

PONTI RADIO

Si indica con la denominazione **ponte radio** (radio relay) un collegamento bidirezionale fra due punti fissi mediante la propagazione di un campo elettromagnetico in un mezzo radio, con fasci di piccola apertura (antenne direttive).

Caratteristiche del canale

Questi collegamenti si svolgono nella bassa atmosfera (Troposfera) ed il canale di trasmissione deriva le sue caratteristiche dai fenomeni di propagazione tra antenne in visibilità in presenza del suolo.

Oltre alla valutazione del contributo di onda diretta ed eventualmente riflessa si deve considerare la diffrazione su eventuali ostacoli per assicurare la visibilità radio e soprattutto il fenomeno delle **evanescenze** (**fading**)

Il canale è **tempo variante** a causa della variazione nel tempo delle caratteristiche della troposfera. Si hanno :

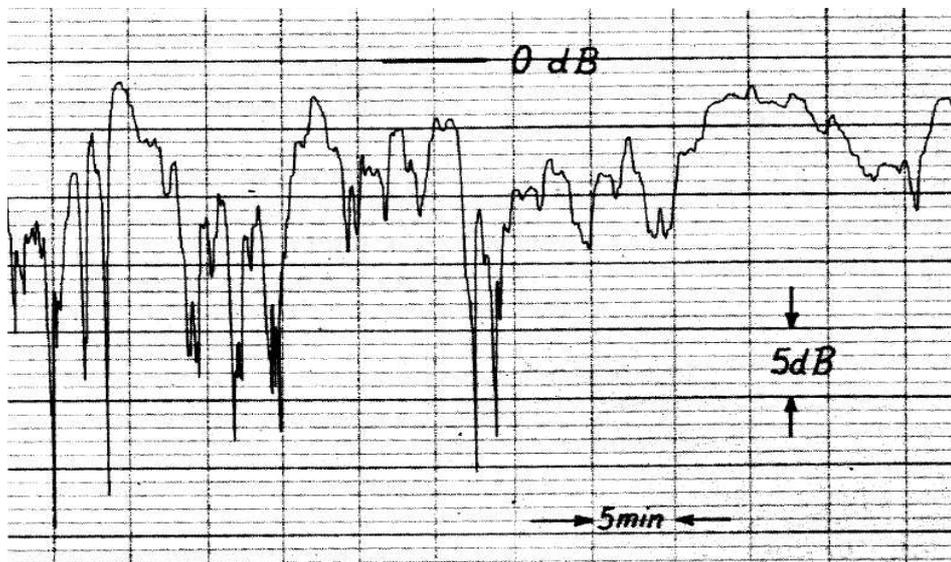
Evanescenze per attenuazione, caratterizzate da una durata piuttosto lunga (anche un'ora o più e da un valore non molto elevato « 15 dB).

Sono causate da :

variazioni nelle caratteristiche fisiche dell'atmosfera, che provocano variazioni nell'assorbimento dell'energia elettromagnetica; questo fenomeno comincia a farsi sentire per frequenze superiori a 3 GHz alle quali la trasparenza dell'aria alle onde radio viene ridotta dalle risonanze molecolari del vapore acqueo e dell'ossigeno.

Evanescenze per interferenza (percorsi multipli o multipath):

si originano in seguito al sommarsi dei diversi contributi del campo elettromagnetico derivanti dalla molteplicità dei percorsi radio tra trasmettitore e ricevitore. Possono essere provocate, sia dall'interferenza tra raggio diretto e raggi riflessi dal suolo (specialmente nei collegamenti che attraversano tratti di mare, laghi o pianure), sia dall'interferenza per cammini multipli nell'atmosfera (causati dalle irregolarità dell'indice di rifrazione). Questo tipo di evanescenze è caratterizzato da durate piuttosto brevi (qualche secondo), valori molto elevati (fino a 30-40 dB) ed azione selettiva rispetto alla frequenza.



TEMPO DI FUORI SERVIZIO(%)	TEMPO DI SERVIZIO(%)	TEMPO DI FUORI SERVIZIO MEDIO	
		IN UN ANNO	IN UN MESE
1	99	88 h	7 h
0.1	99.9	8.8 h	43 m
0.01	99.99	53 m	4.3 m
0.001	99.999	5.3 m	26 s

Le cause di fuori servizio sono :

**DEGRADO DEL CANALE
MANUTENZIONE
GUASTI**

Il degrado del canale è dovuto principalmente a

**FADING(affievolimento)
PRECIPITAZIONI**

Il tempo di fuori servizio percentuale dovuto a fading si ricava da formule empiriche o da loro rappresentazioni grafiche che si ricavano da campagne misura

$$p(\%) = 6 \cdot 10^{-5} a b f_{GHz} d_{km}^3 10^{\frac{L_F}{10}}$$

Tipo di terreno

a=4 pianeggiante , acqua

a=1 medio

a=0.5 montagnoso, accidentato

Tipo di clima

b=0.5 caldo , umido

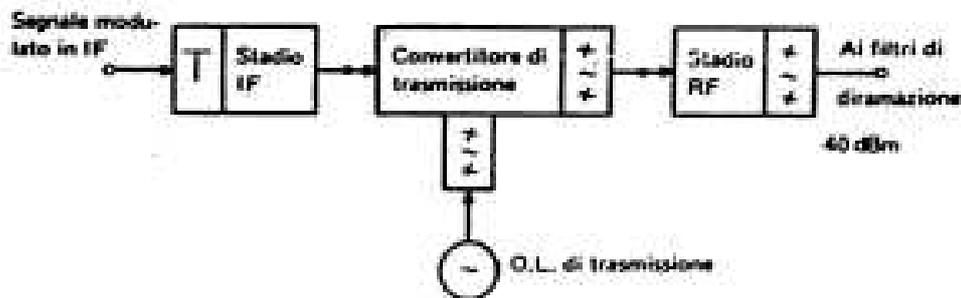
b=0.25 temperato non costiero

b=0.125 montano e secco

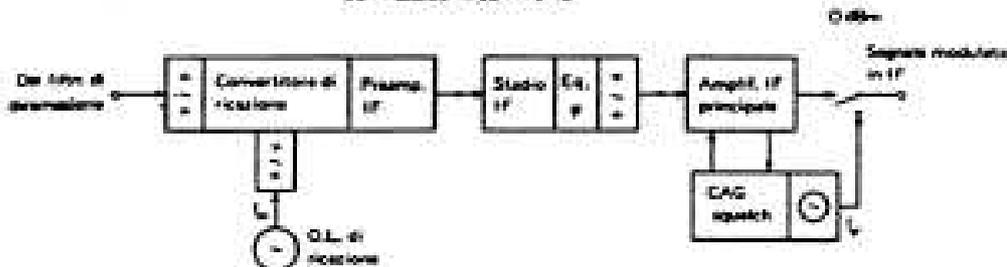
COMPLESSO MODULATORE



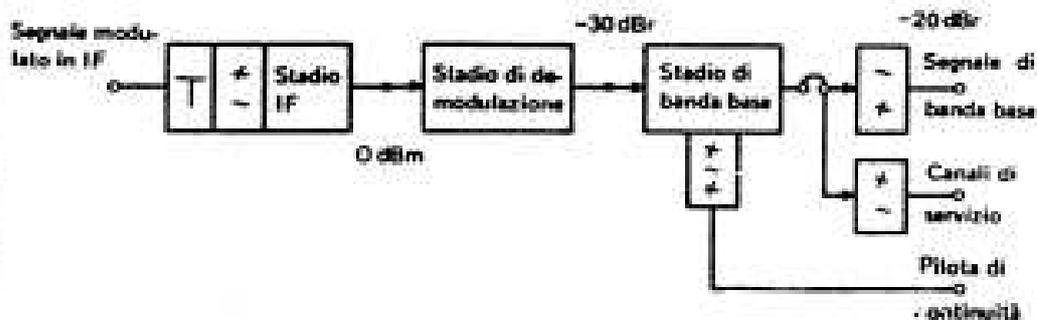
COMPLESSO TRASMETTITORE



COMPLESSO RICEVITORE



COMPLESSO DEMODULATORE



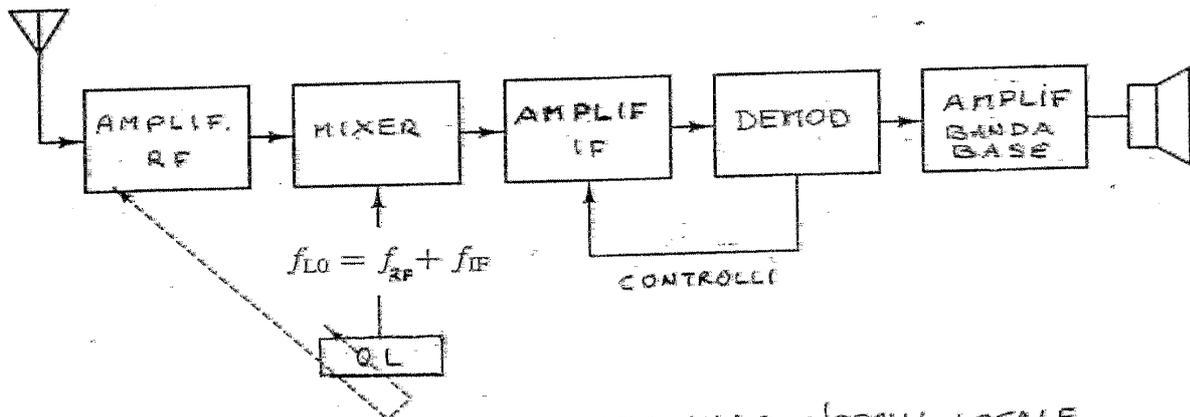
RICEVITORI SUPERETERODINA

GLI APPARATI SONO DIVISI IN 3 SEZIONI

SEZIONE A RF

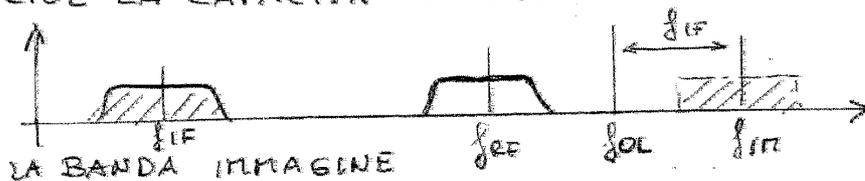
SEZIONE A IF

SEZIONE A BASSA FREQUENZA

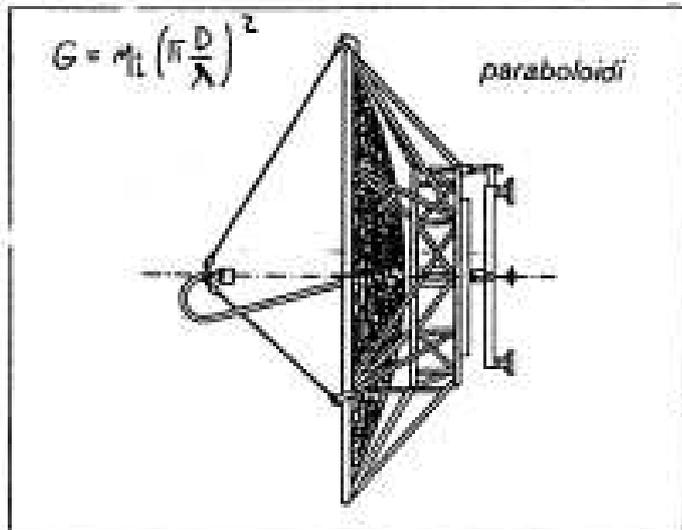


EFFETTUATA LA SINTONIA VARIANDO L'OSCILL. LOCALE SI CONVERTE IL SEGNALE IN ARRIVO A UNA FREQUENZA PIU' BASSA, DETTA FREQUENZA INTERMEDIA O IF A QUESTA FREQUENZA SI FILTRA E SI AMPLIFICA SI DEMODULA E SI AMPLIFICA IN BANDA BASE

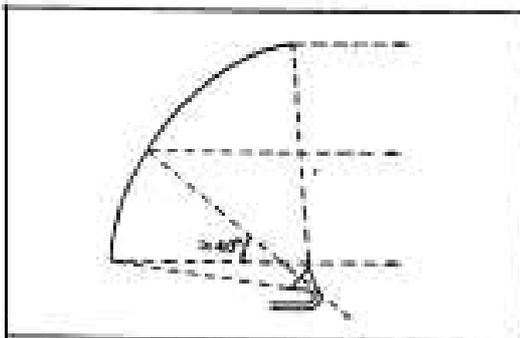
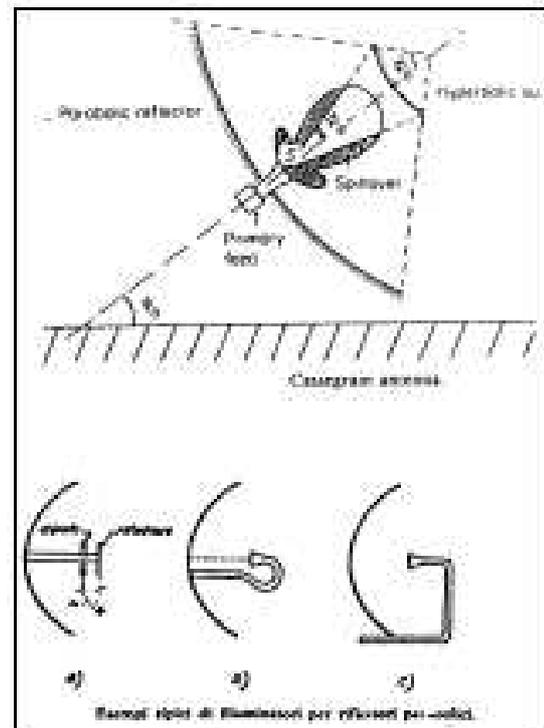
CARATTERISTICA IMPORTANTE È LA SELETTIVITA':
CIOE' LA CAPACITA' DI DISCRIMINARE FRA I CANALI



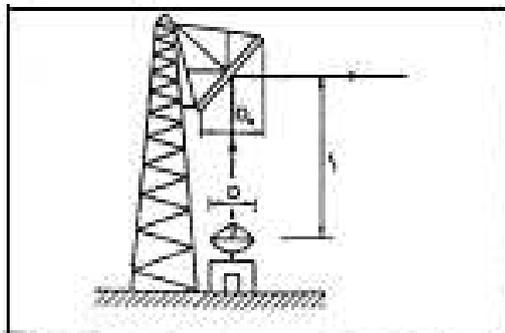
PER EFFETTO DELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA IN DISCESA ENTRAMBE LE FREQUENZE f_{RF} e f_{IM} VENGONO CONVERTITE ALLA FREQUENZA f_{IF} PER CUI IL RUMORE NELLA BANDA ATTORNO A f_{IM} PEGGIORA IL RAPPORTO S/N



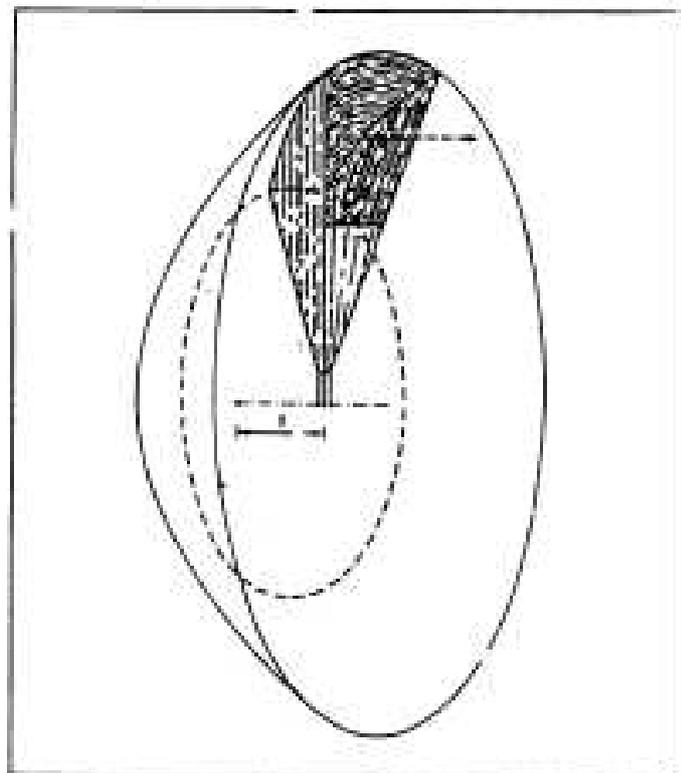
η_{il} = FATTORE ILLUMINAZIONE (SOLLOVER, OSTACOLI...)
 D DIAMETRO DI BOCCA



Antenna a conchiglia (off-set)

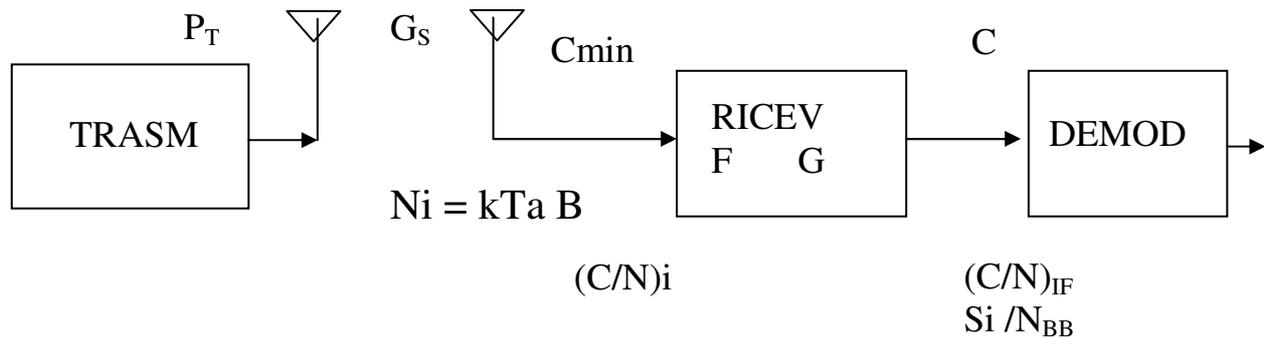


Specchio elettromagnetico



Specchio parabolico o tromba riflettore (horn reflector)

SENSITIVITY



$$\left(\frac{C}{N}\right)_i = \frac{C_{min}}{N_i} \quad \left(\frac{C}{N}\right)_{IF} = \frac{C}{N_{IF}} \quad C_{min} = F \left(\frac{C}{N}\right)_{IF} N_i$$

All'uscita del ricevitore $N_{IF} = K(T_a + T_e) BG$
 B banda del ricevitore e C Potenza della portante

o pensando all'ingresso del ricevitore $N = K(T_a + T_e) B$

$$C_{min} = \left(\frac{C}{N}\right)_{IF} N$$

C_{min} rappresenta il minimo valore di potenza all'ingresso di un ricevitore che consente di ottenere la voluta qualità in uscita.

E' chiamata anche **soglia** (Threshold) o **sensibilità** (Sensitivity) del ricevitore .

GUADAGNO DI SISTEMA

Dalla conoscenza di C_{min} si può ricavare la potenza di trasmissione P_T noto il **guadagno di sistema** G_S o viceversa. Si definisce guadagno di sistema

$$G_S = \frac{P_T}{C_{min}} \quad \text{in decibel} \quad G_S = P_T - C_{min}$$

Il **guadagno di sistema** è costituito da tutti i guadagni e le perdite che un segnale subisce propagandosi dal trasmettitore al ricevitore.

Esprimendo i parametri in dB

$$G_s = L_g + L_{sp} + L_{bf} + L_{bo} - G_T - G_R$$

Ricordando $\frac{P_T}{P_R} = \frac{4\pi d^2}{G_T A_R} L_s = L_o L_s$ essendo $A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R$ si ha

$$\frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{L_s}{G_T G_R}$$

L_g è detta attenuazione geometrica o path loss

L_{sp} sono le attenuazioni supplementari legate alla propagazione

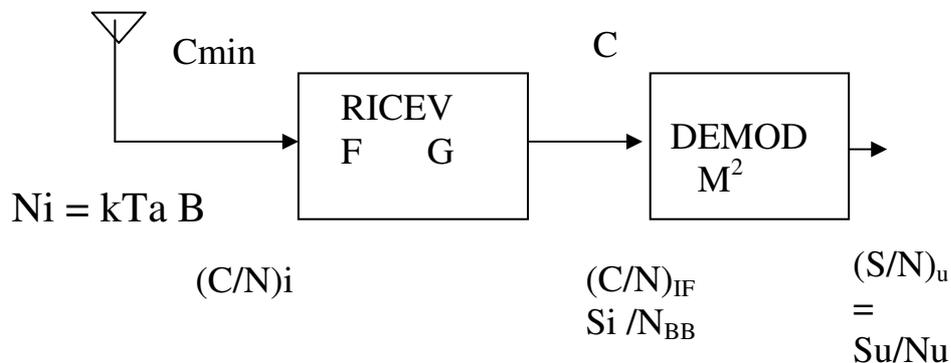
L_{bo} sono le perdite di back-off dove si intende per back-off una diminuzione della potenza di trasmissione per evitare le non linearità degli amplificatori di potenza

L_{bf} sono le perdite legate ai filtri di diramazione e all'illuminatore (branching e feeder)

Oppure si definisce un nuovo parametro denominato **EIRP** (Effective Isotropic Radiated Power)

$$EIRP = P_{Rad} G_T \quad \text{con} \quad P_{Rad} = P_T / (L_{bf} L_{bo})$$

QUALITA' NEI PONTI RADIO ANALOGICI



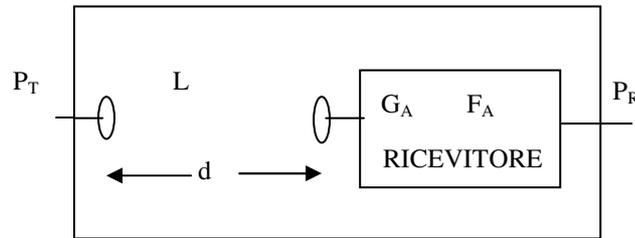
Il legame fra la caratteristica di qualità del sistema e C/N è

$$\left(\frac{S_u}{N_u} \right)_{BB} = M^2 \frac{C}{N_{IF}} = M^2 \frac{B_{IF}}{B_{BB}} \frac{S_i}{N_{BB}}$$

COLLEGAMENTO IN PONTE RADIO

Un collegamento di lunghezza d presenta un'attenuazione

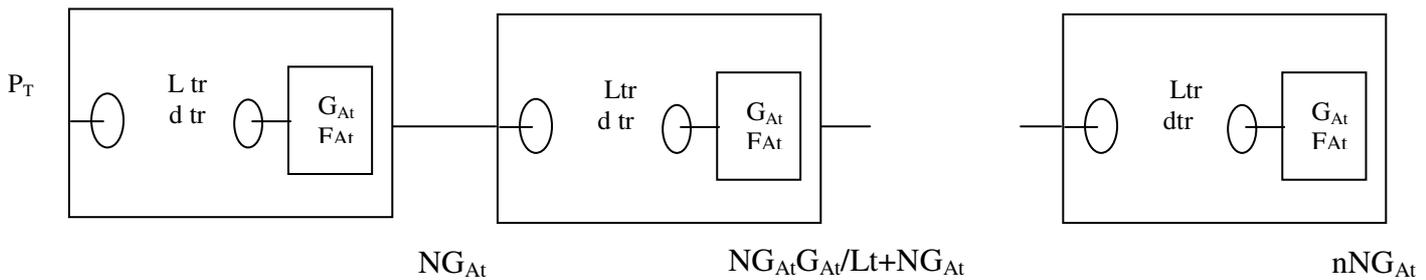
$$L = L_o L_s = [4\pi d^2 / (G_T A_{\text{eff}})] L_s$$



All'ingresso del ricevitore $N = K(T_a + T_e) B$

All'uscita $N_{uR} = K(T_a + T_e) B G_A$

Si opera un ripristino di livello $G_A/L = 1$ $P_T = P_R$



$$(S/N)_R = \frac{P_T}{(\sum_i G_{A_i} N_i)} = \frac{P_T}{L_o (\sum_i L_{s_i} N_i)}$$

Se tutte le tratte sono uguali

$$(S/N)_R = \frac{P_T}{n G_{At} N} = \frac{P_T}{n L_{tr} N} = \frac{P_T}{n L_{ot} L_{st} N}$$

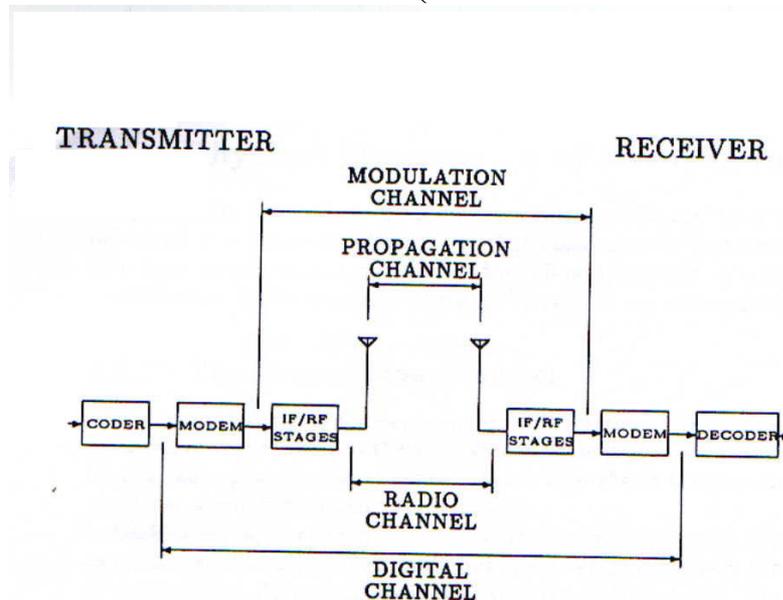
Se c'è una tratta diversa

$$(S/N)_R = \frac{P_T}{L_{ot} [(n-1)L_{st} + L'_{st}] N}$$

SISTEMA DI TRASMISSIONE NUMERICO SU CANALE RADIO

Sono sistemi in grado di trasmettere e ricevere segnali di tipo digitale sfruttando tutti i vantaggi delle tecniche numeriche che si traducono in una più elevata qualità della trasmissione

- La ripetizione rigenerativa consente di usare gamme di frequenza più elevate (11- 13 GHz) dove le attenuazioni sono più forti
- Minore sensibilità alle interferenze (riuso frequenza con polarizzazione ortogonale)
- Maggior protezione informazione (codifica dell'informazione)



Le antenne e il canale di propagazione costituiscono il **canale radio**, che appare come un canale reciproco

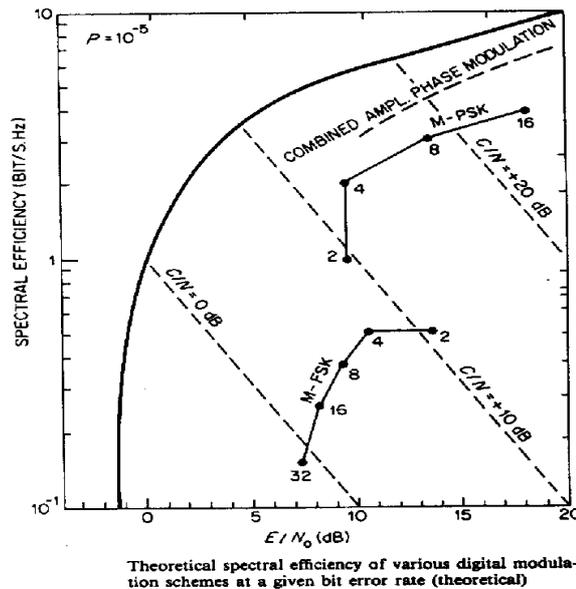
Si distinguono poi

- il **canale di modulazione** dove gli apparati devono garantire la linearità. Il canale è non reciproco ma gli apparati usano front end separati per trasmettitore e ricevitore
- il **canale digitale** è costituito da tutti i componenti del sistema che legano la sequenza digitale non modulata all'ingresso del trasmettitore alla sequenza rigenerata al ricevitore

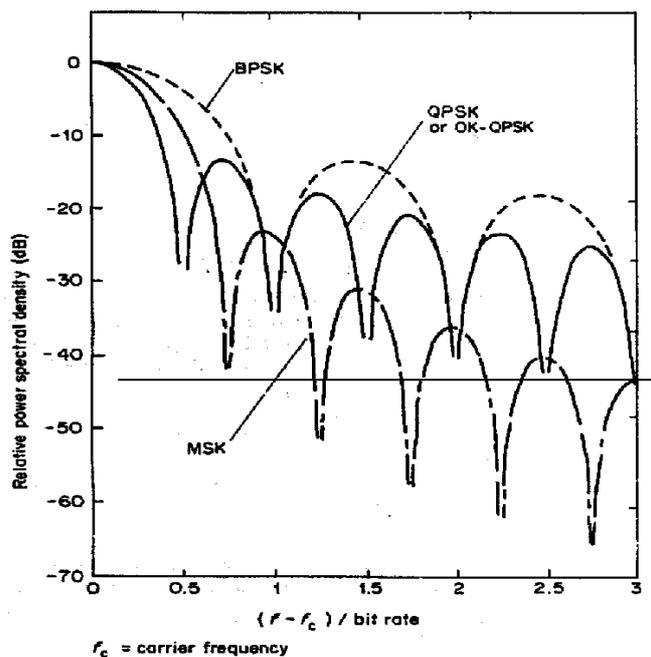
EFFICIENZA SPETTRALE

Il canale radio presenta una risorsa di banda scarsa per cui è necessario Utilizzare tecniche che consentano di trasmettere nella banda assegnata quanta più informazione possibile al secondo

Il rapporto fra la bit rate ottenibile e la banda a disposizione viene denominato **efficienza spettrale**



Ai diversi valori di efficienze spettrali ottenibili corrisponde quando si fissa la bit rate diversi valori di **occupazione spettrale**



La banda B occupata si calcola per le modulaz PSK e QAM $B = R_b / \log_2 M$ dove M è il numero di simboli

MODULAZIONI NUMERICHE

Si trasmettono M portanti di durata T_s caratterizzate da valori diversi di ampiezza e fase

$$s_k(t) = A_k \cos(2\pi f_c t + \phi_k)$$

si ottiene un segnale in banda passante con contenuto spettrale attorno a f_c

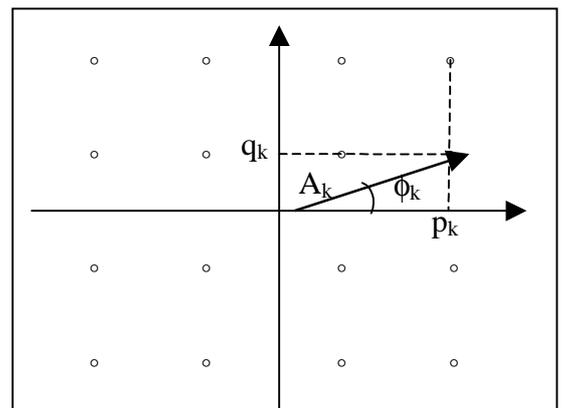
$$s(t) = \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} p_k g(t - k T_s) \right] \cos(2\pi f_c t) - \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} q_k g(t - k T_s) \right] \sin(2\pi f_c t) =$$

$$= P(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad p_k \in \{p_1 \dots p_M\} \quad q_k \in \{q_1 \dots q_M\}$$

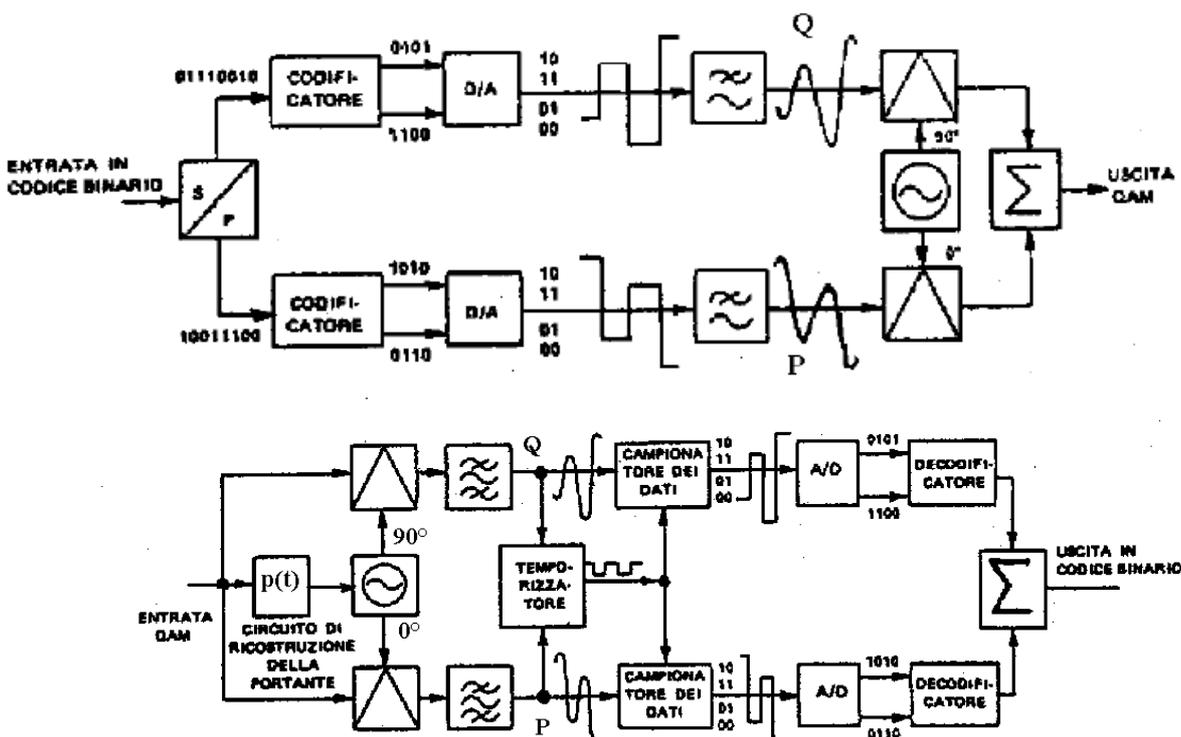
Si può rappresentare nel piano complesso

$$s(t) = \text{Re} \left[(P(t) + jQ(t)) e^{j\omega_c t} \right]$$

L'insieme $C = \{p_k + jq_k\}$ si chiama COSTELLAZIONE



In realtà il modulatore utilizza la sequenza originaria e con opportune codifiche genera i segnali che modulano le due sottoportanti ; $P(t)$ e $Q(t)$ sono delle sequenze multilivello che consentono di individuare il quadrante e la posizione nel quadrante del simbolo trasmesso



Gamma (GHz)	Passo di canalizzazione (MHz)	Capacità (Mbit/s)	Tipo di modulazione	Note
2.5	14	70	64 QAM	(1)
4	-	-	-	(2)
6	29,65	140	64 QAM	
7	28	70	8 PSK	
7	28	70	16 QAM	
7	28	140	64 QAM	
11	40	70	8 PSK	
11	40	70	16 QAM	
11	40	70	64 QAM	
13	28	34	4 PSK	(3)
15	14	8	4 PSK	(4)
18	27,5	34	4 PSK	(5)

(1) L'uso della gamma 2 GHz è ammesso quando la gamma dei 7 GHz è saturata.
(2) La gamma dei 4 GHz (in cui si hanno ancora molti Ponti Radio analogici) verrà utilizzata per i Ponti Radio numerici di tipo sincrono (SDH).
(3) Le tratte più lunghe raggiungono circa 25 km.
(4) Le tratte più lunghe raggiungono circa 17 km.
(5) Le tratte più lunghe raggiungono circa 10 km.

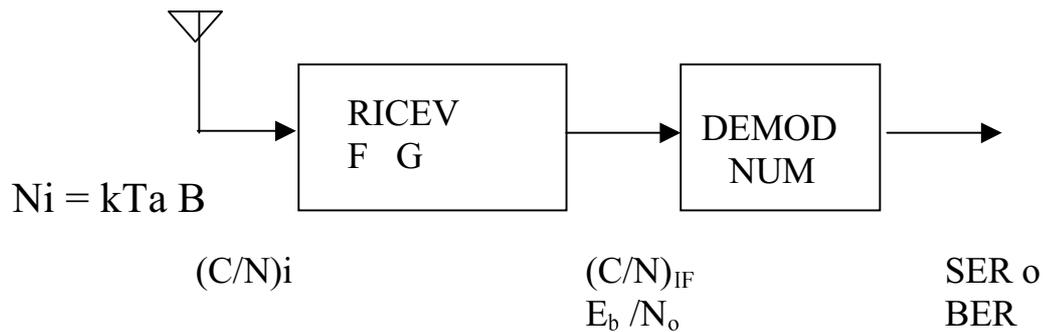
Tabella III.2 - Principali caratteristiche dei Ponti Radio plesiocroni italiani.

Gamma (GHz)	Passo di canalizzazione (MHz)	Capacità (Mbit/s)	Tipo di modulazione	Note
13	28	155	128 TCM	(1)
13	28	52	16 QAM	(2)
15	14	52	16/32 QAM	(1)
18	27,5	52	16/32 QAM	(2)
18	55	155	16 QAM	(2)
23	27,5	52	16/32 QAM	(2)
23	55	52	4 QAM	(2)
28	56	155	16 QAM	(2)
28	112	155	4 QAM	(2)

(1) Canalizzazione interleaved (alternata).

QUALITA' NEI PONTI RADIO NUMERICI

Dal punto di vista della qualità della trasmissione quello che conta è il rapporto segnale rumore all'ingresso del demodulatore



La qualità di un collegamento numerico fa riferimento ad un parametro che può essere il **tasso di errore sui simboli ricevuti (SER Symbol Error Rate)** o direttamente il tasso di errore sui bit collegati con la trasmissione di tali simboli (**BER Bit Error Rate**).

Il numero di bit per simbolo è strettamente legato alle caratteristiche della **modulazione** adottata mentre la corrispondenza fra sequenze e simboli fa riferimento a **codifiche particolari** (es codice di Gray, codifiche di canale) che hanno generalmente l'obiettivo di diminuire il tasso di errore sui bit a parità di tasso di errore sui simboli

Per la determinazione del rapporto segnale rumore all'ingresso del demodulatore non si fa riferimento al rapporto C/N ma ad un parametro ad esso collegato **E_b/N_0** rapporto fra energia per bit e la densità spettrale di rumore

Tale parametro consente di comparare sistemi che usano differenti velocità di trasmissione, differenti schemi di modulazione o tecniche di codifica

Per sistemi di modulazione a modulo costante come PSK,FSK vale la relazione

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{\frac{C}{R_b}}{\frac{N}{B}} = \frac{C}{N} \frac{B}{R_b}$$

N_o è la densità spettrale unilatera del rumore termico

C è la potenza della portante $C = E_b R_b$

E_b è l'energia per bit, R_b è la velocità di trasmissione(bit rate)

B è la banda di rumore del ricevitore

Si usa talvolta un rapporto segnale rumore fra la potenza della portante e la potenza di rumore in una banda numericamente uguale alla bit rate : $B_b = R_b$

$$\frac{C}{N_o B_b} = \frac{C}{N_o R_b} = \frac{E_b}{N_o}$$

Talvolta si definisce anche una **banda B_s equivalente alla symbol rate R_s** che in pratica serve a definire la banda a radiofrequenza

A partire dalla bit rate R_b si definisce in base alla modulazione la symbol rate R_s

In base al teorema di Nyquist a questa corrisponde una banda minima

$B_N = R_s/2$ nella trasmissione in banda base

e quindi una banda minima a radiofrequenza B_s (double sided Nyquist bandwidth) numericamente uguale alla symbol rate

$$B_{RF} = B_s = 2 B_N = R_s$$

Talvolta invece di riferirsi a B_N che rappresenta la banda minima si tiene conto della banda effettiva corrispondente al filtro che deve sagomare lo spettro . Se lo spettro voluto è a coseno rialzato la banda a radiofrequenza B_{RF} sarà il doppio della banda $B_N(1+\alpha)$ dove α è il coefficiente di roll-off

CARATTERISTICA DI QUALITA'

Il rapporto E_b/N_o è un parametro comodo per comparare la prestazione di sistemi di modulazione diversi, ma in realtà è più conveniente ai fini della progettazione misurare il rapporto C/N .

L'energia per bit (E_b) rimane costante finchè la potenza della portante e la velocità di trasmissione rimangono invariate. Anche la densità spettrale di potenza N_o rimane costante finchè la temperatura di rumore resta costante.

Si può pertanto concludere che tenendo invariate potenza della portante, bit rate, e temperatura di rumore, E_b/N_o resta costante indipendentemente dalle tecniche di codifica, dagli schemi di modulazione o dalla larghezza di banda utilizzata.

Nelle figure seguenti si riporta la probabilità di errore $P(\epsilon)$ in funzione di C/N o di E_b/N_o con riferimento alla banda minima di Nyquist a radiofrequenza (double-sided)

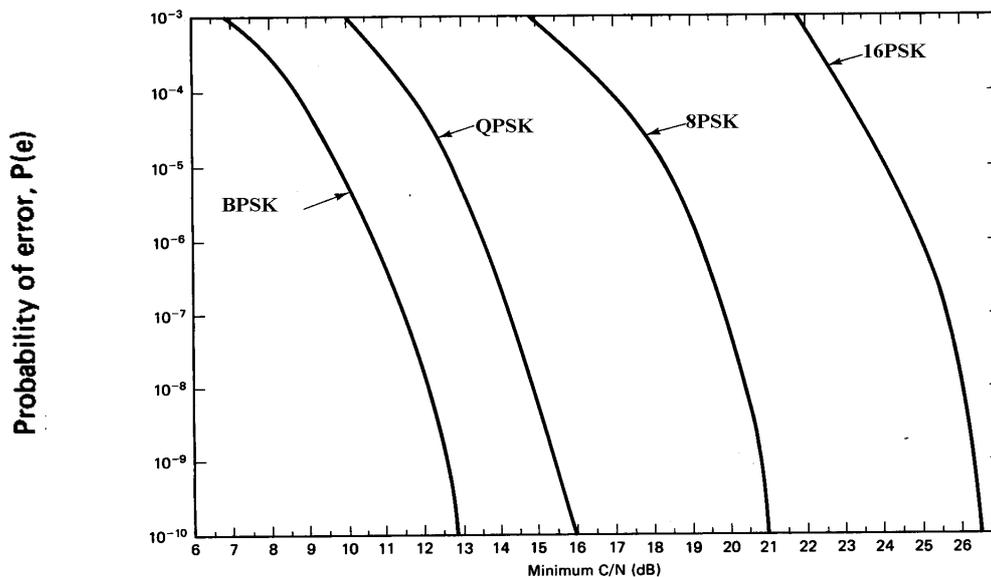


Figure Probability of error $P(e)$ versus C/N for various digital modulation schemes. (Bandwidth equals minimum double-sided Nyquist bandwidth.)

Esempio:

Un sistema 8PSK opera ad una bit rate di 90 Mbps con l'obiettivo di qualità 10^{-5} determinare i rapporti C/N e E_b/N_0 con riferimento a una banda a RF pari alla banda minima di Nyquist

La banda RF è 30 MHz poiché ho una efficienza spettrale di 3bps/Hz

Leggo dalla curva C/N=18.5 dB

Per cui

$$E_b/N_0 = 18.5 + 10 \log(30/90) = 13.7 \text{ dB}$$

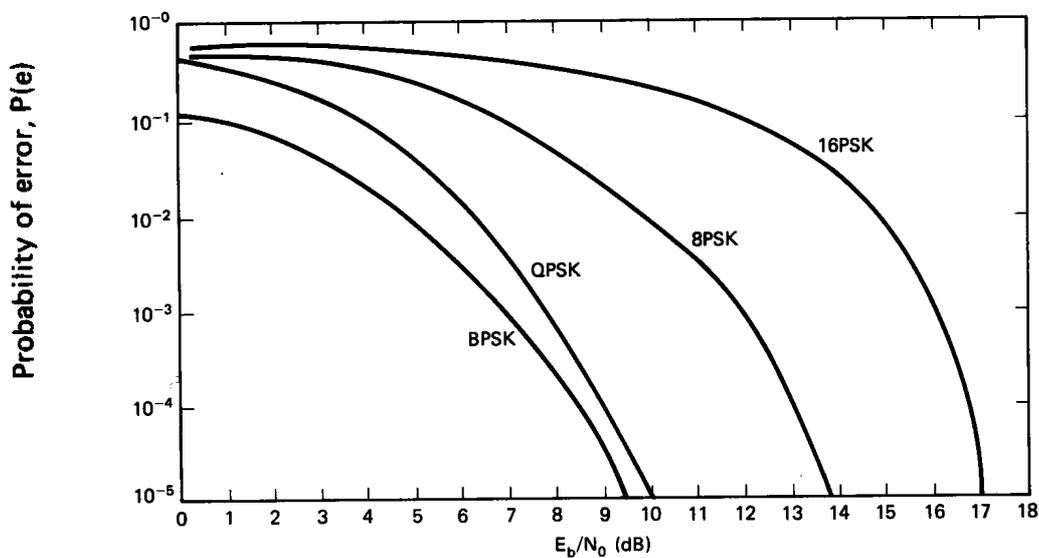
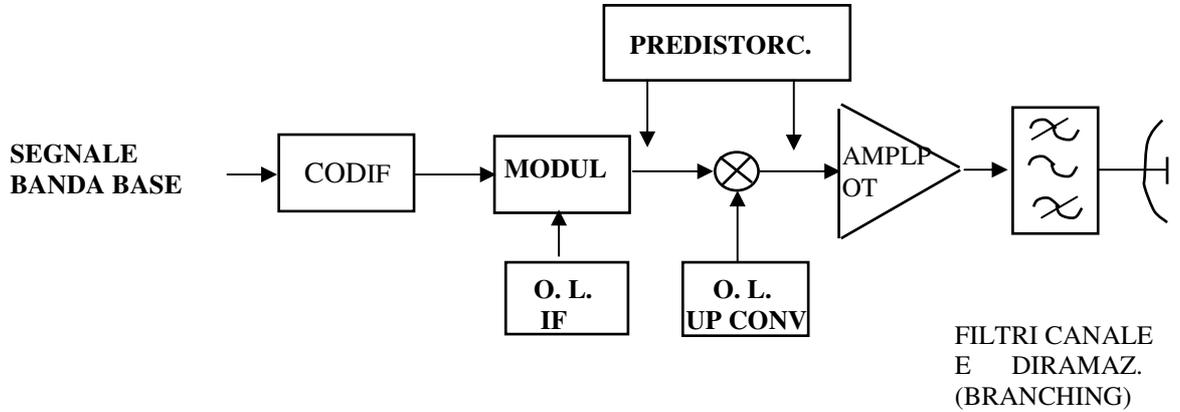


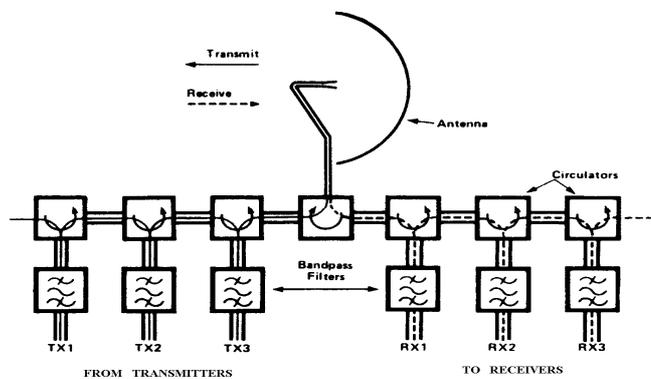
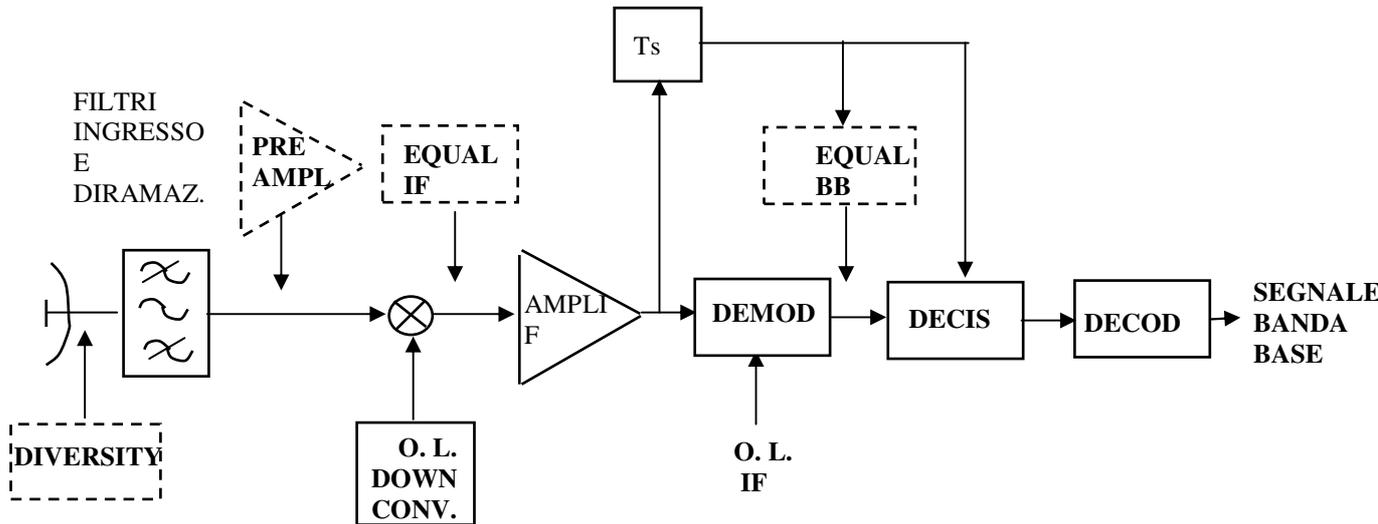
Figure Probability of error $P(e)$ versus E_b/N_0 ratio for various digital modulation schemes.

SCHEMA A BLOCCHI DI UN PONTE RADIO NUMERICO

TRASMETTITORE



RICEVITORE

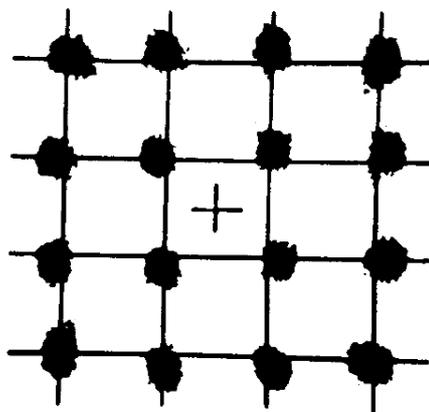


Per effetto della non linearità (tipica dell'amplificatore di trasmissione) i segnali sono compressi e distorti e si ha quindi una riduzione del rapporto C/N. Spesso l'amplificatore è preceduto da un predistorcitore che è regolato per cancellare la non linearità.

Si ha una conversione AM/AM che è una semplice compressione e una conversione AM/PM.

Molto dannosa per i segnali radio digitali in quanto l'informazione è contenuta nelle relazioni di fase.

Ci sono dispositivi in grado di visualizzare la costellazione in corrispondenza del demodulatore.

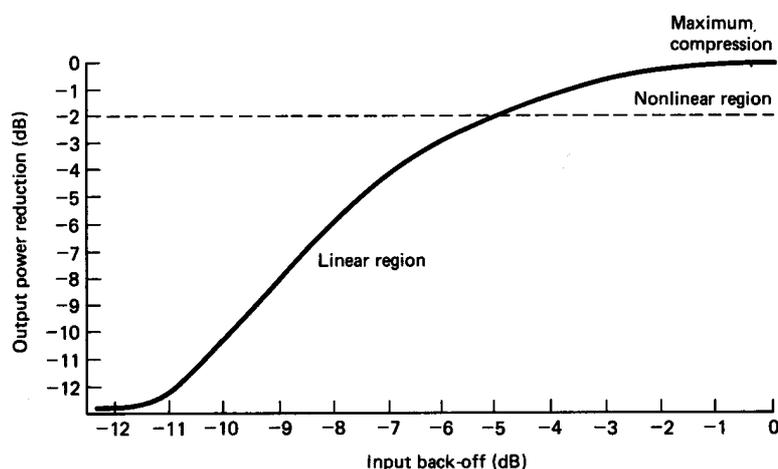


Per evitare questi fenomeni si riduce la potenza di ingresso in modo che quella di uscita sia ridotta rispetto a quella di saturazione.

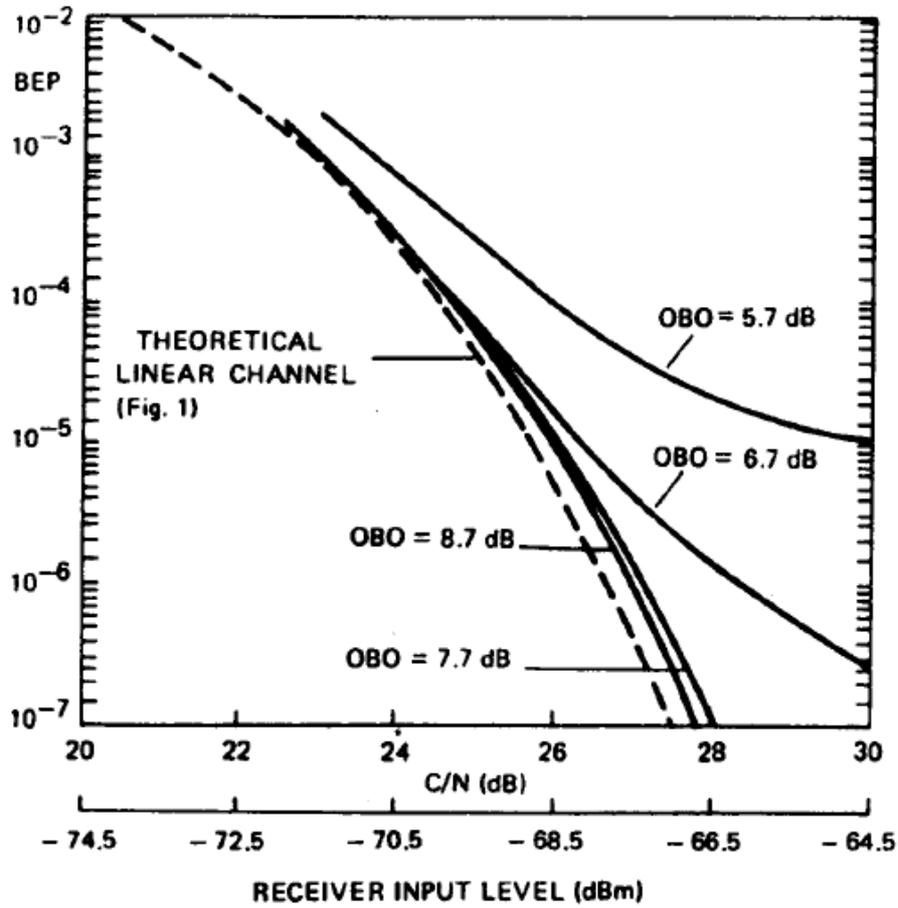
Operazione che viene indicata col nome di "back-off".

Normalmente si fornisce come parametro l'OBO (Output Back-Off) cioè l'effetto in uscita.

Di questa diminuzione in ingresso che viene considerata come una perdita.



L'effetto del back-off viene descritto mediante curve che forniscono la probabilità di errore in funzione di C/N o della potenza di ingresso del ricevitore nota la sua cifra di rumore (in fig F=4.5)



FADING SELETTIVO

Se l'andamento del campo ricevuto è

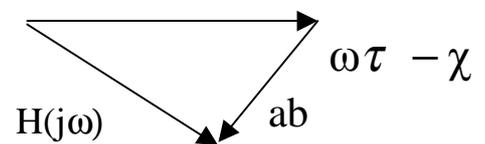


Si modella l'andamento variabile in frequenza della funzione di trasferimento del canale mediante una scelta dei parametri nella espressione

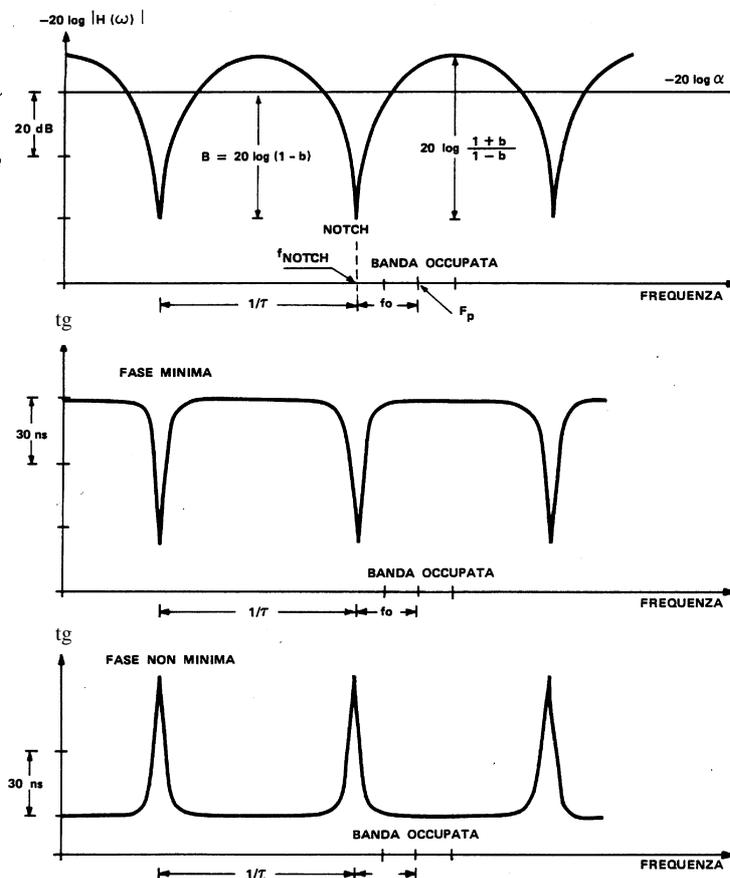
dell'interferenza di un raggio diretto e di una eco ritardata di τ secondi di ampiezza ab e sfasata di χ rispetto al raggio diretto

$$H(j\omega) = a \left[1 - b e^{-2j(\omega\tau - \chi)} \right]$$

$$|H(j\omega)| = a \sqrt{1 + b^2 - 2b \cos(\omega\tau - \chi)}$$



$$\psi(\omega) = \arctg \frac{b \sin(\omega\tau - \chi)}{1 - b \cos(\omega\tau - \chi)} \quad \text{tg} = \frac{d\psi(\omega)}{d\omega}$$



CANALE SELETTIVO IN FREQUENZA

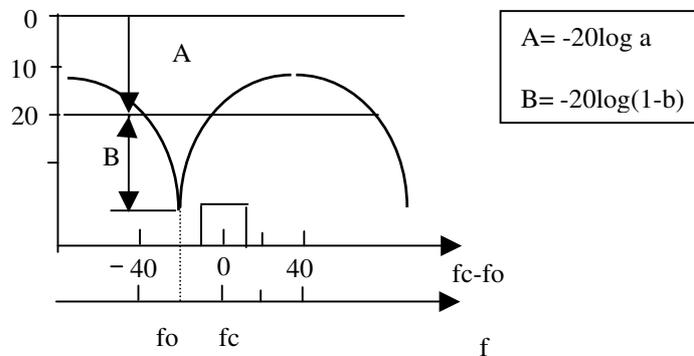
Osservando l'espressione del modulo della funzione di trasferimento del canale espressa mediante il modello di Rummler si osserva che i minimi si hanno per $\cos(\omega\tau - \chi) = 1$ e quindi $\omega\tau - \chi = 2k\pi \quad k = 0, 1, 2, \dots$

ponendo $\chi = \omega_0\tau$ si può scrivere $\omega\tau - \omega_0\tau = 2k\pi$ per cui le

frequenze in corrispondenza delle quali si verificano i notch sono

$$f_{\text{notch}} = f_0 + k(1/\tau)$$

In base al modello di Rummler il reciproco del modulo al quadrato della risposta in frequenza e quindi l'attenuazione ha l'andamento

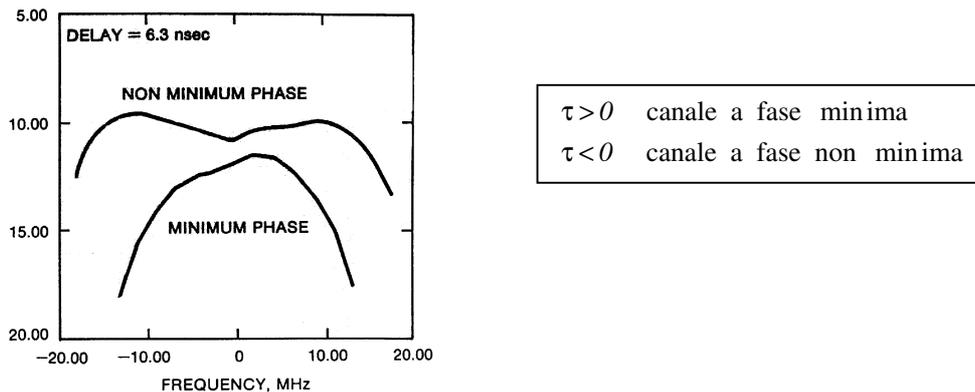


A rappresenta l'attenuazione in piatto in assenza di fading selettivo

B rappresenta la profondità del notch

Dei 4 parametri A, B, f_0 e τ di solito si fissa il ritardo τ del raggio secondario a 6.3 ns che corrisponde a una distanza tra due notch successivi di 158 MHz, per cui in un canale di 30 MHz tipico dei ponti radio cade un solo minimo eventuale.

Nel modello per uno stesso modulo si hanno due possibili canali che differiscono per la risposta di fase. Uno si ottiene per $\tau > 0$ e l'altro per $\tau < 0$ e gli effetti sulla distorsione di canale sono diversi. I canali a fase non minima sono più difficili da equalizzare.



Firma del ponte e probabilità di fuori servizio

Si dovrebbe calcolare la probabilità congiunta dei quattro parametri che individuano il modello di canale nella zona di malfunzionamento

$$P_{out} = \int_{\text{zona malfunz}} p(a, b, \chi, \tau) da db d\chi d\tau$$

Stabilito il valore di $A = -20 \log a$ e fissato il ritardo τ

La probabilità di fuori servizio si può calcolare

$$P_{out} = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} p(B) p(f_0) dB df_0$$

Secondo il modello di Rummler B è il parametro che caratterizza la profondità del notch

$$B = -20 \log(1 - b)$$

L'interpretazione della curva di firma è la seguente se per un dato f_0 B ha un valore che sta sulla curva la probabilità di errore è quella per cui la curva è stata tracciata. Se B ha un valore più alto la probabilità di errore è più alta

B ha una distribuzione esponenziale e quindi una funzione densità di probabilità

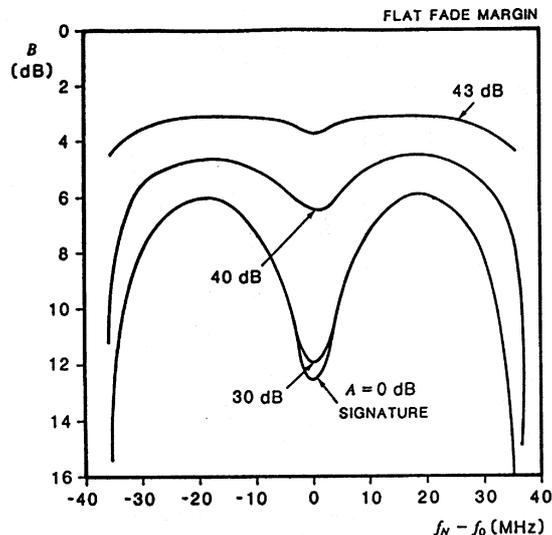
$$p(B) = \frac{1}{M_B} e^{-\frac{B}{M_B}} \quad 0 \leq B < \infty \quad \text{con } M_B = 3.8 \text{ dB}$$

La $p(f_0)$ è una funzione uniforme a due gradini

$$p(f_0) = \begin{cases} \frac{5\tau}{3} & 0 \leq |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{4\tau} \\ \frac{\tau}{3} & \frac{1}{4\tau} < |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{2\tau} \end{cases}$$

Progettazione di collegamento in ponte radio numerico

La conoscenza della firma del ponte consente di valutare le caratteristiche del collegamento



La condizione di fading dipende da 4 parametri A, B, f_0, τ .

Normalmente si fissa τ , per cui si ha la dipendenza da tre parametri che può essere riassunta dalla curva mostrata in figura chiamata "Firma" o "Signature"

in quanto descrive il comportamento del ponte, caratterizzandolo.

Le curve della "firma" sono il luogo delle condizioni di Fading (coppie f_0, B) che danno una determinata probabilità di errore (tipicamente 10^{-3}).

I punti sotto la curva rappresentano situazioni in cui si ha la condizione di fuori servizio

Le diverse curve si riferiscono a situazioni di fading piatto avente i valori indicati (A)
Obiettivo del progetto del collegamento è il calcolo della probabilità di fuori servizio o percentuale di tempo di fuori servizio che si ottiene una volta fissato t dalla densità di probabilità dell'evento congiunto $p(A, B, f_0)$ integrata sul dominio $D\{A, B, f_0: P_e > 10^{-3}\}$

Se fisso A ho la densità probabilità congiunta $p(B, f_0)$ da integrare sul dominio rappresentato dall'area sotto la curva

Si ottiene la probabilità di fuori servizio condizionata ad avere un certo valore A di attenuazione in piatto. Mediando sui valori di A espressi dalla statistica di questo parametro si ottiene la probabilità di fuori servizio

Per ridurre i tempi di fuori servizio si possono usare delle contromisure. Non serve tuttavia aumentare il rapporto segnale rumore perché il peggioramento è dovuto alla distorsione che deve essere ridotta mediante collegamenti in diversità ed equalizzazioni.

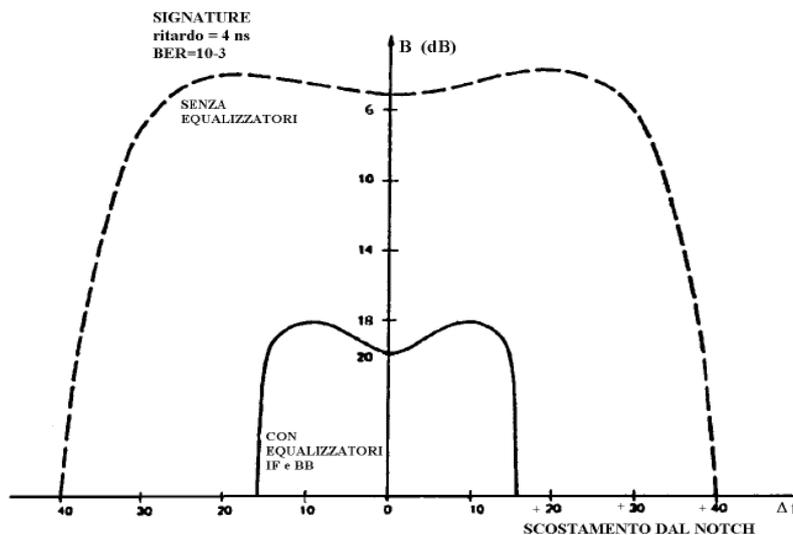
RACCOMANDAZIONI

Anche per i ponti radio numerici le prestazioni possono essere definite solo subbase statistica (periodi di un anno o di un mese).

Le raccomandazioni del ITU-R si riferiscono sempre a un ipotetico circuito di riferimento di 2500 km e fissano i valori della **Indisponibilità** cioè la probabilità o percentuale di tempo per cui si produce un abbassamento intollerabile della qualità .

Si è definita l'**Indisponibilità** come tasso di errore superiore a 10^{-3} per un tempo superiore a 10 secondi .La Firma (Signature) ben rappresenta questa condizione.

Le tecniche di equalizzazione consentono di migliorare la disponibilità.



Vengono inoltre fornite indicazioni relative alla **Qualità** cioè del tasso di errore da ottenere per certi intervalli di tempo

La raccomandazione ITU-R 594 stabilisce che il tasso di errore alla fine del collegamento fittizio e per una bit rate di 64 kbps sia

$BER < 10^{-9}$ in assenza di fading e interferenze

$BER < 10^{-6}$ per più del 0.4 % di un mese qualunque (nel tempo di integrazione di un minuto; Corrisponde ai minuti degradati)

$BER < 10^{-3}$ per più del 0.054 % di un mese qualunque (nel tempo di integrazione di un secondo; Corrisponde ai secondi severamente degradati SES)

ES(secondi con errore) < 0.32 % di un mese qualunque

Queste raccomandazioni sono compatibili con le G821 per i sistemi ISDN

L'aggiunta dell'indicazione sui secondi errati tiene conto dell'importanza degli errori a BURST causati dal Fading Multipath.

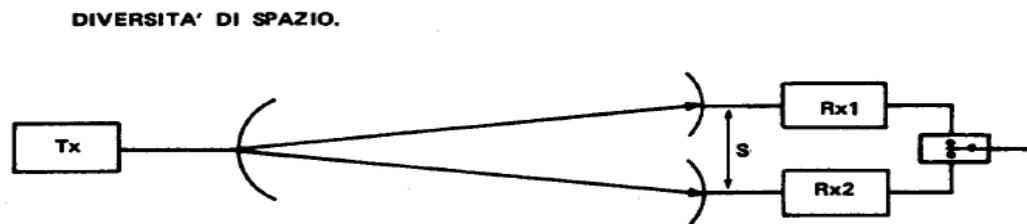
Per raggiungere gli obiettivi di qualità si fa sempre più ricorso a tecniche DSP (Digital Signal Processing) come filtri, equalizzazioni e in particolare codifiche di correzione di errore (FEC)

TECNICHE DI PROTEZIONE DAL FADING

Per fronteggiare i fenomeni di evanescenza e migliorare la percentuale di tempo per la quale i collegamenti vengono garantiti, si ricorre a metodi basati sulla ricezione in diversità, cioè sulla elaborazione e/o selezione di due segnali che recano la stessa informazione ma che hanno caratteristiche diverse per effetto della propagazione

DIVERSITÀ DI SPAZIO

Il sistema utilizza un trasmettitore e due ricevitori che ricevono lo stesso segnale su due antenne diverse, poste sullo stesso traliccio e opportunamente distanziate fra di loro. Il fading agisce in modo diverso sui due cammini.



La ricezione in diversità di spazio può essere

a commutazione: si sceglie il segnale migliore commutando in banda base

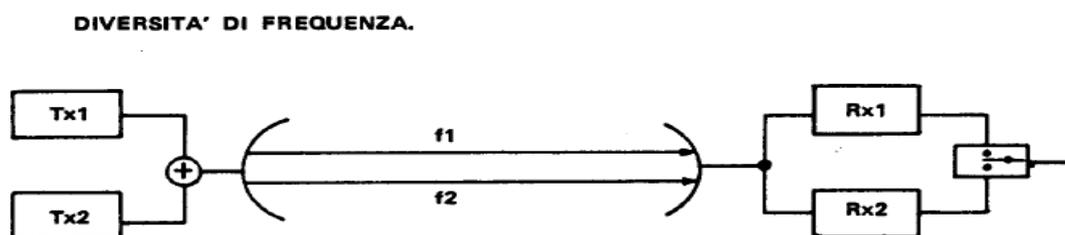
a combinazione : i segnali ricevuti sono sommati a radiofrequenza(1 ricevitore) oppure a IF

controllando in fase e talvolta anche in ampiezza i due segnali da combinare,

mediante un microprocessore che elabora i segnali provenienti dall'amplificatore a frequenza intermedia

DIVERSITÀ DI FREQUENZA

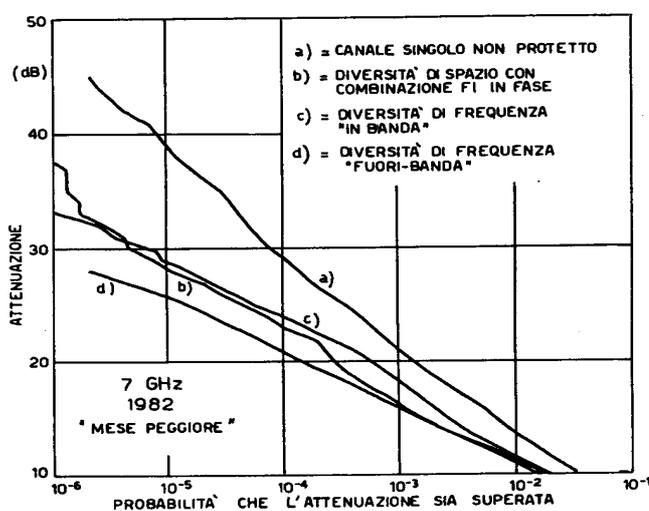
Il sistema utilizza due trasmettitori e due ricevitori funzionanti a frequenze diverse in modo da rendere le due tratte diverse. In ricezione si commuta sul segnale migliore:



La diversità di frequenza può essere realizzata in gamma (o banda) utilizzando due canali radio della stessa gamma ($\Delta f = 56$ MHz).

Oppure in diversità di gamma (fuori banda per esempio 7 e 11 GHz per cui $\Delta f = 4$ GHz)

Si ricavano curve statistiche di attenuazione del tipo:



Statistiche di attenuazione in aria chiara a 7 GHz (1982, « mese peggiore »).

EQUALIZZAZIONE

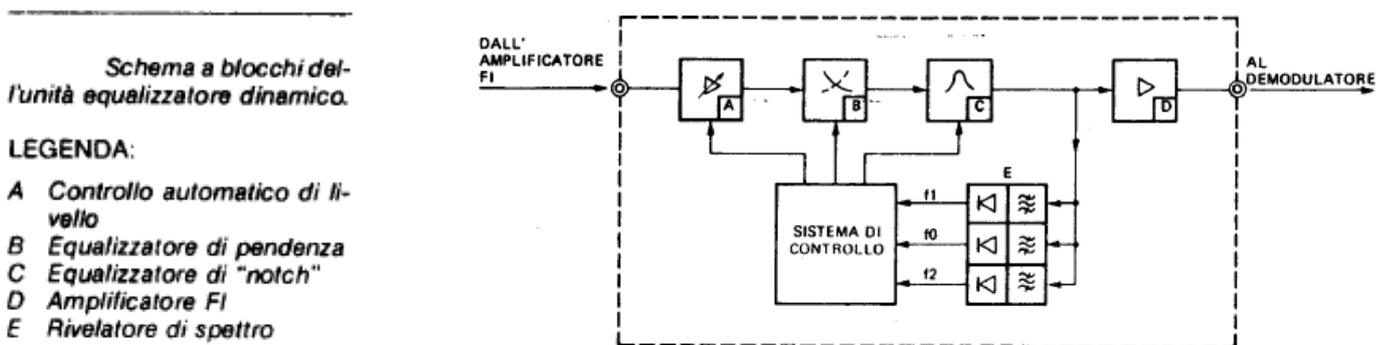
Le tecniche di diversità vengono integrate dall'uso di equalizzatori adattativi a Radiofrequenza (RF) a Frequenza Intermedia (IF), o in Banda Base (BB)

Equalizzazione IF di pendenza parabola e notch

Si crea una funzione di trasferimento e un ritardo di gruppo complementare a quella del canale affetto da fading selettivo :

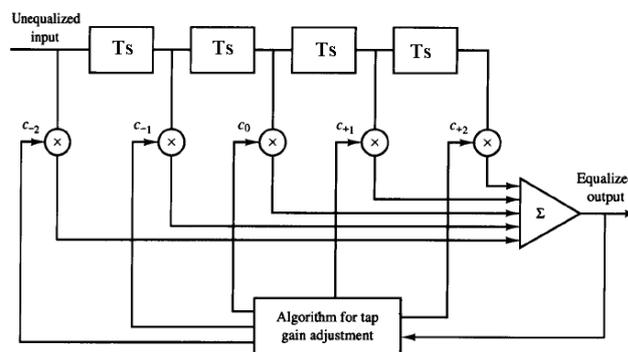
la componente lineare è presente quando il notch è fuori banda , quella parabolica quando il notch è prossimo alla banda, infine quella di notch, quando esso è in banda.

Il controllo è eseguito da una logica a microprocessore che elabora le informazioni provenienti da un detector IF



Equalizzazione adattativa in banda base

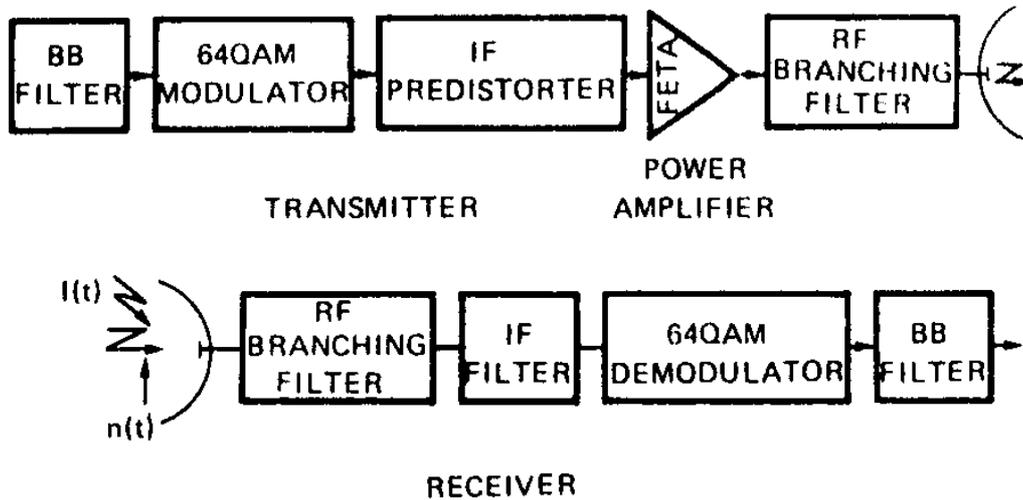
Si effettua una stima nel dominio del tempo delle code degli impulsi che precedono o seguono quello sotto lettura che danno origine all'interferenza intersimbolo al fine di annullarli o ridurli all'istante di decisione



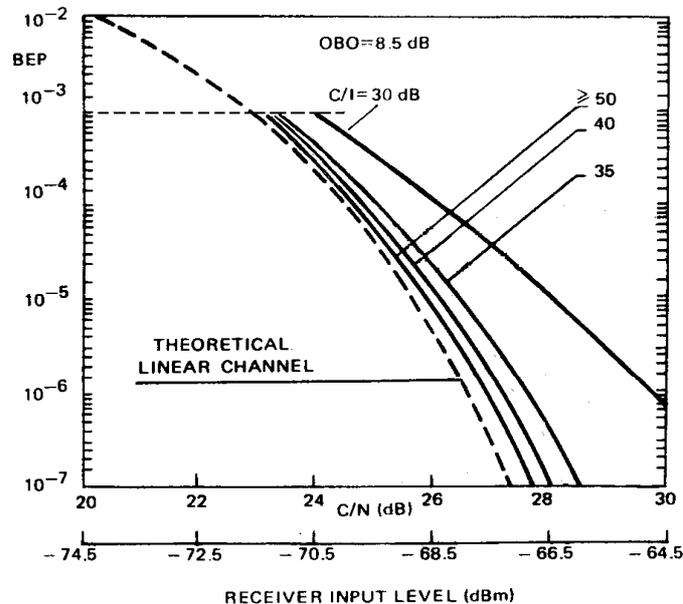
Si usano equalizzatori trasversali con elementi di ritardo pari al tempo di simbolo. Al variare della distorsione del canale l'equalizzatore modifica la sua struttura (pesi del filtro) in modo da garantire l'annullamento dell'interferenza intersimbolo agli istanti di lettura degli impulsi.

PROGETTO DI UN PONTE RADIO NUMERICO

Il ponte radio abbia una capacità di 140 Mbit/s, operi alla frequenza di 6 GHz ed utilizzi una modulazione 64 QAM



Gli elementi fondamentali per il progetto sono
L'obiettivo di qualità è una probabilità di errore di 10^{-3} (BER) er



BER curves for some values of average carrier to cochannel interference power ratio C/I . The C/N degradation is computed according to the Gaussian hypothesis.

Per una modulazione M QAM si ricorda che

$$Pe_{MQAM} \cong 2Pe_{NQAM} \quad Pe_{NQAM} = \frac{N-1}{N} 2Q \sqrt{\left(\frac{6 \log_2 N}{(N^2-1)} \frac{Eb}{No} \right)} \quad N = \sqrt{M}$$

Il sistema presenta le seguenti caratteristiche: Frequenza di lavoro 6 GHz

Le perdite di branching sono pari a 2dB

Le perdite di guida d'onda sono di 7dB/100m a 6 GHz

Guadagno d'antenna $G = 42.8$ dB a 6 GHz

(diametro 3m efficienza 60% e 0.5 dB per radomes)

Figura di rumore del ricevitore 5 dB

Lunghezza di tratta 60 km

Rapporto portante interferente (canale adiacente) da 30 a 50 dB

L'obiettivo di qualità dell'ITU-R fa riferimento a un BER non superiore a 10^{-3} per più

Del 0.054% del tempo (secondi gravemente affetti da errore in un mese) su un collegamento di 2500 km e con riferimento a una bit rate di 64 kbit/s

Questo significa sulla singola tratta (una su n alla volta) il non superamento per $\log(0.054/n)\%$

Cioè $(54/n) 10^{-5}$

In pratica a seconda della lunghezza di tratta circa $1 * 10^{-5}$

Si determini la sensibilità del ricevitore che garantisce una probabilità di errore di 10^{-3} con un margine di implementazione di 2 dB

$$N = \sqrt{M} = 8$$

$$P_e = P_{e_{NPAM}} (2 - P_{e_{NPAM}}) \cong 2P_{e_{NPAM}}$$

$$P_{e_{NPAM}} = \frac{N-1}{N} 2Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 N E_b}{(N^2-1) N_o}}\right) = \frac{8-1}{8} 2Q\left(\sqrt{\frac{18 E_b}{63 N_o}}\right)$$

$$Q(x) = \frac{4}{(8-1)} \frac{10^{-3}}{2} = 2.85 \cdot 10^{-4} \Rightarrow x = 3.35$$

$$\sqrt{\frac{18 E_b}{63 N_o}} = 3.35 \quad \frac{18 E_b}{63 N_o} = 11.22 \quad \frac{E_b}{N_o} = 39.27 \quad (15.94 \text{ dB})$$

$$B_{RF} = \frac{Rb}{\log_2 M} 1.6 = \frac{140 \cdot 10^6}{6} 1.6 = 37.33 \cdot 10^6 \quad (15.72 + 60 = 75.72 \text{ dB})$$

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{C}{N} \frac{B_{RF}}{R_b} = \frac{C}{N} \frac{\log_2 M}{R_b} 1.6 = \frac{C}{N} \frac{1.6}{6}$$

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{dB} = \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} + 10 \log 0.26 = \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} - 5.8$$

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = 15.94 + 5.8 = 21.74$$

$$C = \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} + N_{dB} = 21.74 + 5 - 174 + 75.72 = -71.54$$

Tenendo conto del margine di 2 dB posso dire che la minima potenza deve essere di -69 dBm

Calcolo della probabilità di fuori servizio (outage probability)

Fissato il valore di A e del ritardo il modello di canale proposto consente di calcolare a partire dalla firma del ponte la probabilità di fuori servizio

$$P_{\text{out}} = \int_{f_{\text{min}}}^{f_{\text{max}}} p(B) p(f_0) dB df_0$$

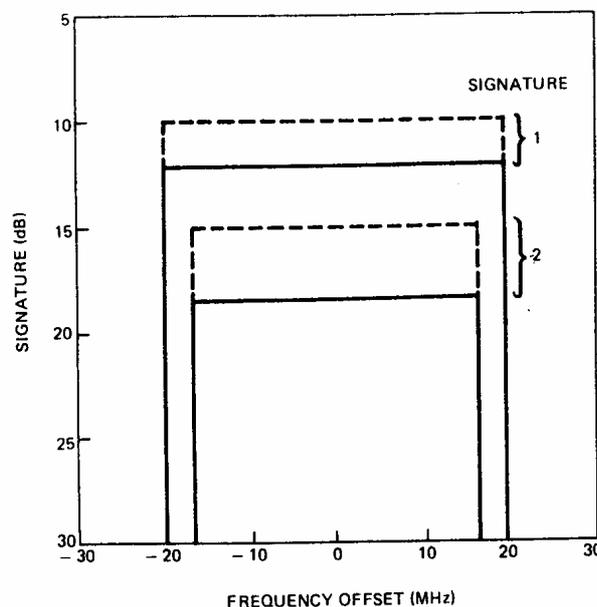
L'integrale può essere calcolato numericamente se la firma è nota in forma analitica grafica o tabulata

Poiché si può dimostrare che l'area racchiusa dalla firma rappresenta tale probabilità

Si può facilmente calcolarla moltiplicando la Δf fra valore f_{max} e f_{min} per il valore di B più critico (Firma schematizzata in figura e corrispondente ad una BER di 10^{-3})

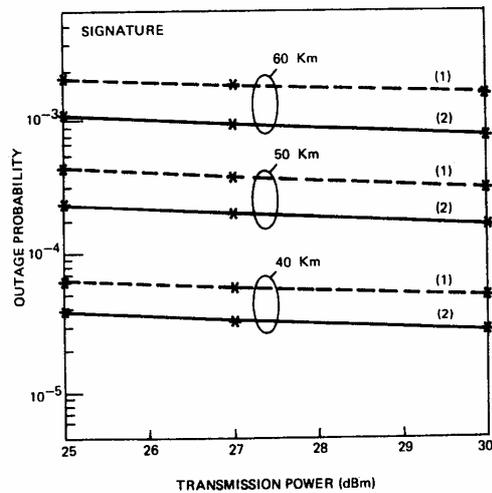
La curva 1 è una curva facile da ottenere

La curva 2 rappresenta un limite superiore corrispondente allo stato dell'arte



Signature masks at a BER of 10^{-3} for $|\tau| = 4$ ns
— Minimum phase
--- Non-minimum phase

Al variare della potenza di trasmissione si possono calcolare le probabilità di fuori servizio per fading selettivo

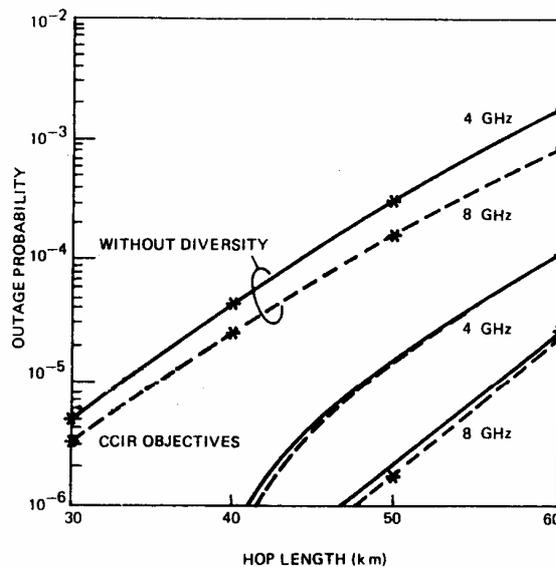


Worst month outage probabilities vs transmission power

Il margine di fading calcolato sui valori di fading piatto “flat” e conseguentemente la potenza trasmessa sono poco influenti

Si trasmette una potenza di 27 dBm

Si vede che gli obiettivi di qualità possono essere raggiunti solo adottando tecniche di diversità



Comparison of worst month outage probabilities vs hop length with and without space diversity (1F co-phase combining), for a transmission power of 27 dBm, and signature 2

- *— 5m antenna spacing
- *- 10m, antenna spacing.

La potenza da trasmettere deve tener conto dell'attenuazione di spazio libero e del margine di fading piatto

$$\frac{P_T}{P_R} = \frac{4\pi d^2}{G_T A_R} = L_o$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = 0.05 \text{ m} \quad G_T = G_R = 42.8 \text{ dB} (19055)$$

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \quad L_o = \frac{P_T}{P_R} = \frac{4\pi d^2}{G_T \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R}$$

$$L_o = \left(\frac{4\pi \cdot 60 \cdot 10^3}{0.05} \right)^2 \frac{1}{3.6 \cdot 10^8} = \frac{198.2 \cdot 10^{12}}{3.6 \cdot 10^8} = 55 \cdot 10^4 \text{ (57.4 dB)}$$

Il margine di fading piatto che può essere compensato garantendo così la disponibilità per il tempo voluto, sia di $L = 35$ dB. Aggiungendo un margine di 3dB si possono stimare le perdite complessive pari a 38 dB

$$P_T = P_R + L_o + L_s = -69 + 57.4 + 38 = 26.4 \text{ dBm}$$