

# **Appunti su Canale Radiomobile e Propagazione**

# ASSEGNAZIONE DELLO SPETTRO

## ORGANIZZAZIONI:

- ITU (INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION) NAZIONI UNITE
- FCC (FEDERAL COMMUNICATIONS COMMISSION) U.S.A.
- ARIB (ASSOCIATION OF RADIO INDUSTRIES AND BUSINESS) JAPAN
- CEPT (EUROPEAN CONFERENCE OF POSTAL AND TELECOMMUNICATIONS ADMINISTRATIONS) Europa

## RANGE DI ASSEGNAZIONE

- $< 100$  MHz TELEFONI CORDLESS ANALOGICI
- $100 - 300$  MHz APPLICATIONI BROADCAST (RADIO E TV)
- $400 - 500$  MHz CELLULARI E SISTEMI RADIO CON BUONA COPERTURA RADIO MA BASSA DENSITA' UTENTE
- $800 - 1000$  MHz MOLTI SISTEMI CELLULARI (SISTEMI ANALOGICI E DI 2<sup>a</sup> GENERAZIONE)
- $1,8 - 2,0$  GHz 2<sup>a</sup> E 3<sup>a</sup> GENERAZIONE DI CELLULARI. ANCHE SISTEMI CORDLESS
- $2,4 - 2,5$  GHz ISM (INDUSTRIAL, SCIENTIFIC AND MEDICAL) BAND. TELEFONI CORDLESS, WLAN, WPAN. FORNI A MICROONDE
- $3,3 - 3,8$  GHz SISTEMI AD ACCESSO WIRELESS FISSO
- $4,8 - 5,8$  GHz WLAN E ACCESSO WIRELESS FISSO
- $11 - 15$  GHz TV VIA SATELLITE ( $11 - 11,5$  GHz PER UPLINK E  $11,7 - 12,2$  GHz DOWNLINK)

## Caratteristiche

- FREQUENZE PORTANTI PIU' BASSE SI PROPAGANO PIU' FACILMENTE E SI POSSONO COSI' COPRIRE AREE PIU' GRANDI. TUTTAVIA L'AMPIEZZA DI BANDA ASSOLUTA E' PIU' PICCOLA E IL RIVISO DELLE FREQUENZE NON E' COSI' EFFICIENTE COME PER LE FREQUENZE PIU' ALTE  $\Rightarrow$

$\Rightarrow$

FREQUENZE PIU' BASSE PER ZONE A BASSA DENSITA' DI UTENTI

②

L'AMMONTARE DELLO SPETTRO ASSEGNATO A SERVIZI DIFFERENTI NON SEMPRE SEGUE NECESSITA' TECNICHE MA PIUTTOSTO SVILUPPI STORICI. PER ESEMPIO L'AMMONTARE DI SPETTRO DI FREQUENTE ASSEGNATO ALLE STAZIONI TV E' MOLTO MAGGIORE DI QUELLO CHE POTREBBE ESSERE GIUSTIFICATO DA RICHIESTE TECNICHE.

## Limitazioni di Energia

1. AMPLIFICATORI DI POTENZA NEI TRASMETTITORI AD ALTA EFFICIENZA. EFFICIENZA SOPRA IL 50% (AMPLIFICATORI DI CLASSE C E F). TALI AMPLIFICATORI TENDONO AD AVERE CARATTERISTICHE DI NON LINEARITA' PER CUI E' NECESSARIO UTILIZZARE FORMATI DI MODULAZIONE INSENSIBILI ALLE DISTORSIONI NON LINEARI (SEGNALI AD INVILUPPO COSTANTE).
2. SIGNAL PROCESSING DEVE CONSIDERARE IL RISPARMIO ENERGETICO. LA LOGICA DIGITALE DEI DISPOSITIVI DOVREBBE UTILIZZARE TECNOLOGIA A SEMICONDUITTORE CON RISPARMIO DI POTENZA COME I CMOS MENTRE TECNOLOGIE PIU' VELOCI MA CON MAGGIOR CONSUMO ENERGETICO COME LA LOGICA "ECL" NON SONO ADATTE PER I TERMINALI MOBILI.
3. I RICEVITORI (IN PARTICOLARE QUELLI DELLE BASE STATION BS) DEVONO AVERE UN'ALTA SENSIBILITA'. PER ESEMPIO NEL GSM (Global System for Mobile Communications) UNA POTENZA DEL SEGNALE RICEVUTO DI  $-100 \text{ dBm}$  OFFRE UNA QUALITA' DI TRASMISSIONE ACCETTABILE. IN PARTICOLARE UN RICEVITORE GSM E' DI MOLTI ORDINI DI GRANDEZZA PIU' GRANDE DI UN RICEVITORE TV.  
SE, PER ESEMPIO, LO STANDARD GSM AVESSSE DEFINITO UNA SENSIBILITA' AL LATO RICEVENTE DI  $-80 \text{ dBm}$ , ALLORA LA POTENZA TRASMESSA AVREBBE DOVUTO ESSERE PIU' GRANDE DI UN FATTORE 100 PER OTTENERE LA STESSA COPERTURA. CIO' IMPLICA CHE LA BATTERIA AVREBBE DOVUTO ESSERE 100 VOLTE PIU' GRANDE RISPETTO AL CASO PRECEDENTE (20 Kg ANZICHE' 200 g).
4. LA POTENZA DI TRASMISSIONE MASSIMA DOVREBBE ESSERE USATA SOLO QUANDO RICHIESTA. LA POTENZA DOVREBBE ESSERE ABBAZZATA ALLO STATO DEL CANALE CHE DIPENDE A SVA VOLTA DALLA DISTANZA TRA TX E RX (CONTROLLO DI POTENZA).

5. PER I TELEFONI CELLULARI E ANCOR PIU' PER LE RETI DI SENSORI MECCANISMI DI STAND-BY O L'UTILIZZO DEGLI SLEEP-MODE DOVREBBERO ESSERE DEFINITI

## Mobilità Utente

- PROBLEMATICHE DI FADING (SMALL SCALE AND LARGE SCALE FADING)
- PROBLEMATICHE DI LOCALIZZAZIONE: LA MS TRASMETTE UN SEGNALE AD INTERVALLI REGOLARI INFORMANDO LE BS DI ESSERE NELLE VICINANZE. DUE DATABASE (REGISTRI) REALIZZANO CIO': HLR (HOME LOCATION REGISTER) E VLR (VISITOR LOCATION REGISTER). HLR E' IL DATABASE CENTRALE CHE SA DOVE L'UTENTE MOBILE SI TROVA. VLR E' UN DATABASE ASSOCIATO ALLA BS CHE TIENE CONTO DEGLI UTENTI SPECIFICI DELLA BS.
- PROBLEMATICHE DI HANDOVER (HANDED OVER): CONTINUITA' DI SERVIZIO DURANTE IL MOVIMENTO DA UNA BS AD UN'ALTRA BS DA PARTE DELLA MS.

## Sistemi Limitati dal Rumore

I SISTEMI WIRELESS DEVONO FORNIRE UNA CERTA QUALITA' DI TRASMISSIONE MINIMA CHE A SUA VOLTA RICHIEDE UN CERTO RAPPORTO SEGNALE RUMORE MINIMO (SNR) AL RICEVENTE. ASSUMIAMO CHE LA POTENZA DEL SEGNALE DECRESCA CON IL QUADRATO DELLA DISTANZA:

$$P_{RX} = P_{TX} G_{RX} G_{TX} \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

$G_{RX}$  e  $G_{TX}$  sono i guadagni dell'antenna;  $\lambda$  E' LA LUNGHEZZA D'ONDA

AD UNA DIMINUIZIONE DELLA POTENZA DEL SEGNALE E ALL'AZIONE DEL RUMORE CORRISPONDE UNA RIDUZIONE DEL RAPPORTO SNR.

ESISTONO VARI TIPI DI RUMORE:

- RUMORE TERMICO: LA DENSITA' SPETTRALE DEL RUMORE TERMICO DIPENDE DALLA TEMPERATURA CHE L'ANTENNA VEDE. PER ESEMPIO LA TEMPERATURA DELLA TERRA E' 300K MENTRE LA TEMPERATURA NEL CIELO E'  $\approx 4K$ . SI ASSUME CHE LA TEMPERATURA AMBIENTALE E' ISOTROPICAMENTE 300K.

LA DENSITA' SPETTRALE DI POTENZA RISULTERA':

$$N_0 = K_B T_e$$

1.

DOVE  $K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Joules}}{\text{Kelvin}}$  E' LA COSTANTE DI BOLTTZMANN

LA POTENZA DEL RUMORE E'

$$P_N = N_0 B$$

2.

DOVE  $B$  E' L'AMPIEZZA DI BANDA IN RICEZIONE.

SCRIVENDO LA 1. IN FORMA LOGARITMICA SI AVRA':

$$N_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$$

CIOE' LA POTENZA DI RUMORE CONTENUTA IN 1Hz E' CIRCA  $-174 \text{ dBm}$ .

LA POTENZA DI RUMORE CONTENUTA IN UN'AMPIEZZA DI BANDA  $B$  E':

$$-174 + 10 \log_{10}(B) \text{ dBm}$$

- RUMORE PRODOTTO DALL'UOMO: TALE RUMORE PUO' ESSERE SUDDIVISO IN DUE CATEGORIE:

- EMISSIONI SPURIE: IL RUMORE CREATO DALLE SORGENTI (AMBIENTI OUTDOOR), AL CONTRARIO DEL RUMORE TERMICO, DECRESCe CON LA FREQUENZA. PER ESEMPIO A 150 MHz PUO' ESSERE 20 dB PIU' FORTE DEL RUMORE TERMICO. A 300 MHz E' 10 dB PIU' FORTE. PER IL SISTEMA UITS SI E' RILEVATO UN RUMORE DI 5 dB IN AMBIENTE URBANO E 1 dB IN AMBIENTE RURALE.

ESISTONO LIMITI IMPOSTI DAI "REGOLATORI DI FREQUENZE" NELLE DIVERSE NAZIONI PER QUANTO RIGUARDA LE EMISSIONI "SPURIE" O "FUORI BANDA". NELLE BANDE LICENZIATE IN TUTTE LE EMISSIONI SPURIE SONO LA SOLA FONTE DI RUMORE PRODOTTO DALL'UOMO.

- SORGENTI DI EMISSIONI INTENZIONALI: LA BANDA ISM (2,4 GHz) NE E' UN ESEMPIO

- RUMORE AL RICEVITORE: AMPLIFICATORI E MIXERS DEI RICEVITORI SONO RUMOROSI E CONTRIBUISCONO PERTANTO ALL'AUMENTO DELLA POTENZA DEL RUMORE. TALE EFFETTO E' TIPICAMENTE DESCRITTO DALLA FIGURA DI MERITO DEL RUMORE CHE E' DEFINITA CONE IL RAPPORTO TRA L'SNR ALL'USCITA DELL'RX (DOPO LA DOWNCONVERSION) E L'SNR ALL'INGRESSO DELL'RX

$$F_n = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

Gi sono gli stadi degli stage individuali

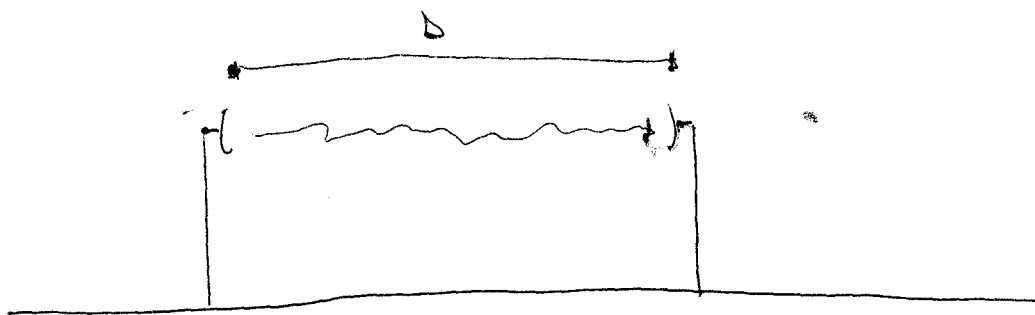
SE LA COMUNICAZIONE AVVIENE TRAMITE ONDE PIANE:

$$x(t) = A(t) e^{j2\pi f_0 t}$$

CON  $A(t)$  SEGNALE MODULANTE.

IL SEGNALE RICEVUTO HA LA SEGUENTE ESPRESSIONE

$$z(t) = 2 A(t-\tau) e^{j2\pi f_0 (t-\tau)}$$



SIA  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$\tau = \frac{D}{c}$$

PER CALCOLARE  $\tau$  ABBIAMO BISOGNO DI QUALCHE INFORMAZIONE AGGIUNTIVA (ANTENNA)

SIA  $P_T$  LA POTENZA IRRADIATA. LA DENSITA' SUPERFICIALE DI POTENZA AD UNA DISTANZA  $r$  E':

$$P(r) = \frac{P_T}{4\pi r^2}$$

PARTI DELLA POTENZA TRASMESSA ARRIVA ALL'ANTENNA RICEVENTE DOVE E' CONVERTITA IN SEGNALE ELETTRICO. IL RAPPORTO TRA LA POTENZA DEL SEGNALE ELETTRICO E LA DENSITA' SUPERFICIALE DI POTENZA CHE INVESTE L'ANTENNA DEFINISCE "L'AREA EQUIVALENTE":

$$A = \frac{P_R}{P(D)}$$

L'AREA EQUIVALENTE DI UN'ANTENNA E' PROPORZIONALE ALLA SUA AREA GEOMETRICA. SI DEFINISCE "EFFICIENZA DI APERTURA" IL RAPPORTO TRA AREA EQUIVALENTE E AREA GEOMETRICA.

LA POTENZA RICEVUTA NEL CASO DI ANTENNA TRASMETTENTE ISOTROPICA E':

②

$$P_R = P_T \frac{A_R}{4\pi D^2}$$

DOVE  $A_R$  E' L'AREA EQUIVALENTE DELL'ANTENNA RICEVENTE.

SE L'ANTENNA NON E' ISOTROPICA SI DEFINISCE IL "GUADAGNO DI TRASMISSIONE" COME IL RAPPORTO TRA LA DENSITA' DI POTENZA IRRADIATA DALL'ANTENNA IN UNA DETERMINATA DIREZIONE E LA DENSITA' DI POTENZA CHE SI OTTERREBBE CON UN RADIATORE ISOTROPICO. IN TAL CASO IL GUADAGNO SAREBBE FUNZIONE DELLA DIREZIONE CONSIDERATA. IL MASSIMO DELLA FUNZIONE GUADAGNO COSTITUISCE IL GUADAGNO DI TRASMISSIONE DELL'ANTENNA:

$$G = \max_{\theta, \phi} g(\theta, \phi)$$

LA FORMULA DELLA POTENZA RICEVUTA DIVENTA IN TAL CASO:

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

POICHE' IL SISTEMA COSTITUITO DALL'ANTENNA TRASMETTENTE, RICEVENTE E DAL CANALE DI COMUNICAZIONE E' RECIPROCO POSSIAMO OTTENERE:

$$P_T \frac{G_T A_R}{4\pi D^2} = P_T \frac{G_R A_T}{4\pi D^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow G_T A_R = G_R A_T \Leftrightarrow \frac{A_T}{G_T} = \frac{A_R}{G_R}$$

CIO' IMPLICA CHE IL RAPPORTO TRA AREA EQUIVALENTE E GUADAGNO DI UN'ANTENNA E' COSTANTE E VALE

$$\frac{A}{G} = \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

DOVE  $\lambda = \frac{c}{f}$  E' LA LUNGHEZZA D'ONDA DEL SEGNALE TRASMESSO

E' POSSIBILE ~~TRAS~~ ESPRIMERE LA POTENZA DEL SEGNALE RICEVUTO COME:

$$P_R = P_T \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi D^2)} = P_T \frac{A_T A_R}{(\lambda D)^2}$$

TALI EQUAZIONI SONO VALIDE SOLO NEL CASO DI ELEVATA DISTANZA TRA TRASMETTENTE E RICEVENTE (CONDIZIONI DI CAMPO LONTANO). ③

IMPONENDO  $P_R < P_T$  AVREMO:

$$D^2 > \frac{A_T A_R}{\lambda^2}$$

SE LE ANTENNE  $T_x$  E  $R_x$  SONO UGUALI  $\Rightarrow A_T = A_R = A$

$$D > \frac{A}{\lambda}$$

L'ATTENUAZIONE DI SPATIO LIBERO NEL CASO DI ANTENNE A GUADAGNO UNITARIO - SARA':

$$\alpha_0 = \frac{P_T}{P_R} = \left( \frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4\pi D f}{c} \right)^2$$

ESPRIMENDOLA IN FORMA LOGARITMICA SI AVRA':

$$\alpha_{0, dB} = 32,44 + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} D_{km}$$

SE SI INTRODUCE ANCHE IL GUADAGNO DELL'ANTENNA SI AVRA':

$$\alpha = \frac{P_T}{P_R} = \left( \frac{4\pi D}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R} = \left( \frac{4\pi D f}{c} \right)^2 \frac{1}{G_T G_R}$$

ESPRIMENDOLA IN FORMA LOGARITMICA AVREMO:

$$\alpha_{dB} = 32,44 + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} D_{km} - G_{T, dB} - G_{R, dB}$$

attenuazione di tratta

TALE GRANDEZZA PUO' ANCHE ESSERE SCRITTA IN TAL MODO:

$$\alpha = \frac{P_T}{P_R} = \frac{(\lambda D)^2}{A_T A_R} \rightarrow ?$$

A PARITA' DI DIMENSIONE DELL'ANTENNA L'ATTENUAZIONE DIMINUISCE ALL'AUMENTARE DELLA FREQUENZA PORTANTE. IL GUADAGNO DELL'ANTENNA E' DIRETTAMENTE PROPORZIONALE ALLA FREQUENZA

## PROPAGAZIONE IN ATMOSFERA

(4)

TALE PROPAGAZIONE È CARATTERIZZATA DA UN'ATTENUAZIONE MAGGIORE RISPETTO ALLO SPAZIO LIBERO. NELL'ARIA SONO PRESENTI VARIE PARTICELLE DI SOSTANZE LIQUIDE (VAPORE) O SOLIDE (FUMI) CHE DETERMINANO UNA MAGGIORE ATTENUAZIONE.

IL FENOMENO CHE CARATTERIZZA LA PROPAGAZIONE IN UN GAS È L'ASSORBIMENTO; INOLTRE PER LA DISOMOGENEITÀ DELL'ARIA CON L'ALTITUDINE LE RADIOONDE NON SEGUONO UN CAMMINO RETTILINEO (FENOMENO DELLA RIFRAZIONE).

### ASSORBIMENTO

È DOVUTO ALL'INTERAZIONE DELLE RADIOONDE CON GLI ELEMENTI COSTITUTIVI DELLA ATMOSFERA: GAS, VAPORI E FUMI.

L'ENERGIA È DISPERSA CAUSANDO UN AUMENTO DELLE VIBRAZIONI DELLE MOLECOLE DELLE COMPONENTI ATMOSFERICHE.

$$P_R = \frac{P_{R_0}}{\beta}$$

$\beta$  ← attenuazione per assorbimento

L'ATTENUAZIONE PER ASSORBIMENTO È FUNZIONE DELLO SPESSORE DELLO STRATO ASSORBENTE, DAL MECCANISMO FISICO DI INTERAZIONE, DALLE CARATTERISTICHE FISICO-CHIMICHE DEI COMPONENTI E DALLA FREQUENZA DELLA RADIOONDA.

#### - ASSORBIMENTO PER RISONANZA MOLECOLARE

60 GHz PER L'OSSIGENO

22,5 GHz PER L'ACQUA (VAPORE)

#### - ASSORBIMENTO CON DIFFUSIONE: AVVIENE PER L'INTERAZIONE DELLE RADIOONDE CON LE PARTICELLE DELLO STRATO ASSORBENTE

### RIFRAZIONE

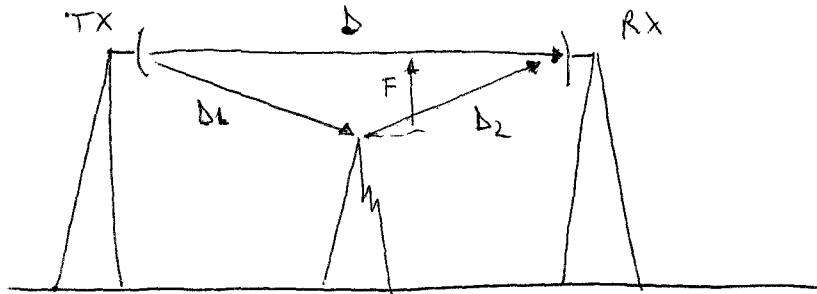
$R_{eff} = KR$  CON  $K$  CHE VARIA IN BASE ALLE CONDIZIONI ATMOSFERICHE  
 $\frac{1}{2}$  NELLE ZONE TEMPERATE E ASCIUTTE  
0,4-0,5 NELLE ZONE TROPICALI E UMIDE

## DIFFRAGIONE

(5)

TALE FENOMENO NASCE DALL'INTERAZIONE DEL CAMPO ELETTROMAGNETICO CON OSTACOLI POSTI IN PROSSIMITA' DEL CAMMINO DI PROPAGAZIONE. L'OSTACOLO SI COMPORTA COME UNA SORLENTE SECONDARIA.

L'INTERFERENZA TRA L'ONDA DIRETTA E QUELLE SECONDARIE PUO' PROVOCARE SIA UN AUMENTO CHE UNA DIMINUIIONE DELLA POTENZA DEL SEGNALE RICEVUTO



LO SFASAMENTO TRA L'ONDA DIRETTA E QUELLA DIFFRATTA E' DATO DA:

$$\varphi = 2\pi \frac{D_1 + D_2 - D}{\lambda}$$

SI AVRA' UN'INTERFERENZA COSTRUTTIVA SE  $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$  O INTERFERENZA DISTRUTTIVA IN CASO CONTRARIO.

LA MASSIMA INTERFERENZA DISTRUTTIVA SI HA QUANDO:

$$D_1 + D_2 - D = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow \varphi = \pi$$

TALE PROPRIETA' COSTITUISCE UN LUOGO GEOMETRICO CHE RAPPRESENTA UN ELLISSOIDE DI ROTAZIONE CHIAMATO "ELLISSOIDE DI FRESNEL"

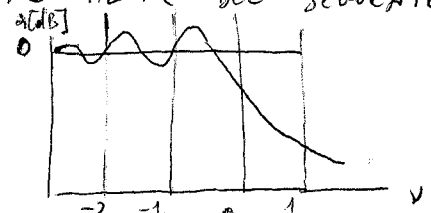
INTORNO ALLA CONGIUNGENTE LE DUE ANTENNE

IN UN SISTEMA DI COORDINATE CON L'ASSE Z PARALLELO ALLE CONGIUNGENTE LE DUE ANTENNE IL RAGGIO DELL'ELLISSOIDE PUO' ESSERE SCRITTO NEL SEGUENTE MODO:

$$R(z) = \sqrt{\lambda z \left(1 - \frac{z}{D}\right)}$$

I FENOMENI DI DIFFRAZIONE SONO CLASSIFICATI IN BASE AL VALORE DEL SEGUENTE PARAMETRO

$$v = \sqrt{2} \frac{F}{R(z)}$$



CON F LA DISTANZA DELL'OSTACOLO DALLA CONGIUNGENTE LE DUE ANTENNE. AVREMO 3 CASI:

- $v > 0$ : L'OSTACOLO INTERSECA L'ASSE E L'ATTENUAZIONE RISULTANTE E' ELEVATA
- $-\sqrt{2} < v < 0$ : L'OSTACOLO NON INTERSECA L'ASSE MA INTERSECA L'ELLISSOIDE DI FRESNEL
- $v < -\sqrt{2}$ : NON C'E' INTERSEZIONE CON L'ELLISSOIDE DI FRESNEL. L'ATT. DECRESCIE RAP. CON  $v$

## RIFLESSIONE

6

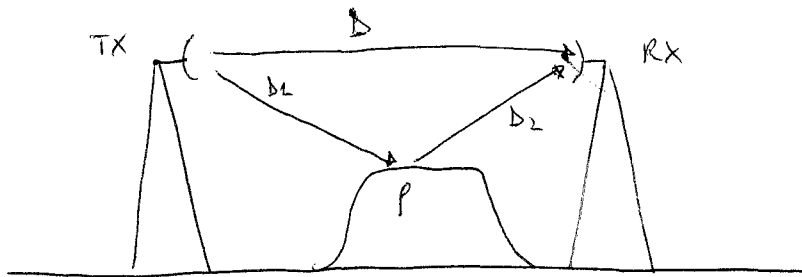
TALE FENOMENO SI HA QUANDO L'ONDA INCIDE SU UNA SUPERFICIE LOCALMENTE PIANA E DA QUESTA E' RIFLESSA.

IN TALE FENOMENO L'ANGOLO DI RIFLESSIONE E' UGUALE ALL'ANGOLO DI INCIDENZA E OGNI SUPERFICIE E' CARATTERIZZATA DA UN COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE:

$$\gamma = \rho e^{j\theta} = \frac{E_r}{E_i}$$

DOVE  $E_i$  E  $E_r$  SONO IL CAMPO ELETTRICO INCIDENTE E RIFLESSO.

CONSIDERIAMO LO SCENARIO RAPPRESENTATO IN FIG. E VEDIAMO GLI EFFETTI PRODOTTI SUL SEGNALE:



SI A  $T$  IL RITARDO DI PROPAGAZIONE DELL'ONDA DIRETTA (LOS). L'ONDA RIFLESSA AVRA' UN ULTERIORE RITARDO  $\tau$  DATO DA:

$$\tau = \frac{d_1 + d_2 - D}{c}$$

IL SEGNALE RICEVUTO SARA' DATO DALL'ONDA DIRETTA E QUELLA RIFLESSA ED E' ESPRESSO NEL SEGUENTE MODO:

$$y(t) = \frac{1}{\alpha} [x(t-T) + \gamma x(t-T-\tau)]$$

DOVE  $x(t)$  E' IL SEGNALE TRASMESSO E  $\alpha$  E' L'ATTENUAZIONE DI SPAZIO LIBERO.

DALL' OPERAZIONE DI TRASFORMAZIONE SI AVRA':

$$Y(f) = \frac{1}{\alpha} X(f) e^{-j2\pi f T} [1 + \gamma e^{-j2\pi f \tau}]$$

DA CUI SI PUO' RICAVARE LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO DEL CANALE:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{1}{\alpha} e^{-j2\pi f T} [1 + \rho e^{-j(2\pi f \tau + \theta)}]$$

LA RISPOSTA IN FREQUENZA SARA'

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{\alpha^2} [1 + \rho^2 \cos(2\pi f \tau + \theta)]$$

CHE E' UNA FUNZIONE PERIODICA CON PERIODO  $\Delta f = \frac{1}{\tau}$

(7)

DATO CHE LA RISPOSTA IN FREQUENZA NON E' COSTANTE IL CANALE E' DISTORCENTE E IN PARTICOLARE SI DICE ESSERE "SELETTIVO IN FREQUENZA".

SE LA BANDA DEL SEGNALE E' MOLTO MINORE DI  $\Delta f$  ( $B \ll \Delta f$ ),  $|H(f)|^2$  PUO' ESSERE APPROSSIMATA AD UNA COSTANTE E IL CANALE PUO' ESSERE CONSIDERATO COME NON DISTORCENTE.

## MULTIPATH FADING

UN GENERICO SEGNALE SOTTOPOSTO AGLI EFFETTI DELLA RIFLESSIONE, RIFRAZIONE E DIFFRAZIONE PUO' ESSERE ESPRESSO IN TAL MODO:

$$y(t) = \sum_n \frac{1}{a_n} x(t - \tau_n)$$

IL RISULTATO DI CIO' E' LA VARIAZIONE DEL CAMPO ELETTROMAGNETICO CON LA POSIZIONE DEL RICEVITORE E IL TUTTO E' VISTO COME VARIAZIONE NEL TEMPO DELLA RISPOSTA DEL CANALE.

QUANDO LA RISPOSTA ALL'IMPULSO DEL CANALE VARIA RAPIDAMENTE CON LA POSIZIONE DEL RICEVITORE SI PARLA DI "FADING VELOCE". IN PRESENZA DI OSTACOLI DI GRANDI DIMENSIONI QUALI COLLINE, EDIFICI ETC., SI ASSISTE AD UN ALTRO FENOMENO CHIAMATO "SHADOWING" O FADING LENTAMENTE VARIABILE.

L'INVILUPPO DEL SEGNALE RICEVUTO PUO' ESSERE ESPRESSO NEL SEGUENTE MODO:

$$E_R = E_T A_{PR} A_{FV} A_{SH}$$

DOVE  $A_{PR}$  E' IL GUADAGNO DI PROPAGAZIONE  
 $A_{FV}$  " " " DI FADING VELOCE  
 $A_{SH}$  " " " DI SHADOWING.

## GUADAGNO DI PROPAGAZIONE $A_{PR}$

$$A_{PR} = \alpha(d_0) \left( \frac{d}{d_0} \right)^{-\delta}$$

DOVE  $\alpha(d_0)$  E' IL GUADAGNO DI PROPAGAZIONE NELLO SPAZIO LIBERO E A DISTANZA  $d_0$ ,  $\delta$  E' L'ESPOLENTE DI ATTENUAZIONE PER PROPAGAZIONE [3,5 - 5].

NEL DOMINIO LOGARITMICO AVREMO:

$$(A_{PR})_{dB} = \alpha_{dB}(d_0) - 10 \delta \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right)$$

TALE FENOMENO E' CARATTERIZZATO DA UN GUADAGNO DI LENTA VARIATIONE. ESSO E' RAPPRESENTATO DA UNA VARIABILE CASUALE LOG-NORMALE. CIO' IMPLICA CHE IN DOMINIO LOGARITMICO  $A_{SH,dB}$  HA DISTRIB. NORMALE O GAUSSIANA A VALORE MEDIO NULLO LA CUI DENSITA' DI PROBABILITA' E' :

$$f_{A_{SH,dB}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$$

VALORI TIPICI DELLA DEVIATIONE STANDARD  $\sigma$  RICADONO IN  $[5dB, 12dB]$ . PER I SISTEMI MACROCELLULARI UN VALORE TIPICO E' 8dB.

## Effetto Doppler

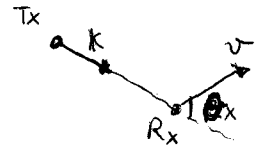
TALE FENOMENO SI VERIFICA QUANDO LA DISTANZA TRA TRASMETTITORE E RICEVITORE VARIA NEL TEMPO. LA FREQUENZA RICEVUTA VARIA PROPORZIONALMENTE ALLA VELOCITA' RADIALE RELATIVA. SE  $f_c$  E' LA FREQUENZA PORTANTE DEL TRASMETTITORE E LA VELOCITA' TRA TRASMETTITORE E RICEVITORE E'  $v$  LA VARIATIONE DI FREQUENZA DOVUTA AL DOPPLER E' :

$$f_r = f_c \left( 1 + \frac{v \cos \theta}{c} \right)$$

DOVE  $f_D = \frac{f_c v \cos \theta}{c}$  E' LA FREQ. DOPPLER E  $\theta$  E' RAPPRESENTATO IN FIGURA

NEL CASO DI CAMMINI MULTIPLI IL SEGNALE RICEVUTO E' :

$$\sum_n a_n \cos[2\pi(f_c + f_{D,n})t + \phi_n]$$



CON  $f_{D,n} = f_c \frac{v_n}{c} \cos \theta$  FREQUENZA DOPPLER DELL' n-esimo CAMMINO.

SI A  $s(t)$  IL SEGNALE TRASMESSO E  $x(t)$  IL SEGNALE RICEVUTO. AVREMO:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$$x(t) = \text{Re} \left\{ r(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

DA CUI AVREMO:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{-j2\pi t(f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t)t} = \sum_{n=1}^N a_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{-j\phi_n(t)}$$

DOVE  $\phi_n = 2\pi t(f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t)t$

SE AL POSTO DI  $u(t)$  SI CONSIDERA LA  $\delta(t)$  DI DIRAC AVREMO

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{-j\phi_n(t)}$$

L' m-esimo CAMMINO SARÀ COSÌ CARATTERIZZATO DA  $\tau_m(t)$ ,  $a_m(t)$  e  $f_{D,m}(t)$ .

⑨

DATO CHE  $f_c + f_{D,m}(t)$  È MOLTO GRANDE, UNA PICCOLA VARIAZIONE DEL RITARDO  $\tau_m(t)$  PROVOCA UNA GRANDE VARIAZIONE DELL'INVILUPPO  $\phi_m(t)$ .

### DISPERSIONE DEI RITARDI (BANDA DI COERENZA)

LA PRESENZA DI CAMMINI MULTIPLI IMPLICA UNA  $|H(f)|^2$  NON COSTANTE CON LA FREQ. IL PERIODO DELLE OSCILLAZIONI DELLA  $|H(f)|^2$  DIPENDE DALLA MASSIMA DIFFERENZA DI RITARDO TRA I CAMMINI. INDICATA CON  $T_H$ . LA DISPERSIONE DEI RITARDI PUÒ ANCHE ESSERE DEFINITA COME IL VALORE EFFICACE NORMALIZZATO DELLA DISTRIBUZIONE DI POTENZA DEI RITARDI.

LA BANDA DI COERENZA È ESPRESSA COME:

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_H}$$

SE DUE SEGNAI MONOCROMATICI HANNO FREQ. CHE DIFFERISCONO MENO DI  $(\Delta f)_c$  ESSI SUBISCONO LA STESSA ATTENUAZIONE. IN GENERALE SI AVRÀ:

$B_s < (\Delta f)_c$  IL SEGNALE VIENE SOLO ATTENUATO

$B_s > (\Delta f)_c$  IL SEGNALE VIENE DISTORTO

### DISPERSIONE IN FREQUENZA (TEMPO DI COERENZA)

LA DISPERSIONE IN FREQ. È DEFINITA COME LA LARGHEZZA SPETTRALE DEL SEGNALE RICEVUTO DOPO L'INVIO DI UNA SINUSOIDE E VALE:

$$f_{D_0} = f_c \frac{v}{c}$$

IL TEMPO DI COERENZA È DATO DALL'INVERSO DELLA BANDA DI COERENZA:

$$(\Delta t)_c = \frac{1}{f_{D_0}}$$

SE  $T_s < (\Delta t)_c$  I DUE SEGNALE (IMPULSI) SONO AFFETTI DALLA STESSA ATTENUAZIONE

SE  $T_s > (\Delta t)_c$  I DUE IMPULSI SONO ATTENUATI IN MODO DIVERSO SUL CANALE

## CLASSIFICAZIONE DEI CANALI

10

I CANALI RADIOMOBILI SONO TIPICAMENTE CLASSIFICATI IN BASE ALLA BANDA DI COERENZA E AL TEMPO DI COERENZA. IN PARTICOLARE SE:

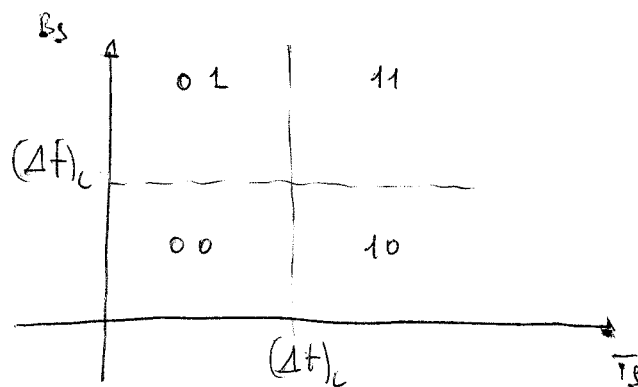
$(\Delta f)_c < B_s$  IL CANALE E' SELETTIVO IN FREQ.

$(\Delta f)_c > B_s$  IL CANALE NON E' SELETTIVO IN FREQ.

OPPURE SE:

$(\Delta t)_c < T_s$  IL CANALE E' SELETTIVO NEL TEMPO

$(\Delta t)_c > T_s$  IL CANALE NON E' SELETTIVO NEL TEMPO



## FADING PIATTO

SE  $B_s < (\Delta f)_c$  IL SEGNALE SUBISCE UN'ATTENUAZIONE PRESSOCHE' INDIPENDENTE DALLA FREQUENZA (SEGNALI A BANDA STRETTA).

NEL CASO IN CUI SI TRASMETTA UNA SINUSOIDE PURA AVREMO:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \right\} = A \cos 2\pi f_c t$$

IL SEGNALE RICEVUTO RISULTERA' IL SEGUENTE:

$$\begin{aligned} x(t) &= \text{Re} \left\{ r(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{j(2\pi f_c t - \phi_n(t))} \right\} = \\ &= r_I(t) \cos(2\pi f_c t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

DOVE:

$$r_I(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cos(\phi_n(t))$$

$$r_Q(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \sin(\phi_n(t))$$

$$\phi_n(t) = 2\pi \left[ (f_c + f_{D,n}(t)) t - f_{D,n}(t) t \right]$$

SE IL NUMERO DI CAMMINI  $N$  E' MOLTO ELEVATO E' LECITO APPLICARE IL TEOREMA DEL LIMITE CENTRALE E CONSIDERARE  $z_I(t)$  e  $z_Q(t)$  COME PROCESSI CASUALI GAUSSIANI.

SI POSSONO AVERE DUE CASI:

1. ASSENZA DI RAGGIO DIRETTO TRA  $T_X$  E  $R_X$  CON VALOR MEDIO DI  $z_I(t)$  e  $z_Q(t)$  NULLI
2. PRESENZA DI RAGGIO DIRETTO CON VALORI MEDI DI  $z_I$  e  $z_Q$  DIVERSI DA ZERO

SE

$$z(t) = z_I(t) + j z_Q(t) = p(t) e^{j\varphi(t)}$$

IL MODULO  $p(t)$  HA UNA STATISTICA TIPO "RAYLEIGH" IN ASSENZA DI RAGGIO DIRETTO (NLOS) E DI TIPO "RICE" IN CASO CONTRARIO. IN ENTRAMBI I CASI (LOS E NLOS) LA STATISTICA DELLA FASE  $\varphi(t)$  E' UNIFORME IN  $[-\pi; \pi]$ .

NEL CASO DI ASSENZA DI RAGGIO DIRETTO SI AVRA':

$$f_p(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} u(z)$$

CON

$$E[P] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$$

$$E[P^2] = 2\sigma^2$$

→ POTENZA MEDIA DELL'INVILUPPO COMPLESSO

NEL CASO DI RAGGIO DIRETTO TRA  $T_X$  E  $R_X$  AVREMO:

$$f_p(z) = \frac{u(z)z}{\sigma^2} e^{-\frac{(z^2 + v^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{zv}{\sigma^2}\right)$$

IL VALORE QUADRATICO MEDIO VALE:

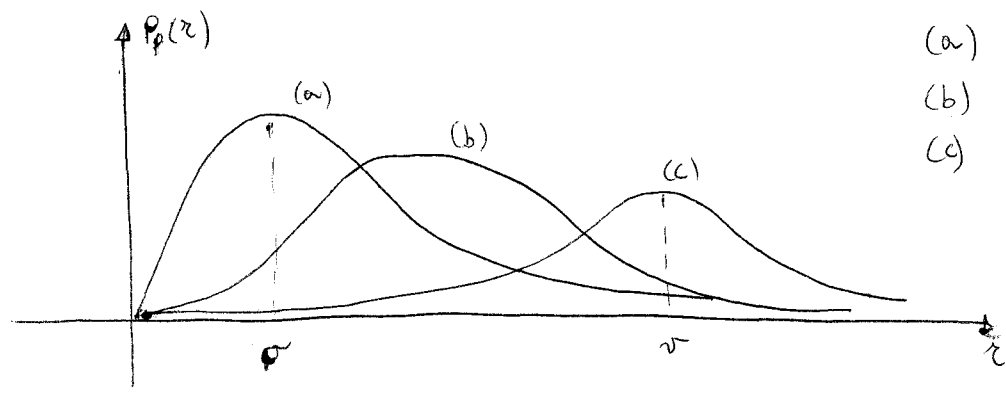
$$E[P^2] = v^2 + 2\sigma^2$$

### DEFINIZIONE

SI DEFINISCE FATTORE DI RICE  $K$  IL RAPPORTO TRA LA POTENZA DEL RAGGIO DIRETTO E QUELLA DOVUTA A CAMMINI MULTIPLI:

$$K = 10 \log_{10} \frac{v^2}{2\sigma^2}$$

$K = -\infty$  INDICA ASSENZA DI RAGGIO DIRETTO (STATISTICA ALLA RAYLEIGH).  $K = \infty$  INDICA L'ASSENZA DI CAMMINI MULTIPLI.



- (a)  $K \rightarrow -\infty$
- (b)  $K = 0$  (RAYLEIGH)
- (c)  $K \rightarrow \infty$  (GAUSSIANA)  
con MEDIA  $\nu$

### SPETTRO DI POTENZA

CONSIDERIAMO LO SPETTRO DI POTENZA DEL SEGNALE RICEVUTO:

$$z(t) = z_I(t) + j z_Q(t) = p(t) e^{j\varphi(t)}$$

SE  $a_m(t)$ ,  $\tau_m(t)$  E  $f_{D,m}(t)$  SONO COSTANTI E IN ASSENZA DI RAGGIO DIRETTO,  $z_I(t)$  E  $z_Q(t)$  SONO STATIONARI IN SENSO LATO E STATISTICAMENTE INDIPENDENTI

$$\phi_{z_I z_I}(\tau) = \phi_{z_Q z_Q}(\tau) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N E[a_m^2] E_{\theta} [\cos(2\pi f_{D,n} \tau_m \cos \theta)]$$

SE I CAMMINI MULTIPLI GIUNGONO ALL'ANTENNA DALLE DIVERSE DIREZIONI IN MODO EQUIPROBABILE LA VARIABILE CASUALE  $\theta$  E' UNIFORMEMENTE DISTRIBUITA IN  $[0, 2\pi]$ :

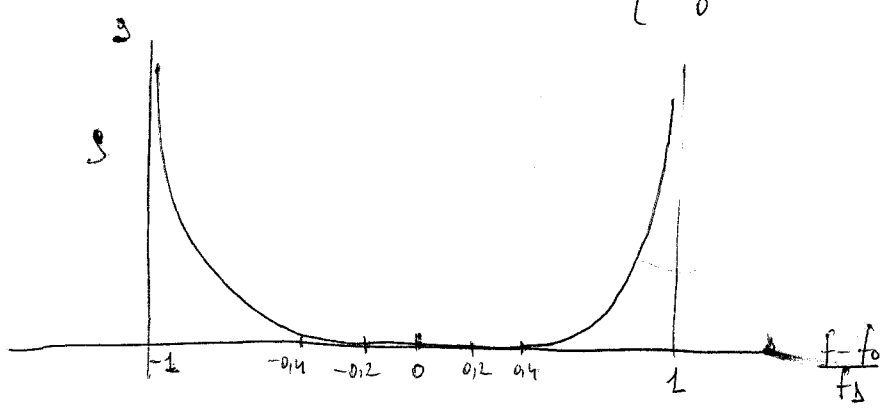
$$\phi_{z_I z_I}(\tau) = \phi_{z_Q z_Q}(\tau) = P_{FL} J_0(2\pi f_{D0} \tau)$$

DOVE  $J_0$  E' LA FUNZIONE DI BESSEL DI PRIMA SPECIE E ORDINE 0:

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(x \cos y) dy$$

DALLA TRASFORMATA DELLA FUNZIONE DI AUTO CORRELAZIONE SI AVRA':

$$S_{z_I z_I}(f) = S_{z_Q z_Q}(f) = \begin{cases} \frac{P_{FL}}{2\pi f_{D0}} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_{D0})^2}} & |f| \leq f_{D0} \\ 0 & \text{ALTROVE} \end{cases}$$



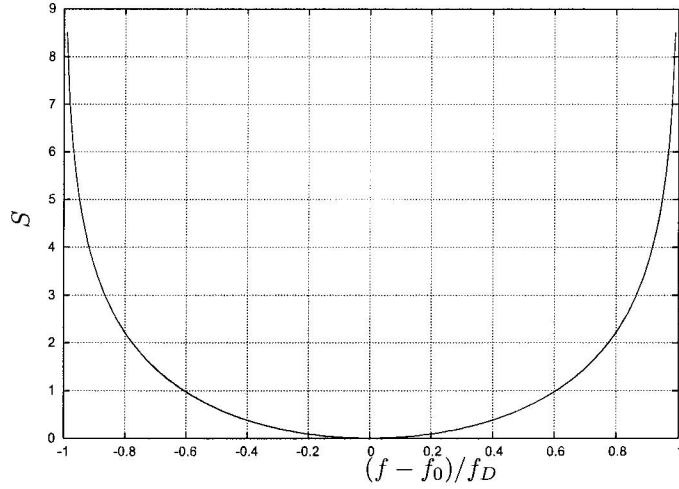


Figura 1.8: Grafico della funzione  $S(f) = \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_D)^2}}$ .

### 1.3.8 Modelli di canale a cammini multipli

In base alle caratteristiche del canale in relazione alle grandezze definite (banda di coerenza e tempo di coerenza), si adottano modelli diversi.

#### Fading non selettivo in frequenza

Nel caso di canale non selettivo in frequenza, cioè quando la banda del segnale  $B_S$  è minore della banda di coerenza  $(\Delta f)_c$ , si adotta il seguente modello:

$$x(t) = A_{PR}A_{SH}\alpha(t)e^{-j\varphi(t)}s(t) + n(t) \quad (1.65)$$

dove  $s(t)$  è il segnale trasmesso,  $A_{PR}$  e  $A_{SH}$  sono, rispettivamente, il guadagno di propagazione e il guadagno di shadowing,  $\alpha(t)$  è un processo casuale con statistica alla Rayleigh o Rice che rappresenta il guadagno dovuto al *fading*, e  $\varphi(t)$  è un processo casuale uniformemente distribuito in  $[-\pi, \pi]$  che rappresenta la fase del *fading*. Infine,  $n(t)$  è un processo casuale che rappresenta il rumore Gaussiano bianco additivo.

In questo modello, la velocità di variazione del guadagno dovuto al *fading* è determinata dallo spettro Doppler, quindi è funzione del tempo di coerenza.

Nel caso più semplice, il *fading* non è selettivo ne' in frequenza ne' nel tempo, e quindi  $\alpha(t)$  e  $\varphi(t)$  sono *costanti* nel tempo. Ciò avviene quando il periodo di segnalazione  $T_S$  è minore del tempo di coerenza del canale.

#### Fading selettivo in frequenza

Nel caso di canale selettivo in frequenza, cioè quando la banda del segnale  $B_S$  è maggiore della banda di coerenza  $(\Delta f)_c$ , si adotta il seguente modello:

$$x(t) = A_{PR}A_{SH} \sum_{n=1}^N \alpha_n(t)e^{-j\varphi_n(t)}s(t - \tau_n(t)) + n(t) \quad (1.66)$$

dove  $s(t)$  è il segnale trasmesso,  $\tau_n(t)$  è il ritardo relativo all' $n$ -esimo cammino,  $A_{PR}$  e  $A_{SH}$  sono, rispettivamente, il guadagno di propagazione e il guadagno di shadowing,  $\alpha_n(t)$  è un processo casuale con statistica alla Rayleigh o Rice che rappresenta il guadagno dovuto al *fading* per l' $n$ -esimo cammino, e  $\varphi_n(t)$  è un processo casuale uniformemente distribuito in  $[-\pi, \pi]$ . Infine,  $n(t)$  è un processo casuale che rappresenta il rumore Gaussiano bianco additivo.

Per quanto riguarda la velocità con cui il guadagno e la fase relativi al *fading* variano col tempo, valgono le considerazioni fatte per il modello non selettivo in frequenza.

**Esempio 1 (Il modello GSM a 12 cammini)** In Tab. 1.1 è riportato il modello di canale a 12 cammini definito nello standard GSM.

Cammino n.	$\tau_n$ [ $\mu$ s]	$\alpha_n$ [dB]
1	0.0	-10.0
2	0.1	-8.0
3	0.3	-6.0
4	0.5	-4.0
5	0.7	0.0
6	1.0	0.0
7	1.3	-4.0
8	15.0	-8.0
9	15.2	-9.0
10	15.7	-10.0
11	17.2	-12.0
12	20.0	-14.0

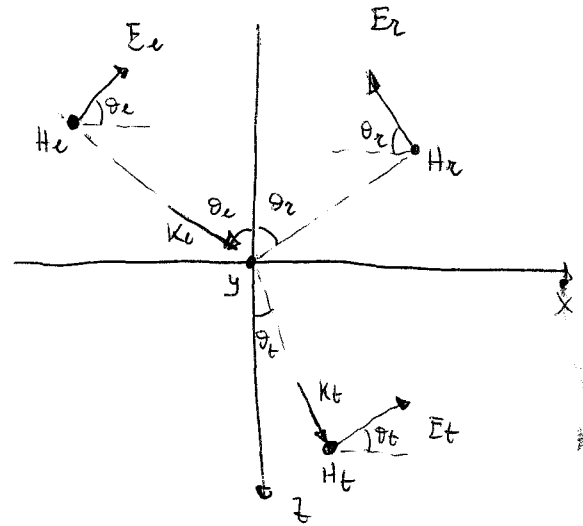
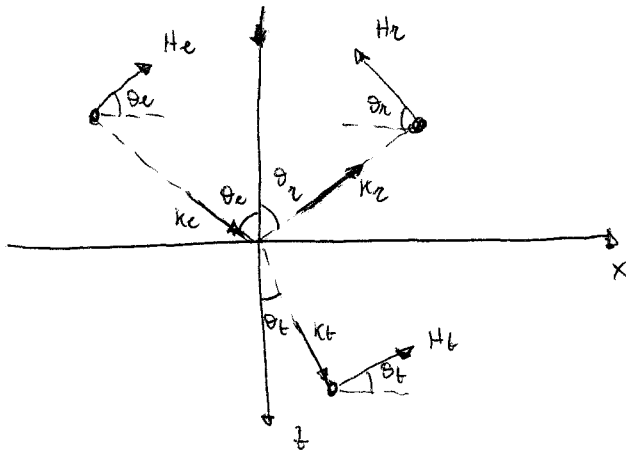
Tabella 1.1: Modello di canale a cammini multipli definito nello standard GSM.

# RIFLESSIONE E TRASMISSIONE

APPENDICE 1

TM

TE



CONSIDERANDO UN'ONDA INCIDENTE SU UN DIELETTRICO, IL MATERIALE E' CARATTERIZZATO DALLA COSTANTE DIELETTRICA  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  DOVE  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ Farad/m}$ .

SI A  $\epsilon_r$  E  $\sigma_c$  LA COSTANTE DIELETTRICA E LA CONDUTTIVITA' DEL MEZZO. E' POSSIBILE DEFINIRE LA COSTANTE DIELETTRICA COMPLESSA COME:

$$\hat{\epsilon} = \epsilon_0 \hat{\epsilon}_r = \epsilon - j \frac{\sigma_c}{2\pi f_c}$$

TALE FORMULA E' VALIDA PER UNA FREQUENZA. TUTTAVIA PER SISTEMI NARROWBAND IN CUI L'AMPIETTA DI BANDA E' MOLTO PIU' PICCOLA DELLA FREQ. PORTANTE, LE QUANTITA  $\sigma_c$  E  $\epsilon$  NON VARIANO SIGNIFICATIVAMENTE.

SI DEFINISCONO MODI TM LA TRASMISSIONE DI ONDE IN CUI IL CAMPO MAGNETICO E' PARALLELO ALLA SUPERFICIE DI SEPARAZIONE TRA I DUE DIELETTRICI. IL MODOTE E' IL CONTRARIO (IL CAMPO ELETTRICO E' PARALLELO).

LEGGE DI SNELL:

$$\theta_r = \theta_i$$

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{\sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_2}}$$

SI AVRA' PER IL CASO TM

$$R_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t}$$

$$T_{TM} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos(\theta_i)}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_t}$$

PER IL CASO TE :

APPENDICE 2

$$p_{TE} = \frac{\sqrt{f_1} \cos \theta_c - \sqrt{f_2} \cos \theta_t}{\sqrt{f_1} \cos \theta_c + \sqrt{f_2} \cos \theta_t}$$

$$r_{TE} = \frac{2\sqrt{f_1} \cos \theta_c}{\sqrt{f_1} \cos \theta_c + \sqrt{f_2} \cos \theta_t}$$

$$\text{PER } \theta_c \rightarrow 90^\circ \Rightarrow p \rightarrow -1$$