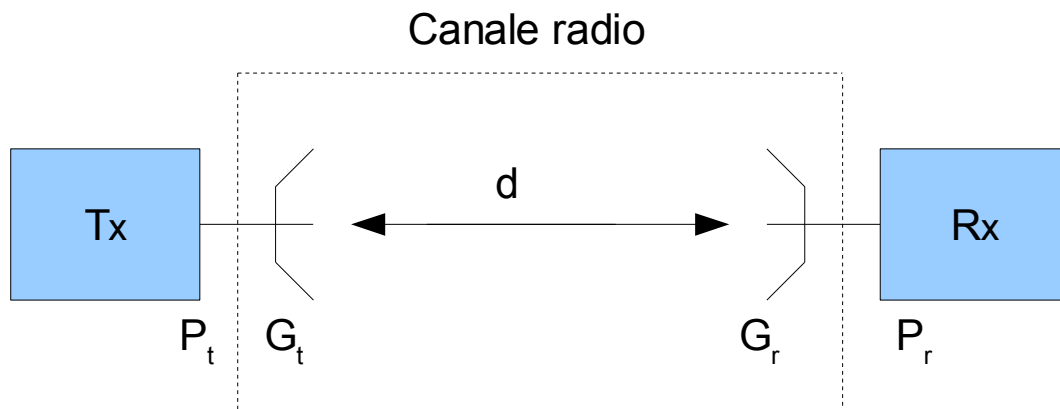


**Appunti dal corso di
Sistemi di Telecomunicazione A.A. 2008/09
Prof. Mario Fossi**

7 - COLLEGAMENTI VIA SATELLITE

Richiami sulla formula di un collegamento radio in spazio libero

Riconsideriamo lo schema di un generico collegamento radio:



Indichiamo con P_t la potenza media in ingresso (assorbita) all'antenna trasmittente. E' opportuno che tale potenza sia quella disponibile del trasmettitore, a meno di quella dovuta alle (piccole) perdite del collegamento tra trasmettitore ed antenna. Indichiamo con P_r la potenza media disponibile all'uscita dell'antenna ricevente, ovvero del canale di trasmissione.

Il rapporto $L_s \stackrel{\text{def}}{=} P_t/P_r$ rappresenta la **perdita di sistema** (*System Loss*) del collegamento radio, come definita dall'ITU-R. Essa come vedremo risulta molto elevata.

Consideriamo ora come canale radio il cosiddetto **spazio libero**, che, come è noto, è uno spazio vuoto ed illimitato, che costituisce quindi un dielettrico omogeneo, isotropo, privo di perdite, con costanti $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

Tale tipo di canale, pur essendo ovviamente ideale, può rappresentare una prima approssimazione – entro certi limiti – di alcuni canali reali, quali ad es. quelli di un collegamento via satellite, di cui ci occupiamo nel seguito.

Con riferimento a tale tipo di canale, analizziamo di quali elementi sia funzione la perdita di sistema del collegamento.

Come è noto dai Corsi di elettromagnetismo, possiamo scrivere per un'antenna ricevente: $P_r = A_{er} S_t$ dove A_{er} rappresenta l'area efficace dell'antenna, e S_t la densità di potenza del campo elettromagnetico incidente sull'antenna nella direzione di massimo guadagno.

Supponiamo dapprima di utilizzare antenne **non direttive e prive di perdite** interne; in tal caso possiamo scrivere, come è noto: $D = G = 1$, dove con D abbiamo indicato la **direttività** dell'antenna e con G il **guadagno**.

Tenuto conto della relazione generale tra guadagno ed area efficace di un'antenna

$\frac{G}{A_e} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$ possiamo allora esprimere la relazione tra potenza ricevuta da tale antenna e

potenza trasmessa come:

$$P_r = A_{er} \frac{P_t}{4\pi d^2} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{P_t}{4\pi d^2} = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{P_t}{L_{bf}}$$

dove:

$$L_{bf} \stackrel{\text{def}}{=} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left(4\pi d \frac{f}{c} \right)^2 \text{ rappresenta la cosiddetta } \mathbf{perdita \text{ base}} \text{ o anche } \mathbf{perdita \text{ base di}}$$

trasmissione dello spazio libero (free) (ITU-R) o infine **attenuazione geometrica** del collegamento radio.

Essa rappresenta la perdita di sistema L_s nello spazio libero, **quando** si utilizzano antenne isotropiche e prive di perdite.

Essa risulta sempre $\gg 1$, essendo le formule utilizzate per introdurla valide solo in condizioni di campo lontano, nel cui caso è $d \gg \lambda$.

Fisicamente, come è noto, questo tipo di perdita deriva dal fatto che la radiazione da una sorgente **puntiforme**, quale può considerarsi l'antenna trasmittente vista a grandi distanze, avviene per **onde sferiche**, quindi la potenza irradiata dall'antenna è dispersa in tutte le direzioni e non solo in quella in cui è presente l'antenna ricevente.

In unità pratiche, la perdita base si esprime:

$$L_{bf} = 20(\log_{10} f + \log_{10} d) + 32,45 \quad dB$$

dove f è la frequenza in *MHz* e d la distanza in *km*.

Con il tipo di antenne fin qui ipotizzato, la perdita di sistema del collegamento radio è la massima possibile in spazio libero ed assume, alle frequenze delle microonde, valori elevatissimi.

Esempio:

1) Tratta di ponte radio terrestre a microonde: $f = 10 \text{ GHz}$, $d = 40 \text{ km}$

Si ottiene $L_s = L_{bf} = 20 \log_{10} 10^4 + 20 \log_{10} 4 \cdot 10 + 32,45 = 80 + 12 + 20 + 32,45 = 144,45 \text{ dB}$

2) Tratta di ponte radio satellitare a microonde: $f = 10 \text{ GHz}$, $d = 40000 \text{ km}$

Si ottiene $L_s = L_{bf} = 20 \log_{10} 10^4 + 20 \log_{10} 4 \cdot 10^4 + 32,45 = 80 + 12 + 80 + 32,45 = 204,45 \text{ dB}$

Si osserva un incremento di perdita al crescere della lunghezza della tratta pari a 20 *dB/decade* (6 *dB/ottava*).

Quindi la perdita di un collegamento satellitare rispetto a un collegamento terrestre è superiore di una quantità dell'ordine di 60 *dB*. Potremmo pensare di aumentare dello stesso fattore il guadagno del ricevitore per le comunicazioni satellitari rispetto al guadagno di un ricevitore per comunicazioni terrestri, ma questo non porterebbe a significativi miglioramenti in termini di rapporto segnale/rumore, come vedremo nel prossimo paragrafo. E' possibile ridurre tali elevatissime perdite utilizzando quando è possibile (come ad es. nei collegamenti punto-punto) un'antenna **direttiva** in trasmissione, in modo da concentrare quanta più energia radiata possibile nella direzione dell'antenna ricevente. In questo caso la

formula del collegamento diviene:

$P_r = P_t G_t / L_{bf}$ supponendo un'antenna trasmittente con perdite.

Infatti, dalla definizione di guadagno di un'antenna, possiamo scrivere, indicando con $\eta_a \stackrel{\text{def}}{=} P_{irr} / P_t$ il rendimento energetico dell'antenna dove P_{irr} indica la potenza media radiata:

$$G_t = \eta_a D_t = \eta_a \frac{S_t}{\frac{P_{irr}}{4\pi d^2}} = \frac{S_t}{\frac{P_t}{4\pi d^2}}$$

$$\text{da cui } S_t = P_t \frac{G_t}{4\pi d^2} \text{ e infine } P_r = A_{er} S_t = \frac{\lambda^2}{4\pi} S_t = \frac{P_t G_t}{L_{bf}} .$$

La perdita di sistema del collegamento radio diviene in questo caso $L_s = L_{bf} / G_t < L_{bf}$.

Si osserva quindi che maggiore è il guadagno dell'antenna utilizzata in trasmissione, minore risulta la perdita del collegamento radio.

Leggendo superficialmente questa espressione, si potrebbe pensare che, aumentando il guadagno dell'antenna in misura tale che $G_t = L_{bf}$, si potrebbe annullare completamente la perdita del collegamento, o addirittura ottenere un guadagno di potenza nel collegamento per $G_t > L_{bf}$! Ovviamente, quest'ultima ipotesi non è fisicamente congruente.

Infatti, al fine di interpretare correttamente la portata di applicazione della formula sopra scritta, evidenziamo in essa l'area efficace dell'antenna trasmittente; risulta la seguente disuguaglianza:

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{L_{bf}}{G_t} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{\lambda^2}{4\pi A_{et}} = \frac{4\pi d^2}{A_{et}} \gg 1 .$$

Infatti, tenuto conto che, prendendo ad es. come riferimento un'antenna ad apertura, la sua area efficace è dell'ordine di grandezza dell'area fisica dell'apertura, la disuguaglianza deriva dal fatto che altrimenti dovremmo prevedere un'antenna con dimensioni dell'ordine di grandezza della lunghezza del collegamento (!); si osservi anche che in tale ipotesi non saremmo più nelle condizioni di campo lontano, sotto le quali solamente hanno validità le formule utilizzate, come già detto.

Non potendo aumentare a piacere il guadagno dell'antenna trasmittente, per ridurre ulteriormente la perdita del collegamento conviene se possibile utilizzare un'antenna direttiva anche in ricezione, per cui si giunge alla classica espressione del collegamento radio in spazio libero:

$$P_r = A_{er} S_t = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r S_t = \frac{P_t G_t G_r}{L_{bf}}$$

e la perdita del collegamento diviene $L_s = \frac{P_t}{P_r} = \frac{L_{bf}}{G_t G_r}$ ovvero: $L_s = L_{bf} - G_t - G_r$ se espressa in dB.

Questa formula è chiamata in letteratura **formula di Friis**, che ovviamente non deve essere confusa con la formula di Friis per il calcolo della cifra di rumore.

E' prassi definire il prodotto tra potenza media assorbita dall'antenna P_t e guadagno dell'antenna G_t come **EIRP** (*Equivalent Isotropically Radiated Power*, potenza isotropica

equivalente): $EIRP \stackrel{\text{def}}{=} P_t G_t$

Essa rappresenta la potenza media che dovrebbe alimentare un'antenna isotropica per dar luogo allo stesso valore di densità di potenza che l'antenna direttiva considerata genera. Se si considera una direzione di radiazione (ϑ, φ) diversa da quella in cui è massima la direttività dell'antenna, la corrispondente $EIRP$ si esprime ovviamente come:

$$EIRP(\vartheta, \varphi) = P_t \cdot G_t(\vartheta, \varphi)$$

Espressa in termini di $EIRP$, la formula del collegamento radio punto-punto in spazio libero si esprime allora:

$$P_r = EIRP \frac{G_r}{L_{bf}} .$$

Osservazione: Alle volte in letteratura è utilizzata la grandezza **ERP** (*Effective Radiated Power*). La sua definizione è simile a quella dell' $EIRP$, nel senso che è definita come prodotto della potenza media in ingresso all'antenna P_t per il guadagno dell'antenna, ma quest'ultimo normalizzato a quello massimo di un'antenna a dipolo a $\lambda/2$, che vale 1,64 (2,15 dB).

Si ha quindi la seguente relazione in dB tra le due grandezze: $EIRP = ERP + 2,15$.

Rapporto segnale/rumore di un collegamento radio di tipo LOS (*Line Of Sight*)

Come abbiamo già accennato all'inizio del Corso, si intende con l'espressione “LOS” un collegamento radio che possa essere considerato una buona approssimazione di quello in spazio libero, a meno di alcuni effetti che portano ad un limitato (salvo condizioni operative particolari) incremento delle perdite, conteggiato mediante l'introduzione di un termine aggiuntivo di perdita L . In base a questo, la formula di tale tipo di collegamento diviene:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{L_{bf} L} = \frac{EIRP G_r}{L_{bf} L} .$$

La perdita aggiuntiva L (detta anche “supplementare”) tiene conto di diversi fattori, tra cui:

- non perfetto allineamento (puntamento) delle antenne;
- non perfetto allineamento in polarizzazione delle antenne, ad es. dovuto alla presenza di pioggia lungo la tratta, che modifica la polarizzazione dell'onda e.m.;
- perdite di propagazione, dovute all'assorbimento da parte dell'atmosfera terrestre, sensibili a partire da frequenze dell'ordine del GHz, oppure per la presenza di idrometeore, come vedremo più in dettaglio nel seguito.

Alcuni importanti collegamenti radio possono essere considerati di tipo LOS, come ad es. il collegamento satellitare e, in alcune condizioni operative, le tratte terrestri di ponte radio a microonde.

In generale, al fine di poter valutare le prestazioni di un collegamento radio ha interesse esprimere da quali elementi dipende il rapporto segnale/rumore al ricevitore. Normalmente tale rapporto viene valutato prima del processo di demodulazione. In base poi al tipo di modulazione e demodulazione impiegati si possono ricavare le prestazioni o in termini di rapporto segnale/rumore in banda base, se trattasi di modulazioni analogiche, oppure di

probabilità di errore, se trattasi di modulazioni numeriche.

Con riferimento a queste ultime, come è noto la probabilità di errore P_e dipende direttamente dal rapporto E_b/N_0 , dove E_b indica l'energia per bit ricevuto e N_0 la densità spettrale unilatera di rumore AWGN. Fissato allora il tipo di modulazione e demodulazione, è possibile ricavare la relazione tra E_b/N_0 ed il rapporto segnale/rumore. Con riferimento ad es. a modulazioni di tipo PSK, la potenza media di segnale utile al ricevitore si esprime come E_b/T_b con T_b tempo di bit, mentre quella del rumore come $N_0 \cdot B_n$, da cui la relazione di proporzionalità tra E_b/N_0 e rapporto segnale/rumore C/N :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \frac{B_n}{R_b} \quad \text{con } R_b = 1/T_b \text{ bit rate (velocità di trasmissione) del collegamento.}$$

Come è prassi nei collegamenti radio, abbiamo indicato il rapporto segnale/rumore come C/N , dove C richiama la **portante** (Carrier) della modulazione utilizzata. Questo perché per molte modulazioni utilizzate sia analogiche che numeriche (ad es. la FM, la M-PSK), la potenza media del segnale modulato coincide con quella della portante non modulata. In ogni caso, con C indichiamo comunque la potenza media del segnale utile, qualunque sia il tipo di modulazione impiegato.

Riguardo alla potenza media di rumore, possiamo esprimerla nella forma $N = k T B_n$ già utilizzata quando abbiamo discusso della cifra di rumore media di un sistema 2-porte, dove T indica la temperatura di rumore di sistema T_{sys} del collegamento a suo tempo definita e B_n la banda equivalente di rumore.

Possiamo quindi esprimere il rapporto segnale/rumore di un collegamento LOS come:

$$\frac{C}{N} = \frac{EIRP G}{L_{bf} L} \frac{1}{k T B_n} = \frac{EIRP}{L_{bf} L} \left(\frac{G}{T} \right) \frac{1}{k B_n} \quad \text{da cui anche: } \frac{E_b}{N_0} = \frac{EIRP}{L_{bf} L} \left(\frac{G}{T} \right) \frac{1}{k R_b}, \text{ dove abbiamo}$$

indicato semplicemente con G il guadagno dell'antenna ricevente, ed evidenziato il rapporto G/T , che rappresenta un fattore di merito della stazione ricevente: si comprende infatti come – a parità degli altri fattori – al crescere del fattore G/T cresce il rapporto C/N e anche E_b/N_0 da cui dipendono, come abbiamo visto, le prestazioni del collegamento.

Apparentemente, nell'espressione del C/N non compare il guadagno del ricevitore, che parrebbe quindi non avere alcuna influenza sulle prestazioni di un collegamento radio. In realtà il guadagno del ricevitore, oltre che risultare necessario per garantire un livello accettabile di segnale all'utente del sistema (si ricordi il concetto di “sensibilità limitata dal guadagno” di un ricevitore), può influire sulla riduzione del contributo di rumore interno, come abbiamo visto quando abbiamo discusso la formula di Friis sulle temperature equivalenti di rumore. Se poi il rumore interno non è trascurabile rispetto a quello esterno, allora il guadagno del ricevitore può determinare, tramite il C/N , anche le prestazioni del collegamento.

Osservazione: Come già detto, alcuni collegamenti radio, come ad esempio quelli della telefonia mobile, non rispettano le ipotesi fatte sopra, e sono detti **NoLOS**. Per questo tipo di collegamenti è prassi usare ancora una formula simile a quella dei collegamenti LOS:

$$[P_r]_{NoLOS} = \frac{P_t G_t G_r}{L}, \quad \text{dove } L \text{ rappresenta la } \underline{\text{perdita di propagazione}} \text{ “path loss”, la cui}$$

espressione varia a seconda del collegamento. È opportuno spesso caratterizzare tale perdita secondo adeguati modelli statistici, dei quali però non è possibile parlare in questo Corso.

Fattore G/T di una stazione ricevente

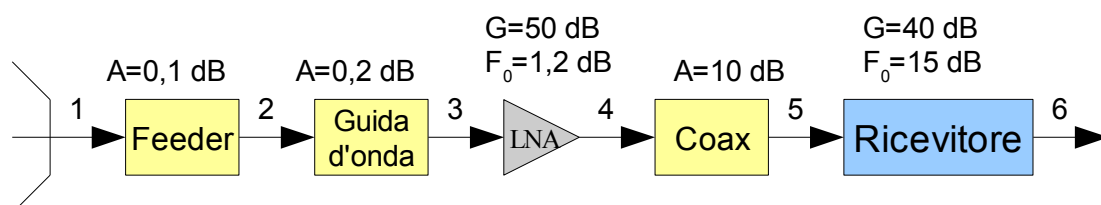
Per **stazione ricevente** intendiamo la parte terminale di un collegamento radio, costituita da un'**antenna** ricevente, un **ricevitore** ed una **linea di trasmissione** che connette questi due sistemi. Assegnata una stazione ricevente, per essa si definisce un **fattore di merito** G/T , nel senso già visto che il rapporto segnale/rumore del collegamento radio risulta essere proporzionale ad esso. Nel caso prima illustrato, G indicava il guadagno dell'antenna ricevente, avendo considerato come punto di riferimento per i calcoli l'uscita dell'antenna ricevente. Tuttavia il fattore G/T può essere valutato in un punto qualsiasi della catena ricevente, risultando come vedremo **invariante** rispetto ad esso. Allora, come **definizione generale**, G indica il guadagno di potenza disponibile dell'**insieme** dei blocchi della catena ricevente che si trovano a monte del punto ove valutiamo il fattore di merito. Per quanto abbiamo detto a suo tempo, questo guadagno è pari al prodotto dei guadagni di potenza disponibile dei singoli blocchi a monte. Riguardo al termine T , esso assume il significato già detto di temperatura di rumore **di sistema**, valutata nel punto considerato. Essa quindi tiene conto del rumore che si genera internamente agli apparati della stazione ricevente e di quello esterno captato dall'antenna ricevente, ma come già detto, **non** considera quello generato dagli apparati trasmettenti, in quanto trascurabile rispetto al segnale utile: in tal senso quindi possiamo attribuire tale fattore di merito alla sola stazione ricevente.

Osserviamo come il fattore di merito sia un parametro di tipo **puntuale**, in quanto in generale sia il guadagno di potenza disponibile che la temperatura di rumore di sistema sono parametri che dipendono dalla frequenza. Tuttavia, poiché le tipiche catene riceventi hanno blocchi con bande passanti via via decrescenti, i valori che ci interessano sia di G che di T sono in pratica quelli relativi a frequenze nella banda dell'ultimo sistema passa-banda della cascata. Spesso questi possono essere ritenuti circa costanti, (salvo che per il G che serve a calcolare la B_n).

Come già accennato, il fattore G/T è **invariante** rispetto al punto in cui lo si valuta: infatti al variare di tale punto ambedue i termini G e T devono essere moltiplicati oppure divisi per lo stesso fattore: il guadagno di potenza disponibile dell'insieme dei blocchi che separano i due punti della catena considerati.

Esempio di calcolo del fattore G/T :

Consideriamo la seguente catena ricevente, tipica ad es. dei grandi Centri di telecomunicazione via satellite:



Le grandi antenne utilizzate in tali Centri sono del tipo ad apertura e possono avere diametri anche di 32 m (in banda C). Normalmente, specie in tali applicazioni, l'antenna ed il ricevitore sono spazialmente separati, per cui è necessario prevedere un'opportuna linea di trasmissione che colleghi i due apparati. Poiché siamo a frequenze di lavoro alle quali come abbiamo visto rumore esterno e rumore interno risultano dello stesso ordine di grandezza,

conviene dimensionare una catena ricevente (linea di trasmissione + ricevitore) poco rumorosa. Abbiamo visto che una linea di trasmissione costituisce un sistema 2-porte passivo generatore di rumore termico. Questo è proporzionale alle perdite della linea, che a loro volta sono proporzionali alla sua lunghezza. Date le frequenze di lavoro elevate (da cui attenuazioni introdotte dalla linea elevate) e la lunghezza non brevissima di tale linea, il rumore da essa introdotto risulta significativo. Tenuto conto del fatto che ai fini di avere una catena ricevente poco rumorosa non è opportuno partire con un blocco rumoroso e con perdite (vedi formula di Friis sulle cifre di rumore), la soluzione che si adotta è quella, indicata nella figura precedente, di spostare il più possibile in prossimità dell'antenna l'amplificatore a RF a basso rumore (LNA) del ricevitore, in modo da ridurre il contributo di rumore della linea di trasmissione al rumore complessivo. Il breve collegamento tra uscita dell'antenna (punto 2 dello schema) e ingresso dell'LNA viene opportunamente effettuato con una guida d'onda, che tra le linee di trasmissione è quella che presenta perdite minori, mentre la linea di trasmissione del lungo collegamento tra LNA e Ricevitore per i motivi anzidetti può anche essere un più economico cavo coassiale.

Valutiamo ora i vari elementi che contribuiscono al fattore di merito G/T , a partire dal guadagno dell'antenna. Un parametro che caratterizza la qualità di un'antenna ad apertura è rappresentato dall'**efficienza complessiva** η dell'apertura, definita come il rapporto tra l'area **efficace** A_e dell'antenna e la sua area **fisica** A . Per antenne del tipo indicato, si hanno normalmente valori di efficienza complessiva compresi tra 0,5 e 0,65 fino a 0,75.

Per un'apertura circolare, possiamo allora scrivere il relativo guadagno in funzione del diametro D :

$$G = A_e \frac{4\pi}{\lambda^2} = (\eta A) \frac{4\pi}{\lambda^2} = \eta \frac{\pi D^2}{4} \frac{4\pi}{\lambda^2} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi f D}{c} \right)^2$$

Osservazione: La relazione scritta del guadagno di antenna in funzione delle dimensioni e della frequenza ci dice che, a parità di dimensioni dell'apertura e di efficienza, al diminuire della frequenza diminuisce il guadagno.

Se teniamo conto di questa relazione nella espressione della perdita di sistema L_s di un collegamento LOS al variare della frequenza:

$$L_s = \frac{L_{bf} L}{G_t G_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 L \frac{1}{\eta_t} \left(\frac{\lambda}{\pi D_t} \right)^2 \frac{1}{\eta_r} \left(\frac{\lambda}{\pi D_r} \right)^2 = \frac{L}{\eta_t \eta_r} \left(\frac{4d}{\pi D_t D_r \lambda} \right)^2$$

si osserva come, a parità di dimensioni fisiche delle antenne, al diminuire della frequenza di lavoro, aumenta la perdita di sistema del collegamento.

Ciò è in controtendenza con quanto indica la perdita di propagazione dello spazio libero L_{bf} , che viceversa diminuisce al diminuire della frequenza. Se quindi volessimo trarre vantaggio dalla diminuzione di L_{bf} con la frequenza, dovremmo incrementare le dimensioni fisiche delle antenne, cosa che può essere fatta solo entro certi limiti e a fronte di incrementi dei costi delle stesse.

Supponiamo che l'antenna utilizzata abbia un diametro $D = 20 \text{ m}$ con un'efficienza complessiva $\eta = 0,55$ e che la stazione lavori alla frequenza di 12 GHz (banda K_u).

Ad essa corrisponde un guadagno:

$$G = 0,55 \left(\frac{\pi 12 \cdot 10^9 \cdot 20}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 65 \text{ dB} .$$

La temperatura di rumore di un'antenna priva di perdite è stata da noi stimata a tale frequenza nelle Lezioni precedenti in $T_a = 38 \text{ K}$. In realtà tale stima è stata fatta nell'ipotesi di antenne a semplice riflettore e di piccole dimensioni; nel caso di antenne di grandi dimensioni il valore di T_a può anche essere inferiore. Supponiamo che il *feeder* (da cui dipendono le perdite dissipative di un'antenna ad apertura) introduca $0,1 \text{ dB}$ di attenuazione e la guida d'onda tra antenna e LNA $0,2 \text{ dB}$.

Valutiamo ora il termine a numeratore del fattore G/T nei vari punti della catena ricevente, a partire dall'antenna:

- 2) $G = 65 \text{ dB}$;
- 3) $G = (65 - 0,2) \text{ dB} = 64,8 \text{ dB}$;
- 4) $G = (64,8 + 50) \text{ dB} = 114,8 \text{ dB}$;
- 5) $G = (114,8 - 10) \text{ dB} = 104,8 \text{ dB}$;
- 6) $G = (104,8 + 40) \text{ dB} = 144,8 \text{ dB}$.

Per calcolare il fattore T , iniziamo dal contributo di rumore esterno, utilizzando l'espressione generale della temperatura di un'antenna con perdite, da cui si ottiene:

$T'_a = \eta_a T_a + (1 - \eta_a) T_{ant} = 38 \cdot 0,977 + 290 \cdot (1 - 0,977) \approx 43,7 \text{ K}$, essendo l'efficienza energetica $\eta_a = 1 \text{ dB} = 0,977$. La temperatura di rumore d'antenna è quindi salita da 38 K a circa 44 K a causa del rumore introdotto dal *feeder*.

Calcoliamo ora il contributo di rumore dei 4 blocchi a valle del punto 2, usando la formula

di Friis per la temperatura equivalente di rumore: $T_{es\Sigma} = T_{es2} + \frac{T_{es3}}{G_{d2}} + \frac{T_{es4}}{G_{d2}G_{d3}} + \frac{T_{es5}}{G_{d2}G_{d3}G_{d4}}$.

Dobbiamo quindi calcolare i singoli contributi di rumore. Come visto a suo tempo, per un sistema 2-porte passivo a temperatura standard si ha: $T_{es} = T_0 (A_d - 1)$. Relativamente alla guida d'onda quindi si ha: $T_{es2} = 290 (\underbrace{1,047}_{0,2 \text{ dB}} - 1) = 13,667 \text{ K}$, mentre per il cavo coassiale:

$$T_{es4} = T_0 (10 - 1) = 2610 \text{ K} .$$

Per l'amplificatore: $T_{es3} = T_0 (F_{03} - 1) = 290 (\underbrace{1,318}_{1,2 \text{ dB}} - 1) \approx 92,29 \text{ K}$, mentre per il ricevitore si ha infine: $T_{es5} = 290 (31,62 - 1) \approx 8881 \text{ K}$.

Sostituendo tutti i valori nella formula di Friis otteniamo:

$$T_{es\Sigma} = 13,667 + \frac{92,29}{0,955} + \frac{2610}{0,955 \cdot 10^5} + \frac{8881}{0,955 \cdot 10^4} \approx \mathbf{111 \text{ K}} .$$

Abbiamo così calcolato il contributo di rumore dei blocchi posti a valle del punto 2. La temperatura T di sistema in tale punto sarà data da $T = T_{es\Sigma} + T'_a \approx 111 + 44 \approx \mathbf{155 \text{ K}}$. Possiamo quindi esprimere il fattore G/T al punto 2:

$$\frac{G}{T} = 65 - 21,9 \approx \mathbf{43 \text{ dB/K}} .$$

Abbiamo preso come riferimento per il calcolo del fattore di merito il punto 2 come è prassi comune, in quanto anche l'espressione del rapporto segnale/rumore è normalmente riferita all'uscita dell'antenna ricevente.

A titolo di **esercizio**, controlliamo ora che effettivamente il valore di G/T sia invariante rispetto al punto di valutazione: valutiamolo ad esempio nel punto 4 (uscita dell'LNA). Il guadagno ad esso relativo è $G = 114,8 \text{ dB}$.

Per quanto riguarda la temperatura di rumore di sistema, essa è costituita di due contributi: il primo dato dalla temperatura equivalente di rumore, riportata all'ingresso, dei due

sottosistemi a valle del punto 4: cavo coassiale+ricevitore; l'altro dato dalla temperatura equivalente di rumore in uscita dai sottosistemi a monte del punto 4.

Valutiamo il primo contributo: $T_{es\Sigma} = T_{es4} + \frac{T_{es5}}{G_{d4}} = 2610 + \frac{8881}{0,1} = 91420 \text{ K}$.

Valutiamo il secondo contributo:

nel punto 3, il contributo relativo agli stadi a monte di esso, T_{eu3} , sarà:

$$T_{eu3} = 43,7 G_{d2} + 290(1 - G_{d2}) = 41,73 + 13,05 = 54,78 \text{ K}; \text{ nel punto 4 infine si avrà una } T_{eu4}$$

complessiva degli stadi a monte:

$$T_{eu4} = 54,78 G_{d3} + T_{es3} G_{d3} = (54,78 + 92,29) \cdot 10^5 = 147,07 \cdot 10^5 \text{ K}.$$

Sommando i due contributi ed esprimendoli in dB si ottiene infine il valore del fattore di merito nel punto 4:

$$\left[\frac{G}{T} \right]_4 = G_{dB} - T_{dB} = 114,8 - 71,7 \simeq 43 \text{ dB/K}.$$

Osservazione: Tornando a considerare la temperatura di sistema, è opportuno ripuntualizzare come sia oltremodo vantaggioso inserire l'amplificatore a basso rumore (LNA) **prima** del collegamento antenna-ricevitore. Si osservi infatti che se scambiassimo di posizione il cavo coassiale con l'amplificatore, si avrebbe una temperatura di rumore interno molto più elevata: $T_{es\Sigma} = 13,667 + 2732,98 + 956,49 + 0,93 = 3714 \text{ K}$ (formula di Friis), rispetto ai 111 K della configurazione in figura, con pesanti conseguenze sul fattore G/T e quindi sulle prestazioni del collegamento.

Cenno sulle tecniche di misura del fattore G/T

La valutazione appena eseguita del fattore G/T ha richiesto la conoscenza sia delle caratteristiche del rumore dei singoli blocchi della catena ricevente, che della temperatura di rumore di antenna. Quest'ultima peraltro non è sempre facilmente stimabile, specie se si desiderano valori abbastanza precisi.

Un criterio diverso e spesso più preciso per determinare il fattore di merito della stazione ricevente è quello di procedere alla sua **misura**.

Questa può essere compiuta o in forma indiretta, misurando separatamente il guadagno G dell'antenna e la temperatura di rumore di sistema T_{sys} , oppure misurando direttamente il rapporto G/T .

Quest'ultima strada è quella spesso preferita ed è basata sul confronto tra la misura della potenza ricevuta in presenza di un segnale proveniente da una sorgente nota e quella in presenza di solo rumore.

L'ITU-R propone (Raccomandazione S-733) come sorgenti note o una radiostella, oppure quella costituita da un transponder di un satellite GEO.

Con riferimento al metodo che utilizza una radiostella (es. Cassiopea-A, Taurus-A, Cygnus-A), la procedura di misura è basata sulla seguente formula:

$$G/T = \frac{8\pi k}{\lambda^2 S} (Y - 1)$$

dove al solito k indica la costante di Boltzmann, λ la lunghezza d'onda a cui si fa la misura, S la densità spettrale del flusso di potenza [$W/(m^2 \text{ Hz})$] della radiostella (noto da misure di radioastronomia) ed il cosiddetto fattore Y rappresenta il rapporto tra la potenza

media ricevuta in presenza di radiostella (ovvero per antenna che punta la radiostella) e quella in assenza di radiostella (ovvero per puntamento in zona poco rumorosa del cielo). Misurando tale rapporto e sostituendolo nella formula scritta si ottiene la misura cercata del fattore di merito.

La formula si giustifica nel seguente modo: indicando con $P' = P_r + kTB_n$ la potenza media complessiva ricevuta in presenza di sorgente (di contributo P_r) e con $P = kTB_n$ quella in assenza di sorgente, il fattore Y si esprime $Y \stackrel{\text{def}}{=} \frac{P'}{P} = \frac{P_r + kTB_n}{kTB_n}$ e quindi $Y - 1 = \frac{P_r}{kTB_n}$.

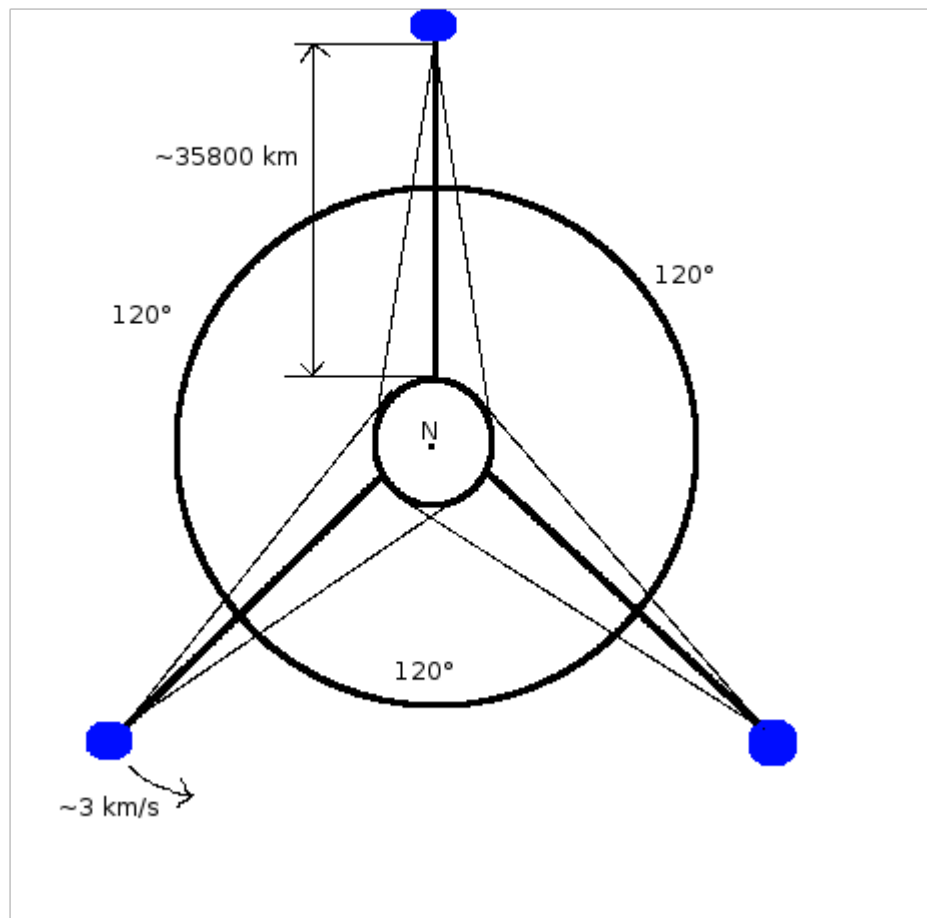
Ma è $P_r = A_e S B_n = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \cdot \frac{S}{2} B_n$ dove si è supposto S costante rispetto alla frequenza nella banda equivalente di rumore del ricevitore, mentre il termine $\frac{1}{2}$ tiene al solito conto del fatto che le radiostelle sono sorgenti “non polarizzate” di rumore. Sostituendo tale espressione in quella precedente, si ottiene: $Y - 1 = \frac{\lambda^2}{8\pi} G S B_n \frac{1}{kTB_n} = \frac{G}{T} \frac{\lambda^2 S}{8\pi k}$ da cui l'espressione prima scritta del fattore G/T .

Analisi del collegamento via satellite geostazionario

La prima idea di tale tipo di collegamento radio è attribuita all'inglese Arthur C. **Clarke**, (noto tra l'altro come coautore della sceneggiatura del film di fantascienza “2001 Odissea nello spazio”). In un articolo pubblicato nel 1945 sulla rivista *Wireless World*, Clarke propose l'idea di una copertura radio dell'intera superficie terrestre (a meno delle zone polari) mediante il posizionamento nell'orbita geostazionaria (orbita circolare, complanare con il piano equatoriale, a circa 35800 km di distanza dall'equatore) di 3 satelliti artificiali, posti a 120° di separazione l'uno dall'altro come schematicamente illustrato nella figura della pagina seguente.

Tale possibilità gli era stata suggerita dai lanci dei primi missili (le V2 tedesche). In realtà, come spesso avviene, i tempi (ovvero le tecnologie) non erano ancora maturi, tanto che passarono quasi 20 anni prima che fossero posti in orbita i primi satelliti per telecomunicazioni GEO (*Geostationary Earth Orbit*), come ad es. il satellite “*Early Bird*”, lanciato per conto del Consorzio statunitense INTELSAT nel 1963. Da quel tempo molta strada è stata percorsa, ed attualmente l'orbita geostazionaria è molto congestionata, essendo occupata da circa 200 satelliti, appartenenti a vari Consorzi internazionali come Intelsat, Eutelsat, Inmarsat, Astra ed altri, ma anche nazionali, come ad es. Italsat per l'Italia. I servizi offerti sono sia nel campo delle telecomunicazioni fisse e mobili, che in quello del *broadcasting* radiofonico e televisivo, cui recentemente si è aggiunto anche l'accesso ad Internet.

Essendo tale tipo di satelliti posizionati nell'orbita geostazionaria, è sufficiente specificare la sola **longitudine** terrestre del loro punto nadirale (punto definito dall'intersezione dell'equatore con il segmento che unisce la posizione del satellite con il centro della Terra), per individuarne la particolare posizione nell'orbita.



Relativamente alle bande di frequenza utilizzate, la maggior parte dei satelliti GEO opera all'interno delle bande C , K_u e K_a . In termini di larghezza di banda trattata da ciascun satellite, tipicamente si oscilla da un minimo di qualche centinaio di MHz fino a qualche GHz . Tali ampie bande complessive sono ottenute con la tecnica del **riuso delle frequenze**, sia nel dominio della **polarizzazione** (trasmettendo con la stessa frequenza, ma su due polarizzazioni **ortogonali**) che dello **spazio** (trasmettendo con la stessa frequenza, su zone **disgiunte** della superficie terrestre).

Le tecniche di accesso al satellite sono quelle classiche FDMA, TDMA, CDMA.

In questo Corso ci occuperemo solo del **sottosistema** del satellite indicato come “**Communication payload**” (carico utile), costituito dalle **antenne** e dai **ricetrasmittitori**. Esistono però accanto a questo altri indispensabili sottosistemi, in particolare:

- **Alimentazione**: per la generazione dell'energia elettrica a bordo (pannelli solari ed accumulatori);
- **Propulsione**: per il posizionamento del satellite nell'orbita geostazionaria finale, il mantenimento e la correzione della posizione orbitale;
- **Telemetria, Tracking e Comando**: per il monitoraggio e telecontrollo sia dell'orbita che delle apparecchiature di bordo, da parte di opportune stazioni a terra;
- **Controllo orbitale**: per il corretto puntamento delle antenne e dei pannelli solari;
- **Controllo termico**: per il mantenimento della corretta temperatura operativa, anche durante i periodi di eclisse solare.

Analisi del “*link budget*” di base

Con il termine “*link budget*” si intende la valutazione del **rapporto segnale/rumore** del collegamento costituito dalle due tratte: tratta in salita o “*up-link*” e tratta in discesa o “*down-link*”, da cui dipendono in generale le prestazioni del sistema. Nell'analisi di base che segue **non** si considerano gli effetti delle non linearità degli amplificatori, quelli delle interferenze da altri satelliti e le perdite di implementazione.

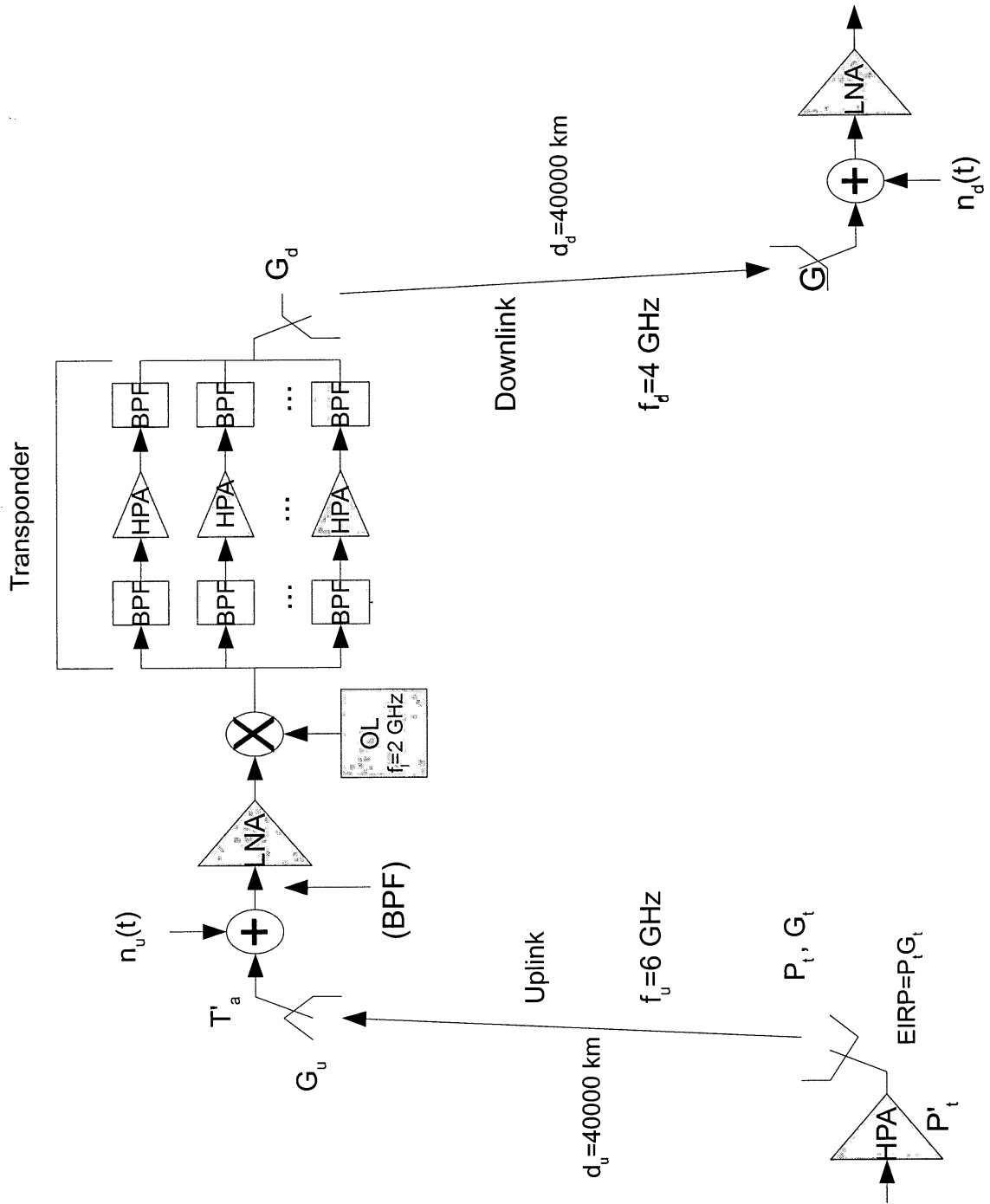
Per valutare da quali elementi dipende il rapporto segnale/rumore, consideriamo lo **schema a blocchi di principio** del sistema, riportato nella pagina seguente.

L'impiego di due **frequenze distinte** nelle due tratte evita che, a causa della vicinanza a bordo del satellite tra antenna ricevente e trasmittente e dell'elevata potenza emessa da quest'ultima, tramite i rispettivi lobi laterali di esse si inneschi un processo di auto oscillazione. Inoltre con tale scelta risulta anche possibile utilizzare la stessa antenna contemporaneamente in trasmissione e in ricezione, senza eccessiva interferenza tra i due segnali. Ciò è particolarmente vantaggioso da un punto di vista economico, specie quando le dimensioni fisiche delle antenne sono molto rilevanti, come avviene ad es. per le antenne delle grandi stazioni a terra per telecomunicazioni via satellite.

Il tipo di ripetitore a bordo del satellite che consideriamo è **non rigenerativo**, nel senso che il segnale che giunge sul satellite non viene da esso demodulato e quindi rimodulato prima di essere ritrasmesso a terra, ma semplicemente **convertito di frequenza** e successivamente **amplificato**.

Gli ordini di grandezza delle potenze di uscita degli amplificatori di potenza (HPA *High Power Amplifier*) oscillano dal centinaio di *Watt* fino a qualche *kW* per le stazioni trasmettenti a terra, mentre per gli HPA a bordo si hanno valori compresi tra qualche *Watt* e qualche decina di *Watt*. Fanno eccezione gli HPA destinati a trasmettere i segnali televisivi direttamente all'utente finale a terra (satelliti per DTH: *Direct To Home*), nel qual caso, per consentire dimensioni contenute dell'antenna dell'utente a terra, vengono utilizzate potenze anche superiori al centinaio di *Watt* (vedi oltre).

Analizziamo ora lo schema a blocchi presentato: la potenza media di segnale utile P_t' disponibile all'uscita dell'HPA del trasmettitore a terra viene trasferita all'antenna trasmittente. Come già detto precedentemente, a causa delle perdite della linea di trasmissione (non disegnata) necessaria per collegare Tx ed antenna, la potenza **assorbita** da essa P_t risulterà leggermente inferiore. Se con G_t indichiamo il guadagno (massimo) dell'antenna trasmittente, il **prodotto** $P_t G_t$ rappresenta come sappiamo l'*EIRP* della stazione trasmittente a terra. Tenuto conto degli ordini di grandezza delle potenze in gioco, l'*EIRP* si esprime in *dBW*. Con d_u indichiamo la lunghezza della tratta di *up-link*, dell'ordine di grandezza di 40000 *km*, mentre f_u indica la frequenza di *up-link*, ad es. dell'ordine di circa 6 *GHz* se il collegamento lavora in banda *C*. Con G_u indichiamo il guadagno dell'antenna ricevente a bordo del satellite. Il rumore complessivo della tratta di *up-link* è riportato in uscita dall'antenna ricevente, rappresentato dal processo aleatorio $n_u(t)$, e in termini di temperatura di rumore **di sistema** mediante il parametro T_u . Esso comprende come sappiamo sia il rumore **esterno** della tratta in salita, caratterizzato mediante il parametro temperatura di antenna T_a' , sia il contributo di rumore **interno**, relativo al ricetrasmittente a bordo del satellite. Per quanto riguarda T_a' , possiamo ipotizzare un valore cautelativo di circa 290 *K*, osservato che il lobo principale dell'antenna punta la superficie terrestre.



Il primo blocco del ricetrasmittitore è un LNA, il cui compito oltre che quello di amplificare il segnale è, come abbiamo già discusso, quello di ridurre l'incidenza del rumore del ricevitore a bordo: operiamo infatti in bande di frequenza in cui rumore esterno ed interno sono dello stesso ordine di grandezza. Il segnale in uscita dall'LNA viene quindi convertito alla frequenza di *down-link*, dell'ordine di grandezza di 4 GHz se operiamo in banda C, mediante un convertitore realizzato da un *mixer* pilotato da un oscillatore locale alla frequenza di circa 2 GHz. Fino a questo punto il segnale trattato è quello complessivo che impegna il satellite, che abbiamo detto occupa una banda di almeno qualche centinaio di MHz. Per motivi di efficienza complessiva, dopo la conversione, la banda complessiva viene suddivisa in un certo numero di sottobande, ciascuna dell'ordine di grandezza di qualche decina di MHz, mediante un banco di filtri passabanda, con bande passanti mutuamente esclusive. Il segnale in uscita da ciascun filtro viene quindi amplificato di potenza mediante un HPA (preceduto da un amplificatore pilota) e quindi inviato ad un filtro passabanda analogo a quello di ingresso. L'insieme filtro di ingresso, HPA e filtro di uscita viene indicato con il nome di “*transponder*”. Il filtro di uscita ha il compito di evitare che eventuali allargamenti dello spettro del segnale in uscita dall'HPA, causati da funzionamento in zona di lavoro non lineare dello stesso (distorsioni non lineari), interferiscano sui segnali che provengono dai *transponder* adiacenti in frequenza. Differentemente dai filtri di ingresso, i filtri di uscita devono essere in grado di dissipare potenze termiche non trascurabili, osservate le potenze in uscita dagli HPA. Infine, tutti i segnali in uscita dai vari *transponder* vengono inviati all'antenna che ritrasmette verso terra, il cui guadagno abbiamo indicato con G_d . La tratta in discesa ha una lunghezza d_d dello stesso ordine di grandezza di quella in salita, mentre f_d indica la relativa frequenza. Infine il segnale ricevuto dall'antenna ricevente a terra di guadagno G viene inviato al ricevitore finale, di cui abbiamo indicato il primo blocco significativo, rappresentato ancora da un LNA per gli stessi motivi indicati per quello del ricevitore a bordo. Ancora analogamente a quanto visto per la tratta in salita, il rumore complessivo del *down-link* è schematizzato mediante un unico processo aleatorio $n_d(t)$, ed in termini di temperatura equivalente di sistema (solo *down-link*) mediante il parametro T , che come nel caso del collegamento in salita tiene conto sia del rumore esterno del canale radio, di cui abbiamo stimato un valore in termini di temperatura di antenna di circa 40 K, sia del rumore interno, che coincide praticamente con quello del solo LNA. Si osservi che i due processi aleatori $n_u(t)$ e $n_d(t)$ possono essere considerati statisticamente indipendenti, in quanto descrivono contributi di rumore generati in mezzi fisici distinti (canale radio di *up-link* e ricetrasmittitore a bordo da una parte, canale radio di *down-link* e ricevitore a terra dall'altra). Quindi i due contributi di rumore sono additivi.

Valutiamo ora il rapporto segnale/rumore del collegamento. Siamo in condizioni di collegamento LOS, per cui possiamo scrivere, relativamente alla tratta in salita:

$\left(\frac{C}{N}\right)_u \stackrel{\text{def}}{=} \frac{C_u}{N_u} = \frac{EIRP}{L_{bfu} L'} \cdot \left(\frac{G}{T}\right)_u \cdot \frac{1}{k B_{nu}}$, dove il fattore di merito $\left(\frac{G}{T}\right)_u \stackrel{\text{def}}{=} \frac{G_u}{T_u}$ tiene conto come appena detto del rumore introdotto nella sola tratta di *up-link*, oltre a quello interno del satellite, mentre $L_{bfu} = \left(\frac{4\pi d_u}{\lambda_u}\right)^2$ indica la perdita base della tratta di *up-link*, B_{nu} la banda equivalente di rumore della stessa tratta ed infine L' la relativa perdita aggiuntiva. Ci interessa il rapporto C/N complessivo del *link*. Indicando con C'_u la potenza media del

segnale utile ceduta all'antenna che trasmette dal satellite verso terra, l' $EIRP$ del satellite si esprime: $EIRP_s = C'_u G_d$. La potenza media disponibile in uscita dall'antenna ricevente a terra è dunque:

$$C = \frac{EIRP_s}{L_{bfd} L''} \cdot G \text{ con ovvio significato dei simboli.}$$

Valutiamo adesso la potenza media di rumore complessivo N . Nel processo $n_d(t)$ è conteggiato il rumore della **sola** tratta di *down-link*, escludendo quindi il rumore di *up-link* ritrasmesso a terra dal satellite. I processi $n_u(t)$ e $n_d(t)$ sono come abbiamo detto statisticamente indipendenti; quindi il contributo complessivo di potenza di rumore sarà dato dalla loro somma. Indichiamo con N' la potenza disponibile di rumore in uscita dall'antenna ricevente a terra generato nella tratta di *up-link* e N_d quella del rumore relativo alla tratta di *down-link*. Il rumore totale al ricevitore sarà dunque per quanto detto: $N = N' + N_d$. Valutiamo il rumore N' :

$$N' = \frac{N'_u G_d}{L_{bfd} L''} \cdot G = \frac{EIRP_s}{(C/N)_u} \cdot \frac{G}{L_{bfd} \cdot L''}, \text{ dove abbiamo indicato con } N'_u \text{ la potenza media di}$$

rumore generato nella tratta di *up-link* e assorbita dall'antenna che ritrasmette verso terra. La seconda uguaglianza deriva dalla considerazione che, avendo riportato il rumore che si genera internamente al satellite in ingresso ad esso, possiamo affermare che, **nel circuito equivalente** del satellite utilizzato, il rapporto segnale/rumore è invariante tra ingresso e

uscita del satellite: $\frac{C'_u}{N'_u} = \frac{C_u}{N_u}$. Possiamo quindi esprimere il prodotto $G_d N'_u$ nella forma:

$$G_d \cdot N'_u = \frac{\overbrace{C'_u \cdot G_d}^{EIRP_s}}{(C/N)_u} = \frac{EIRP_s}{(C/N)_u}.$$

Per quanto riguarda invece il rumore relativo alla sola tratta di *down-link*, questo si può esprimere, come già visto per la tratta in salita, nella solita forma: $N_d = k T B_{nd}$, avendo indicato con T la temperatura di sistema del *down-link*, e con B_{nd} la relativa banda equivalente di rumore.

Siamo in grado a questo punto di esprimere il rapporto segnale/rumore complessivo del collegamento:

$$\frac{C}{N} = \frac{\frac{EIRP_s G}{L_{bfd} L''}}{\frac{EIRP_s}{(C/N)_u} \frac{G}{L_{bfd} L''} + k T B_{nd}} = \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_u^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_d^{-1}}, \text{ dove } \left(\frac{C}{N}\right)_d = \frac{EIRP_s}{L_{bfd} L''} \left(\frac{G}{T}\right) \frac{1}{k B_{nd}}.$$

In questa espressione si può supporre di avere bande equivalenti di rumore circa uguali in *up-link* e in *down-link*: $B_{nu} \simeq B_{nd} = B_n$.

Possiamo in definitiva scrivere in modo più compatto: $(C/N)^{-1} = (C/N)_u^{-1} + (C/N)_d^{-1}$.

Come commento generale, se i C/N delle due tratte sono circa uguali, si parla di **collegamento bilanciato**, ed il rapporto segnale/rumore totale si dimezza (-3 dB). Possiamo anche avere un rapporto segnale/rumore in *up-link* molto maggiore che in *down-link*: in questo caso si ha $(C/N) \simeq (C/N)_d$, e si parla di **collegamento limitato dalla tratta in discesa**; è il caso, per esempio, delle trasmissioni TV satellitari DTH (*Direct To Home*), come vedremo oltre. Dualmente, se la situazione è quella opposta:

$(C/N)_d \gg (C/N)_u \Rightarrow (C/N) \simeq (C/N)_u$ si parla di **collegamento limitato dalla tratta in salita**.

Le espressioni trovate valgono ovviamente per qualunque tipo di collegamento in ponte

radio LOS, anche terrestri, ovviamente nel caso di ripetitori non rigenerativi.

Se in generale si hanno n tratte, come può avvenire nei ponti radio terrestri, la formula diventa, con ovvia estensione ed ovvio significato dei simboli: $(C/N)^{-1} = \sum_{i=1}^n (C/N)_i^{-1}$.

Le potenze di trasmissione in gioco e le dimensioni delle antenne per i collegamenti terrestri sono naturalmente minori rispetto a quelle utilizzate per il collegamento satellitare, a causa dei valori molto minori di perdita di spazio libero, come abbiamo visto a suo tempo. I ponti radio terrestri sono però soggetti al fenomeno del “*fading*”, ovvero a forti oscillazioni nel tempo della potenza di segnale utile ricevuto, causate dal saltuario ma dannoso instaurarsi di più cammini di propagazione in parallelo (“*multipath*”) dell'onda elettromagnetica che collega le due antenne di una tratta, con interferenze mutue che possono essere ora costruttive ora distruttive a seconda del reciproco sfasamento delle varie onde. Come già detto precedentemente, la discussione di questo fenomeno eccede la portata di questo Corso.

Cenno sulle modalità di accesso al *transponder*

Nella pianificazione del collegamento via satellite, i valori delle potenze equivalenti (*EIRP*) delle stazioni trasmettenti a terra devono essere opportunamente relazionate alla caratteristica di trasferimento di potenza dell'HPA del *transponder*, affinché questo lavori nel punto più **opportuno**, nel senso che ora specificheremo.

A tale proposito, nella figura a pagina 21 è riportato un tipico andamento del guadagno di potenza dell'HPA di un *transponder*, espresso in termini di potenze equivalenti (*EIRP*) normalizzate ai valori che assumono in corrispondenza del punto di saturazione dell'HPA, ovvero del punto della caratteristica ingresso-uscita in cui la potenza fornita dall'amplificatore è quella massima.

Laddove sia possibile, conviene utilizzare la massima potenza erogabile dal *transponder*, osservate le limitazioni del satellite in termini di carico utile e di energia elettrica disponibile a bordo. Si tenga conto infatti che il rendimento energetico dell'HPA è massimo quando esso lavora nel punto di saturazione. Questa scelta operativa però può essere fatta solo nel caso in cui il *transponder* lavori con una sola portante, ovvero sia impegnato da una sola trasmissione per volta. Ciò avviene ad es. nel caso di accesso singolo al *transponder*, come nell'utilizzo del satellite per la diffusione diretta della televisione (DTH), dove il *transponder* è completamente impegnato da un solo segnale televisivo. Ma avviene anche nel caso di accesso multiplo a divisione di tempo (TDMA), dove l'intera banda del *transponder* è periodicamente a disposizione di uno stesso utente, ma per una durata limitata di tempo, dopo di che la risorsa viene allocata ad un altro utente e così di seguito. Ovviamente per questo ultimo tipo di accesso la modulazione impiegata deve essere necessariamente digitale, normalmente di tipo PSK o derivate.

Nel caso invece di accesso multiplo a divisione di frequenza (FDMA), in cui la banda del *transponder* è suddivisa in più sottobande e ciascun utente accede permanentemente ad una delle sottobande, risulta necessario far lavorare l'HPA in un punto della caratteristica di trasferimento più lineare, per ridurre la forte interferenza da canale adiacente che si creerebbe facendo lavorare a saturazione l'amplificatore. In questo caso quindi il punto di lavoro dell'HPA è “spostato indietro” (tecnica detta del “*Back-Off*”) rispetto al punto di saturazione. Noti i valori di *EIRP* di ingresso e di uscita in corrispondenza del punto di

saturazione, $EIRP_{SAT}$, l'effettivo punto di lavoro può essere specificato indicando i valori di *Back-Off* di ingresso BO_i e di uscita BO_u così definiti:

$$BO_i \stackrel{\text{def}}{=} \frac{EIRP_{SAT}}{EIRP} > 1 ; \quad BO_u \stackrel{\text{def}}{=} \frac{(EIRP_s)_{SAT}}{EIRP_s} > 1 . \text{ Normalmente i valori di } \textit{Back-Off} \text{ sono espressi}$$

in dB, come le espressioni del rapporto segnale-rumore:

$$\left[\left(\frac{C}{N} \right)_u \right]_{dB} = (EIRP_{SAT})_{dBW} - (BO_i)_{dB} - 20 \log_{10} \left(\frac{4 \pi f_u d_u}{c} \right) + \left(\frac{G_u}{T_u} \right)_{dB/K} - 10 \log_{10} k - 10 \log_{10} B_{nu} - (L')_{dB}$$

$$\left[\left(\frac{C}{N} \right)_d \right]_{dB} = [(EIRP_s)_{SAT}]_{dBW} - (BO_u)_{dB} - 20 \log_{10} \left(\frac{4 \pi f_d d_d}{c} \right) + \left(\frac{G}{T} \right)_{dB/K} - 10 \log_{10} k - 10 \log_{10} B_{nd} - (L'')_{dB}$$

Esempio 1 di calcolo del *link budget*

Supponiamo di avere un satellite che lavori in banda K_u , ad esempio con $f_u = 14 \text{ GHz}$, $f_d = 12 \text{ GHz}$, accesso TDMA, modulazione QPSK. Supponiamo un *bit rate* di 60 Mbps , quindi 30 Msymb/s (30 Mbaud). Consideriamo una $B_n = 36 \text{ MHz}$.

Sono anche assegnati i seguenti dati:

$(G/T)_u = 1,6 \text{ dB/K}$; $(EIRP_s)_{SAT} = 30 \text{ dBW}$; $BO_i = BO_u = 0 \text{ dB}$ perché siamo nel caso TDMA, quindi possiamo sfruttare tutta la potenza del *transponder*.

Per quanto riguarda le antenne a terra sia: $D = 7 \text{ m}$; $\eta = 0,55$; gli altri elementi noti sono:

$P_t = 100 \text{ W}$; $d_u = d_d = 37506 \text{ km}$; $L' = 1,2 \text{ dB}$; $L'' = 0,9 \text{ dB}$; $T = 160 \text{ K}$ (ricordiamo che avevamo ricavato una stima di circa 155 K).

Si chiede di calcolare il rapporto C/N delle due tratte, quello complessivo del collegamento e la relativa probabilità di errore.

Dobbiamo calcolare i guadagni delle due antenne. Utilizzando la formula per le antenne ad apertura abbiamo:

$$G_t = \eta \left(\frac{\pi f D}{c} \right)^2 \simeq 57,6 \text{ dB} ; \quad G \simeq 56,3 \text{ dB} . \text{ L'EIRP della stazione a terra risulta quindi:}$$

$EIRP = 20 + 57,6 = 77,6 \text{ dB}$. La perdita base per la tratta in salita vale:

$$L_{bfu} = 20 \log_{10} \left(\frac{4 \pi f_u d_u}{c} \right) = 206,9 \text{ dB} . \text{ La costante di Boltzmann in dB è } (k)_{dB} = -228,6 \text{ dB} ,$$

mentre la banda equivalente di rumore risulta $B_n = 75,6 \text{ dBHz}$. Sostituendo tutti questi valori nella formula del collegamento in salita otteniamo: $(C/N)_u \simeq 24,1 \text{ dB}$.

Passiamo quindi a calcolare il rapporto segnale/rumore della tratta in discesa. Si ha:

$$L_{bfd} = 20 \log_{10} \left(\frac{4 \pi f_d d_d}{c} \right) = 205,5 \text{ dB} \text{ e sostituendo nell'espressione del } \textit{down-link}:$$

$$(C/N)_d = 10,9 \text{ dB} .$$

Siamo quindi in grado di calcolare il rapporto segnale-rumore complessivo:

$$(C/N)^{-1} = (C/N)_u^{-1} + (C/N)_d^{-1} \Rightarrow (C/N) = 10,7 \text{ dB} .$$

Per ricavare il rapporto E_b/N_0 usiamo la relazione già vista:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} T_b B_n = 10,7 + 10 \log_{10} \left(\frac{1}{6 \cdot 10^7} \right) + 75,6 \simeq 8,5 \text{ dB} .$$

Dall'espressione della probabilità di errore per la modulazione QPSK: $P_e = Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ o dai relativi grafici si ottiene infine $P_e \approx 10^{-4}$.

Esempio 2 di calcolo del *link budget*

In questo secondo esempio, consideriamo una modalità di accesso multiplo al *transponder*, di tipo FDM. Utilizziamo ancora una modulazione digitale di tipo QPSK, e supponiamo che il nostro collegamento avvenga in banda C, con $f_u = 6 \text{ GHz}$ e $f_d = 4 \text{ GHz}$.

Sono noti i seguenti parametri del collegamento:

Bit rate: 64 kbit/s (tipico di un segnale telefonico quantizzato con 8 bit);

Numero di portanti: 200;

Banda equivalente di rumore per portante: 40 kHz;

Densità di potenza di saturazione del *transponder*: $(S_t)_{SAT} = -80 \text{ dBW/m}^2$;

Guadagno dell'antenna ricevente a terra: $G = 44,5 \text{ dB}$;

Lunghezza della tratta in discesa: 37506 km;

Fattore di merito della stazione ricevente a terra: 22 dB/K;

Fattore di merito della stazione ricevente sul satellite: -7 dB/K;

EIRP del *transponder* a saturazione: 36 dBW;

Back-off di ingresso: 11 dB;

Back-off di uscita: 6 dB;

Attenuazione supplementare trascurabile.

Relativamente al singolo collegamento del multiplex, si calcolino i fattori C/N , la potenza disponibile in uscita dall'antenna ricevente a terra e la relativa probabilità di errore.

Osserviamo come in questo caso sia fornita, al posto dell'*EIRP*, la densità di potenza di saturazione del *transponder*. Essa risulta così relazionata all'*EIRP* di saturazione:

$$(S_t)_{SAT} = \frac{EIRP_{SAT}}{4\pi d_u^2} \cdot \left(\frac{1}{L'}\right) \text{ dBW/m}^2 \text{ per cui in questo caso l'espressione del rapporto}$$

segnale-rumore della tratta in salita diviene:

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N}\right)_u &= \frac{EIRP}{L_{bfu} L'} \left(\frac{G}{T}\right)_u \frac{1}{k B_{nu}} = \frac{EIRP_{SAT}}{BO_i} \cdot \frac{1}{L_{bfu} L'} \left(\frac{G}{T}\right)_u \frac{1}{k B_{nu}} = \\ &= \frac{(S_t)_{SAT}}{BO_i} \cdot \frac{4\pi d_u^2 L'}{L_{bfu} L'} \left(\frac{G}{T}\right)_u \frac{1}{k B_{nu}} = \frac{(S_t)_{SAT}}{BO_i} \cdot \frac{\lambda_u^2}{4\pi} \cdot \left(\frac{G}{T}\right)_u \frac{1}{k B_{nu}} = \frac{(S_t)_{SAT}}{BO_i} \cdot \frac{c^2}{4\pi f_u^2} \left(\frac{G}{T}\right)_u \frac{1}{k B_{nu}} \end{aligned}$$

ed espresso in dB:

$$\left[\left(\frac{C}{N}\right)_u\right]_{dB} = [(S_t)_{SAT}]_{dBW/m^2} - (BO_i)_{dB} - 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi f_u^2}{c^2}\right) + \left(\frac{G_u}{T_u}\right)_{dB/K} - 10 \log_{10} k - 10 \log_{10} B_{nu} .$$

Sulla base di queste espressioni, valutiamo la densità di potenza di saturazione del *transponder*, per singola portante:

$$(S_t)_{SAT} = \frac{(S_t)_{SAT}}{200} = 1 / (2 \cdot 10^{-10}) = -103 \text{ dBW/m}^2 . \text{ Riguardo agli altri parametri abbiamo:}$$

$$(B_n)_{dB} = 10 \log_{10}(4 \cdot 10^4) = 46 \text{ dBHz} ; \quad 10 \log_{10}(4\pi f_u^2 / c^2) = 10 \log_{10}(16\pi 10^2) = 37 \text{ dB} .$$

Quindi sostituendo:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_u = -103 - 11 - 37 - 7 + 228,6 - 46 = 24,6 \text{ dB} ;$$

$$(EIRP_1)_{SAT} = 36 - 10 \log_{10} 200 = 36 - 23 = 13 \text{ dBW} ;$$

$$L_{bfd} \approx 196 \text{ dB} \text{ da cui:}$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_d = 13 - 6 - 196 + 22 + 228,6 - 46 = 15,6 \text{ dB} \text{ (collegamento limitato dalla tratta in discesa)}$$

$$\text{ed infine: } \left(\frac{C}{N}\right) \approx 15 \text{ dB} . \text{ Da questo: } \frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_n}{R_b} = 15 + 46 - 48 = 13 \text{ dB} \text{ da cui } P_e = 10^{-11} .$$

Esprimiamo ora la potenza media disponibile in ricezione, relativa alla singola portante:

$$P_{rl} = \frac{EIRP_{sl}}{L_{bfd}} G \quad \text{da cui:}$$

$$(P_{rl})_{dB} = (EIRP_{sl})_{SAT} - BO_u - L_{bfd} + G = 13 - 6 + 44,5 - 196 = -144,5 \text{ dB} \approx 0,003 \text{ pW} !$$

Analisi del collegamento DTH

Attualmente la radiodiffusione del segnale televisivo avviene sia mediante reti terrestri, utilizzate principalmente dai gestori nazionali dell'informazione radiotelevisiva, sia tramite diffusione diretta da satellite (DTH). Quest'ultima modalità, per le caratteristiche di amplissima copertura geografica consentita dal satellite, è utilizzata sia dai gestori dell'informazione radiotelevisiva nazionale che estera.

A livello di satelliti, abbiamo visto come esistano vari Consorzi per la gestione dei satelliti per telecomunicazioni, ai quali i gestori dell'informazione radiotelevisiva si affidano per la trasmissione dei loro programmi radio e TV. I satelliti per la diffusione televisiva diretta sono di tipo geostazionario per la loro semplicità di puntamento, e quindi sono posizionati sull'orbita geostazionaria ad un'altezza di circa 35800 km, risultando perfettamente individuati dalla specificazione della longitudine terrestre del loro punto nadirale. Ad es. i satelliti per DTH del Consorzio europeo Eutelsat della serie “*Hot bird*” sono posizionati a 13° Est. Essi sono dotati di una o più antenne che generano uno o più fasci (“*spot*”), ciascuno caratterizzato normalmente da diagrammi di copertura a terra (“*footprint*”) che comprendono - pur con livelli diversi di segnale - più Paesi di una stessa regione geografica. Ai fini del dimensionamento del collegamento (*down-link*) con un determinato satellite per DTH, è quindi necessario conoscere il *footprint* del fascio di antenna che irradia il canale (o i canali) di interesse. Un esempio di tale diagramma di copertura è illustrato nella figura a pagina 23, con riferimento al satellite *Hot bird 8*. Le linee di livello sono quotate in termini di *EIRP* del satellite a saturazione ($(EIRP_s)_{SAT}$) espressa in dBW. Dalla posizione geografica dell'utente è quindi possibile risalire ad una stima dell'*EIRP* a lui disponibile. Altri elementi necessari per il dimensionamento del collegamento sono la frequenza o le frequenze di trasmissione dei canali di interesse (comunemente appartenenti alla banda Ku) e la distanza dal satellite. Quest'ultima può essere calcolata mediante la seguente espressione:

$d_d = \sqrt{(R_e^2 + (R_e + h)^2 - 2 R_e (R_e + h) \cos \gamma)}$ dove: $R_e \approx 6370 \text{ km}$ indica il raggio medio terrestre, $h \approx 35800 \text{ km}$ l'altezza del satellite sull'equatore e $\cos \gamma = \cos \theta_i \cdot \cos(\theta_s - \theta_L)$,

con:

θ_l latitudine utente

θ_L longitudine utente

θ_s longitudine satellite

Le espressioni riportate possono dedursi dalla geometria del collegamento, riportata nella figura alla pagina seguente: con riferimento ad essa, la distanza d_d stazione a terra-satellite è rappresentata dal segmento TS.

Dal teorema di Carnot applicato al triangolo OTS possiamo scrivere:

$$\bar{TS}^2 = \bar{OT}^2 + \bar{OS}^2 - 2 \bar{OT} \bar{OS} \cos \gamma \quad \text{dove: } \bar{TS} = d_d; \quad \bar{OT} = R_e; \quad \bar{OS} = R_e + h. \quad \text{da cui}$$

l'espressione d_d riportata.

D'altra parte, considerando il triangolo OTP: $\cos \gamma = R_e / \bar{OP}$ ed anche:

$\bar{OP} = \bar{OM} / \cos(\theta_s - \theta_L)$ (dal triangolo OMP); ma risulta anche (triangolo OTM):

$$\cos \theta_l = R_e / \bar{OM} \quad \text{da cui} \quad \bar{OP} = \frac{R_e}{\cos \theta_l \cdot \cos(\theta_s - \theta_L)} \quad \text{che, confrontata con le prima fornisce:}$$

$$\cos \gamma = \cos \theta_l \cdot \cos(\theta_s - \theta_L) \quad .$$

Sempre dalla stessa geometria è possibile ricavare l'espressione dell'angolo di elevazione sull'orizzonte dell'antenna a terra necessario per puntare il satellite $E \stackrel{\text{def}}{=} \angle \hat{OTS} - 90^\circ$: dal triangolo OTS possiamo scrivere:

$$\bar{OS}^2 = \bar{OT}^2 + \bar{TS}^2 - 2 \bar{OT} \bar{TS} \cos \angle \hat{OTS} = \bar{OT}^2 + \bar{TS}^2 + 2 \bar{OT} \bar{TS} \sin E \quad \text{da cui:}$$

$$E = \arcsen \left(\frac{\bar{OS}^2 - \bar{OT}^2 - \bar{TS}^2}{2 \bar{OT} \bar{TS}} \right) = \arcsen \left(\frac{(R_e + h)^2 - R_e^2 - d_d^2}{2 R_e d_d} \right) = \arcsen \left(\frac{h^2 + 2 R_e h - d_d^2}{2 R_e d_d} \right) \quad .$$

Infine, l'angolo di azimuth A si esprime (vedi figura): $A = 180^\circ \pm A'$, dove il segno – vale per stazioni riceventi a terra ad Ovest del satellite (caso della figura).

L'angolo A' si può esprimere come:

$$A' \stackrel{\text{def}}{=} \arctg \left(\frac{\bar{MP}}{\bar{MT}} \right) = \arctg \left(\frac{\bar{MO} \cdot \operatorname{tg} |\theta_s - \theta_L|}{R_e \cdot \operatorname{tg} \theta_l} \right) = \text{essendo } \cos \theta_l = R_e / \bar{MO} =$$

$$\arctg \left(\frac{R_e \operatorname{tg} |\theta_s - \theta_L|}{\cos \theta_l} \right) = \arctg \left(\frac{\operatorname{tg} |\theta_s - \theta_L|}{\sin \theta_l} \right) \quad .$$

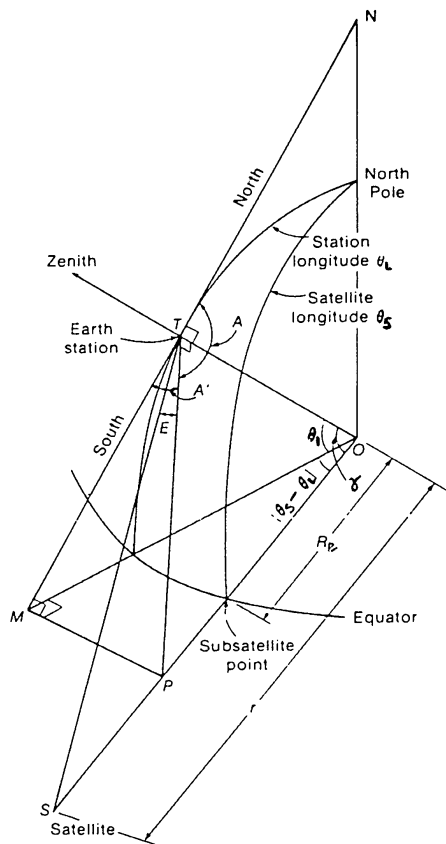
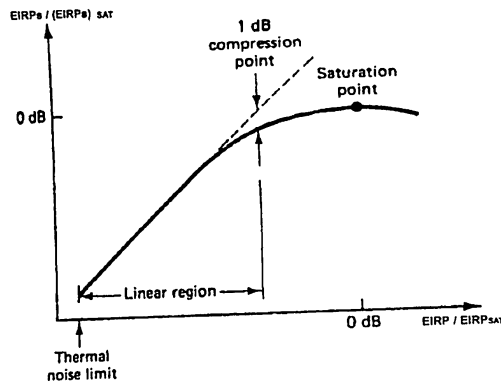
Come accennato all'inizio del Corso, le applicazioni illustrate sono prevalentemente nel campo dei sistemi che utilizzano modulazioni analogiche, per cui anche riguardo alla televisione diretta da satellite ci riferiamo a questo tipo di modulazione, anche se in realtà allo stato attuale quasi tutti i canali televisivi da satellite sono diffusi con tecniche digitali. Nel caso di radiodiffusione televisiva da satellite con modulazioni analogiche, il tipo di modulazione impiegata è la modulazione di frequenza (FM), diversamente da quanto abbiamo visto per la diffusione da rete terrestre (AM).

Il parametro significativo per valutare le prestazioni del collegamento è comunque ancora il C/N . Vale quindi la relazione generale già vista: $(C/N)^{-1} = (C/N)_u^{-1} + (C/N)_d^{-1}$.

In queste applicazioni peraltro come già accennato è garantita la condizione:

$$(C/N)_u \gg (C/N)_d \Rightarrow (C/N) \simeq (C/N)_d \quad \text{quindi si ha in pratica:}$$

$$\left(\frac{C}{N} \right) \simeq \left(\frac{C}{N} \right)_d = \frac{EIRP_s}{L_{bfd} L''} \left(\frac{G}{T} \right) \frac{1}{k B_n} \quad .$$



Supponiamo che per un ricevitore con banda standard di 27 MHz sia richiesto un C/N minimo di 14 dB al fine di far lavorare il demodulatore FM sopra la soglia. Da questo dato, fissati il satellite e la località del ricevitore a terra, possiamo ricavare il fattore di merito G/T da richiedere alla stazione ricevente.

Esempio di dimensionamento della stazione ricevente

Con riferimento al satellite *Hot bird 8* vogliamo ricavare il G/T necessario per ricevere nella città di Firenze il canale TV analogico trasmesso dal *transponder 70* alla frequenza $f_d = 12,111 \text{ GHz}$, garantendo come prima detto un $C/N = 14 \text{ dB}$.

Utilizziamo l'espressione in dB del C/N prima ricavata:

$$\left(\frac{G}{T}\right)_{\text{dB/K}} = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_d\right]_{\text{dB}} - [(EIRP_s)_{SAT}]_{\text{dBW}} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi f_d d_d}{c}\right) + 10 \log_{10} k + 10 \log_{10} B_n + (L'')_{\text{dB}}$$

dove $B_n = 74,3 \text{ dBHz}$ (27 MHz).

Dal diagramma di copertura a terra per il satellite in esame riportato nella pagina seguente, si legge per l'Italia un valore di $(EIRP_s)_{SAT} = 53 \text{ dBW}$.

Supponiamo inoltre perdite supplementari $L'' = 2 \text{ dB}$.

Per valutare la perdita di spazio libero si deve prima calcolare la lunghezza della tratta satellite-stazione ricevente a terra. Poiché si ha, relativamente alla stazione ricevente:

$\theta_i = 43,8^\circ \text{ Nord}$; $\theta_L = 11,3^\circ \text{ Est}$ (Firenze), mentre per il satellite $\theta_s = 13^\circ \text{ Est}$ si ricava, dalla formula precedentemente scritta: $d_d = 37832 \text{ km}$. Dalla lunghezza della tratta è quindi possibile ricavare la perdita di spazio libero: risulta $L_{bfd} = 205,66 \text{ dB}$.

Il G/T necessario per la nostra stazione a terra vale dunque: $G/T = 14 - 53 + 205,66 + 2 - 228,6 + 74,3 = 14,4 \text{ dB/K}$.

Il fattore G/T dipende, come abbiamo visto a suo tempo, sia dalle caratteristiche dell'antenna, in termini di guadagno e temperatura di rumore, che da quelle del ricevitore compresa la connessione con l'antenna, in termini di cifra di rumore.

Con riferimento a quest'ultimo aspetto, essendo spazialmente separati antenna e ricevitore, e dovendo quindi utilizzare una linea di trasmissione per collegarli, si pone il problema di ridurre l'incidenza degli effetti negativi del rumore da essa introdotto. Il problema viene affrontato, come già visto precedentemente, separando fisicamente lo stadio di amplificazione a radiofrequenza (LNA) dal resto del ricevitore satellitare, montando in questo caso l'LNA direttamente sull'uscita dell'antenna ricevente; a valle dell'LNA viene anche operata una conversione dalla radiofrequenza del canale (banda K_u) ad una banda di frequenze più bassa (UHF) al fine di ridurre le perdite della linea di trasmissione, che è costituita da un semplice cavo coassiale. L'insieme di questi due blocchi: LNA + Convertitore, viene indicato con l'acronimo di LNB (*Low Noise Block converter*).

Pertanto, le elevate caratteristiche di guadagno dell'LNA ($> 40 \text{ dB}$) fanno sì che la cifra di rumore complessiva dell'insieme LNB+Cavo+Ricevitore coincida praticamente con quella del solo LNB, che può facilmente essere dell'ordine di 1 dB , equivalente a 75 K .

Riguardo alla temperatura di rumore di antenna, avendosi nel nostro caso un angolo di elevazione non piccolo $E = 39,5^\circ$, è possibile come già visto ipotizzare una $T_a' \simeq 40 \text{ K}$, ottenendo così una T_{sys} complessiva di 115 K (21 dB).

Risulta a questo punto determinato il valore di guadagno da richiedere all'antenna:

$$G = 21 + 14,4 = 35,4 \text{ dB}.$$

Ipotizzata ad es. un'efficienza complessiva di apertura $\eta = 0,65$, un tale guadagno potrà essere fornito da un'antenna a parabola di diametro:

$$D = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{G}{\eta}} = \frac{c}{\pi f} \sqrt{\frac{G}{\eta}} \simeq 60 \text{ cm}.$$

Riguardo infine al valore dell'angolo di azimuth necessario per puntare il satellite, si ha: $A = 180^\circ - 2,45^\circ = 177,55^\circ$.

