

ISTITUTO NAZIONALE DI FISICA NUCLEARE

Sezione di Genova

INFN/TC-96/17

9 Ottobre 1996

A. Brunengo, T. Ferrari, C. Olivieri, C. Salvo:

**PROGETTO DI UNA CONNESSIONE ATM A 34 Mb/s VIA PONTE RADIO
FRA I LABORATORI NAZIONALI DI FRASCATI E LA SEZIONE INFN DI
ROMA1**

*SIS-Pubblicazioni
dei Laboratori Nazionali di Frascati*

**PROGETTO DI UNA CONNESSIONE ATM A 34 Mb/s VIA PONTE RADIO FRA I
LABORATORI NAZIONALI DI FRASCATI E LA SEZIONE INFN DI ROMA1.**

A. Brunengo¹, T. Ferrari², C. Olivieri¹, C. Salvo¹.

ABSTRACT

Il lavoro descritto riguarda lo studio di fattibilità e la progettazione di una connessione ATM a 34 Mb/s tramite ponte radio, tra i Laboratori Nazionali di Frascati e la sezione INFN di Roma1.

L'analisi teorica delle problematiche da considerare in funzione della particolare configurazione geografica dimostra che la connessione via ponte radio è realizzabile utilizzando apparecchiature il cui livello di sofisticazione non è tale da comprometterne l'affidabilità; inoltre una analisi dei costi dimostra come questa soluzione sia, oltre che l'unica attualmente praticabile, anche estremamente vantaggiosa economicamente. Infine i test condotti in laboratorio sull'andamento del BER (*Bit Error Rate*) in funzione della attenuazione da pioggia dimostra come la connettività sia affidabile anche nelle peggiori condizioni atmosferiche registrate localmente negli ultimi anni.

In this article it will be described the plan of an ATM 34 Mb/s radio link from the National Laboratories of Frascati to the INFN's division of Roma1.

The theoretical analysis about the realization of a digital radio link depending on the geographical configuration shows how the link is practicable using not too complicated devices that could compromise the link's reliability. Besides laboratory's test about the BER (*Bit*

¹INFN - Sezione di Genova

²INFN - CNAF

Error Rate) dependent on the rain attenuation proves the link's reliability in the worse atmospheric condition recorded locally during the last years. At last some economic considerations demonstrate that this is a very profitable solution.

1. INTRODUZIONE.

Attualmente la trasmissione dati dei centri di ricerca italiani è interamente basata sulla rete della Telecom Italia, che da anni offre sia linee dedicate che accessi all'infrastruttura utilizzando la tecnologia *Frame Relay*. In entrambi i casi la banda a disposizione per una singola connessione è non superiore ai 2 Mb/s.

Durante gli ultimi due anni è stata sviluppata una nuova tecnologia su fibra ottica, chiamata ATM (*Asynchronous Transfer Mode*), in grado di offrire prestazioni di almeno un ordine di grandezza superiore alle precedenti in termini di banda disponibile, sia per connessioni locali che geografiche.

La Telecom Italia ha recentemente attivato un servizio ad alta velocità che utilizza questa tecnologia. Inizialmente questo servizio sarà costituito da linee a 34 Mb/s che conetteranno i centri di Roma, Milano, Bologna, Torino e Napoli, e si estenderà in pochi anni verso i maggiori centri metropolitani. Tuttavia per almeno cinque anni non è prevista la connessione ad alta velocità al di fuori dei centri di distretto. Resteranno quindi escluse dal servizio alcune località strategicamente importanti per l'INFN in quanto sede dei Laboratori Nazionali; più in particolare, presso i Laboratori Nazionali di Frascati sono già in fase di preparazione esperimenti sull'anello DAΦNE per i quali le stime di necessità di banda di accesso da e verso i laboratori va molto oltre i 2Mb/s a disposizione attualmente (si vedano, ad esempio, le stime per l'esperimento KLOE in [1]).

L'obiettivo del lavoro consiste nell'analizzare la possibilità di utilizzare un collegamento tramite ponte radio fra i Laboratori Nazionali di Frascati e la sezione INFN di Roma1, in modo da prolungare il backbone ATM a 34 Mb/s direttamente fino ai laboratori.

2. STRUTTURA DI UN PONTE RADIO.

Un ponte radio è un collegamento effettuato tra due punti, costituito essenzialmente da una stazione che elabora il segnale da trasmettere, un sistema irradiante che trasferisce il segnale tramite onde elettromagnetiche, generalmente a frequenze dell'ordine dei GHz, ed

Digital Radio Block Diagram

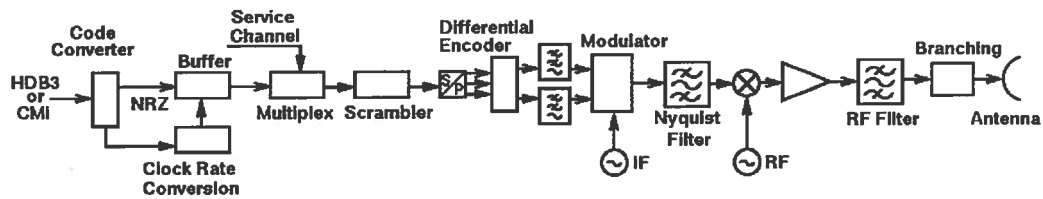


Fig. 1: Schema di un ponte radio.

una stazione ricevente che estrae le informazioni e ricostruisce il segnale originale.

Essendo interessati alla trasmissione dati, la trattazione che segue sarà limitata ai ponti radio digitali.

2.1. Elaborazione del segnale e modulazione.

La fase iniziale della trasmissione avviene all'interno dell'apparecchiatura elettronica della stazione terminale trasmittente, ed è rappresentata in modo schematico in fig. 1. La stazione riceve un segnale digitale, generalmente uno fra gli standard definiti dal CCITT come l'HDB3 od il CMI ([2]), che viene convertito in codice NRZ (*NonReturn to Zero*, [2]) per essere processato da circuiti logici. Le migliori implementazioni di ponti radio consentono di trasferire insieme ai dati informazioni di controllo o di allarme trasportate in canali di servizio, che vengono inserite fra i dati mediante tecniche di multiplexing; a tale scopo viene modificato il clock rate in misura sufficiente a gestire l'incremento del throughput operato.

I dati vengono quindi elaborati dallo *scrambler*, che trasforma il flusso di bit in una sequenza pseudo-casuale; questo consente di evitare sequenze di zeri troppo lunghe, cosa che rende più complessa la sincronizzazione in fase di lettura del segnale, ed allo stesso tempo si genera un segnale il cui spettro è distribuito più uniformemente, in modo da impedire che eventuali righe spettrali troppo energetiche possano interferire con canali adiacenti e massimizzando allo stesso tempo l'utilizzazione della porzione di spettro disponibile.

A questo punto il segnale viene preparato per il modulatore. Un convertitore Seriale/Parallelo trasforma la sequenza di bit in un flusso parallelo di K bit. L'insieme di bit viene quindi analizzato da un codificatore differenziale che associa alla configurazione dei bit i valori di

fase o ampiezza che l'onda modulata dovrà assumere. Va osservato che generalmente la modulazione del segnale viene operata in modo differenziale per non dipendere, in fase di ricezione, dalla conoscenza dei valori iniziali assoluti dei parametri del segnale stesso.

L'insieme dei circuiti attraversati fino a questo punto operano alla frequenza di ingresso del segnale, e prendono il nome di *circuiti in banda base*.

Il segnale uscito dal codificatore differenziale attraversa un filtro passa-basso ed entra nel modulatore. Quest'ultimo può agire direttamente sulla frequenza di lavoro del ponte (*modulazione diretta*), ma più generalmente opera ad una frequenza intermedia IF, usualmente a 70 o 140 MHz, producendo un segnale che verrà in seguito traslato alla radio frequenza (*modulazione indiretta*).

In base alle esigenze si possono utilizzare diverse tecniche di modulazione; le più comuni per la trasmissione digitale sono la PSK (*Phase Shift Keying*) ed la QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ([2]).

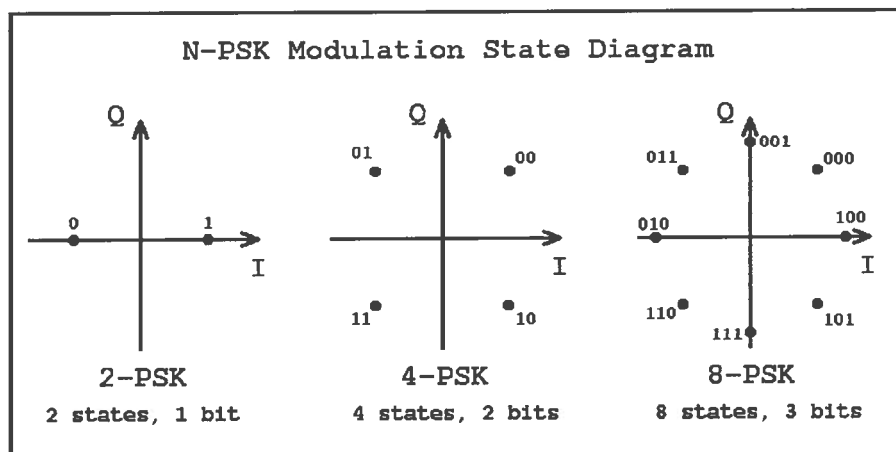


Fig. 2: Modulazione N-PSK: diagrammi degli stati e valore del set di bit associato ai diversi stati.

Per mostrare le caratteristiche delle diverse modulazioni si usano i diagrammi degli stati sul piano I-Q. Sugli assi cartesiani vengono riportate le ampiezze delle componenti I (*In-phase*, cioè della componente nella fase di riferimento) e Q (*Quadrature*, cioè della componente sfasata di 90°) della portante. Questa rappresentazione è strettamente legata alla realizzazione pratica della modulazione in quanto, escludendo i casi più semplici, il modulatore opera separatamente sulle due componenti prima di sommare i segnali. I punti sul diagramma

rappresentano gli stati che l'onda modulata può assumere. L'efficienza della modulazione dipende dal numero degli stati possibili, in quanto ogni simbolo può trasportare $K = \log_2 N$ bit di informazione.

La modulazione PSK agisce sulla fase della portante. Si tratta in realtà di una famiglia di modulazioni che adottano la stessa tecnica, comunemente nota come N -PSK; le diverse modulazioni si differenziano in base al numero N di simboli utilizzati. In fig. 2 sono riportati i diagrammi degli stati sul piano I-Q per tre modulazioni PSK, dove si può notare visivamente come sia possibile, al crescere di N , trasportare più bit di informazione con un solo simbolo.

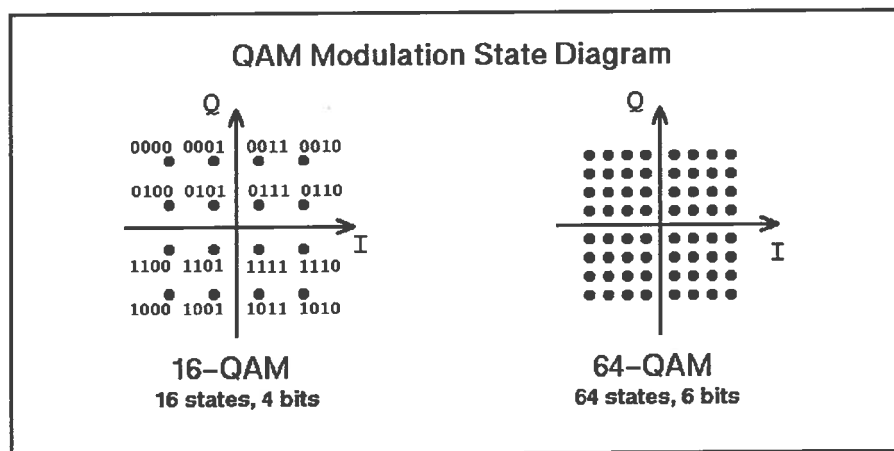


Fig. 3: Diagrammi degli stati nel piano I-Q per le modulazioni 16-QAM e 64-QAM.

Anche il termine QAM indica una famiglia di modulazioni, la cui caratteristica è la modulazione in ampiezza delle due componenti in quadratura dell'onda. In fig. 3 sono mostrati i diagrammi degli stati per le due modulazioni più comuni appartenenti a questa famiglia: la 16-QAM e la 64-QAM. Nel primo caso il set di 4 bit viene separato in due coppie che vengono usate per stabilire i valori delle ampiezze delle due componenti. Dovendo rappresentare due bit, ogni componente ha 4 livelli di ampiezza, scelti in modo da risultare equidistanti uno dall'altro. Ne segue che l'onda modulata ha 16 possibili stati. Per la 64-QAM si utilizza una tecnica analoga, in grado però di rappresentare 6 bit per simbolo.

La scelta sul tipo di modulazione è legata alla banda disponibile ed alla necessità di ridurre al minimo gli errori. Il segnale ottenuto dai modulatori è distribuito in frequenza secondo l'andamento caratteristico della funzione $\left| \frac{\sin x}{x} \right|$ (vedi fig. 4), in cui gli zeri distano dalla frequenza della portante per un multiplo intero del simbol-rate f_s . Poiché non è possibile

trasmettere l'intero spettro va posto un filtro a valle del modulatore, che va progettato accuratamente per aggirare un problema noto come ISI (*Inter Symbol Interference*). A monte del filtro l'ampiezza del segnale all'istante t dovuto ad un simbolo è non nulla solo nell'intervallo di tempo $(t - \frac{f_s}{2}, t + \frac{f_s}{2})$, mentre a valle del filtro il segnale risulterà distorto, con ampiezze non nulle anche in intervalli di tempo relativi a simboli successivi. Quindi il segnale in un dato istante ha una ampiezza dipendente non solo dal simbolo trasmesso, ma anche dai simboli precedenti, e questa interferenza può portare ad errori in fase di rigenerazione dei dati.

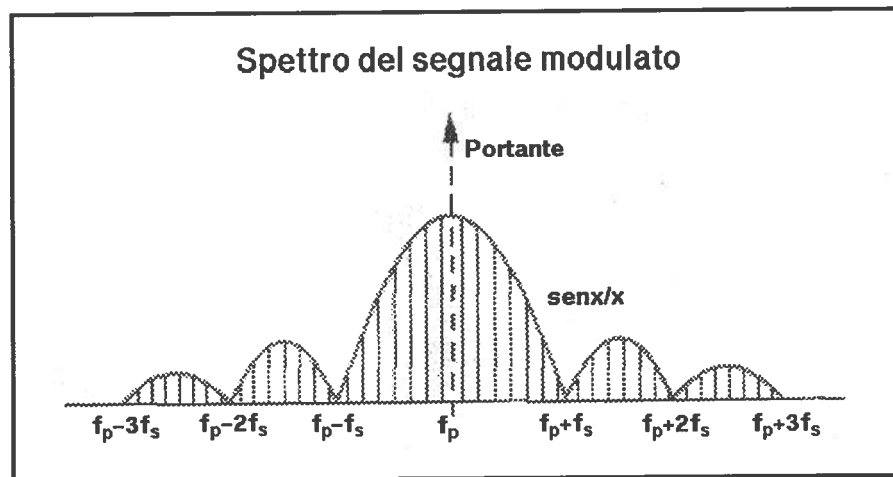


Fig. 4: Spettro del segnale digitale modulato: f_p è la frequenza della portante, f_s è la frequenza degli stati assunti dalla portante modulata.

Il primo criterio di Nyquist ([3]) afferma che utilizzando un filtro passa-basso ideale a banda passante B , è possibile trasmettere segnali senza ISI ad un rate $f_s \leq 2B$ baud. Più in generale è possibile eliminare il problema dell'ISI utilizzando un filtro per cui la deformazione del segnale filtrato relativo ad un simbolo sia nulla in corrispondenza degli istanti di campionamento relativi ai simboli successivi, cioè ogni $\frac{1}{f_s}$ secondi. In questo modo, nell'istante relativo ad un simbolo, il contributo al segnale dovuto a ciascuno dei simboli precedenti è una somma di zeri. Una famiglia di filtri, fra quelle che soddisfano questa caratteristica, è nota come *filtro a coseno rialzato*, ed ha per funzione di trasferimento

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{f_s} & \text{per } |f| < \frac{f_s}{2}(1 - \alpha) \\ \frac{1}{2f_s} \left[1 - \sin \frac{\pi(|f| - \frac{f_s}{2})}{f_s \alpha} \right] & \text{per } \frac{f_s}{2}(1 - \alpha) \leq |f| \leq \frac{f_s}{2}(1 + \alpha) \\ 0 & \text{per } |f| > \frac{f_s}{2}(1 + \alpha) \end{cases} \quad (1)$$

dove $0 \leq \alpha \leq 1$. Al decrescere del valore di α si ottengono filtri sempre piú vicini al passa-basso ideale. La banda richiesta da questi filtri è pari a $\frac{f_s}{2}(1 + \alpha)$.

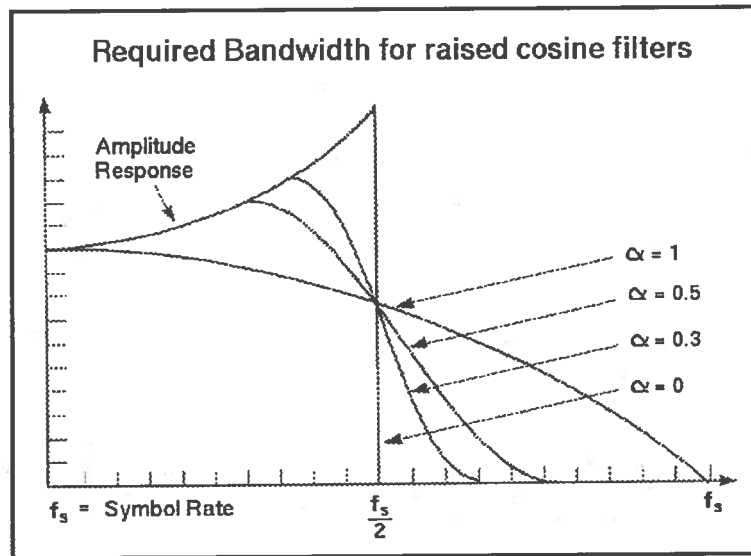


Fig. 5: Spettro della risposta in frequenza dei filtri a coseno rialzato al variare del parametro α .

La teoria di Nyquist puó essere applicata anche alla frequenza di lavoro IF del modulatore, considerando un filtro passa-banda del tipo a coseno rialzato, con risposta simmetrica rispetto alla IF. In questo modo si puó teoricamente eliminare l'ISI occupando una banda pari a

$$\Delta f = f_s(1 + \alpha) \quad (2)$$

In fig. 5 è mostrata la risposta in frequenza per diversi valori di α del filtro applicato ad un segnale modulato, con spettro ad andamento $\frac{\sin(x)}{x}$.

Va osservato come la banda richiesta sia proporzionale alla frequenza degli stati, e non a quella del segnale modulante, per cui al crescere della complessità della modulazione si riduce la richiesta di banda. La scelta del modulatore va fatta pesando da un lato l'opportunità di ridurre la banda occupata, e dall'altro il fatto che modulazioni piú complesse comportano

una elettronica piú sofisticata e una maggiore probabilità di errore nella ricostruzione di uno stato; si nota anche visivamente nelle fig. 2 e 3 come siano piú vicini i punti rappresentativi degli stati al crescere dell'informazione trasmessa dal singolo stato, e come sia quindi piú facile incorrere nell'erronea valutazione del simbolo. Per questi motivi modulazioni piú efficienti comportano costi piú elevati ed apparecchiature piú complesse e meno affidabili. In uscita dal filtro di Nyquist il segnale viene traslato alla radiofrequenza, amplificato e filtrato da un filtro di canale, allo scopo di eliminare componenti spurie che potrebbero interferire con canali adiacenti. Infine il segnale passa attraverso un diramatore per l'operazione di branching; questo dispositivo consente di separare i flussi di dati entranti da quelli uscenti, in modo da poter utilizzare la stessa antenna sia per la trasmissione che per la ricezione. Infine il segnale viene inviato all'antenna per la trasmissione.

2.2. Emissione e ricezione del segnale.

La fase di irradiazione è caratterizzata da numerosi fattori che contribuiscono alla variazione di intensità del segnale. Il calcolo teorico di questi fattori è indispensabile per valutare il dimensionamento delle attrezzature in fase di progettazione.

2.2.1. Guadagno di antenna.

In generale per la trasmissione di microonde si utilizzano antenne direzionali, a riflettore superficiale o a periscopio. Si definisce guadagno di un'antenna il rapporto fra la potenza accettata in ingresso dall'antenna e quella irradiata da un'antenna isotropa. Il guadagno dipende dalle caratteristiche dell'antenna secondo la relazione ([4]):

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (3)$$

dove λ è la lunghezza d'onda, e A_e è l'area efficace dell'antenna, legata all'area geometrica da un fattore di proporzionalità η detto 'efficienza dell'antenna': $A_e = \eta A$, con $0 \leq \eta \leq 1$.

2.2.2. Attenuazione da spazio libero.

Consideriamo una antenna che trasmette una potenza p_t , con guadagno G_t . La potenza intercettata da una antenna ricevente a distanza d sarà pari al flusso di potenza $\Phi(d)$ a quella

distanza per l'area efficace dell'antenna ricevente:

$$p_r = \Phi(d)A_e = \frac{p_t G_t G_r \lambda^2}{4\pi d^2 4\pi} = p_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (4)$$

Esprimendo l'attenuazione della potenza in decibel si ha:

$$A(dB) = p_r(dB) - p_t(dB) = 10 \log G_t + 10 \log G_r + 10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (5)$$

La potenza ricevuta si riduce di un fattore $l = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$ per effetto della sola distanza tra le antenne. Questo fattore è detto attenuazione da spazio libero.

2.2.3. Attenuazione da ostacoli e zone di Fresnel.

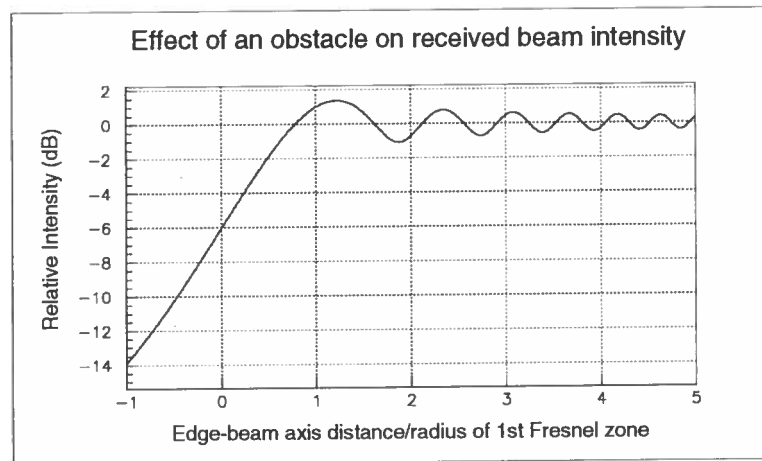


Fig. 6: Attenuazione dovuta alla presenza di un ostacolo a lama di coltello, in funzione della distanza dell'ostacolo dalla congiungente le stazioni del ponte in unità di raggio della prima zona di Fresnel.

In base al principio di Huygens, il campo elettromagnetico sulla antenna ricevente è costituito dalla somma dei contributi dei campi generati da infiniti emettitori isotropi che, ad un dato istante, si trovano sul fronte d'onda.

Detta d la distanza fra le antenne e λ la lunghezza d'onda del segnale, è possibile suddividere lo spazio in zone, dette *di Fresnel* ([5]), delimitate da ellissoidi di equazione

$$\frac{4}{d^2}x^2 + \frac{4}{K\lambda d}y^2 = 1, \quad K = 1, 2, \dots \quad (6)$$

tali che il contributo della zona K -esima al campo elettrico nel punto di ricezione, calcolato secondo il principio di Huygens ([6]), risulta essere di intensità inferiore e di segno opposto al

precedente. Questo fa sì che il contributo al campo delle zone secondarie sia piccolo rispetto al contributo della prima zona.

La conseguenza di ciò è mostrata in fig. 6, in cui è rappresentata l'attenuazione in dB del segnale in funzione della percentuale di copertura dello spazio fra le antenne. Si nota come, allontanando l'ostacolo dalla congiungente delle antenne, l'intensità oscilla a seconda che l'ultima zona libera abbia un contributo costruttivo o distruttivo rispetto alla prima zona. Per coperture anche parziali della prima zona di Fresnel, l'attenuazione aumenta rapidamente.

2.2.4. Attenuazione per assorbimento nell'atmosfera.

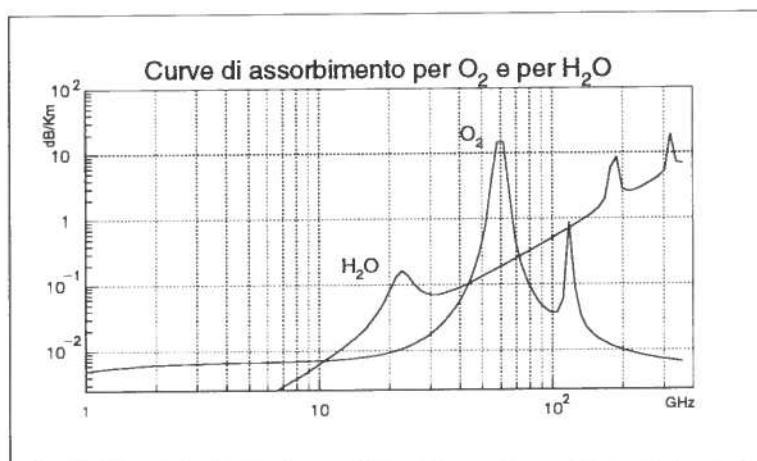


Fig. 7: Attenuazione dovuta alla presenza di O_2 e H_2O nell'atmosfera.

La presenza di gas nell'atmosfera comporta una riduzione dell'intensità del segnale dovuta ad assorbimento molecolare. La perdita di energia di una radiofrequenza è dovuta all'eccitazione delle molecole verso stati rotazionali più energetici, per cui si avrà un grafico di assorbimento (vedi in fig. 7 l'attenuazione specifica del segnale in funzione della frequenza in condizioni atmosferiche standard) con alti picchi dovuti a frequenze risonanti con gli stati quantici delle molecole. Per frequenze dell'ordine dei GHz solo ossigeno e vapore acqueo hanno stati risonanti a cui corrispondono apprezzabili assorbimenti di potenza.

Secondo il modello di Van Vleck-Weisskopf ([7]) l'attenuazione è data dall'unione di curve lorentziane che presentano massimi in corrispondenza delle frequenze risonanti.

2.2.5. Attenuazione da pioggia.

La presenza di pioggia lungo il cammino del segnale provoca una attenuazione dovuta all'assorbimento che allo scattering sulle gocce d'acqua. A partire dalla teoria classica di Mie sullo scattering di un'onda piana su una sfera di dielettrico imperfetto ([8]), nell'ipotesi che il diametro della goccia sia molto minore della lunghezza d'onda, valida fino a frequenze di almeno 40 GHz, e tenendo conto di una distribuzione empirica del diametro delle gocce di pioggia in funzione dell'intensità della precipitazione, ricavata da una estesissima statistica ([7]), si ottiene al prim'ordine, con una accuratezza del 10%, la relazione

$$\alpha \left(\frac{dB}{Km} \right) = aR^b \quad (7)$$

dove R è la frequenza della pioggia espressa in mm/h, ed a e b sono parametri dipendenti dalla frequenza del segnale, dalla temperatura e dalla distribuzione e forma delle gocce in funzione della loro dimensione ([9]), il valore dei quali è tabulato e reperibile in letteratura ([10], [11], [12], [13]).

2.2.6. Rifrazione nell'atmosfera: fading e cammini multipli.

L'atmosfera ha un indice di rifrazione variabile in funzione di molti fattori quali la quota, la temperatura, la densità, l'umidità.

In atmosfera standard (CCIR Racc. 369 e 453) l'indice di rifrazione varia in funzione dell'altezza h secondo la relazione

$$n = n_0 e^{-bh} \quad (8)$$

in cui $n_0 = 1.000315$ e $b = 0.136 Km^{-1}$. Per spessori inferiori al Km si può considerare la variazione di n lineare, con un gradiente pari a $\frac{dn}{dh} = -39 \cdot 10^6$.

In seguito alla rifrazione l'onda elettromagnetica percorre una traiettoria che, per piccole inclinazioni rispetto all'orizzonte, ha un raggio di curvatura pari a ([4])

$$r = -\frac{1}{\frac{dn}{dh}} \quad (9)$$

Al fine di realizzare studi grafici per la pianificazione di un ponte radio è opportuno trattare il problema in modo che la traiettoria dell'onda sia rettilinea. Questo si ottiene considerando la superficie della Terra come una sfera di raggio equivalente R_e dato dalla relazione

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_0} - \frac{1}{r} = \frac{1}{R_0} + \frac{dn}{dh} \quad (10)$$

dove R_0 è il raggio medio della Terra.

Definiamo $K = \frac{R_e}{R_0}$; al variare di K , cioè delle condizioni atmosferiche, si hanno traiettorie differenti per l'onda trasmessa. In fig. 8 si possono vedere le traiettorie dell'onda in diverse condizioni.

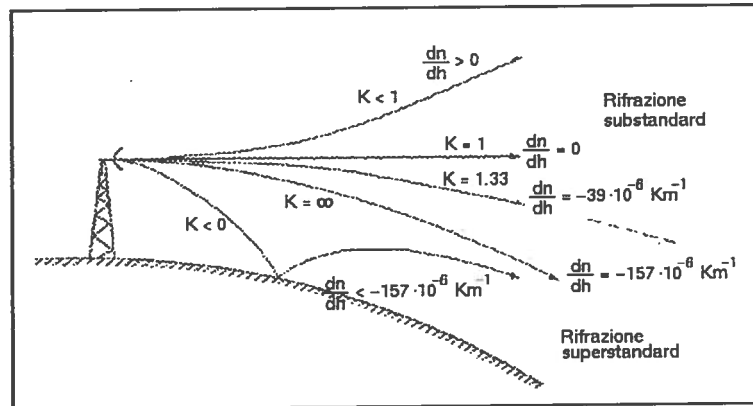


Fig. 8: Direzione dell'onda dovuta alla rifrazione per diversi valori di K .

La variazione delle condizioni atmosferiche può produrre una variazione nella direzione di propagazione dell'onda tale da comportare grosse attenuazioni dovute a 'fuori puntamento' delle antenne. Tratte che subiscono in modo non trascurabile questo fenomeno sono quelle che attraversano regioni di pianura o vaste zone di acqua (laghi, mare), in cui si verificano nebbie o intensa evaporazione, così come tratte fra antenne a quote molto diverse, in cui il segnale attraversa strati dell'atmosfera di caratteristiche differenti.

Un altro problema dovuto alla rifrazione è quello dei cammini multipli: è possibile che un'onda emessa lateralmente dalla antenna trasmittente, venga rifratta e deviata in modo da essere captata dalla antenna ricevente. In tale situazione si avrà un fenomeno di interferenza fra l'onda diretta e tutte quelle rifratte, le cui intensità e fase sono distribuite casualmente.

Sperimentalmente l'attenuazione dovuta ai cammini multipli si distribuisce secondo la distribuzione di Rayleigh ([4]) ed è quindi valutabile a priori. In generale questo fenomeno è tanto più significativo quanto più è lunga la tratta.

2.3. Cammini multipli per riflessione dal terreno.

In funzione della configurazione geometrica del terreno si presenta la possibilità che un raggio emesso in direzione diversa dalla congiungente delle antenne venga riflesso dal terreno e raggiunga l'antenna ricevente, interferendo così con l'onda diretta. I campi elettrici diretto e riflesso sulla ricevente hanno le forme

$$E_d = E_0 e^{i\omega_0 t} \quad (11)$$

$$E_r = E_0 \rho e^{i\psi} e^{i\omega_0(t+\Delta t)} \quad (12)$$

dove Δt rappresenta la differenza fra i tempi di percorrenza dei due cammini, ψ è il ritardo di fase dovuto alla riflessione e ρ è l'ampiezza relativa dell'onda riflessa.

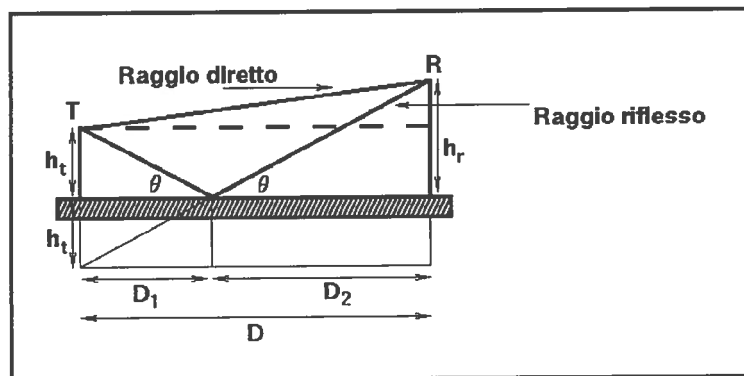


Fig. 9: Riflessione su terra piana.

Detti h_r , h_t , D_1 , D_2 , D e θ come in fig. 9, in base alla geometria del sistema l'angolo di incidenza è:

$$\tan \theta = \frac{h_t + h_r}{D} \quad (13)$$

mentre il Δt è dato da:

$$\Delta t = \frac{\Delta D}{c} \simeq \frac{2h_t h_r}{Dc} \quad (14)$$

dove c è la velocità della luce.

Il fattore di attenuazione ρ dipende da tre fenomeni differenti ([4]):

- una attenuazione ρ_1 dovuta al fatto che l'onda riflessa viene emessa e ricevuta dalle antenne in direzione diversa da quella ottimale.

- una attenuazione ρ_2 causata dalla sfericit  della Terra, che produce una diffusione dell'onda. Nella approssimazione di Terra sferica di raggio R_e (vedi eq. 10) questa attenuazione vale

$$\rho_2 = \left[1 + \frac{2D_1 D_2}{R_e D \sin \theta} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (15)$$

- un terzo fattore ρ_3 dovuto alla riflessione. Il valore di questa attenuazione dipende dalle caratteristiche della superficie riflettente, in particolare dalla sua rugosit . Usando il criterio di Rayleigh, si considera liscia una superficie per cui l'altezza H delle irregolarit  del terreno sono inferiori alla quantit 

$$\delta = \frac{\lambda}{16 \sin \theta} \quad (16)$$

e rugosa altrimenti.

L'andamento del coefficiente di attenuazione in condizioni di superficie liscia dipende da diversi fattori come l'angolo di incidenza, il tipo di superficie (mare o terra), l'umidit , la frequenza dell'onda e la sua polarizzazione. In [4] sono riportati i grafici relativi a ρ_3 ed allo sfasamento ψ nelle diverse condizioni. Se la superficie   rugosa ρ_3 ha un andamento del tipo

$$\rho_3 = e^{-4 \frac{\theta H}{\lambda}} \quad (17)$$

L'intensit  dell'onda riflessa   quindi tanto maggiore quanto pi  la Terra appare liscia e riflettente, quindi per grandi λ , piccoli valori di θ ed elevati coefficienti di riflessione; in generale queste condizioni sono valide quando la zona di riflessione coincide con specchi d'acqua o con ampie distese piatte e prive di vegetazione. In queste condizioni   necessario tenere in considerazione l'interferenza del segnale diretto con quello riflesso; questa risulter  essere costruttiva o distruttiva in funzione della differenza di fase, la cui espressione   data dalla:

$$\phi = \psi + \omega_0 \Delta t = \psi + \frac{4\pi h_r h_t}{\lambda D} \quad (18)$$

dove ψ   la fase dell'eq. 12 ed il Δt   dato dalla eq. 14.

2.4. Rigenerazione del segnale.

Il segnale ricevuto dall'antenna viene inviato all'apparecchiatura elettronica della stazione ricevente. Qui percorre una strada sostanzialmente complementare rispetto a quanto descritto

in §2.1. Ripercorrendo la fig. 1 in senso inverso il segnale attraversa il discriminatore, un primo filtro di canale per essere traslato alla frequenza IF. Viene quindi filtrato nuovamente, con un filtro di Nyquist, e preparato per il demodulatore. Poiché il buon funzionamento del demodulatore dipende dalla stabilità di ingresso del segnale, viene inserito a monte del demodulatore un amplificatore con controllo automatico di guadagno. Il demodulatore opera in modo inverso rispetto al modulatore, confrontando il segnale ricevuto con un segnale IF generato localmente ed agganciato in fase al segnale ricevuto. In uscita si utilizza un nuovo filtro di Nyquist per poi passare il segnale ad un rigeneratore, che esegue operazioni inverse a quelle del codificatore differenziale. Infine un convertitore Parallelo/Seriale trasforma il gruppo di K bit decodificati in un flusso seriale e lo invia ai circuiti in banda base. Qui viene riconvertita la sequenza pseudo random nella sequenza iniziale, vengono estratti i canali di servizio da un demultiplexer ed infine un convertitore ritrasforma il segnale dalla codifica NRZ alla codifica desiderata (HDB3, AMI, CMI o altro standard CCITT).

2.5. Qualità del ponte radio e sorgenti di errore.

La qualità di un ponte radio digitale è valutata in base alla curva che rappresenta l'andamento della probabilità di errore nella ricostruzione del bit, detta BER (*Bit Error Rate*), in funzione del rapporto S/N; una stima del rumore può essere fatta ipotizzando come principale fattore il rumore termico. La potenza del rumore termico (in dBm) è data dalla relazione ([3])

$$N_t = N_f + 10 \log(4KT\Delta f) \quad (19)$$

dove K è la costante di Boltzmann, T la temperatura, Δf è la banda di frequenza occupata e N_f è la figura di rumore del ricevitore, vale a dire il rapporto, espresso in dB, fra S/N in ingresso al ricevitore e lo stesso S/N in uscita.

Facendo riferimento ad un modello che calcola la curva teorica del BER sommando alle funzioni d'onda, che rappresentano le varie sequenze di bit, rumore non correlato gaussiano con media zero ([14]), l'espressione analitica per modulazioni a due stati (un bit per simbolo) è la seguente:

$$P_{errore} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{S}{N} \frac{(1-\rho)}{2}} \right) \quad |\rho| \leq 1 \quad (20)$$

dove ρ è il coefficiente di cross-correlazione fra le funzioni d'onda rappresentative dei diversi

simboli. In base alla eq. 20 tanto minore è ρ tanto migliore sarà la resa del ponte. A parità di rapporto S/N , il minimo valore di ρ teoricamente ottenibile dipende dal tipo di modulazione. Con l'aumentare della complessità della modulazione, la curva ideale tende a spostarsi in modo che, per avere lo stesso BER, è necessario disporre di un rapporto S/N migliore (vedi fig. 10 a sinistra).

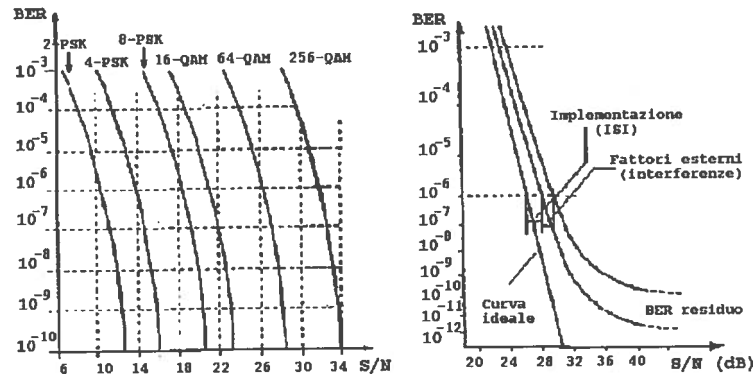


Fig. 10: A sinistra: peggioramento della curva teorica del BER con la complessità della modulazione. A destra: peggioramento della curva del BER dovuta all'implementazione ed a fattori esterni.

Vi sono diversi fattori che peggiorano la curva teorica del BER, fra i quali l'ISI dovuta alla realizzazione pratica dei filtri di Nyquist e alla possibile fluttuazione dell'istante di lettura del simbolo (*jitter*), e fattori esterni come l'interferenza di canali adiacenti.

Questi fattori, oltre a traslare verso destra la curva del BER (vedi fig. 10 di destra), provocano un valore asintotico non nullo del BER per valori crescenti di S/N , detto *BER residuo*.

3. ANALISI SPERIMENTALE.

In fase preliminare è stata effettuata una sperimentazione sulla funzionalità delle connessioni utilizzando il protocollo di rete più diffuso, TCP/IP, in funzione della crescita del BER, ed una comparazione fra l'andamento sperimentale del BER in funzione del rapporto S/N con le previsioni teoriche.

Poiché le indicazioni cercate non dipendono in modo essenziale dal tipo di ponte radio, per

motivi pratici è stato utilizzato un ponte radio per uso video modificato, che trasmette a 2Mb/s, con una modulazione di frequenza ad un bit per simbolo detta 2-FSK.

3.1. Configurazione delle connessioni per i test.

Schema della configurazione per i test in laboratorio

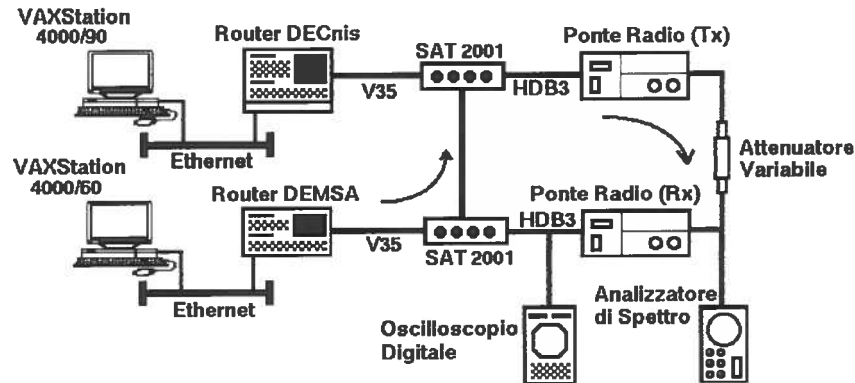


Fig. 11: Schema della configurazione per i test in laboratorio.

La configurazione utilizzata per eseguire i test è mostrata in fig. 11. I dati trasmessi dalla stazione trasmittente, una VAXStation modello 4000/90, vengono inviati ad un router via Ethernet. Il router trasmette i dati secondo lo standard CCITT V35 (2 Mb/s) ad un convertitore di formato, il SAT 2001, che li trasforma nello standard HDB3, sempre a 2 Mb/s. Il segnale HDB3 raggiunge la stazione trasmittente del ponte radio. A valle della stazione è stato utilizzato un attenuatore composto da una parte a valore fissato, per simulare l'attenuazione da spazio libero, ed una parte variabile per simulare la perdita di potenza dovuta alla variazione delle condizioni atmosferiche. Il valore della attenuazione fissa è stato valutato in base alla eq. 5, ipotizzando come parametri indicativi $\lambda = 0.02 m$ e $d = 16 Km$, e considerando un complessivo guadagno degli amplificatori a radiofrequenza e delle antenne pari a $G = 95 dB$:

$$A = G + 10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \simeq -45 dB \quad (21)$$

La parte variabile consente di introdurre una attenuazione aggiuntiva fino a $-60 dB$, sufficiente per i test previsti.

Immediatamente a valle dell'attenuatore è stato posto un analizzatore di spettro per le misure di potenza. L'oscilloscopio digitale a valle della stazione ricevente ha lo scopo di misurare il rapporto segnale su rumore. I dati ricevuti vengono inviati al SAT 2001 che riconverte il protocollo HDB3 in V35. Il router riceve i dati in V35 e li trasmette via Ethernet alla macchina di destinazione, ancora una VAXStation modello 4000/60.

Gli applicativi utilizzati sulle due macchine per il trasferimento dati sono i ben noti FTP (*File Transfer Protocol*), che realizza un trasferimento dei dati dal disco remoto al disco locale, TTCP (*Test of TCP*) che realizza un trasferimento di dati dalla RAM di un nodo alla RAM dell'altro senza accesso ai dischi, ed il *ping*, utilizzato solo per produrre traffico in condizioni di elevato BER, dove i precedenti protocolli non sono in grado di fornire informazioni. Tutti questi applicativi utilizzano a livello di trasporto e di network il protocollo TCP/IP.

Le misure sulla velocità di trasmissione dati nelle differenti configurazioni sono state fatte sfruttando i periodi notturni o festivi, durante i quali tutte le macchine coinvolte sono state utilizzate in modo esclusivo per questo compito, ed il traffico sulla rete locale non ha costituito una limitazione al throughput. In questo modo i fattori limitanti sulla efficienza del trasferimento dati sono costituiti dai 2 Mb/s del ponte radio, dai parametri di configurazione del protocollo TCP/IP e dalla frequenza degli errori di trasmissione attraverso il ponte radio. Il conteggio degli errori di trasmissione è stato effettuato direttamente dai routers, il cui software è in grado di tenere contatori indipendenti relativi al traffico su ciascuna linea attiva.

3.2. Ottimizzazione dei parametri TCP/IP.

Inizialmente sono state eseguite misure di throughput in assenza di attenuazione, variando i parametri di configurazione di TCP/IP, in modo da individuare quali combinazioni di questi producono la maggiore efficienza nel trasporto dei dati. Questo ha consentito di evitare in seguito misure falsate da inefficienti valori di dimensione dei pacchetti e dei buffers atti a trasmettere e ricevere i dati. Contestualmente si è provata la compatibilità degli oggetti costituenti la connessione, rilevando la stabilità e l'efficienza della comunicazione fra le macchine.

I risultati sono mostrati in fig. 12, dove si vede che il valore del throughput è indipendente dalla dimensione dei pacchetti, mentre crolla a livelli inaccettabili per buffers minori di 10 KBytes. Per buffers più grandi il throughput mantiene un valore costante di 1.8 Mb/s,

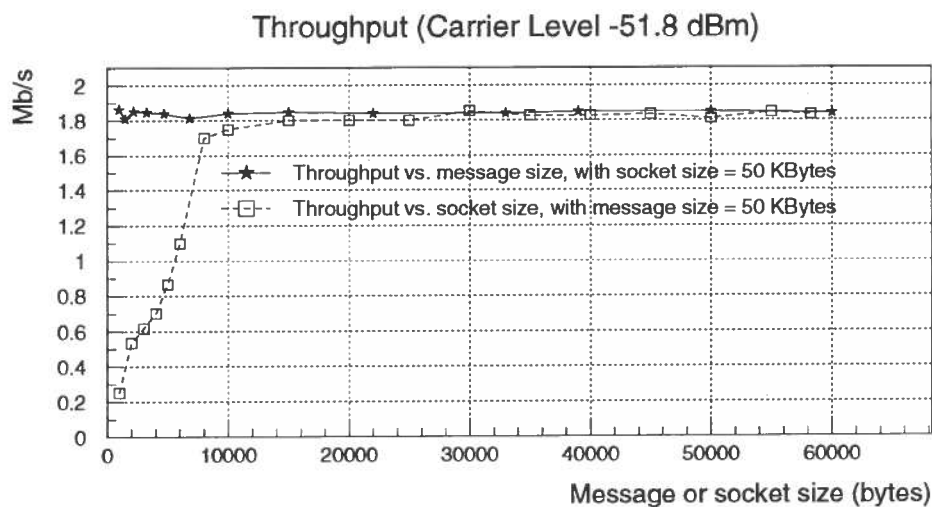


Fig. 12: Andamento del throughput in funzione della dimensione dei pacchetti e dei buffers di trasmissione e ricezione.

corrispondente al massimo teorico per una linea di trasmissione a 2 Mb/s considerando l'overhead del 10% introdotto ai vari livelli dai protocolli di trasmissione (TCP, IP, HDLC). L'apparecchiatura risulta quindi essere funzionante ed idonea alle misure di test programmate, una volta fissata la dimensione dei buffers maggiore di 10 KBytes. Nel resto delle misure la dimensione dei pacchetti e dei buffers sarà fissata a 50 KBytes.

3.3. Andamento di S/N in funzione della potenza del segnale.

La misura diretta di cui disponiamo è l'andamento del BER in funzione della potenza del segnale in ingresso al ricevitore (CL: Carrier Level), mentre la teoria con cui confronteremo i risultati fornisce l'andamento del BER in funzione del rapporto S/N (vedi §2.5.). C'è quindi la necessità di valutare l'andamento del rapporto S/N al variare del CL.

La relazione che lega S/N a CL/N, detta curva di silenziamento, è, nell'ipotesi $CL/N > 12$ dB, lineare ([4]). Ora, essendo il rumore in ingresso al ricevitore dovuto al solo rumore termico, nel nostro caso vale $N = 10 \log(4KT\Delta f) = -104.8$ dBm ($\Delta f = 2$ MHz), per cui l'ipotesi per la linearità è soddisfatta per i valori di CL superiori a -90 dBm.

In fig. 13 si può vedere come sia sperimentalmente confermato l'andamento lineare di S/N

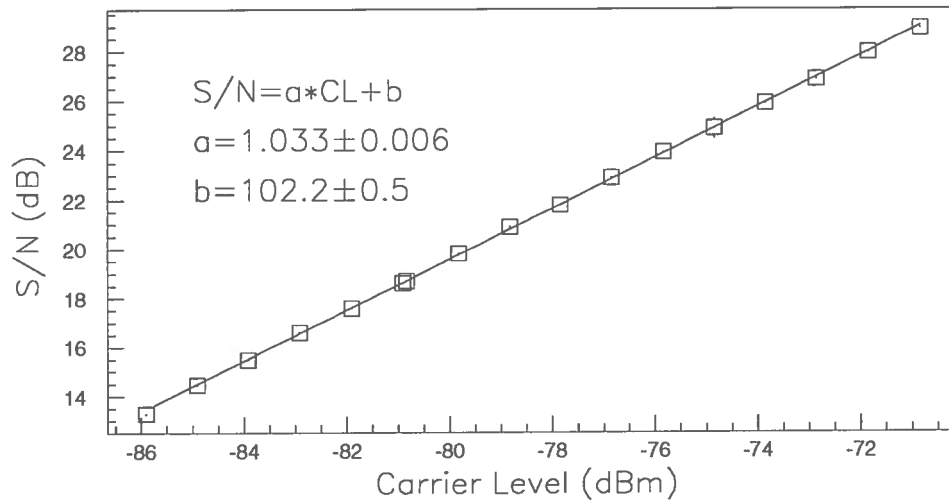


Fig. 13: Andamento di S/N in funzione del CL.

rispetto al CL (la linearità rispetto a CL/N implica linearità rispetto a CL in quanto il rumore in ingresso al ricevitore è indipendente dal CL).

3.4. Misura del BER in funzione del rapporto S/N.

Per effettuare la misura del BER è stato generato un traffico di dati utilizzando i protocolli TTCP, FTP e PING. Per ottenere una misura affidabile del BER anche in presenza di debole attenuazione è stato necessario disporre di una statistica elevata: complessivamente il traffico generato è consistito in circa 0.7 Tb trasferiti alle diverse condizioni di attenuazione.

I corrispondenti valori del rapporto S/N in funzione del CL sono forniti dal fit di fig. 13, mentre il BER si ottiene a partire dai contatori gestiti dal router: quest'ultimo fornisce i valori di bit ricevuti (B), frames ricevuti correttamente (F) e frames errati (E), in base ai quali si ha che la probabilità di ricevere un frame corretto è

$$P_{frame\ corretto} = \frac{F}{F + E} \quad (22)$$

ma, essendo il BER la probabilità di ricevere un bit errato, si ha:

$$P_{bit\ corretto} = 1 - BER \quad (23)$$

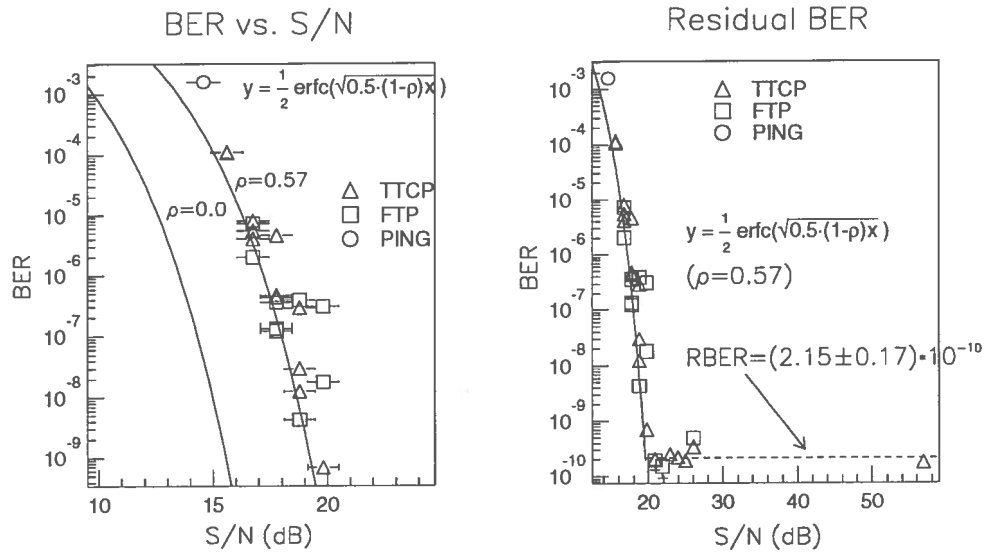


Fig. 14: A sinistra: andamento del BER in funzione del rapporto S/N, e confronto fra i dati sperimentali e le curve teoriche. A destra: stesso grafico esteso ad elevati valori del rapporto S/N, per la valutazione del BER residuo.

ed essendoci mediamente $\frac{B}{F}$ bit per frame, si ha:

$$P_{frame\ corretto} = (1 - BER)^{\frac{B}{F}} \quad (24)$$

per cui, eguagliando le eq. 22 e 24 si ha

$$BER = 1 - \left(\frac{F}{F + E} \right)^{\frac{F}{B}} \quad (25)$$

In fig. 14, a sinistra, si può vedere come l'andamento sperimentale del BER in funzione di S/N segua, nella zona fra i 14 ed i 20 dB, l'andamento teorico visto in §2.5.. La perdita di circa 4 dB rispetto alla curva ideale per il tipo di modulazione adottata ($\rho = 0$), è dovuto essenzialmente al fatto che il ponte utilizzato non è stato costruito in funzione di una trasmissione digitale. Questo ha provocato la presenza di ISI, e quindi del peggioramento della curva. Nella figura a destra è mostrato lo stesso grafico, esteso ai punti ad elevati valori di S/N, zona in cui è possibile vedere chiaramente come l'andamento della curva sperimentale tenda ad un valore costante pari a $(2.15 \pm 0.17) \cdot 10^{-10}$, che rappresenta il BER residuo. Anche questo parametro risulta essere peggiore rispetto ai valori usuali che si trovano in letteratura

($\sim 10^{-11}$) sempre in conseguenza delle caratteristiche del ponte radio utilizzato. Resta in ogni caso ben confermato il comportamento previsto, sia nella zona in cui domina il puro calcolo teorico, sia nella zona ad elevato rapporto S/N in cui prevalgono gli effetti casuali non gaussiani che provocano il BER residuo.

3.5. Funzionalità del protocollo TCP/IP in funzione del BER.

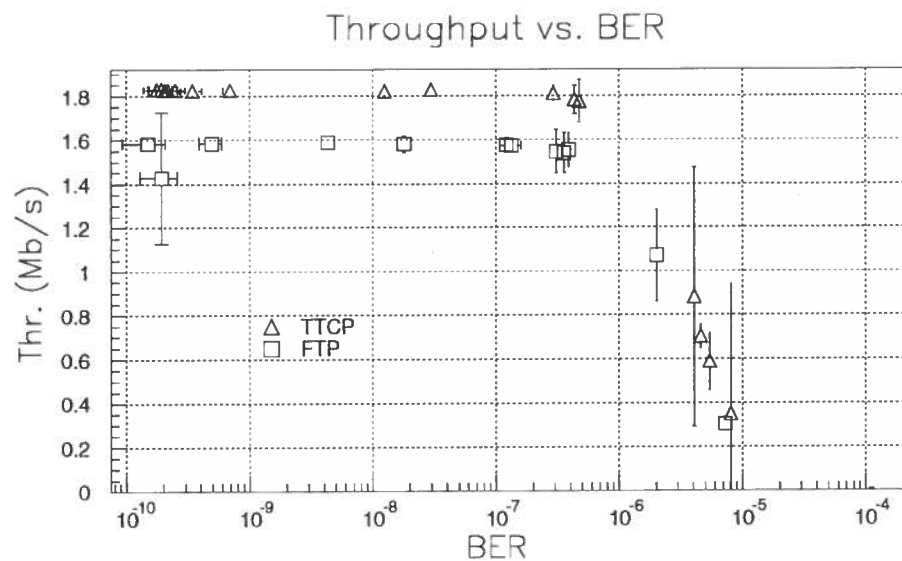


Fig. 15: Andamento del throughput ottenuto in funzione del BER.

Poiché la funzione del ponte radio è il trasferimento di dati, almeno inizialmente utilizzando ATM per trasportare il protocollo TCP/IP, è fondamentale avere informazioni sull'efficienza sperimentale relativa a questo protocollo. In fig. 15 è mostrato l'andamento del throughput ottenuto in funzione del BER misurato, sia per TTCP che per FTP¹. Si può osservare come, per TTCP, il throughput raggiunga il valore di 1.8 Mb/s, e lo mantenga costante per valori di BER $< 10^{-6}$ per poi scendere a zero rapidamente. Analogo andamento ha il throughput ottenuto con FTP, con un valore costante di 1.6 Mb/s mantenuto fino a 10^{-6} di BER, con una successiva caduta per valori di BER superiori.

Lo scostamento dei valori massimi di throughput ottenuti si spiega, come già visto in §3.2., nel caso di TTCP dall'overhead introdotto dai protocolli, e nel caso di FTP da un aggiuntivo

¹ PING è stato utilizzato solo per misure ad elevato BER, senza poter ottenere informazioni di throughput.

10% perduto in conseguenza dell'accesso in lettura ed in scrittura ai dischi. Il risultato sperimentale conferma che il protocollo TCP/IP è trasportato via ponte radio alla massima efficienza fino a valori di BER inferiori a 10^{-6} , e che si è comunque mantenuta la connettività, sia pure con prestazioni scadenti, anche con BER di 10^{-5} . Al di sopra di tale valore non è praticamente possibile la trasmissione dati.

3.6. Funzionalità minima del ponte in funzione dei dati.

In base ai dati sperimentali si possono trarre indicazioni di massima sulle caratteristiche minime richieste ad un ponte radio per consentire il traffico dati. Si deve inoltre considerare che il ponte utilizzato in fase di test è un ponte analogico, a modulazione di frequenza, per cui tutti i risultati ottenuti relativi a comunicazione digitale sono peggiori di quelli ottenibili con un ponte adatto a questo tipo di comunicazione; in particolare si è certamente avuta una ISI che ha influito sul BER residuo e sul parametro ρ delle curve di fig. 14.

In conseguenza dei risultati sul throughput il ponte dovrà garantire un BER migliore di 10^{-6} nelle condizioni climatiche peggiori; questo pone limiti inferiori al rapporto S/N, che dipenderà non solo dalle attenuazioni dovute alla trasmissione ma anche al tipo di modulazione prevista. La scelta della frequenza di lavoro, della modulazione, e l'analisi accurata dei guadagni (amplificatori, antenne) e delle attenuazioni (spazio libero, condizioni climatiche, possibili interferenze) fatta nel successivo paragrafo consentirà di stabilire se e a quali condizioni il ponte radio può essere utilizzato per i nostri scopi.

4. PROGETTAZIONE DEL COLLEGAMENTO ROMA1-LNF IN PONTE RADIO.

I parametri che determinano la scelta di un ponte radio sono essenzialmente:

la frequenza della portante, il tipo di modulazione, l'occupazione spettrale, la capacità trasmissiva e il guadagno complessivo del sistema; queste variabili sono strettamente correlate tra loro e si influenzano reciprocamente. Nel seguito saranno mostrate le valutazioni di questi parametri e le motivazioni che le hanno suggerite.

4.1. Occupazione spettrale e modulazione.

La scelta della frequenza di lavoro del ponte radio va fatta rispettando la pianificazione nazionale di ripartizione delle frequenze ([15]), nella quale non è tuttora previsto l'utilizzo

della banda da parte di dispositivi per la trasmissione digitale dei dati; vengono attualmente concesse a questo scopo frequenze che abitualmente sono destinate alla trasmissione televisiva con la condizione che il segnale digitale non interferisca in alcun modo con i segnali audio-video adiacenti. Seguendo i suggerimenti del ministero PPTT sono state considerate le bande 10.300 – 10.450 GHz e 14.250 – 14.500 GHz per le quali sono disponibili canali larghi 20 MHz ([16], [17]).

In base alle necessità di capacità trasmissiva ($B = 34 \text{ Mb/s}$) ed a limiti di banda imposti dalla canalizzazione ($\Delta F = 20 \text{ MHz}$) ne segue un limite sulla scelta della modulazione: in base all'eq. 2, si ha

$$\Delta F = f_s(1 + \alpha) < 20 \text{ MHz} \quad (26)$$

ma essendo

$$f_s = \frac{B}{K} \quad (27)$$

dove K rappresenta il numero di bit trasportati per simbolo, si ha

$$K > \frac{B(1 + \alpha)}{20} \quad (28)$$

da cui, essendo generalmente $\alpha \simeq 0.3$, si ottiene $K > 2.21$ bit per simbolo. Ne segue che le più semplici modulazioni utilizzabili sono la 8-PSK o la 16-QAM. Fra le due viene preferita la 16-QAM sia perché fornisce un margine maggiore per quanto riguarda l'occupazione spettrale, sia perché il livello di complessità del demodulatore, e quindi la probabilità di errore, non è molto superiore all'altra.

Non sono state considerate bande a frequenza più bassa in quanto, per motivi legislativi, non sono disponibili canali a larghezza maggiore di 2 MHz, ampiamente insufficiente a contenere una trasmissione a 34 Mb/s come quella che si deve implementare anche utilizzando i più sofisticati metodi di modulazione. Vi sono inoltre motivi fisici che portano a cercare un canale in questa banda: da un lato per basse frequenze i guadagni di antenna diminuiscono in misura maggiore di quanto diventi più favorevole l'attenuazione da spazio libero (vedi eq. 3 ed 5), dall'altro lato, per frequenze al di sopra dei 20 GHz, l'attenuazione per pioggia sulla tratta in questione crescerebbe a livelli tali da rendere il ponte inutilizzabile (vedi §2.2.5.).

4.2. Analisi sperimentale sul traffico locale nelle bande di interesse.

Per la scelta definitiva della frequenza di lavoro sono state fatte misure di occupazione spettrale a 10 GHz ed a 14 GHz sia a Roma¹ che ai Laboratori Nazionali di Frascati. A

tale scopo sono state costruite nell'officina meccanica della sezione INFN di Genova, due antenne tronco-piramidali, a base rettangolare, adatte ad entrambe le frequenze e progettate per avere un guadagno pari a 23 dB ciascuna ([18]). L'apertura angolare delle antenne è stata poi misurata sperimentalmente ai 3 dB di attenuazione, ed è risultata essere di 10° in orizzontale, e di 12° in verticale. Sono quindi state necessarie circa 600 misure ai diversi angoli per esplorare l'occupazione spettrale nelle due località in cui saranno poste le stazioni in prossimità delle frequenze candidate.

Le misure sono state prese utilizzando due amplificatori, uno per banda, con guadagno di 20 dB, in modo che l'insieme antenna-amplificatore producesse un guadagno equivalente a quello previsto indicativamente per l'antenna di produzione (40-45 dB). Nella presa dati si è inoltre avuto cura di mantenere un livello di rumore inferiore a -70 dB, in modo da riuscire a percepire tutto quanto il ponte radio avrebbe percepito nelle migliori condizioni di funzionamento.

Dall'analisi delle misure effettuate alle diverse angolazioni nelle due zone è risultato che la banda a 10 GHz ha diversi canali occupati, mentre quella a 14 GHz non è utilizzata da nessuno. Si è quindi scelto di lavorare alla frequenza di 14 GHz. Nel seguito si utilizzerà per la lunghezza d'onda il valore $\lambda = 2.09$ cm, corrispondente al valor medio della banda (14.375 GHz).

4.3. Attenuazione del segnale.

Avendo stabilito il valore della frequenza della portante, è possibile fornire una valutazione quantitativa dei fattori di guadagno e di attenuazione che il segnale subirà per effetto della propagazione fra le antenne.

La scelta delle dimensioni delle antenne non è certo la più restrittiva, ed è stata fatta in primo luogo considerando le difficoltà logistiche e pratiche di installazione, e secondariamente sul panorama di scelte disponibili ottenuto da una indagine informale fra diversi produttori. L'antenna ritenuta idonea è una parabolica con diametro $D = 1.8$ m ; in base all'eq. 3, considerando un'efficienza di 0.6, il guadagno d'antenna risulta essere

$$G_a = 10 \log \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \eta \frac{\pi D^2}{4} \right) = 46.4 dB \quad (29)$$

L'attenuazione da spazio libero si calcola in base all'eq. 5, con $d = 15.6$ Km, ottenendo

$$A_{sl} = 139.4 dB \quad (30)$$

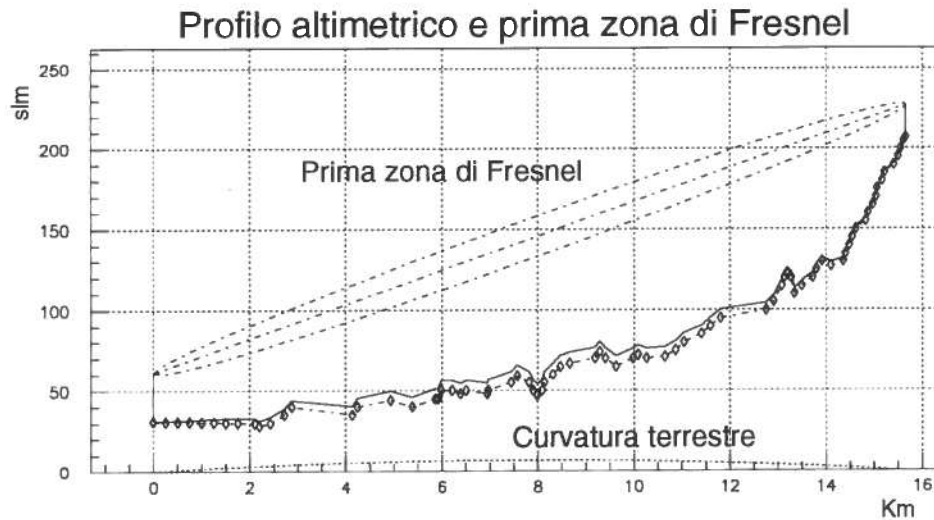


Fig. 16: Altimetria della tratta Roma-Frascati, con correzione per la curvatura terrestre e profilo della prima zona di Fresnel.

Lo studio dell'altimetria (vedi fig. 16) mostra come la prima zona di Fresnel sia ampiamente libera da ostacoli, per cui l'attenuazione da ostacoli può essere considerata nulla.

L'attenuazione atmosferica è stata valutata utilizzando il modello di Van Vleck-Weisskopf ([7]) in condizioni standard di temperatura ed umidità ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$, $\rho = 7.5\text{ g/m}^3$):

$$A_{atm} = 0.25\text{ dB} \quad (31)$$

La dipendenza dalla temperatura può essere considerata con una attenuazione aggiuntiva $\Delta A(\text{dB/Km}) = 0.01(20 - T)$, dove T va espressa in gradi Celsius. Si può vedere come, in condizioni atmosferiche limite per la regione in questione, ad una temperatura di $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ si ha una attenuazione aggiuntiva di 3.2 dB.

Una valutazione sulla possibilità di avere riflessione da terreno mostra come, in base alle eq. 13 e 16, per angoli compatibili con la geometria del sistema ($\sim 1^{\circ}$), il parametro di Raileigh sia dell'ordine del decimetro. Ne segue che, mancando specchi d'acqua, tutta la tratta va considerata rugosa, per cui il potenziale raggio riflesso viene attenuato a tal punto da essere trascurabile nella zona di ricezione.

Infine va considerata l'attenuazione dovuta alla pioggia, per la quale ci si è rifatti al modello

di Marshall-Palmer introdotto al §2.2.5., sostituendo nell'eq. 7 $a = 0.0332$ e $b = 1.121$, ottenuti in base ai valori tabulati in funzione della frequenza in [7]. Per avere una valutazione dell'attenuazione sicuramente sovrastimata, il coefficiente di piovosità è stato considerato pari a 30 mm/h su tutta la tratta; secondo le statistiche di piovosità locali ([19]) questo valore corrisponde alla precipitazione della pioggia che cade mediamente a novembre, il peggiore da questo punto di vista, in meno di 5 ore. In tali ipotesi si ha $A_p = 23.4$ dB.

4.4. Stima del rumore e del rapporto S/N.

La potenza del segnale ricevuto (in dB) si ottiene dalla somma di tutti i fattori, attenuanti e amplificanti, tenuti in considerazione nel §precedente:

$$P_r = P_t + 2 \cdot G_a - A_{sl} - A_{atm} - A_p \quad (32)$$

Considerando, in base a quanto mediamente offerto dalle ditte produttrici di ponti radio, un valore minimo di $P_t = 20$ dBm, equivalenti a 0.1 W, si ha che, nelle peggiori condizioni atmosferiche, la potenza ricevuta sarà $P_r = -53.5$ dBm.

Per avere una valutazione quantitativa del rumore ci rifacciamo all'eq. 19 relativa al rumore termico: ponendo $N_f = 6$ dB, $T = 300$ K, ed essendo Δf la banda di frequenza occupata, il cui valore si ottiene dalla eq. 27 con $B = 34$ Mb/s, $K = 4$ (nell'ipotesi di modulazione 16-QAM) e considerando come in precedenza $\alpha = 0.3$, si ottiene per il rumore $N \simeq -91$ dBm.

Dal calcolo effettuato si può prevedere, nelle condizioni atmosferiche peggiori, di disporre di un rapporto $S/N \simeq 38$ dB.

In considerazione dei calcoli effettuati sulla funzionalità di TCP/IP con il crescere del BER si è visto che è necessario mantenere un BER inferiore a 10^{-6} su un link a 2 Mb/s. Ora, nell'ipotesi una pari efficienza di lavoro per un throughput di 17 volte superiore, avremo bisogno di un BER 17 volte inferiore, cioè al più 10^{-8} .

In base a quanto mostrato in fig. 14, per la curva relativa alla modulazione 16-QAM, è richiesto per un $BER > 10^{-8}$ un rapporto $S/N > 23$ dB. Considerando un peggioramento della curva legato all'implementazione pratica pari a 6 dB (vedi ad. es. [20]), la funzionalità di TCP/IP è garantita da un valore di $S/N > 29$ dB.

La valutazione della potenza del segnale e del rumore operate in questo stesso paragrafo mostra come il livello del segnale, nelle peggiori condizioni ragionevolmente ipotizzabili,

fornisca un margine di 8 dB, corrispondenti a quasi un ordine di grandezza.

5. ANALISI DEI COSTI.

Una analisi comparativa dei costi tra un collegamento in ponte radio digitale ed una connessione utilizzante le usuali linee affittate può fornire utili indicazioni non solo relativamente al progetto in questione, ma anche, in un'ottica più generale, se si considera la possibilità di utilizzare tale tecnica di connessione per altre tratte.

Si possono distinguere due categorie di collegamenti in ponte radio, in base alla lunghezza complessiva della tratta: tratte brevi, per distanze inferiori ai 30 Km, per le quali non sono necessarie stazioni ripetitrici intermedie, e tratte lunghe, nel qual caso le stazioni ripetitrici intermedie sono indispensabili.

Nel seguito tutti i costi relativi ad apparecchiature ed installazioni sono dedotti in base ai prezzi di mercato correnti che sono stati richiesti nel corso dello studio effettuato. In generale i costi si suddividono in costi iniziali, come l'acquisto e l'installazione delle apparecchiature, che intervengono una sola volta, e i costi di esercizio, che incidono annualmente.

Per le tratte brevi, come quella del progetto attuale che dovrebbe collegare Frascati e Roma, l'acquisto delle apparecchiature comporta il costo di due stazioni ricetrasmittenti, una per ciascun lato del ponte, che con caratteristiche simili al progetto fatto è di circa 100 ML, ed il costo di due antenne, pari a $\simeq 10$ ML.

I costi di installazione dipendono dalle necessità specifiche, come eventuali opere di muratura o di acquisto di tralicci, e può stimarsi nella maggioranza dei casi fra 10 e 40 ML.

I costi di esercizio consistono nella sola manutenzione delle apparecchiature, che può essere stimata in eccesso nel 10% del valore delle stesse, quindi in $\simeq 10$ ML/anno, più gli eventuali canoni di concessione ministeriale, che sono nulli nel caso di un ente pubblico non economico come l'INFN, e in generale contenuti ([21]).

Nel caso di tratta lunga, la configurazione del collegamento sarà composta da due stazioni terminali, e mediamente da una stazione ripetitrice ogni 30-50 Km (questo dipende dalla geografia della zona). Il costo delle stazioni terminali, sia per acquisto che per installazione, è al più equivalente a quello delle due stazioni del ponte a tratta corta, ma sotto certe condizioni, ad esempio in caso di breve distanza dalla prima ripetitrice (< 1 Km), è possibile utilizzare frequenze di lavoro molto più elevate (20-50 GHz) con conseguente abbassamento

dei costi sia per l'elettronica (modulatori piú semplici) che per le antenne (piú piccole).

Il costo di ciascuna stazione ripetitrice puó invece essere piú elevato della coppia di stazioni per ponti a tratta breve; se ad esempio si desidera utilizzare tecniche che aumentano l'affidabilità della ricezione, quali l'equalizzazione adattiva, la forward error correction o la ricezione in diversity ([3], [4]), il costo della singola ripetitrice, comprese le antenne, puó arrivare ai 150-200 ML. Le stazioni ripetitrici non hanno costi di installazione, intesi come costi iniziali, in quanto usualmente vengono installate su tralicci di proprietà di terzi, a cui si paga un affitto mensile.

I costi di esercizio sono in parte dovuti alla manutenzione, sempre stimabile nel 10% del valore delle apparecchiature, ed in parte all'affitto delle postazioni delle ripetitrici, che ammonta a circa 12 ML/anno per stazione, oltre agli eventuali canoni non dovuti dall'INFN.

A titolo di esempio confrontiamo i costi di una connessione ATM a 34 Mb/s sia per tratta lunga che per tratta breve, con la spesa da sostenere affittando lo stesso servizio dalla Telecom Italia, che è l'unico fornitore oggi in grado di soddisfare la richiesta.

Nel caso di una tratta breve, in base a quanto già affermato, si ha un costo complessivo sovrastimato di 150 ML iniziali, piú 10 ML/anno di esercizio.

Il costo di una tratta, poniamo di 500 Km, con 12 stazioni ripetitrici, è dato da:

due stazioni terminali a 100 ML per l'acquisto, piú 40 ML di installazione;
 12 stazioni ripetitrici di ottimo livello per 2400 ML complessivi;
 manutenzione, pari a circa 250 ML/anno (10% del valore delle apparecchiature);
 affitto delle postazioni delle ripetitrici, a 144 ML/anno.

Il costo complessivo della connessione in tratta lunga è quindi di 2540 ML iniziali piú 394 ML/anno di esercizio.

Il costo di affitto una equivalente linea ATM a 34 Mb/s, in base ai piú attuali dati forniti, indicativamente, dalla Telecom Italia, è dato, per ciascun lato della connessione, da:

collegamento urbano a 34 Mb/s fino al nodo ATM di competenza, il cui costo dipende dalla distanza, ma valutabile in media in 225 ML/anno;
 canone fisso indipendente dal throughput richiesto, pari a 104.4 ML/anno;
 costo del servizio per i circuiti virtuali, che dipende dal servizio scelto: le due possibilità sono 3 canali ad 8 Mb/s CBR (*Constant Bit Rate*) per 745.2 ML/anno, o 3 canali ad 8 Mb/s VBR (*Variable Bit Rate*) per 1486.8 ML/anno.

Nel caso piú economico (canali a CBR) il collegamento ha un costo complessivo per i due lati della connessione, pari a 2149.2 ML/anno.

Per quanto i dati siano puramente indicativi, il confronto mostra chiaramente come il costo del collegamento via ponte radio per una tratta breve sia particolarmente vantaggioso rispetto alla linea affittata. Tale vantaggio diminuisce con l'aumentare della distanza fra gli estremi del ponte, in quanto la linea Telecom ha costi indipendenti da essa. Tuttavia si può vedere come anche un collegamento a 500 Km di distanza risulti economicamente vantaggioso, in quanto già durante il secondo anno di funzionamento la spesa risulterebbe completamente ammortizzata.

6. CONCLUSIONI.

Lo studio approfondito del progetto dimostra come la connessione in ponte radio fra la sezione INFN di Roma¹ ed i Laboratori Nazionali di Frascati sia fattibile dal punto di vista tecnico e pratico, a costi sicuramente favorevoli rispetto ad altre alternative. L'analisi delle attenuazioni dimostra che, pur nelle peggiori condizioni climatiche il livello del segnale è di quasi un ordine di grandezza superiore al minimo richiesto per la massima efficienza di connettività; ciò garantisce l'affidabilità richiesta ad un collegamento utilizzato in produzione. Come è stato ampiamente discusso, l'influenza delle condizioni ambientali sull'affidabilità del collegamento è in tutti i casi prevedibile e compensabile con idonee scelte in sede di progetto. Nonostante ciò, qualora si richieda una affidabilità piú elevata, è possibile utilizzare dispositivi altamente ridondanti, con costi prevedibilmente piú elevati di un fattore 2-2.5. L'analisi dei costi mostra come non ci siano controindicazioni di natura economica alla realizzazione del progetto, anche per le scelte piú dispendiose.

Infine, benché non sia possibile trarre conclusioni sulla convenienza nell'utilizzare ponti radio su altre tratte senza condurre uno studio approfondito caso per caso, l'affidabilità di questo tipo di collegamento ed i suoi costi, che in condizioni favorevoli sono molto contenuti, ne fanno uno strumento potenzialmente molto utile.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Bertolucci S., *Modello di calcolo ed accesso ai dati prodotti nell'esperimento KLOE ai Laboratori di Frascati*, Atti del XIII Workshop di INFNet pp. 223-231, 1995.
- [2] Tarantini F., *Telefonia di base, sistemi di trasmissione, commutazione telefonica.*, Jackson ed., 1990 - Milano.
- [3] Carlson A.B., *Communication Systems*, McGraw-Hill International Editions cap. 5, 11 e 13, 1986 - New York.
- [4] Tomati L., *Ponti Radio a Modulazione di Frequenza* cap. 9, 11 e 12, Siderea ed., 1985 - Roma.
- [5] Sanders K.F., Reed G.A.L., *Transmission and Propagation of Elettromagnetic Waves* cap. 8, Cambridge University Press, 1978.
- [6] Rossi B., *Ottica* cap. 4, Tamburini ed., 1991 - Milano.
- [7] Ippolito L.J., *Radiowave Propagation in Satellite Communication* cap. 3 e 4, Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1986 - New York.
- [8] Mie G., *Ann. Physik* Vol. 25, p. 377, 1908.
- [9] Marshall J.S. and Palmer W.M., *The Distribution of Raindrops with Size*, J. Meteor. Vol. 5, pp. 165-166, 1948.
- [10] Medhurst R.G., *Rainfall Attenuation of Centimeter Waves: Comparison of Theory and Measurement*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-13, 1965.
- [11] Olsen R.L., Rogers D.V., Hodge D.B., *The Relation in the Calculation of Rain Attenuation*, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-26 n. 2, 1968.
- [12] Setzer D.E., *Computed Trasmission Through Rain at Microwave and Visible Frequencies*, The Bell System Tech. J., Vol. 49, 1970.
- [13] CCIR, Report 721-1, *Attenuation by Hydrometeors in Particular Precipitation, and other Atmospheric Particles*, in Vol. V, *Propagation in Non-Ionized Media*, Recom-

mendations and Reports of the CCIR-1982, International Telecommunications Union, 1982 - Geneva.

- [14] Proakis J.G., *Digital Communications* cap. 4, McGraw-Hill Book Company.
- [15] *Supplemento ordinario alla Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana n°47*, 17-02-1983.
- [16] *Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana n°201*, pp. 3-7, 27-08-1988.
- [17] *Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana n°269*, pp. 44-47, 19-11-1986.
- [18] Fradin A.Z., *Microwave Antennas* cap. 5, Pergamon Press, 1961 - London.
- [19] *Annali Idrologici 1980-1990*, Ministero dei Lavori Pubblici - Ufficio Idrografico e Mareografico di Roma - 1992.
- [20] *Digital Radio Theory and Measurements*, Application Note 335, Hewlett Packard Company, 1990.
- [21] *Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana n°144*, pp. 13-14, 22-06-1989.