale



$$Z_0 \approx \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad \text{aumentare la costante dielettrica riduce l'impedenza}$$

- Guide d'onda



$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \Omega$$

a è la dimensione maggiore della guida rettangolare:

- $a = \lambda_c / 2$

f_c è la frequenza di cut-off:

- $f_c = c / \lambda_c = c / 2a$

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \Omega$$

ESEMPI

- Un cavo coassiale ha, un conduttore interno di 2 mm di diametro, un conduttore esterno di 8 mm di diametro, separati da una dielettrico solido di polietilene con $\epsilon = 2.3$

$$\begin{aligned}
 Z_0 &= \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \\
 &= \frac{138}{\sqrt{2.3}} \log \frac{8}{2} \\
 &= 54.8 \Omega
 \end{aligned}$$

- Una linea parallela ha due conduttori di diametro 3 mm separati di 10 mm.

$$\begin{aligned}
 Z_0 &\approx 276 \log \frac{D}{r} \\
 &= 276 \log \frac{10 \text{ mm}}{1.5 \text{ mm}} \\
 &= 227 \Omega
 \end{aligned}$$

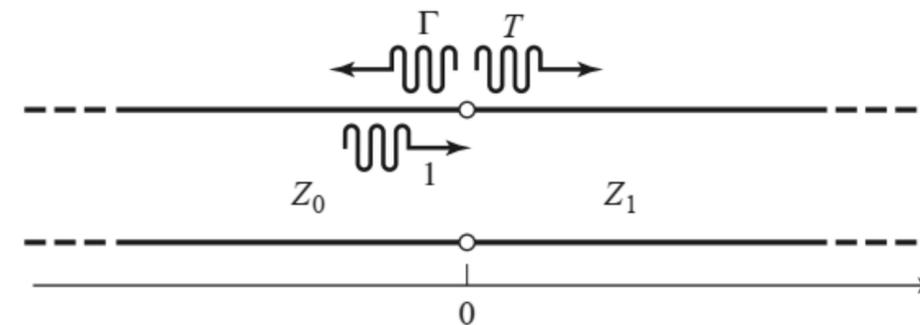
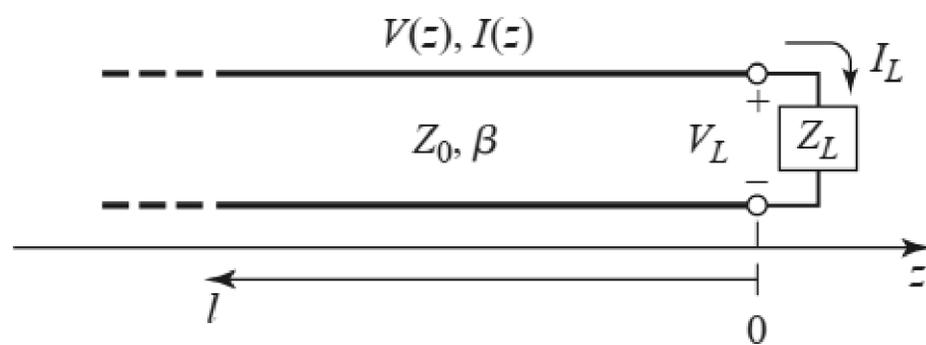
- Una guida d'onda rettangolare in aria ha dimensioni 2 cm x 4 cm e opera alla frequenza di 5 GHz:

$$\begin{aligned}
 f_c &= \frac{c}{2a} \\
 &= \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 4 \times 10^{-2} \text{ m}} \\
 &= 3.75 \times 10^9 \text{ Hz} \\
 &= 3.75 \text{ GHz}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_0 &= \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \Omega \\
 &= \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{3.75}{5}\right)^2}} \Omega \\
 &= 570 \Omega
 \end{aligned}$$

COSA SUCCEDE QUANDO Z CAMBIA?

Immaginiamo che in una linea di trasmissione di impedenza caratteristica Z_0 si stia propagando un'onda alla tensione $V_0^+ e^{-j\beta z}$, generata molto lontano a $z < 0$.



Assumiamo ora che in $z = 0$ la linea di trasmissione termini in un **altro carico di impedenza caratteristica Z_L** , oppure che la linea cambi solo il valore di impedenza: l'onda incidente viene riflessa e la risultante tra onda incidente e onda riflessa ci dà

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z}.$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z}.$$

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_0.$$

Invertendo l'ultima equazione, quella dell'impedenza caratteristica del carico, si ottiene $V_o^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_o^+$.

Si definisce allora il *coefficiente di riflessione* (della tensione) come l'ampiezza dell'onda di tensione riflessa normalizzata all'ampiezza dell'onda di tensione incidente: $\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$.

Si ricava il *coefficiente di trasmissione* (qui $Z_1 \equiv Z_L$): $T = 1 + \Gamma = 1 + \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0}$.

Le equazioni che descrivono le **onde di tensione e corrente** lungo la linea vengono dunque **riscritte**:

$$V(z) = V_o^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}),$$
$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}).$$

da cui si può ricavare il **flusso di potenza medio** sul tempo $P_{\text{avg}} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2)$.

Si nota che:

- tensione e corrente lungo la linea sono descritte dalla **sovrapposizione di una onda incidente e una riflessa**:
 - l'onda riflessa non si presenta quando $\Gamma = 0$: affinché $\Gamma = 0$, si deve avere $Z_L = Z_0$ cioè l'impedenza è *matched*;
- il flusso di **potenza** è costante in ogni punto lungo la linea, e la potenza totale trasmessa al carico P_{avg} è uguale alla potenza incidente ($|V_o^+|^2 / 2Z_0$) meno la potenza riflessa ($\Gamma^2 |V_o^+|^2 / 2Z_0$):
 - solo quando $\Gamma = 0$, al carico è trasmessa la **potenza massima**;
 - quando, invece, l'impedenza è *mismatched*, $Z_L \neq Z_0$, allora $\Gamma > 0$ e non tutta la potenza è trasmessa al carico.

In generale in una *mismatched line* $\Gamma > 0$,

- le perdite sono quantificate in dB dal **return loss** $RL = -20 \log |\Gamma|$;
 - per $\Gamma = 1$, si ha $RL = 0$, al carico non è trasmessa alcuna potenza, poiché è tutta riflessa;
 - per $\Gamma = 0$, si ha $RL = \infty$;
- il coefficiente di trasmissione viene espresso in dB tramite l'**insertion loss** $IL = -20 \log |T|$.

Un circuito è “adattato” quando lavora nella condizione di “massimo trasferimento di energia” tra generatore e carico.

- Per un **carico resistivo** questa condizione si ottiene quando la **resistenza del carico è uguale a quella del generatore**.
- Per un **carico composto da una resistenza e da una reattanza** invece bisogna che le resistenze siano uguali, ma la reattanza del circuito deve essere uguale ma di segno opposto a quella del generatore.
 - Generalmente però il generatore ha una impedenza puramente resistiva (reattanza 0) che è pari a 50Ω , quindi anche il carico deve presentare una resistenza da 50Ω e reattanza 0.
 - Se il carico non è adattato a 50Ω , parte della potenza generata viene riflessa e torna verso il generatore.

Il punto più importante delle linee di trasmissione è **mantenere la stessa impedenza lungo tutto il tragitto della propagazione** (connessioni con dispositivi trasmittente e ricevente comprese).

CAVI E CONNETTORI

- Cavi coassiali:



- Connettori:

BNC (sotto il GHz)

SMA (sopra il GHz)



BNC Plug (Male)



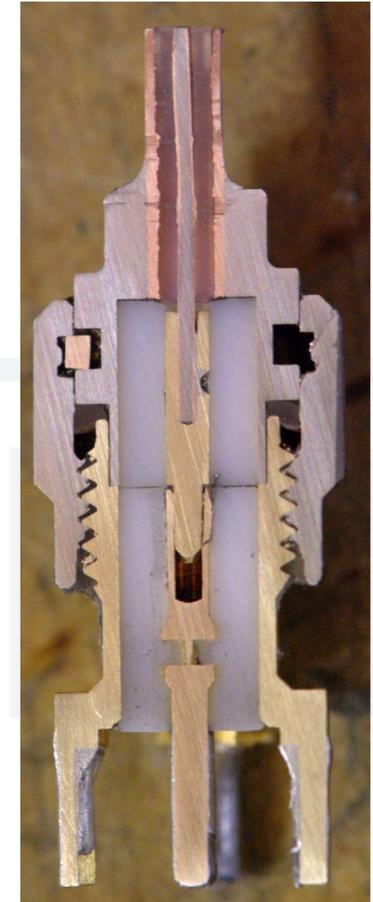
BNC Jack (Female)



SMA Plug (Male)



SMA Jack (Female)

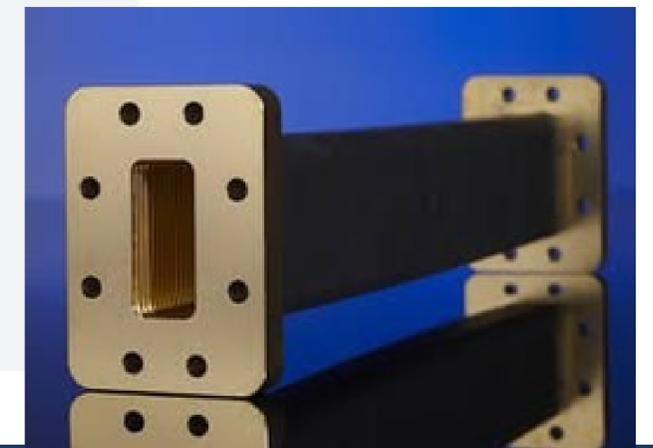


GUIDE D'ONDA

Una guida d'onda è essenzialmente un **condotto/tubo** attraverso cui le **onde elettromagnetiche viaggiano nell'aria, riflettendosi lungo le pareti.**

- E' possibile costruire guide d'onda per ogni frequenza, tenendo presente che esse sono filtri passa alto, ovvero hanno una **frequenza di cut-off**, dipendente dalla cross-section, $\lambda_c = 2a = \frac{c}{f_c}$ (a è la dimensione maggiore della cross-section) sotto cui l'onda non si propaga;
- **ogni modifica della forma** della waveguide ha un effetto sulla propagazione dei campi EM all'interno.
- **Ad alte frequenze** sono ottime soprattutto perché hanno **basse perdite**:
 - l'aria è un dielettrico che comporta bassissime perdite;
 - siccome il campo elettrico e il campo magnetico sono interamente contenuti all'interno, non ci sono perdite per irraggiamento;
 - ci sono perdite per conduzione, ma minori di un cavo coassiale.
- D'altra parte sono più ingombranti.

Con le guide d'onda si possono costruire dispositivi alternativi a quelli elettronici e antenne.



MICROSTRIP E STRIPLINE

Microstrip e stripline sono linee di trasmissione che possono essere costruite direttamente su PCB:

- la loro impedenza dipende dalla geometria e dalla costante dielettrica;
- non sono chiuse, per cui presentano perdite per irraggiamento.

Un caso a parte sono le antenne ...

Parametri S



PORTE E MATRICE DI SCATTERING

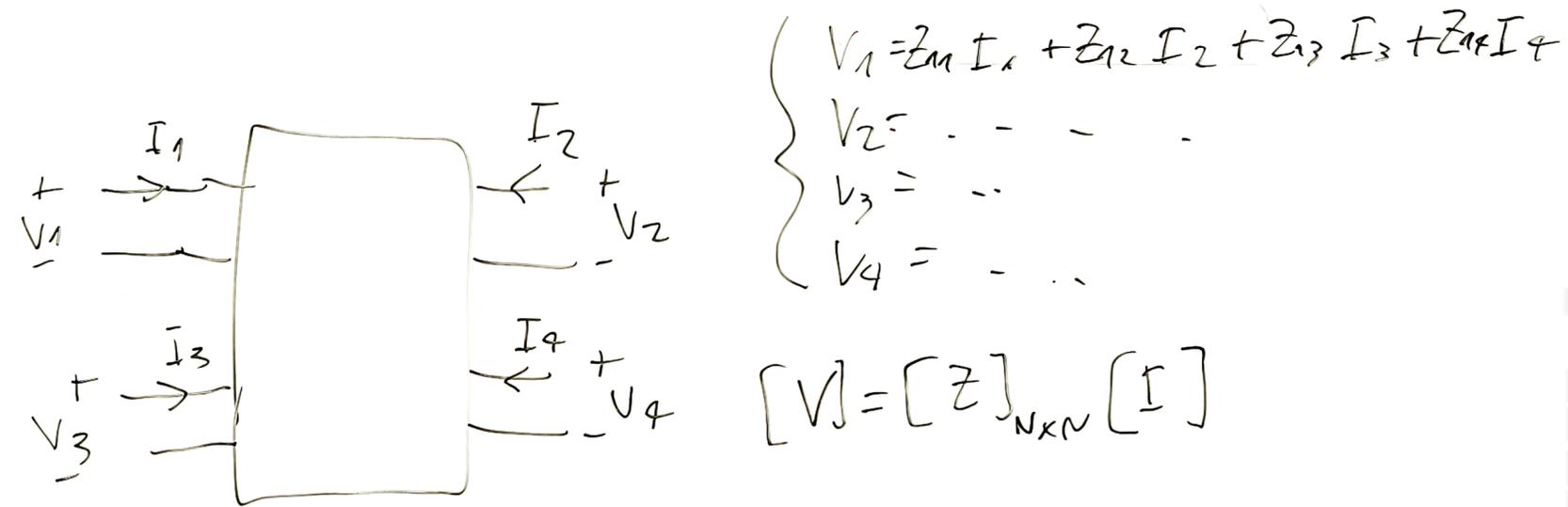
Una **porta** può essere definita in senso lato come qualsiasi luogo in cui è possibile erogare tensione e corrente.

La **matrice di scattering S** è un costrutto matematico che quantifica il modo in cui l'energia RF si propaga attraverso una rete multiporta.

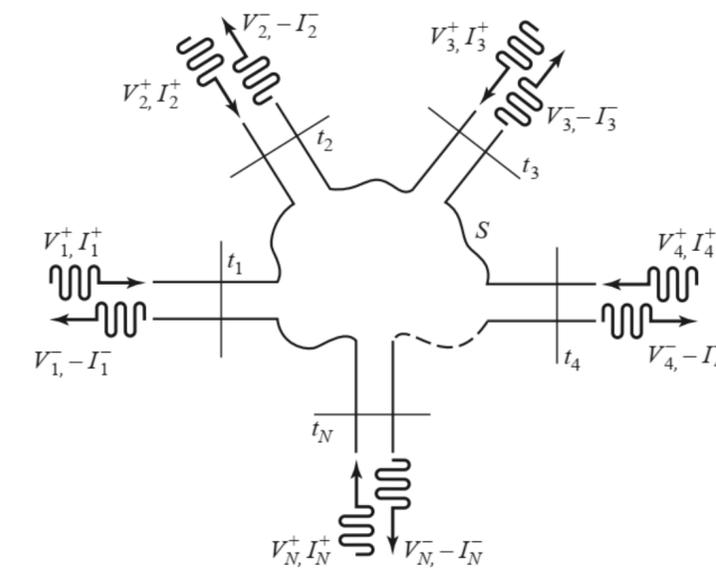
Per un segnale RF incidente una porta,

- una parte di quel segnale viene riflessa indietro rispetto la porta incidente,
- una parte entra nella porta e poi esce in (o si disperde in) alcune o tutte le altre porte (magari venendo amplificata o attenuata),
- ciò che resta della potenza incidente scompare sotto forma di calore o di radiazione elettromagnetica.

La matrice S perciò ci permette di descrivere le caratteristiche di un circuito complesso come fosse una black box tra nodi definiti da tensione e corrente e di ridurre il tutto in equazioni lineari che relazionano queste tensioni e correnti.



Consideriamo un generico **network** a N porte come quello in figura:



La scattering matrix fornisce una descrizione completa della rete vista alle sue N porte, mettendo in relazione le onde di tensione incidenti sulle porte con quelle riflesse dalle porte.

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix},$$

$$[V^-] = [S][V^+].$$

La matrice S per una porta N contiene N^2 coefficienti, detti **parametri S** (scattering), ognuno dei quali descrive la relazione ingresso-uscita tra le porte (o terminali) di un sistema elettrico.

Uno specifico elemento della matrice viene determinato da $S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j}$

- ovvero S_{ij} è dato investendo la porta in input j con una onda incidente di tensione incidente V_j^+ e misurando l'ampiezza dell'onda riflessa V_i^- uscente dalla porta in output i ;
- $S_{ij} = b_i / a_j$ per $b_n = 0$ e $n \neq i$ (ovvero per tutte le altre porte adattate, cioè non riflettono niente indietro).

PARAMETRI S

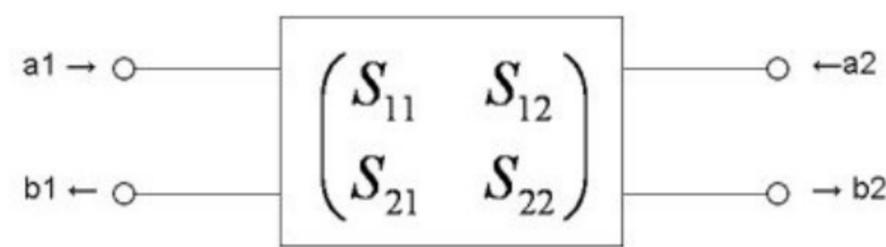
I parametri S (scattering) sono

- **numeri complessi**, avendo una parte reale, corrispondente alla **magnitudine/ampiezza dell'onda**, e una parte immaginaria, corrispondente alla **fase** dell'onda, poiché la rete agisce su entrambe, ampiezza e fase;
 - solitamente si considera solo come la rete agisce sull'ampiezza;
 - (però può essere utile anche la conoscenza della fase: per esempio, se lo S_{11} ci dice che l'antenna presenta una componente resistiva di 50Ω , con in serie una reattanza induttiva di 150Ω ; allora si può aggiungere in serie un condensatore da 75 pF , che ha una X_C di 150Ω , tale da risuonare con l'induttanza)
- funzione della **frequenza**;
- misurati con il **Vector Network Analyzer (VNA)**, che, dei parametri S , permette di misurare sia il vettore (sono numeri complessi) sia il loro variare con lo sweep delle frequenza;
- misurabili per un qualsiasi **dispositivo**: componente elettronico (filtro, amplificatore), catena, linea di trasmissione, guida d'onda, antenna.

Durante la misura, tutte le onde incidenti nelle altre porte devono essere portate a zero, ovvero tutte le porte devono essere terminate con un carichi matched in impedenza, con lo scopo di evitare riflessioni.

- S_{ii} è quindi il coefficiente di riflessione visto nella porta i quando tutte le altre porte sono terminate con carichi accoppiati:
 - i parametri lungo la **diagonale** della matrice S sono chiamati **coefficienti di riflessione** perché si riferiscono solo a ciò che accade in una singola porta;
- S_{ij} è il coefficiente di trasmissione dalla porta j alla porta i quando tutte le altre porte sono terminate con carichi accoppiati:
 - i parametri S **fuori diagonale** sono chiamati **coefficienti di trasmissione**, perché si riferiscono a ciò che accade in una porta quando è eccitata da un segnale incidente in un'altra porta.

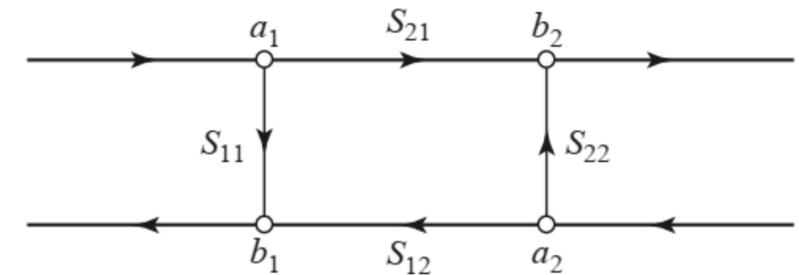
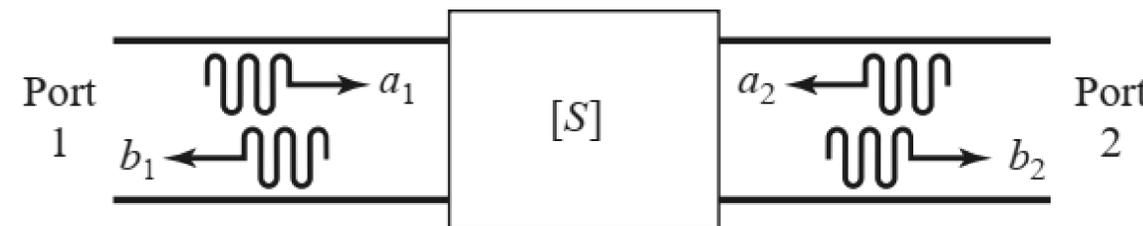
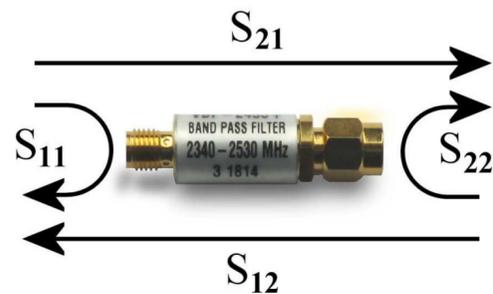
2-PORT NETWORK

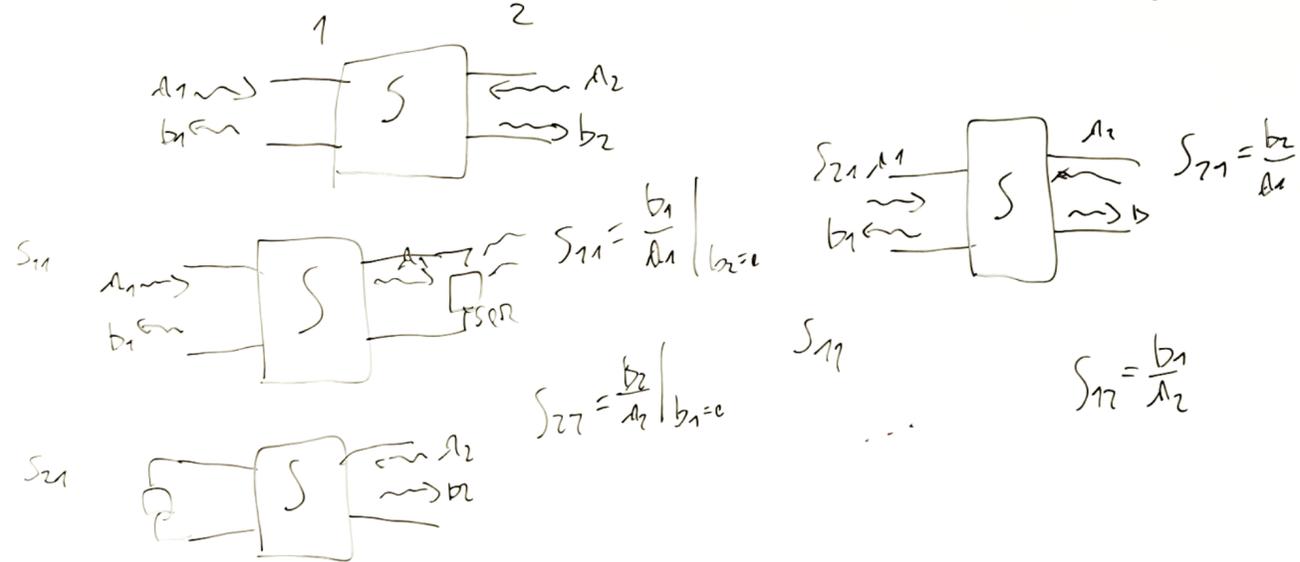


$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

S_{ij} rappresenta la potenza trasferita dalla porta j alla porta i in una rete multiporta. Se abbiamo due porte, Porta 1 e Porta 2, possiamo rappresentare la rete come un quadripolo, in cui

- $S_{11} = b_1/a_1$ rappresenta la potenza riflessa dalla Porta 1, ovvero l'**adattamento di impedenza in ingresso** del circuito: noto come **coefficiente di riflessione** $\Gamma = S_{11}$ oppure **return loss** quando espresso in dB;
 - il modulo varia tra un minimo di 0 (adattamento perfetto, la tensione riflessa è 0) a un massimo di 1 (torna tutto indietro, la tensione riflessa è uguale a quella incidente);
- $S_{21} = b_2/a_1$ rappresenta la potenza trasferita dalla Porta 1 alla Porta 2, ovvero il guadagno (se positivo) o perdita (se negativo, noto come **insertion loss** quando espresso in dB) tra ingresso e uscita;
- $S_{12} = b_1/a_2$ rappresenta la potenza trasferita dalla Porta 2 alla Porta 1, ovvero l'**isolamento** o guadagno inverso tra ingresso e uscita;
- $S_{22} = b_2/a_2$ rappresenta la potenza riflessa dalla Porta 2, ovvero l'**adattamento di impedenza in uscita** del circuito.



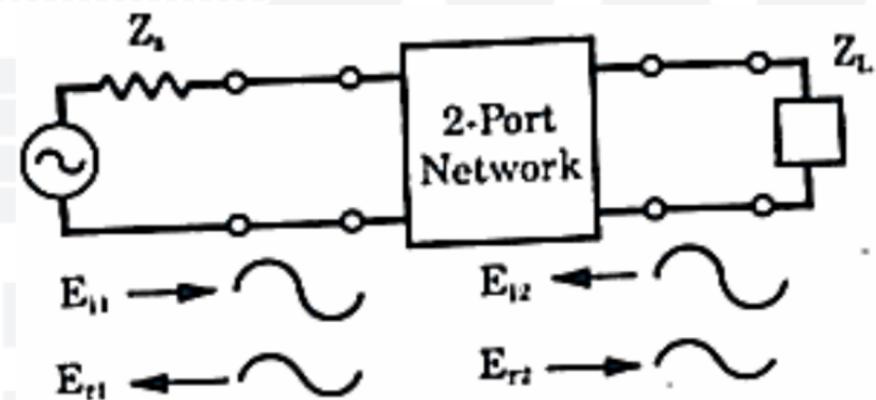


Le magnitudine (il modulo) delle variabili a_i e b_j possono essere considerate come variabili di **tensione**, normalizzate utilizzando un'impedenza di riferimento specifica.

- Questo è molto comodo, poiché, conoscendo il valore dell'impedenza di riferimento Z_0 , il quadrato di queste grandezze è uguale al livello di potenza delle onde.
- (nella figura, con E_{ij} si indicano le ampiezze della tensione)

$$a_1 = \frac{E_{j1}}{\sqrt{Z_0}} \quad a_2 = \frac{E_{j2}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$



- Se voglio conoscere i parametri S espressi in dB, devo ricorrere a $20 \log_{10} |S_{ij}|$, per cui

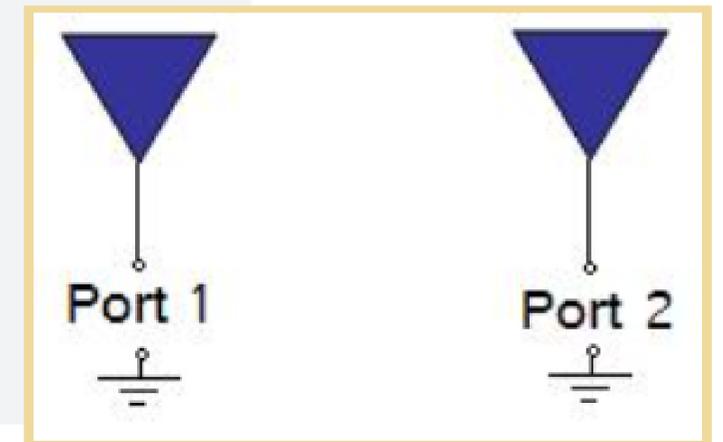
$$g = 20 \log_{10} |S_{21}| \quad IL = -20 \log_{10} |S_{21}| \quad RL = -20 \log_{10} |S_{11}|$$

Ricordiamo che i parametri S sono in forma complessa, ovvero c'è anche informazione sulla fase.

Antenne

Se abbiamo un sistema di comunicazione composto da due radio (radio 1 e radio 2), allora le due porte corrispondono ai terminali radio (che forniscono energia alle due antenne) :

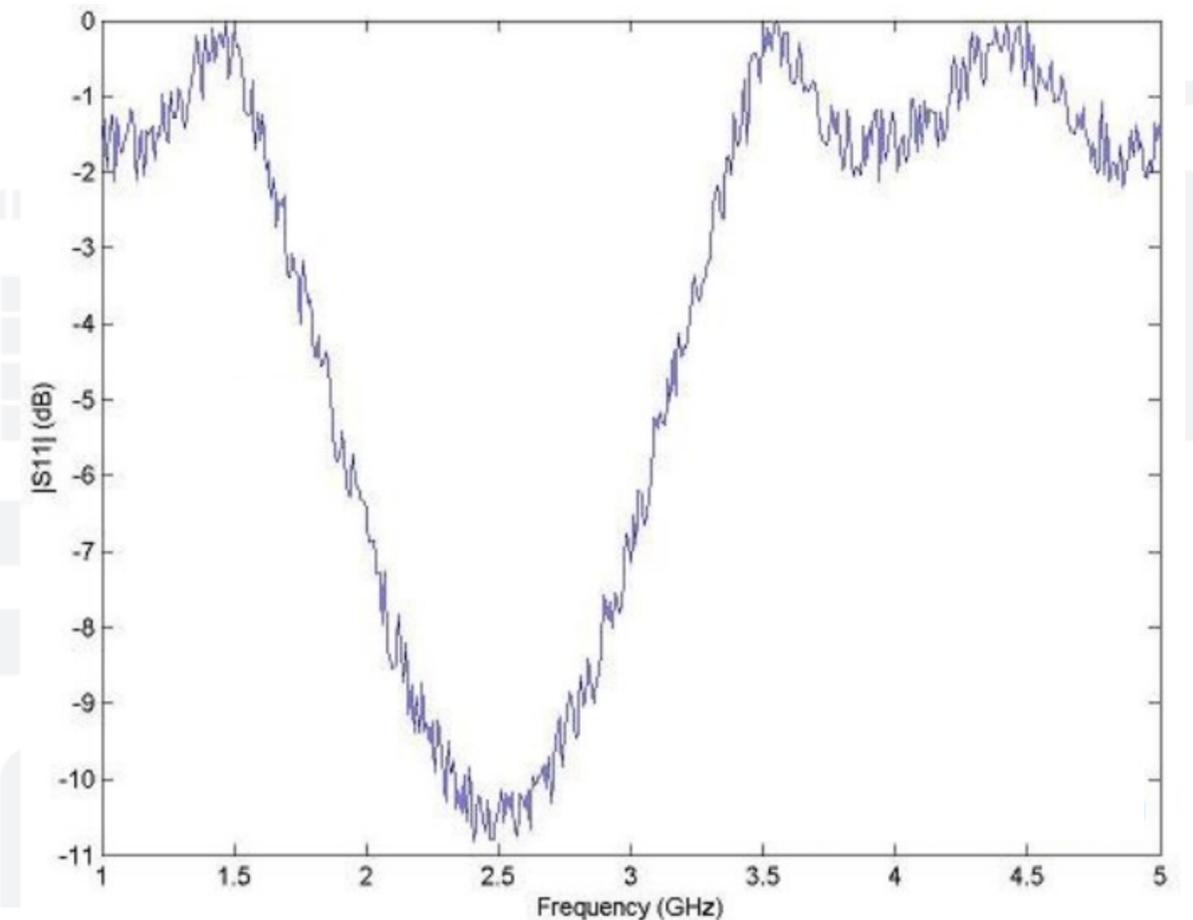
- S_{21} rappresenta la potenza ricevuta all'antenna 2, rispetto alla potenza in input nell'antenna 1;
 - per esempio $S_{21} = 0$ dB implica che tutta la potenza fornita all'antenna 1 finisce nel terminale dell'antenna 2;
 - nel caso $S_{21} = -10$ dB, se 1 Watt è consegnato all'antenna 1, allora -10 dB (0.1 Watt) sono ricevuti all'antenna 2;
- S_{11} rappresenta la potenza che viene riflessa quando la radio 1 cerca di fornire potenza all'antenna 1;
- S_{22} rappresenta la potenza che viene riflessa quando la radio 2 cerca di fornire potenza all'antenna 2.



Antenne

In pratica, il parametro più comunemente usato per le antenne è S_{11} nella forma di return loss:

- se $S_{11} = 0$ dB, tutta la potenza viene riflessa dall'antenna e non viene irradiata;
- se $S_{11} = 10$ dB, ciò implica che se 3 dB di potenza sono forniti all'antenna, -7 dB è la potenza riflessa, mentre il resto della potenza è stato "accettato" e fornito all'antenna;
- il grafico di S_{11} in figura indica che
 - l'antenna irradia meglio a 2.5 GHz, dove $S_{11} = -10$ dB;
 - a 1.5 GHz l'antenna non irradia praticamente nulla, poiché S_{11} è prossimo a 0 dB (quindi tutta la potenza viene riflessa);
 - se la larghezza di banda è definita come l'intervallo di frequenza in cui S_{11} deve essere inferiore a -6 dB, allora la larghezza di banda è di circa 1 GHz, con 3 GHz come estremo superiore e 2 GHz come estremo inferiore della banda di frequenza.



Link budget



INTRODUZIONE

Un sistema di telecomunicazione viene **dimensionato** in base alla **velocità dei dati**, al **tasso di errore** ammissibile, alla **lunghezza del percorso** di comunicazione e alla **frequenza RF**: tutti questi elementi hanno a che fare con la **potenza del segnale** lungo tutto il suo percorso.

Per assicurarsi che le potenze di una segnale siano sufficienti lungo tutto il percorso compiuto, dalla sintetizzazione del segnale alla sua elaborazione finale, si conduce una **analisi che calcola la variazione di potenza del segnale** per ciascuno degli elementi partecipanti al collegamento. Lo scopo finale di tale **link budget** è fare in modo che il livello di potenza del segnale giunga al ricevitore sopra la sensibilità di quest'ultimo e che il SNR sia compatibile con un tasso di errore (BER) molto basso.

Tratteremo qui parallelamente le performance individuali di **uplink** e **downlink**, specificando dove occorre le differenze. Ciò corrisponde al caso di un satellite rigenerativo, mentre verrà tralasciato il caso trasparente.

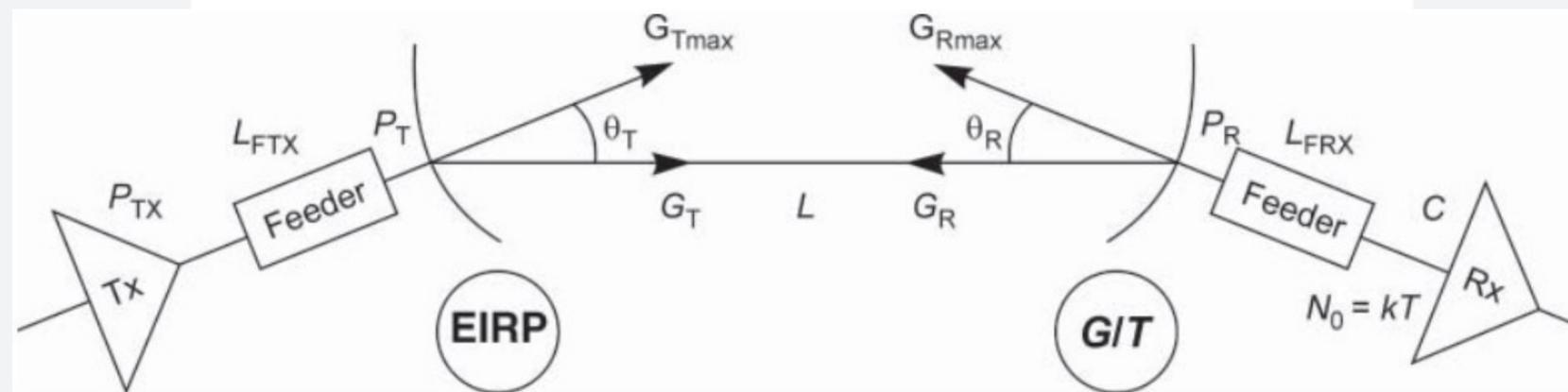
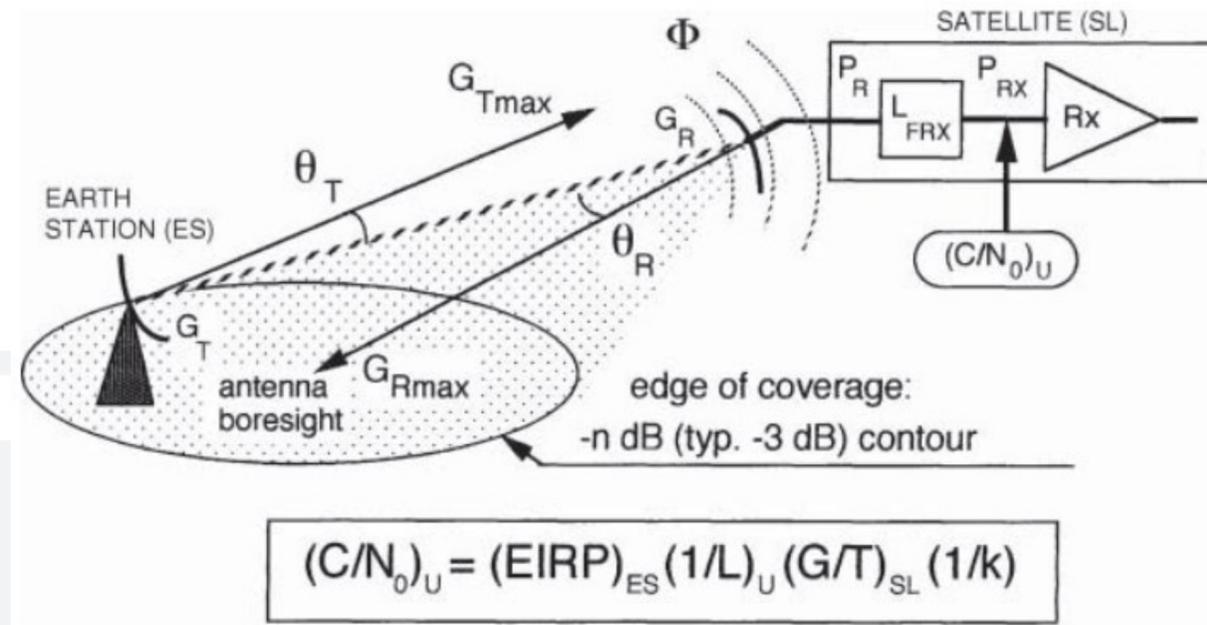


Figure 5.1 Configuration of a link.

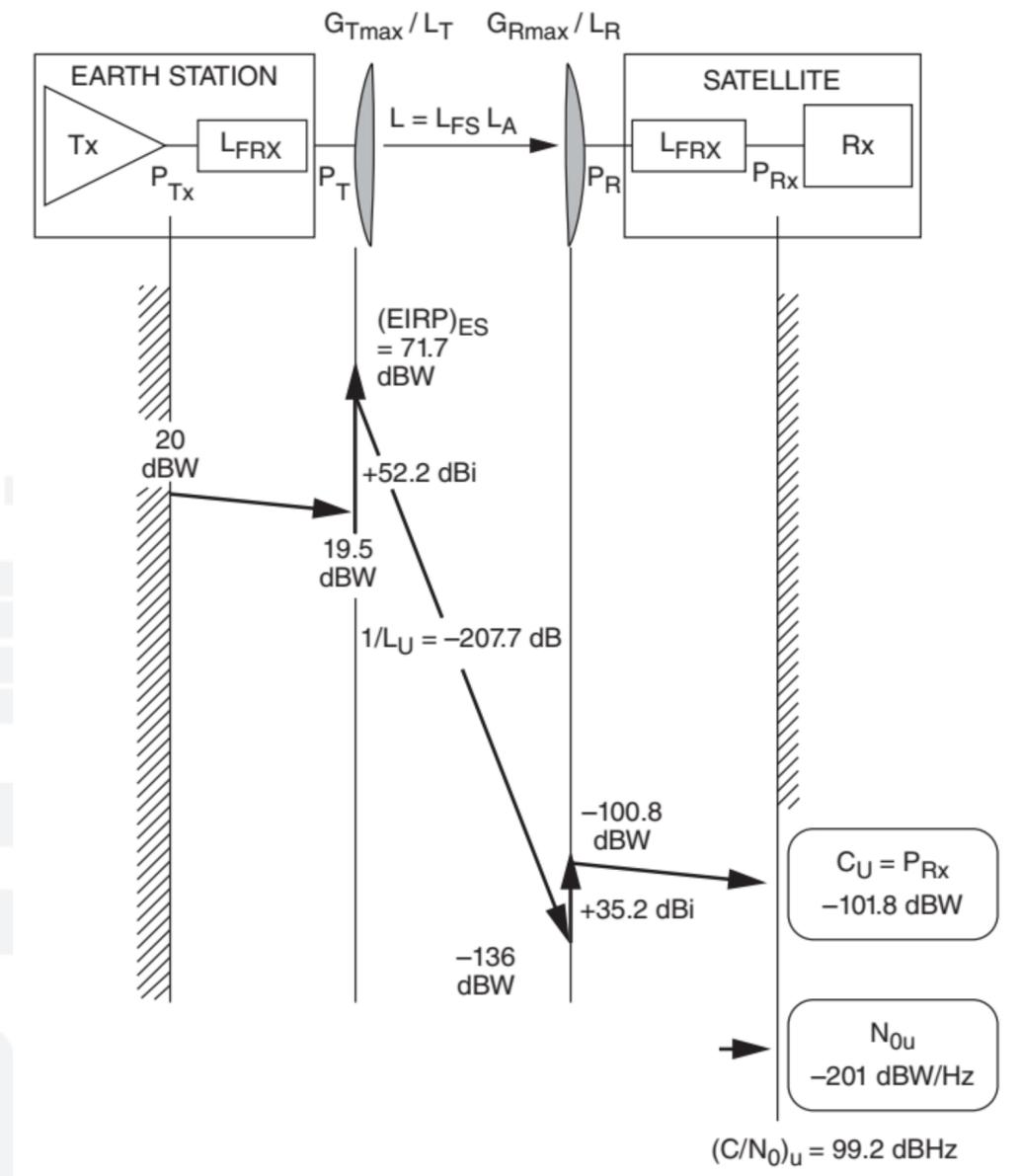
ESEMPI DI LINK BUDGET

Uplink



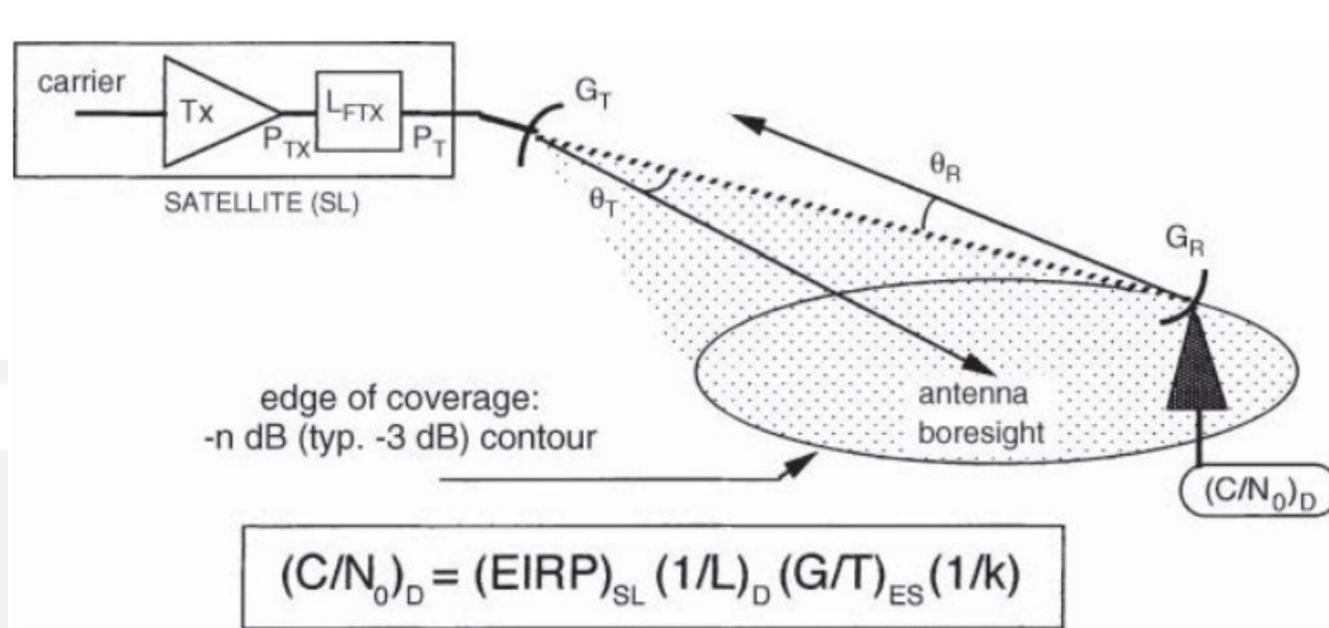
$$(C/N_0)_U = (EIRP)_{ES} (1/L)_U (G/T)_{SL} (1/k)$$

The geometry of an uplink.

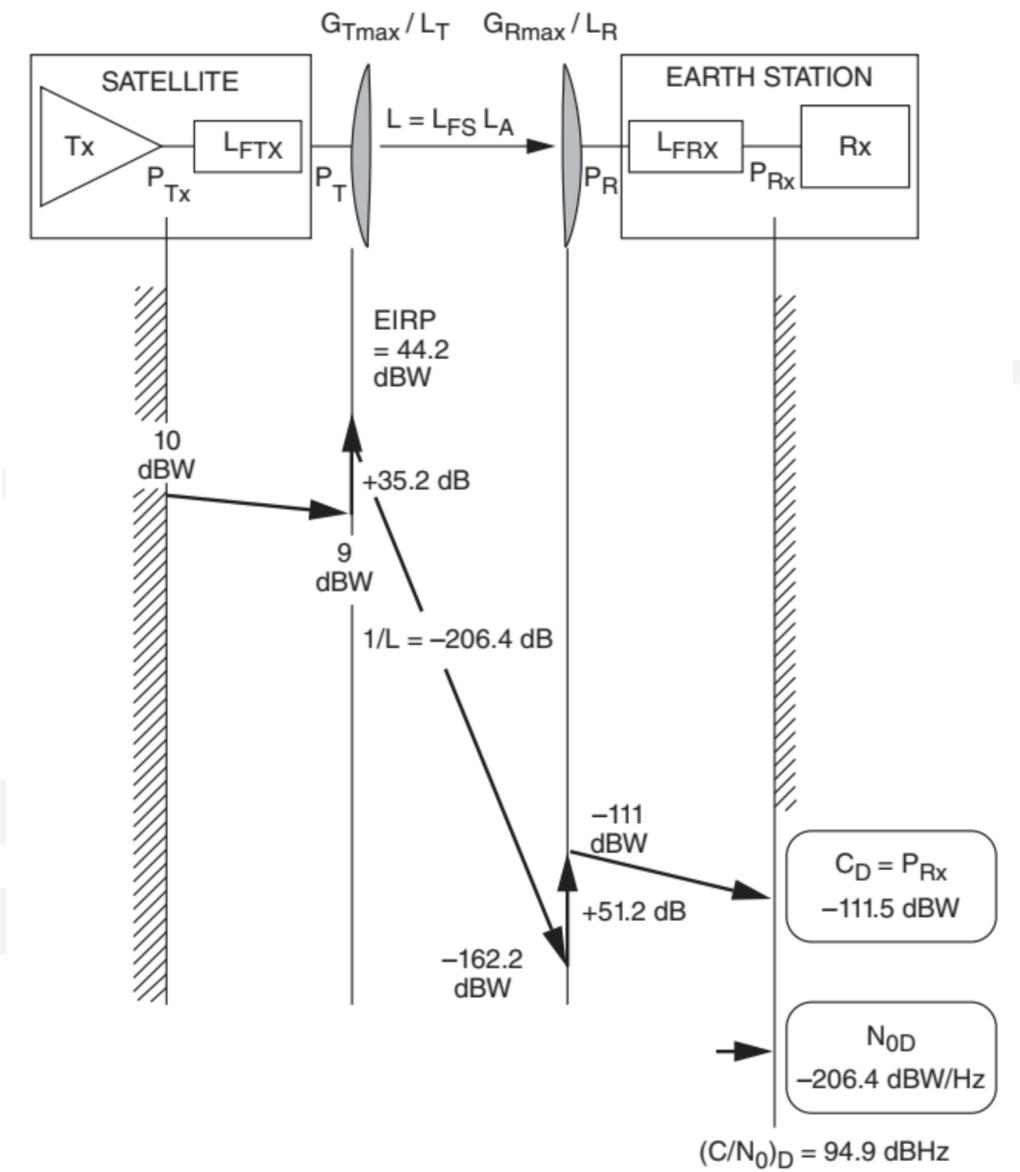


Variations in power for the clear sky uplink.

Downlink



The geometry of a downlink.



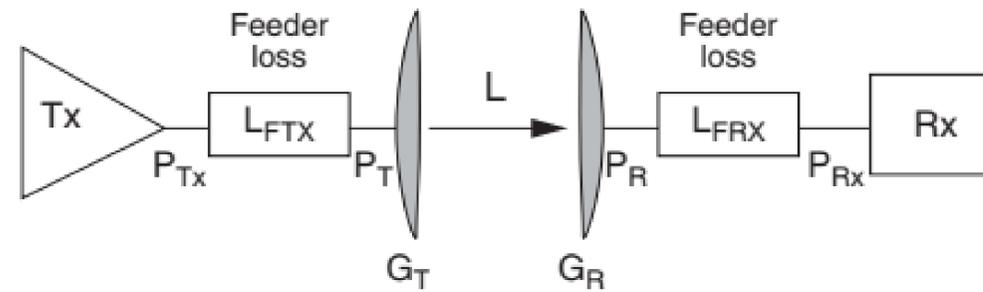
Variations in power for the clear sky downlink.

Non c'è un modo univoco per calcolare un link budget. Una via è quella di seguire il percorso del segnale:

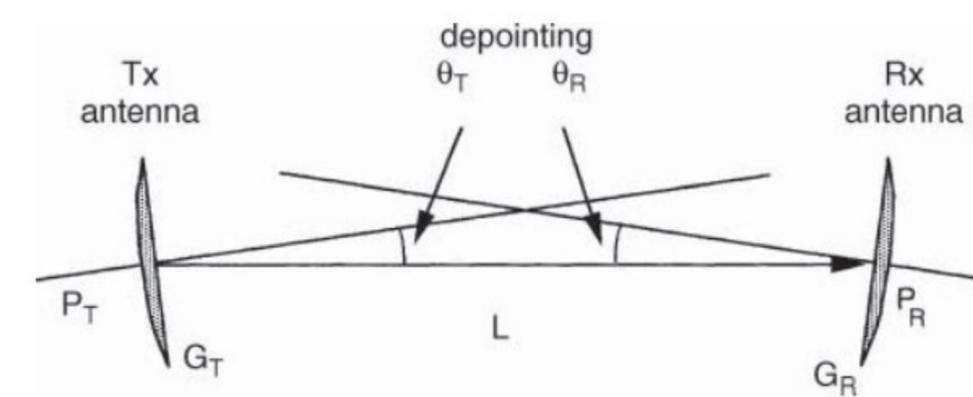
1. parametri del segnale (frequenza, larghezza di banda, modulazione)
2. trasmissione
3. propagazione: perdite di tratta
4. ricezione
5. rumore
6. valutazione



TRASMISSIONE



Losses in the terminal equipment.



La trattazione del trasmettitore è comune a uplink e downlink.

Vi sono **tre componenti**:

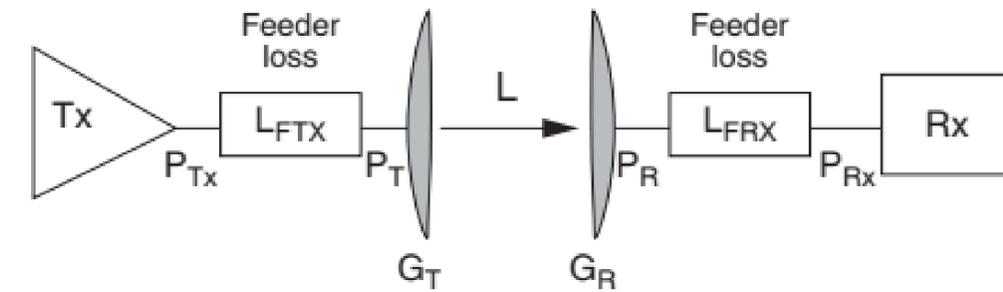
- **potenza trasmessa** P_{TX} all'uscita dell'ultimo stadio di amplificazione Power Amplifier (PA);
- **guadagno** d'antenna G_T ;
- **perdite** dal trasmettitore all'antenna, tipicamente $L_T = L_{F,T} + L_{D,T}$ stimabile in pochi dB (1-3 dB):
 - $L_{F,T}$ la perdita del feeder di collegamento dal PA all'antenna;
 - $L_{D,T}$ la perdita dovuta all'imperfetto allineamento delle antenne di trasmissione e ricezione: il risultato è una perdita di guadagno dell'antenna rispetto al guadagno massimo in trasmissione e in ricezione, chiamata perdita di puntamento.

Queste tre componenti concorrono alla potenza del segnale all'uscita dal trasmettitore (del satellite o GS), ovvero **l'effective isotropic radiated power (EIRP)**:

$$EIRP = P_{TX} G_T / L_T \text{ in [W]}$$

$$EIRP = P_{TX} + G_T - L_T \text{ in [dB]}$$

PROPAGAZIONE: PERDITE DI TRATTA



Losses in the terminal equipment.

Lungo il tragitto dal sistema trasmittente al sistema ricevente, il segnale è afflitto da alcuni fattori, comuni a uplink e downlink.

- perdita di spazio libero L_{FS} ;
- attenuazione atmosferica L_A .

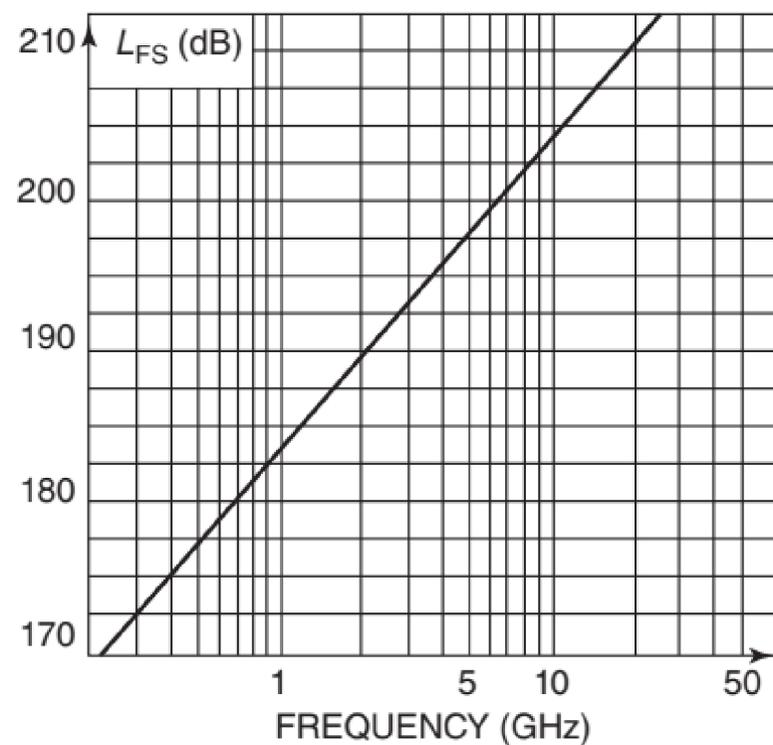
Queste perdite si sottraggono (in dB) all'EIRP, per cui all'ingresso del ricevitore (satellite o GS) avremo una potenza del segnale pari a:

$$EIRP - L_p = EIRP - L_{FS} - L_A$$

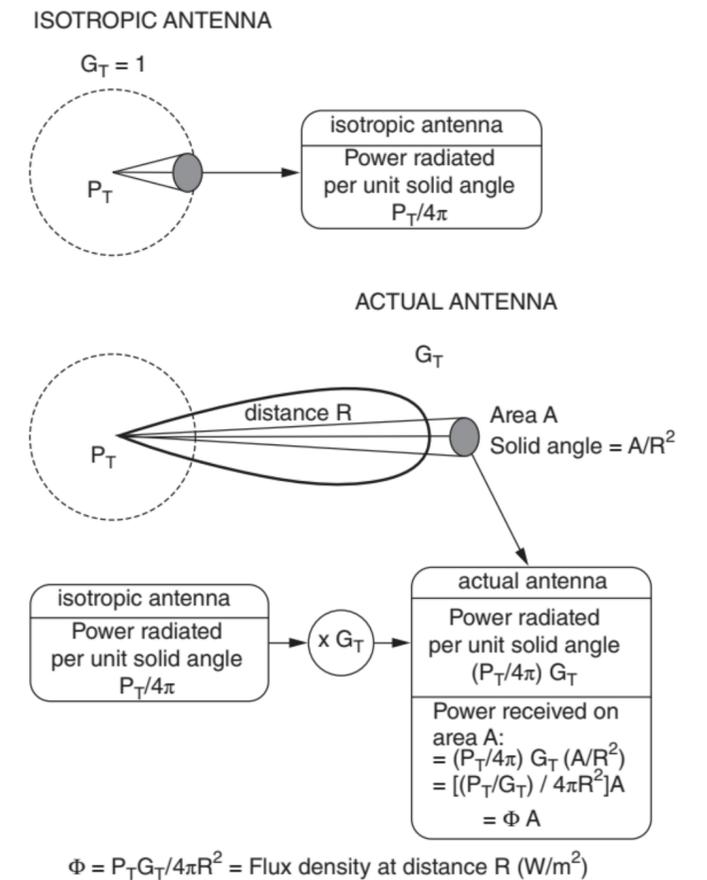
Perdita di spazio libero

La **perdita nello spazio libero** $L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2$ rappresenta il rapporto tra le potenze ricevute e trasmesse in un collegamento tra due antenne isotrope.

- La figura mostra il valore di $L_{FS} (R_0)$ in funzione della frequenza per un satellite geostazionario e una stazione situata nel punto sub-satellitare a una certa distanza $R = R_0 = 35\,786$ km, pari all'altitudine del satellite. Si noti che L_{FS} è dell'ordine di 200 dB nell'intervallo 5-10 GHz.



Free space loss attenuation at geostationary sub-satellite point: $L_{PS}(R_0)$.



Power flux density.

Attenuazione atmosferica

Sia in uplink che in downlink, una portante attraversa l'atmosfera. Se ci riferiamo alla gamma di frequenze da 1 a 30 GHz, dal punto di vista della propagazione delle onde a queste frequenze, solo due regioni dell'atmosfera hanno un'influenza: la troposfera e la ionosfera. Gli effetti predominanti sono quelli causati dall'assorbimento e dalla depolarizzazione dovuti alle precipitazioni troposferiche (pioggia e neve). La neve asciutta ha un effetto limitato. Sebbene le neviccate umide possano causare un'attenuazione maggiore rispetto all'equivalente tasso di precipitazioni, questa situazione è rara e ha un effetto minimo sulle statistiche di attenuazione. La presenza di pioggia è definita dalla percentuale di tempo in cui viene superato un determinato tasso di precipitazioni. A bassi tassi di pioggia con effetti trascurabili corrispondono alte percentuali di tempo (tipicamente il 20%): queste sono descritte come **clear sky conditions** (condizioni di cielo sereno). Alti tassi di pioggia, con effetti significativi, corrispondono a piccole percentuali di tempo (tipicamente lo 0,01%): queste sono descritte come **condizioni piovose**. Questi effetti possono degradare la qualità del collegamento al di sotto di una soglia accettabile. La disponibilità di un collegamento è quindi direttamente correlata alle statistiche locali del tasso di pioggia. In considerazione della loro importanza, vengono presentati per primi gli effetti delle precipitazioni. Gli effetti di altri fenomeni sono esaminati in seguito.

La pioggia causa **attenuazione e depolarizzazione**.

Attenuazione atmosferica

- Il valore dell'**attenuazione** dovuta alla pioggia A_{RAIN} è dato dal prodotto dell'attenuazione specifica γ_R [dB/km], il cui valore dipende dalla frequenza e dall'intensità R_p (mm/h) della pioggia, e della lunghezza effettiva del percorso dell'onda nella pioggia L_e [km]: $A_{RAIN} = \gamma_R L_e$ [dB]. La determinazione di A_{RAIN} procede in più fasi. Il risultato è un valore di attenuazione che viene superato durante la percentuale di tempo.

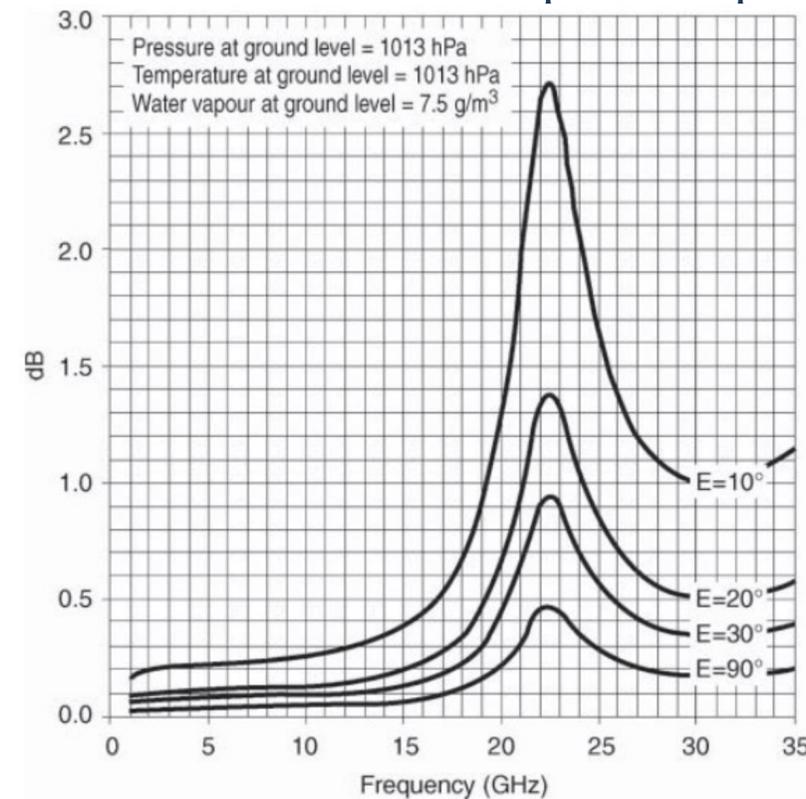
I valori tipici dell'attenuazione dovuta alla pioggia superata per lo 0.01 % di un anno medio possono essere dedotti per le regioni in cui il tasso di precipitazioni $R_{0.01}$, eccedente di 0.01 % il valore di un anno medio, è compreso nell'intervallo tra 30 e 50 mm/h. Questo dà tipicamente circa 0.1 dB a 4 GHz, 5-10 dB a 12 GHz, 10-20 dB a 20 GHz e 25-40 dB a 30 GHz. Alle bande di frequenza K (Ku e Ka), valori indicativi di attenuazione in condizioni di cielo piovoso sono 7 dB alle medie latitudini, e fino a 15-20 dB in aree umide equatoriali.

- La cross-polarizzazione è identificata come il trasferimento di energia da una polarizzazione a una polarizzazione ortogonale ed è causata dalla **depolarizzazione** delle onde dovuta alla pioggia e alle nuvole di ghiaccio. La pioggia introduce la depolarizzazione come risultato dell'attenuazione differenziale e dello sfasamento differenziale tra due polarizzazioni caratteristiche ortogonali. Questi effetti sono dovuti alla forma non sferica delle gocce di pioggia.

Attenuazione atmosferica

Le altre attenuazioni sono trascurabili rispetto a quelle della pioggia. Se ne citano comunque alcune.

- **L'attenuazione dovuta ai gas** presenti nell'atmosfera dipende dalla frequenza, dall'angolo di elevazione, dall'altitudine della stazione e dalla concentrazione di vapore acqueo. La figura mostra l'attenuazione per un'atmosfera standard. L'attenuazione è trascurabile a frequenze inferiori a 10 GHz e non supera i 3 dB a 22.24 GHz (frequenza corrispondente alla banda di assorbimento del vapore acqueo) per umidità atmosferica media e angoli di elevazione maggiori di 10° .

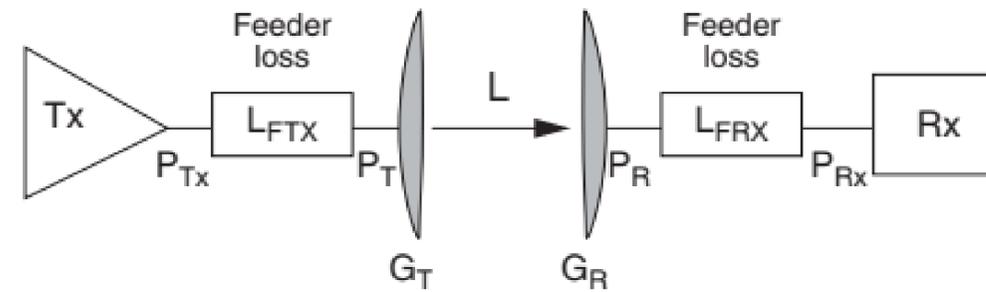


Attenuation due to atmospheric gases as a function of frequency and elevation angle E for a standard atmosphere with water vapour content at ground level of 7.5 g m^{-3} .

Attenuazione atmosferica

- L'attenuazione dovuta a **nuvole e nebbia**.
- L'attenuazione dovuta a **tempeste di sabbia** è inversamente proporzionale alla visibilità e dipende fortemente dall'umidità delle particelle. A 14 GHz, è dell'ordine di 0.03 dB/km per particelle secche e 0.65 dB/km per particelle di 20% umidità. Se la lunghezza del percorso è 3 km, l'attenuazione raggiunge 1-2 dB.
- Le **scintillazioni** sono create da fluttuazioni dell'indice di rifrazione, causate da disomogeneità nel mezzo. È importante per i segnali al di sotto dei 3 GHz, ma gli effetti possono esserci occasionalmente fino a 10 GHz. Dal punto di vista geografico, esistono due zone intense di scintillazione, una alle alte latitudini e l'altra centrata entro 20° dall'equatore magnetico. Alle medie latitudini la scintillazione si verifica eccezionalmente, come ad esempio durante le tempeste geomagnetiche. Nel settore equatoriale, c'è un pronunciato massimo notturno di attività.

RICEZIONE



Losses in the terminal equipment.

La potenza del segnale che arriva all'antenna ricevente è $EIRP - L_p$ in [dB]. Il sistema ricevente si comporta in modo analogo al sistema trasmittente, ma al contrario: il segnale in ingresso viene amplificato dall'antenna e condotto, con alcune piccole perdite, al ricevitore dove verrà processato.

Pertanto **all'ingresso del ricevitore** la potenza del segnale carrier è

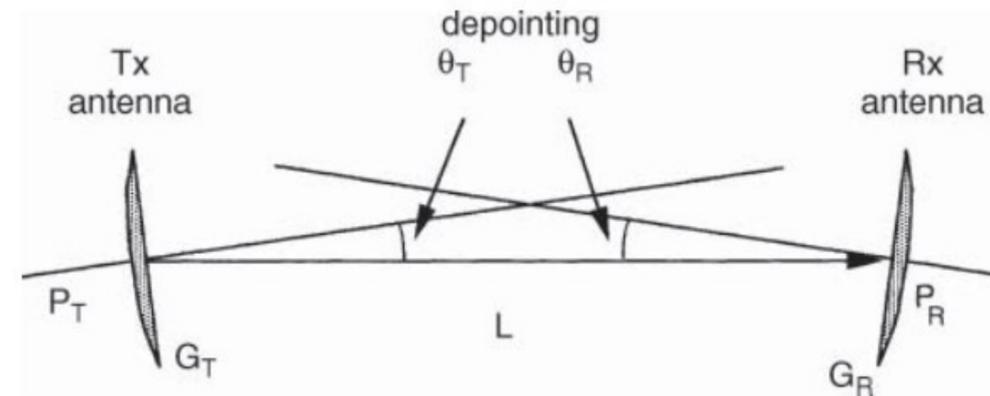
$$C = (EIRP / L_p) G_R / L_R \text{ (in termini lineari)}$$

$$C = EIRP - L_p + G_R - L_R \text{ (in dB)}$$

Il **guadagno di antenna** G_R viene trattato in modo identico a quello del trasmettitore.

Le **perdite** L_R sono costituite dalla sommatoria dei seguenti contributi: $L_R = L_{F,R} + L_{D,R} + L_{POL,R}$

- $L_{F,R}$ è la **perdita del feeder** tra l'antenna e il ricevitore (in sostanza la perdita dei cavi).
- $L_{D,R}$ è la **perdita di puntamento** (come quella vista per la trasmissione).



- $L_{POL,R}$ è la **perdita** osservata quando l'antenna ricevente non è orientata con la **polarizzazione** dell'onda ricevuta. In un collegamento con polarizzazione circolare, l'onda trasmessa è polarizzata circolarmente solo lungo l'asse dell'antenna e diventa ellittica fuori da questo asse. Nel caso in cui un'antenna polarizzata circolarmente riceva un'onda polarizzata linearmente, oppure un'antenna polarizzata linearmente riceve un'onda polarizzata circolarmente, $L_{POL,R}$ ha un valore di 3 dB. Tuttavia, solitamente si assume la polarizzazione sia corretta e $L_{POL,R} = 0$ dB.

RUMORE

Vi sono **tre componenti** di rumore che si sommano nella ricezione in forma di termini di temperatura:

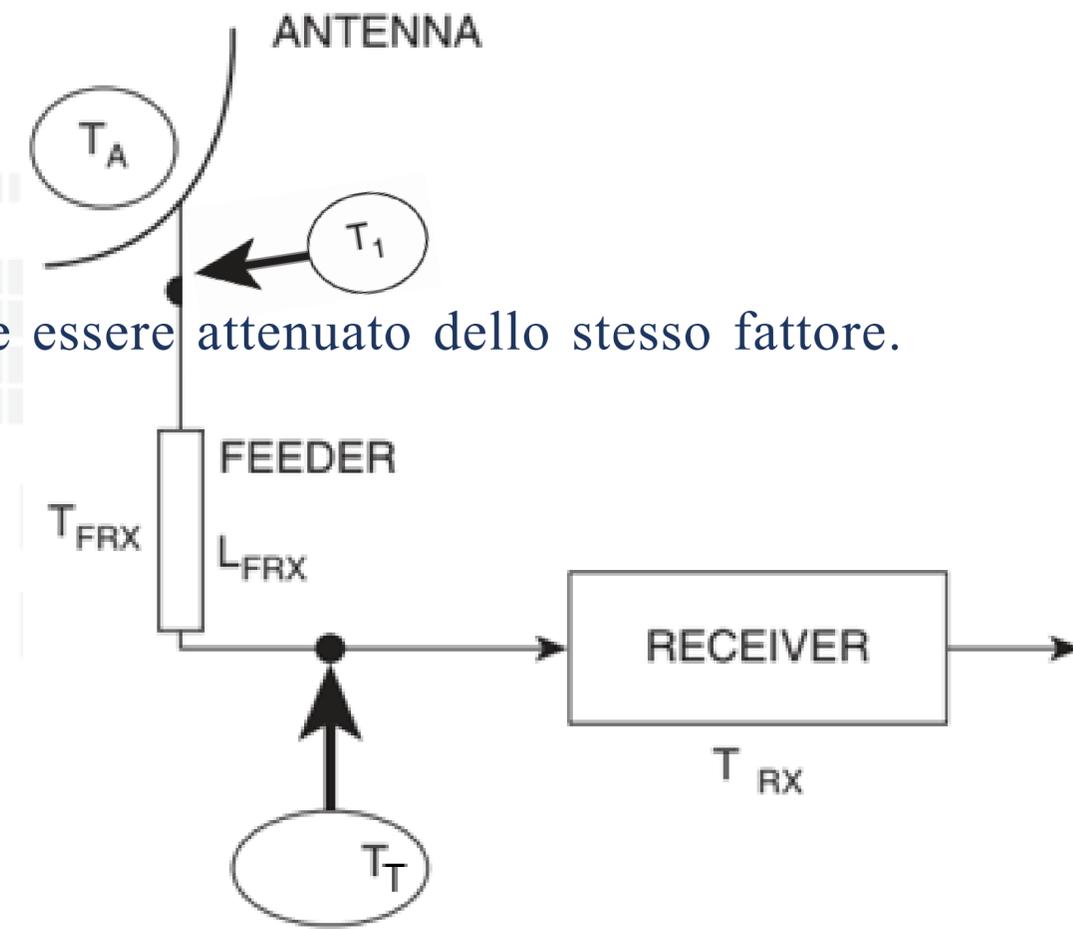
- temperatura di rumore dell'**antenna** T_A ;
- temperatura di rumore delle **feeder** (connessione tra antenna e ricevitore) per cui tipicamente $T_F = (L_{F,R} - 1) T_0$;
- temperatura di rumore del **ricevitore** T_{RX} .

Per cui prima del feeder abbiamo $T_I = T_A + T_F (L_{F,R} - 1) + T_{RX} / G_{RX}$

Se consideriamo l'**attenuazione di connessione** $L_{F,R}$, allora il rumore totale deve essere attenuato dello stesso fattore. Dunque la temperatura totale di sistema diviene

$$T_T = T_A / L_{F,R} + T_F (1 - 1/ L_{F,R}) + T_{RX}$$

- si noti l'**influenza della perdita del feeder**, che riduce il rumore dell'antenna, ma apporta il proprio contributo al rumore, causando infine un aumento della temperatura di rumore del sistema.



Ora, una volta calcolata la temperatura di rumore totale, si possono ottenere:

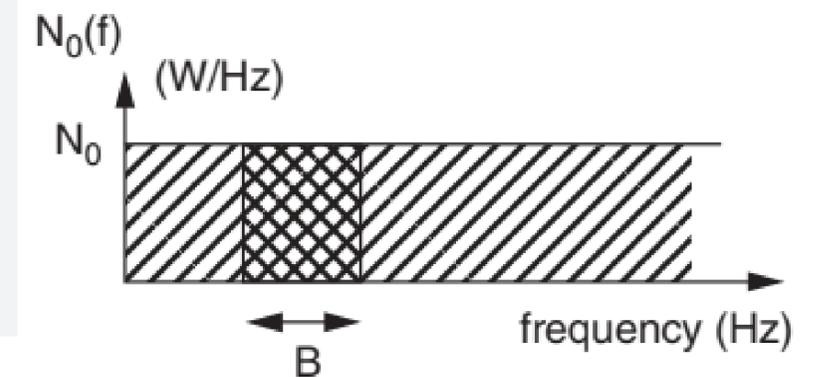
- il parametro G/T , una **figura di merito** con cui solitamente si valuta la prestazione del sistema ricevente con particolare riferimento all'antenna (usualmente per ground station):

$$G/T = G_R / (L_R T_T) \text{ in termini lineari [W/K]}$$

$$G/T_{[dB]} = G_R - L_R - 10 \log_{10}(T_T) \text{ in decibel [dBm/K]}$$

- **il rumore:**

- **power noise spectral density** $N_0 = k T_T$ che rappresenta la potenza del rumore per unità di frequenza: in [dBm/Hz] $N_0 = 10 \log_{10}(k T_T 1000)$
 - **1000** per il passaggio da dBW a dBm
 - costante di Boltzmann $k = 1.379 \times 10^{-23} \text{ J/K} = -228.6 \text{ dB J/K}$
- **noise power** $N = B N_0 = B k T_T$ in [dBm], con $B =$ larghezza di banda



TEMPERATURA D'ANTENNA

La temperatura (di rumore) d'antenna T_A è un parametro che descrive la quantità di **rumore** prodotta da un'antenna in un determinato ambiente.

- Questa temperatura non è la temperatura fisica dell'antenna; piuttosto questa temperatura dipende dal suo schema di guadagno e dall'ambiente termico in cui è collocata.
 - Pertanto, la temperatura di un'antenna varia a seconda di quanto sia direzionale l'antenna e della direzione in cui è puntata (a cosa è rivolta).

Per un'antenna con un certo diagramma di radiazione dato R , la temperatura di rumore è matematicamente definita come:

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} R(\theta, \phi) T(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

Ciò significa che la temperatura che circonda l'antenna è integrata sull'intera sfera e ponderata per il diagramma di radiazione dell'antenna.

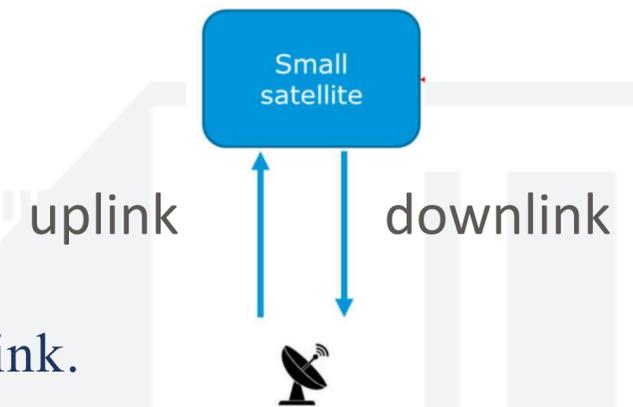
- Quindi, un'antenna **isotropa** avrebbe una temperatura di rumore che è la media di tutte le temperature intorno all'antenna.
- Per un'antenna perfettamente **direzionale** (con un raggio a matita), la temperatura dell'antenna dipenderà solo dalla temperatura in cui l'antenna sta "guardando".

Sorgenti di rumore davanti all'**antenna**. Un'antenna capta il rumore dei corpi radianti che si trovano all'interno del diagramma di radiazione dell'antenna. Il rumore emesso dall'antenna è funzione della direzione in cui è puntata, del suo diagramma di radiazione e dello stato dell'ambiente circostante. Dunque, l'antenna viene assunta come una sorgente di rumore caratterizzata da una temperatura di rumore chiamata temperatura di rumore dell'antenna T_A .

"At room temperature", la temperatura di rumore d'antenna è attorno a 290 K.

Le cose si complicano con comunicazioni satellitari: dobbiamo distinguere tra uplink e downlink.

In **uplink**, il rumore catturato dall'antenna è quello proveniente dalla terra e dallo spazio. L'ampiezza del fascio di un'antenna satellitare è uguale o inferiore all'angolo di vista della Terra dal satellite: è di 17.5° per un satellite geostazionario. In queste condizioni, il contributo principale è quello della Terra. Per una larghezza di fascio $\theta_{3\text{dB}}$ di 17.5° , la temperatura di rumore dell'antenna dipende dalla frequenza e dalla posizione orbitale del satellite (figura a sinistra). Per una larghezza minore (un fascio spot), la temperatura dipende dalla frequenza e dall'area coperta: i continenti irradiano più rumore rispetto agli oceani (figura a destra). Per un progetto preliminare, il valore 290 K può essere considerato un valore conservativo.



Uplink

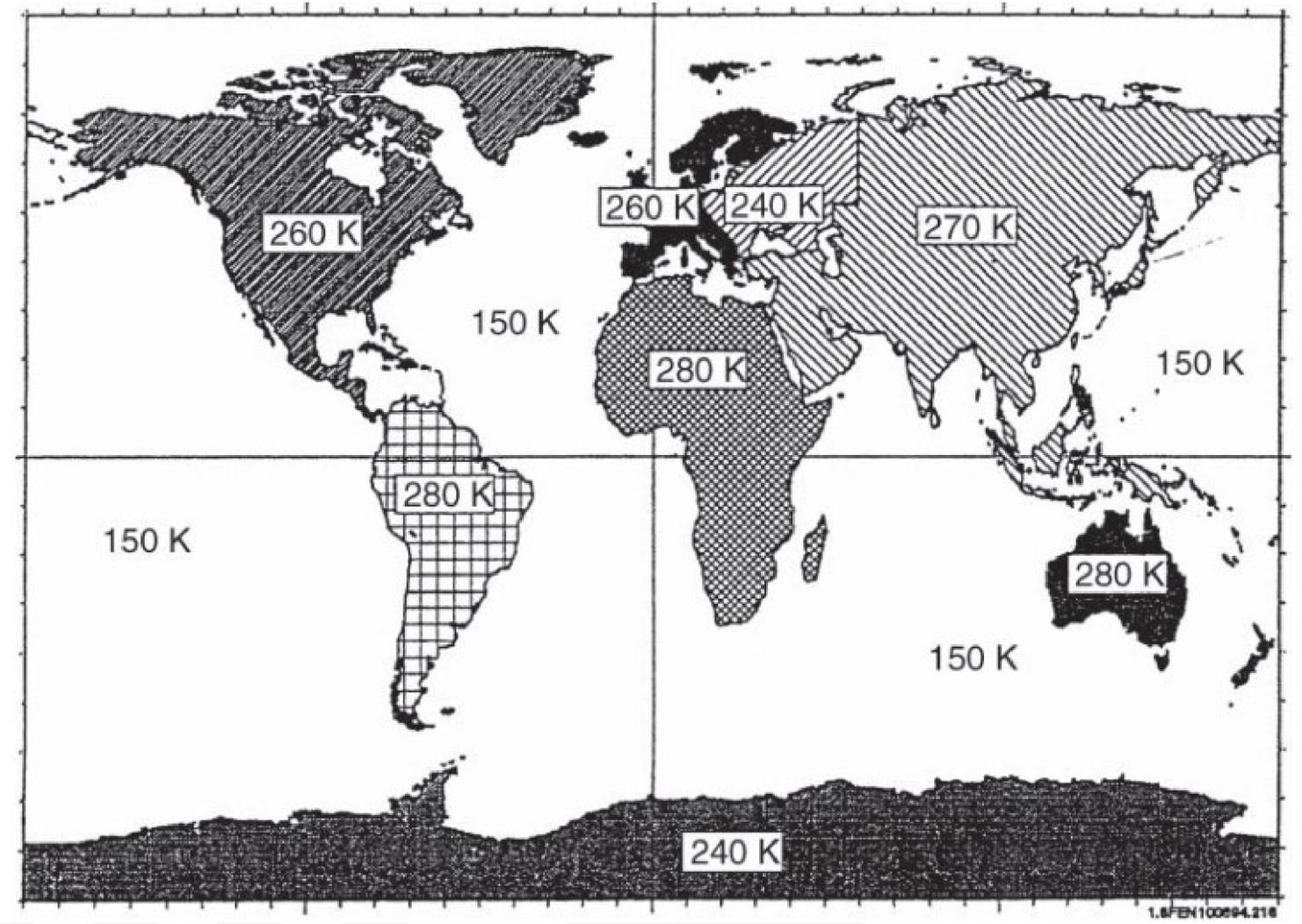
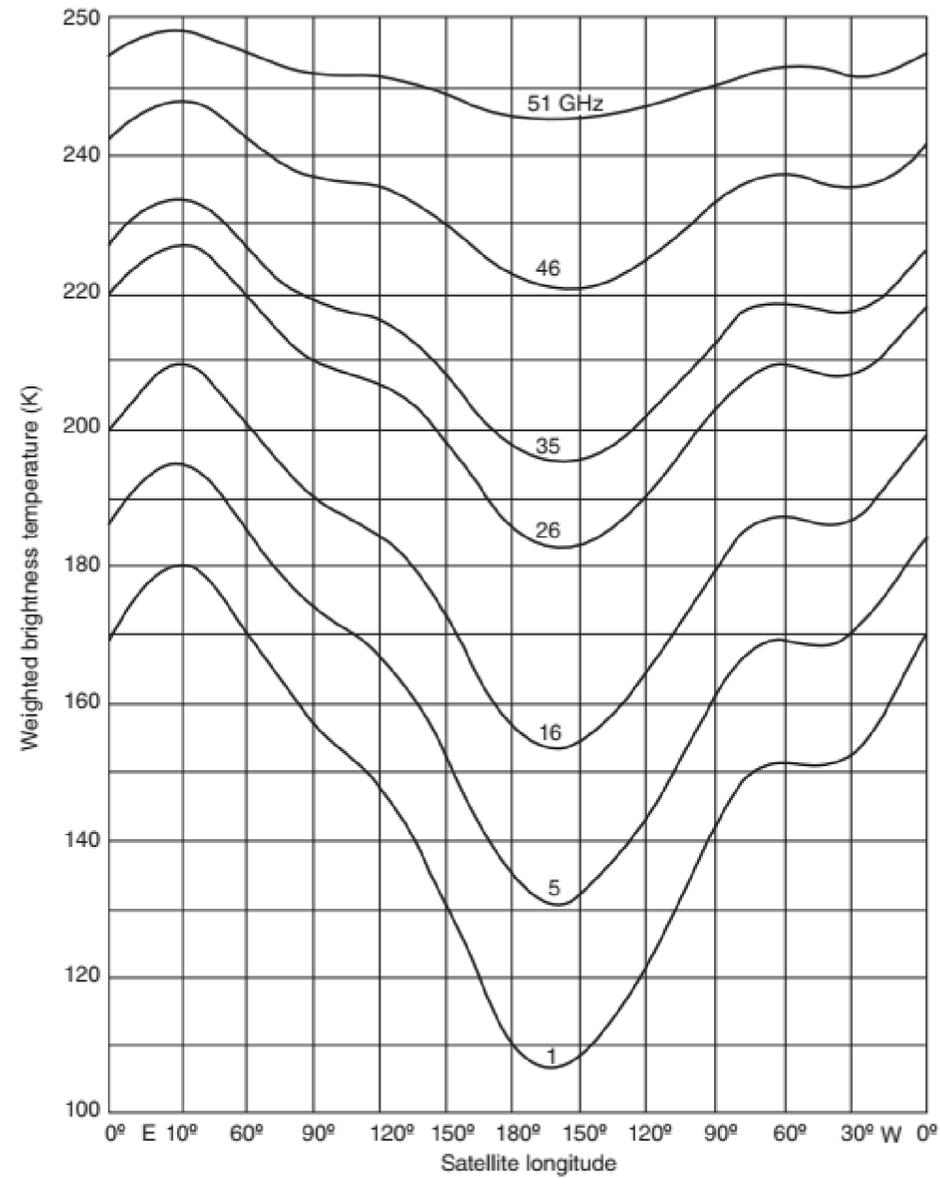


Figure 5.17 Satellite antenna noise temperature for global coverage as a function of frequency and orbital position. Source: reproduced with the permission of the American Geophysical Union.

Downlink

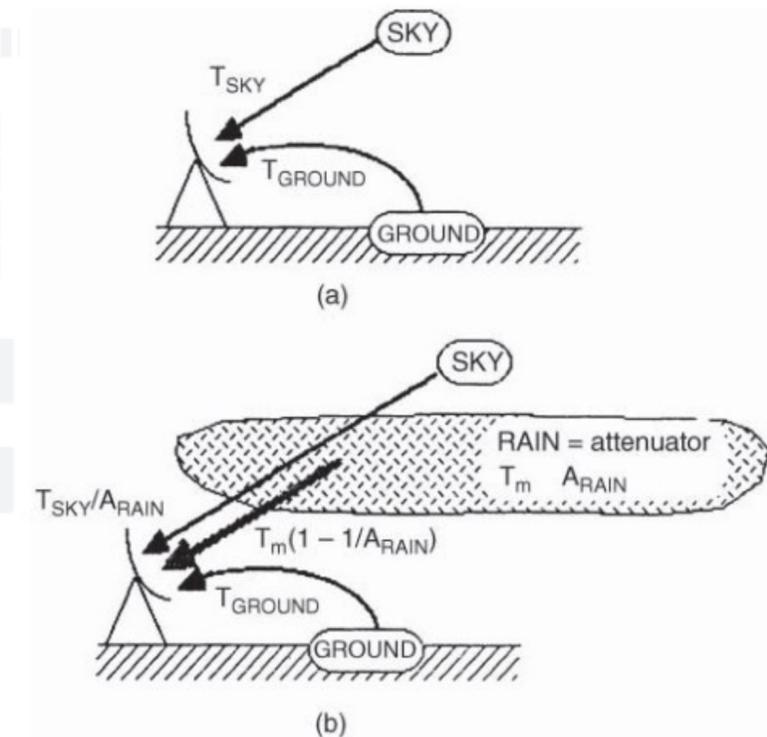
In **downlink**, il rumore catturato dall'antenna è costituito dal rumore del cielo e dal rumore dovuto alla radiazione della terra: $T_A = T_S + T_G$

Le radiazioni provenienti dal **suolo** in prossimità della stazione di terra vengono catturate dai lobi laterali del diagramma di radiazione dell'antenna e in parte dal lobo principale quando l'angolo di elevazione è basso. In prima approssimazione valgono:

- $T_G = 290$ K for lateral lobes whose elevation angle E is less than -10°
- $T_G = 150$ K for $-10^\circ < E < 0^\circ$
- $T_G = 50$ K for $0^\circ < E < 10^\circ$
- $T_G = 10$ K for $10^\circ < E < 90^\circ$

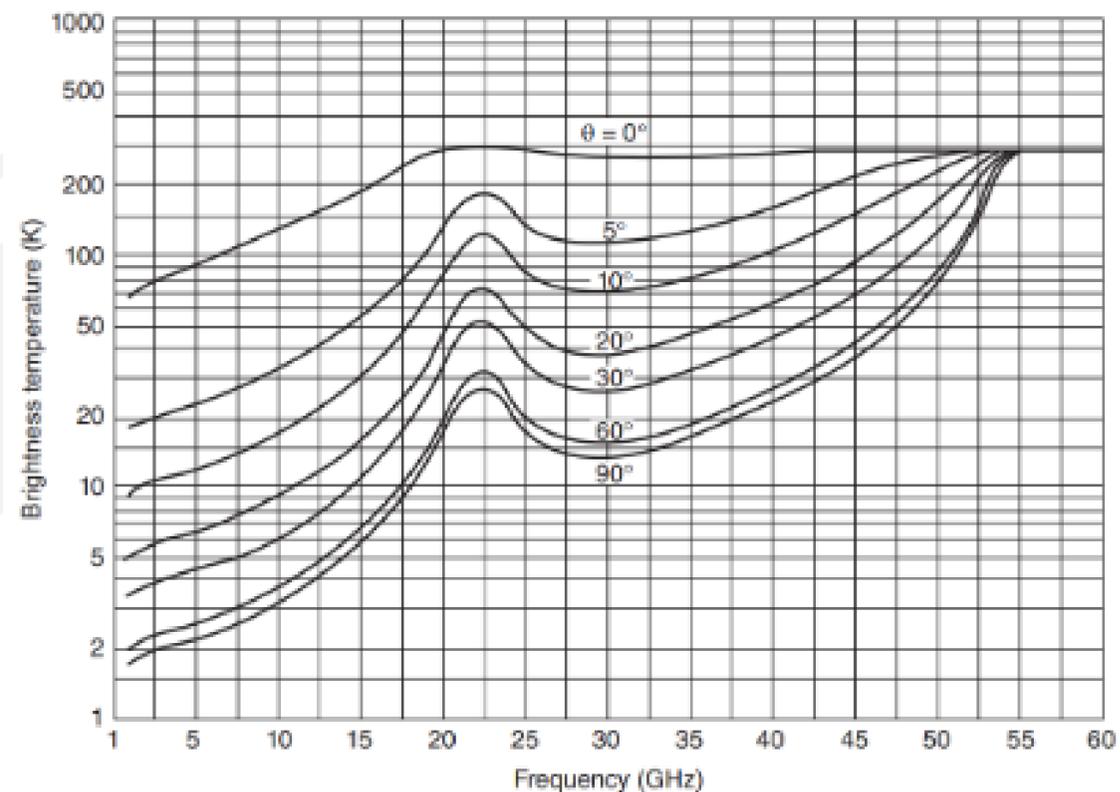
Per quanto riguarda il **cielo**, occorre distinguere:

- condizioni **clear sky**, in assenza di formazioni meteo (figura a),
- condizioni di **pioggia** (figura b).



Downlink

Il contributo del **rumore del cielo sereno** T_S può essere ricondotto alla temperatura di luminosità del cielo e all'elevazione dell'antenna, oltre che alla frequenza del segnale (figura).



Per le stazioni di terra che puntano verso un satellite geostazionario, è necessario considerare solo il Sole e la luna, poiché si verifica un aumento della temperatura di rumore quando questi corpi celesti sono allineati con la stazione terrestre che punta verso il satellite. Il sole e la luna hanno un diametro angolare apparente di 0.5° .

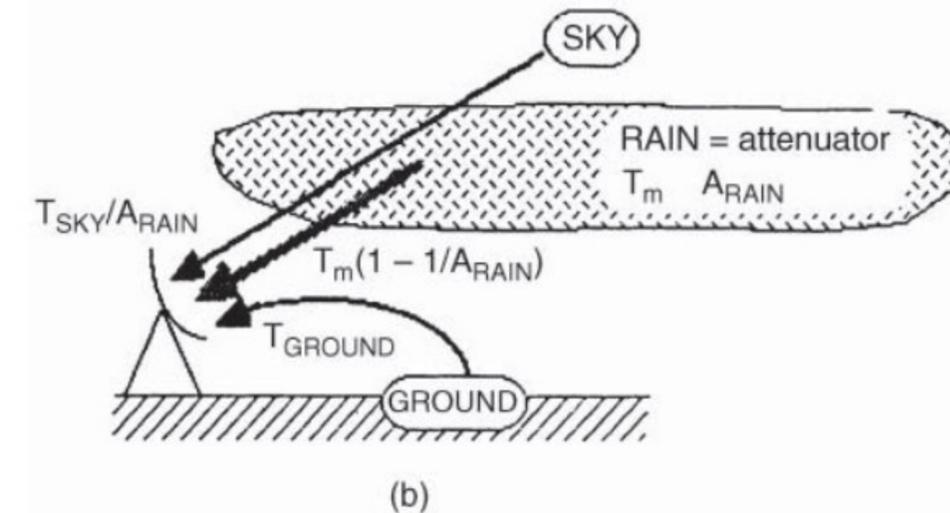
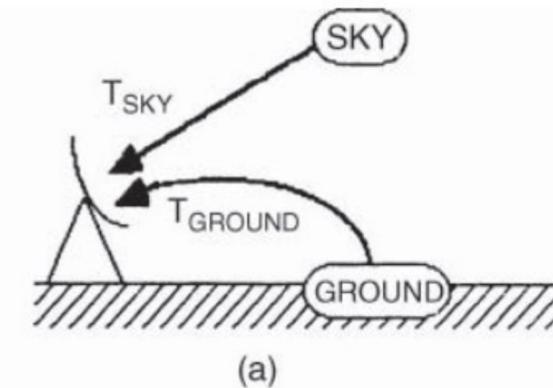
- A 12 GHz, un'antenna di 13 m subisce un aumento della temperatura di rumore a causa del Sole, in un momento di quiete del sole, di una quantità ΔT_A pari a 12 000 K.
- Per la luna, l'aumento è al massimo di 250 K a 4 GHz.

Solitamente però si evita di puntare il satellite verso questi hot body, per cui il loro contributo alla temperatura di rumore è trascurabile. Anche il contributo di rumore del fondo cosmico a microonde è irrilevante.

La temperatura del rumore dell'antenna cambia (tipicamente aumenta, fintantoché $T_m > T_{SKY}$) in presenza di formazioni meteorologiche, come nuvole e pioggia, che costituiscono un mezzo prima assorbente (primo termine) e successivamente emissivo (secondo termine). Ne consegue:

$$T_A = T_{SKY}/A_{RAIN} + T_m(1 - 1/A_{RAIN}) + T_G$$

- T_m è la temperatura termodinamica delle formazioni, assumibile pari a 275 K;
- A_{RAIN} è l'attenuazione dovuta alla pioggia (si veda più avanti).



Contributions to the noise temperature of an earth station: (a) clear sky conditions; (b) conditions of rain.

VALUTAZIONE

Rapporto segnale-rumore

SNR può essere calcolato secondo diverse prospettive qui illustrate. Per una **portante non-modulata**:

Parametro	lin./dB	Calcolo1	Calcolo2	Calcolo3
C/N_0	lineare	C / N_0	$(EIRP / L_p) G/T (1 / k)$	$10^{(C/N_{0,[dB]} / 10)}$
	dB	$C_{[dB]} - N_0$	$EIRP - L_p + G/T - 10 \log(k \text{ 1000})$	$10 \log_{10}(C/N_0)$
C/N	lineare	C / N	$C / (N_0 B)$	$10^{(C/N_{[dB]} / 10)}$
	dB	$C_{[dB]} - N$	$C/N_{0,[dB]} - 10 \log_{10}(B)$	$10 \log_{10}(C/N)$

In presenza di un **segnale modulato**, si va a vedere quale sia il **SNR per simbolo e per bit**.

L'energia per ciascun simbolo è $E_s = C / R_s$ in [W], ovvero $E_{s,[dB]} = C_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_s)$ in [dBm], per cui:

Parametro	lin./dB	Calcolo1	Calcolo2	Calcolo3
E_s/N_0	lineare	$C/N_0 / R_s$	$C/N B / R_s$	$10^{(E_s/N_{0,[dB]} / 10)}$
	dB	$C/N_{0,[dB]} - 10 \log_{10}(R_s)$	$C/N_{[dB]} + 10 \log_{10}(B / R_s)$	
E_s/N	lineare	$C/N / R_s$	$C/N_0 / (B R_s)$	$10^{(E_s/N_{[dB]} / 10)}$
	dB	$C/N_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_s)$	$C/N_{0,[dB]} - 10 \log_{10}(B R_s)$	

Rapporto segnale-rumore

L'energia per ciascun bit è $E_b = C / R_b = E_s / m$ in [W], ovvero $E_{b,[dB]} = C_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_b) = E_{s,[dB]} - 10 \log_{10}(m)$ in [dBm], per cui:

Parametro	lin./dB	Calcolo1	Calcolo2	Calcolo3
E_b/N_0	lineare	$E_b / [10^{(N_0/10)} / 1000]$	$E_s/N_0 / m$	$C/N_0 / R_b$
	dB	$E_{b,[dB]} - N_0$	$E_s/N_{0[dB]} - 10 \log_{10}(m)$	$C/N_{0[dB]} - 10 \log_{10}(R_b)$
E_b/N	lineare	$C/N / R_s$	$C/N_0 / (B R_s)$	$10^{(E_s/N_{[dB]} / 10)}$
	dB	$C/N_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_s)$	$C/N_{0,[dB]} - 10 \log_{10}(B R_s)$	

- E_b/N_0 è il rapporto tra l'energia per bit e la densità di rumore all'ingresso del ricevitore.
- Se si **aumenta la distanza** tra Tx e Rx di 4 volte, per esempio da 500 km a 2000 km, allora E_b/N_0 si riduce di 12 dB. Infatti, $\frac{E_b}{N_0} \propto \frac{1}{d^2}$ e quindi $\frac{(E_b/N_0)_{ref \times 4}}{(E_b/N_0)_{ref}} = \frac{(4d)^2}{d^2} = 16 = 12 \text{ dB} = 3 \text{ dB} + 3 \text{ dB} + 3 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$.

Rapporto segnale-rumore

Qualsiasi sia il SNR che si prende come riferimento (C/N_0 , C/N , E_s/N_0 , E_s/N , E_b/N_0 , E_b/N) si applica una **soglia** di sicurezza per l'**accettazione** $\varepsilon = 3$ dB.

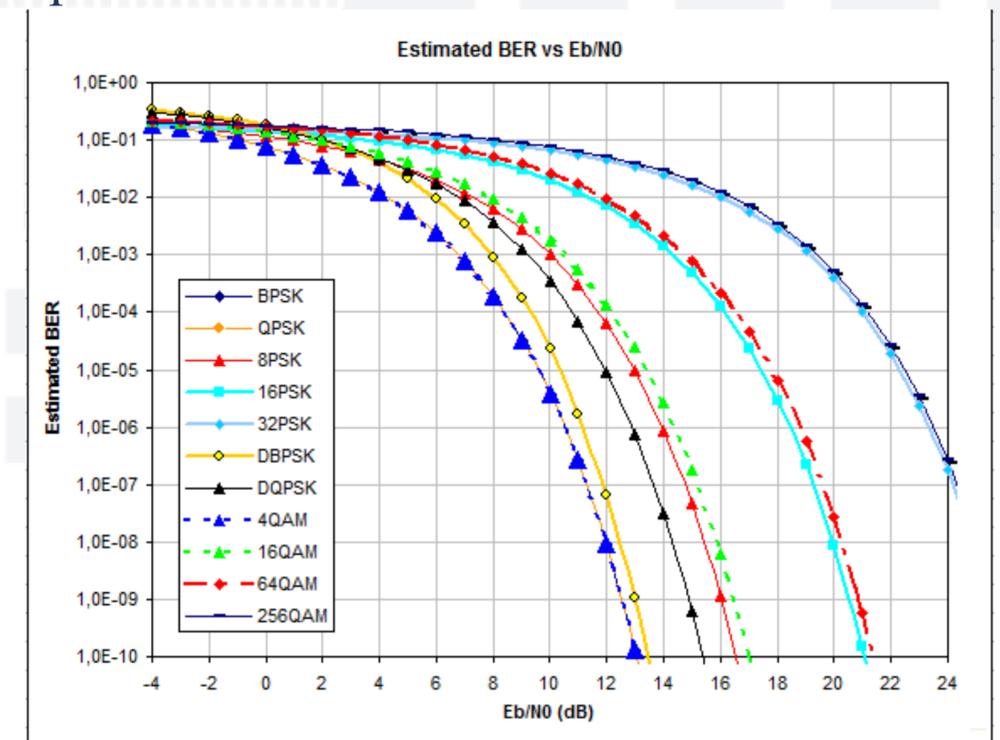
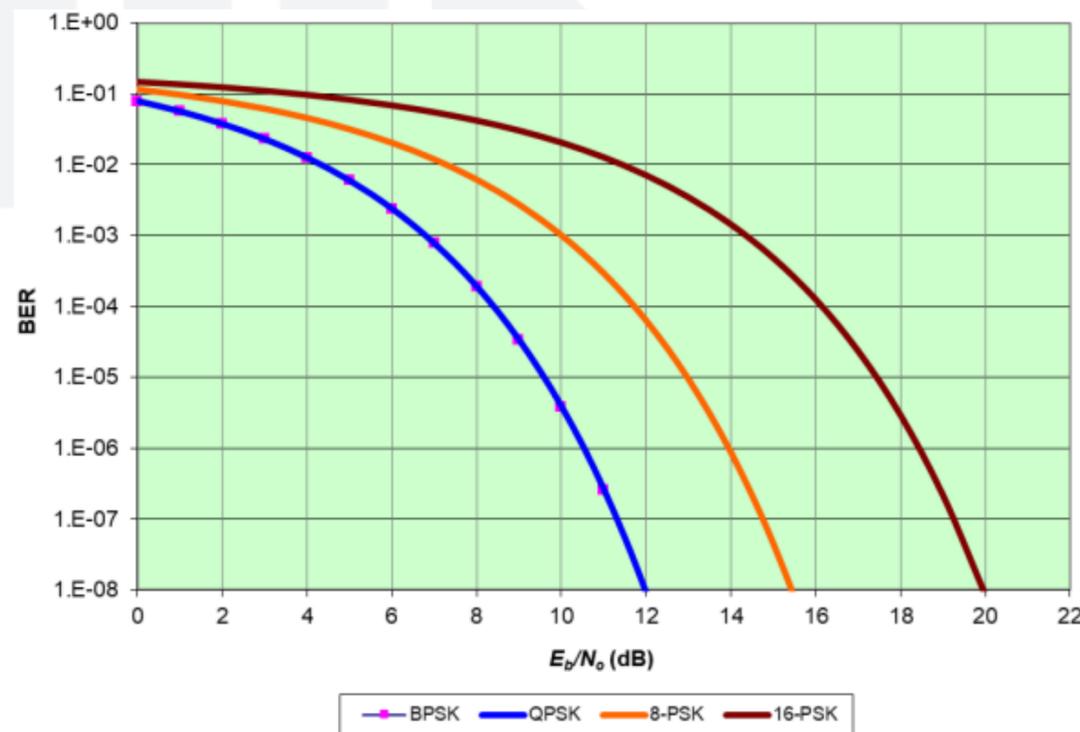
Allora, si definisce **link margin** = $SNR_{[dB]} - \varepsilon$:

- se link margin > 0 , allora il segnale è sicuramente superiore al rumore;
- solitamente si prende E_b/N_0 come riferimento: a seconda del link margin di E_b/N_0 viene garantito un certo valore di BER rispetto una data modulazione;
- quindi per la **chiusura del link** non è sufficiente solo $E_b/N_0 > 0$.

BER vs E_b/N_0

Il rapporto tra BER e E_b/N_0 consente di **confrontare l'efficienza energetica degli schemi di modulazione** (e codifica).

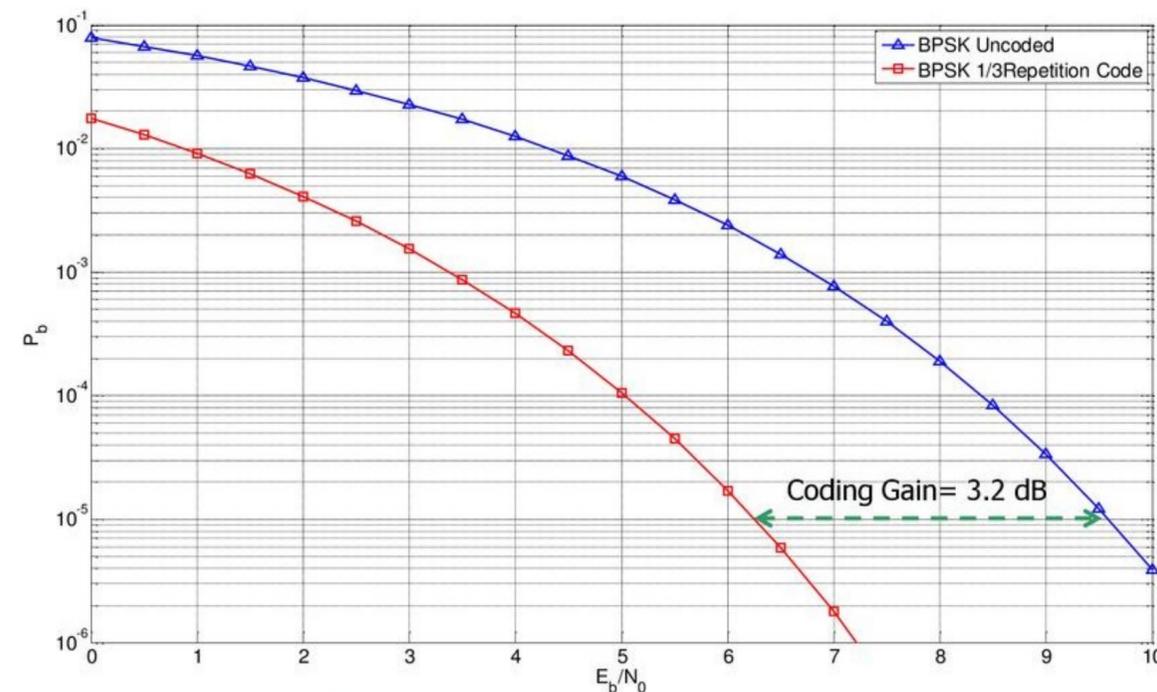
- **A parità di modulazione**, per ottenere un BER migliore (più basso), occorre migliorare il SNR .
- **Per un certo E_b/N_0** , modulazioni che veicolano più bit per simbolo subiscono una degradazione del segnale maggiore, ovvero presentano un BER maggiore.
- **Per un determinato BER** , quanto più piccolo è l' E_b/N_0 , tanto **minore è la potenza richiesta per trasmettere le informazioni**; modulazioni con più dati richiedono un SNR maggiore a parità di prestazioni di BER .



BER vs E_b/N_0

Per ridurre il *BER* adottando una stessa modulazione, si usano le **forward error correction** (FEC), che spostano ulteriormente la curva verso sinistra. **FEC** significa aggiungere **ridondanza** nei dati, ovvero devono essere **trasmessi più bit**: ciò generalmente riduce la quantità netta di bit utili trasmessi nell'unità di tempo (in pratica si **riduce la velocità di trasmissione**), quindi ci vorrà **più tempo per trasmettere i dati utili**: il che non sarebbe desiderabile.

Tuttavia, diminuendo la velocità di trasmissione, E_b/N_0 aumenta e allo stesso tempo diminuisce il *BER*. Se il *BER* diminuisce più di quanto E_b/N_0 aumenti, allora fissato un certo *BER* possiamo permetterci di ridurre le performance di E_b/N_0 del sistema; questo miglioramento è chiamato **guadagno di codifica**.



RIFERIMENTI

- David M. Pozar; Microwave Engineering; 2012 [cap. 2, 4, 14]
- Yi Huang, Kevin Boyle; Antennas from theory to practice; 2008 [cap. 1-4]
- Gerard Maral, Michel Bousquet, Zhili Sun; Satellite Communications Systems; 2020 [cap. 5]

