19 ottobre 2016

Prova di esame di Trasmissione Numerica

Parte quantitativa

Candidato: _____

Esercizio A Si consideri un collegamento radio numerico con modulazione 16-QAM per il quale sia già stato effettuato il bilancio energetico, e dunque valutata la potenza necessaria al trasmettitore per conseguire le prestazioni desiderate.

1. Consideriamo ora lo stesso collegamento in assenza di visibilità, e per il quale si manifesti dunque una attenuazione supplementare *su piccola scala* cosidetta di Rayleigh. Valutare il margine M^{ps} necessario affinché la potenza ricevuta non scenda sotto il minimo individuato, per più dello 0.1 % del tempo;

2. consideriamo ora il ricevitore in movimento, a velocità costante $v = 50$ Km/h, e la trasmissione operante a frequenza portante $f_0 = 400$ MHz: valutare la massima deviazione Doppler f_D;

3. determinare ora il tempo di coerenza T_c del canale, e la durata massima del periodo di simbolo T_s in modo che risulti $T_s \leq 0.1 \cdot T_c$;

4. valutare il numero medio di affievolimenti/sec N_a e la loro durata media τ_a. Nell'ipotesi che ogni fenomeno di fading coinvolga un solo simbolo, valutare il numero medio di simboli/sec per questo motivo errati;

5. stabilire la *minima* velocità binaria di trasmissione f_b e valutare la banda B occupata dalla trasmissione, considerando l'uso di un impulso a coseno rialzato con $\gamma = 1$;

6. valutare la P_e^{bit} causata dagli eventi di fading;

7. considerando che la condizione di assenza di visibilità è associata al fenomeno dei cammini multipli, valutare la *massima* dispersione potenza-ritardo σ_τ affinché si possa assumere di operare in condizioni di fading *piatto*. E' una condizione che può essere rispettata?

8. la dispersione potenza-ritardo σ_τ per il canale in oggetto viene quindi stimata pari a $\sigma_\tau \simeq 1\mu$sec. Valutare dunque la *massima* f_b affinché risulti $B \leq \frac{1}{10 \cdot \sigma_\tau}$.

Esercizio B Un sistema di accesso multiplo DSSS adotta, nel collegamento dal ripetitore ai radiomobili, sequenze PN di Walsh-Hadamard di lunghezza $L = 512$ chip, mentre il ricevitore necessita, per il suo corretto funzionamento, di un SIR di almeno 12 dB. Determinare:

1. il corrispondente guadagno di processo G_p;

2. il massimo numero di utenti K contemporaneamente attivi.

Esercizio C Una trasmissione numerica è affetta da una $P_e^{bit} = 10^{-4}$, ed il suo contenuto informativo è espresso mediante parole di $n = 11$ bit:

1. calcolare la P_e per parola P_e^{world};
2. allo scopo di migliorare le prestazioni, ad ogni parola viene aggiunto un bit di parità, ed il collegamento dotato di un canale di ritorno mediante il quale chiedere la ritrasmissione delle parole giudicate errate. Calcolare il nuovo valore di P_e^{world};
3. per migliorare ancora le prestazioni, al posto del bit di parità sono aggiunti 4 bit scelti in accordo al codice di Hamming. Calcolare il nuovo valore di P_e^{world};
4. calcolare la percentuale delle parole che è necessario ritrasmettere in questo secondo caso.

19 ottobre 2016

Prova di esame di Trasmissione Numerica

Parte descrittiva

Candidato: _____

Esercizio A Con riferimento ad una trasmissione numerica di banda base,

1. cosa si intende per interferenza intersimbolica?
2. cosa può esserne la causa?
3. come può essere ridotta o eliminata?

Esercizio B

1. Qual'è il vantaggio di utilizzare un filtro adattato?
2. Come si modifica un ricevitore che desideri adottarlo?

Esercizio C Un canale trasmissivo presenta una risposta impulsiva del tipo $h(t) = \delta(t) + a\delta(t - T)$ con $0 < a < 1$.

1. Come viene indicato il fenomeno che determina la $h(t)$ mostrata?
2. Calcolare l'espressione dell'$|H(f)|^2$ corrispondente.
3. Possiamo individuare il valore della banda di coerenza per questo caso?

Esercizio D Descrivere la natura e le cause del fenomeno della dispersione cromatica nelle fibre ottiche, e definire il parametro che permette di tenerne conto in sede di progetto.

Esercizio E Discutere della dipendenza della attenuazione disponibile in funzione di frequenza e distanza, per collegamenti radio e per quelli in cavo.

Esame di Trasmissione Numerica — 19 Ottobre 2016

Parte Quantitativa

(A) 1) Dalla figura a pag. 432 osserviamo che per garantire una probabilità di fuori servizio pari a 10^{-3} (ovvero 0,1%) occorre un margine

$M^{PS} = 30$ dB

2) $f_D = f_0 \cdot \frac{v}{c} = 4 \cdot 10^9 \frac{13,9}{3 \cdot 10^8} = 18,5$ Hz ⇐ $V = 50$ km/h $= \frac{50 \cdot 10^3}{3600}$ m/sec $= 13,9$ m/sec

3) $T_c = \frac{0,1}{f_D} = \frac{0,1}{18,5} = 5,4$ mSec

$T_s \leq 0,1\, T_c = 540\ \mu$Sec

4) $N_a = \sqrt{2\pi}\, f_D \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha^2} =$

$= 2,5 \cdot 18,5 \cdot 3,16 \cdot 10^{-2} \cdot 1,001 = 1,46 \frac{\text{fading}}{\text{sec}}$ ⇐ $\begin{cases} \alpha^2 = \frac{1}{M^{PS}} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} \\ \alpha = \sqrt{10^{-3}} = 3,16 \cdot 10^{-2} \end{cases}$

$\bar{\tau}_a = \frac{e^{\alpha^2} - 1}{\sqrt{2\pi}\, f_D \alpha} = \frac{e^{0,001} - 1}{2.5 \cdot 18,5 \cdot 3,16 \cdot 10^{-2}} = \frac{0,001}{146,5} \cdot 10^2 = 0,68$ mSec

Notiamo che $\bar{\tau}_a$ è solo di poco superiore a T_s, dunque l'ipotesi che il fading coinvolga un solo simbolo è solo parzialmente fondata. Per ottenere $\bar{\tau}_a < T_s$ occorrerebbe aumentare α e dunque M^{PS}. Comunque, prendiamolo per buono come prima approssimazione. In tal caso si ottiene che sono errati (in media)

$N_a = 1,46$ simboli/sec

5) Dato che $T_s \leq 540\ \mu$Sec, e che il 16-QAM porta 4 bit/simbolo, si ottiene $f_b \geq \frac{1}{T_s^{max}} = \frac{1}{5,4 \cdot 10^{-4}} = 1,85$ Kbps

$B_{QAM} = f_s(1+\gamma) = \frac{1+\gamma}{T_s} = \frac{2}{5,4 \cdot 10^{-4}} = 3,7$ KHz

6) Dato che un simbolo trasporta 4 bit ed in media sono errati $1,46 \frac{\text{Simboli}}{\text{sec}}$, sono errati $M \cdot N_a = 4 \cdot 1,46 = 5,84$ bit/sec. In un secondo sono ricevuti $f_b = 1850$ bit, dunque $P_e^{bit} = \frac{5,84}{1850} = 3,16 \cdot 10^{-3}$

7) Il fading si definisce piatto quando per la banda di coerenza risulti $B_c \geq B_{QAM} = 3,7$ KHz. D'altra parte per definizione $B_c \simeq \frac{1}{10\,\tau_z}$ dunque $\tau_z = \frac{1}{10\,B_c} = \frac{1}{10 \cdot 3700} = 27\ \mu$Sec. In base ai dati mostrati al §15.5.3, tutte le tipologie di ambiente rispettano tale condizione.

8) Dalla risposta d) osserviamo che $f_b = \frac{1}{2} B_{QAM}$, e con $\tau_z = 1\ \mu$sec otteniamo $B_{QAM} \leq \frac{1}{10 \cdot \tau_z} = \frac{1}{10^{-5}} = 100$ KHz, dunque

$f_b^{max} = \frac{1}{2} B_{QAM} = 50$ Kbps

TeoriadeiSegnali.it

(B) 1) Il guadagno di processo è pari al rapporto tra la banda del segnale allargato e quello del segnale originale, ovvero $G_p = \frac{W_p}{W_x}$, e delle bande sono proporzionali all'inverso dei periodi di chip e di bit rispettivamente, ovvero $W_p \simeq \frac{1}{T_p}$ e $W_x \simeq \frac{1}{T_b}$. Dato che nel DSSS una intera sequenza PN dura quanto un bit, si ottiene $T_p = \frac{T_b}{L}$ e dunque $G_p = \frac{T_b}{T_p} = L = 512$ pari a 27 dB.

2) Le sequenze di Walsh Hadamard risultano incorrelate qualora sincronizzate, condizione che risulta verificata per la trasmissione da ripetitore a radio mobile, e dunque il rapporto segnale-interferente può essere espresso come indicato a pag. 365, ovvero $SIR = \frac{G_p}{K-1}$, in cui K è il n. di utenti contemporaneamente attivi. Pertanto:

$SIR(K-1) = G_p \Rightarrow SIR \cdot K = G_p + SIR$ e dunque

$$K = \frac{G_p + SIR}{SIR} = \frac{512 + 10^{1,2}}{10^{1,2}} = \frac{512 + 15,8}{15,8} = 33,3 \Rightarrow 33 \text{ utenti}$$

(C) 1) In base alle considerazioni del §5.4.6 risulta

$P_e^{world} \simeq n \cdot P_e^{bit} = 1,1 \cdot 10^{-3}$ in quanto gli errori sono considerati indipendenti, e la prob. di due o più bit errati su n è $\ll$ di quella di un solo errore.

2) Ora i bit che compongono la parola sono 12, un errore singolo è detettato, e la parola errata può essere richiesta di nuovo. Dunque è errata solo qualora si verifichino due errori, con prob.

$$P(i,n) = P(2,12) = \frac{12 \cdot 11}{2} \left(P_e^{bit}\right)^2 = 66 \cdot 10^{-8} = 6,6 \cdot 10^{-7}$$

3) Il codice di Hamming detetta fino a due errori, nel cui caso la parola errata è richiesta nuovamente, e dunque si verifica errore se sono errati 3 o più bit su 15, con Prob.

$$P(i,n) = P(3,15) = \frac{15 \cdot 14 \cdot 13}{3 \cdot 2} \left(P_e^{bit}\right)^3 = 455 \cdot 10^{-12} = 4,5 \cdot 10^{-10}$$

4) Nei casi in cui il codice di Hamming, osservando una sindrome non nulla, si accorga di uno o due errori, non può sapere quanti sono in effetti, e dunque in ogni caso richiede la ritrasmissione della parola errata. In accordo alle considerazioni di cui al §5.5.2.3, la probabilità di richiedere una ri-trasmissione può essere approssimata come $P_r \simeq n \cdot P_e^{bit} = 15 \cdot 10^{-4} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ e dunque vengono ritrasmesse lo 0,15% delle parole

TeoriadeiSegnali.it

Parte descrittiva

(A) 1) Si manifesta ISI qualora il segnale ricevuto, campionato agli istanti di simbolo ricostruiti al ricevitore, presenti valori che dipendono, oltre che dal simbolo associato all'istante di osservazione, anche dai valori di altri simboli più o meno contigui.

2) Considerando il segnale privo di ISI in partenza, la sua insorgenza è causata da un filtraggio del segnale attraverso un canale non perfetto, ossia a seguito di distorsione lineare. Inoltre, anche in assenza di filtraggio, può insorgere ISI a causa di una errata sincronizzazione temporale del decisore rispetto agli istanti di simbolo

3) Occorre utilizzare un impulso di Nyquist, ovvero con $g(t) = \begin{cases} 1 & \text{con } t=0 \\ 0 & \text{con } t=nT_s \\ \forall & \text{altrove} \end{cases}$, e sceglierlo per quanto possibile con una banda ridotta per evitare più facilmente la distorsione lineare, ma con transizioni in frequenza non troppo ripide, altrimenti è difficile realizzare $g(t)$ a durata finita. Inoltre, occorre sincronizzare accuratamente il decisore, e scegliere $g(t)$ in modo che sia "quasi zero" per t vicino a nT_s.

(B) 1) L'SNR è il massimo possibile all'istante di decisione

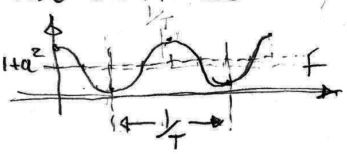
2) Il filtro che precede il decisore, anziché avere il solo scopo di filtrare il rumore "esterno" alla banda di segnale, viene sostituito con un filtro appunto adattato alla forma d'onda $g(t)$ in arrivo, realizzato ponendo $h(t) = g(T-t)$, in cui T è pari alla durata di $g(t)$

(C) 1) Si tratta di un fenomeno di eco causato da una riflessione del segnale, che determina la ricezione oltre che dell'onda diretta, anche di una sua versione ritardata

2) $H(f) = \mathcal{F}\{\delta(t) + a\,\delta(t-T)\} = 1 + a\,e^{-j2\pi fT} = 1 + a\cos 2\pi fT + ja\sin 2\pi fT$

$|H(f)|^2 = H(f)H^*(f) = R_e^2 + I_m^2 = (1+a\cos)^2 + (a\sin)^2 = 1 + 2a\cos 2\pi fT + a^2$

3) La $|H(f)|^2$ ha l'andamento mostrato a lato, e dato che la banda di coerenza individua l'estensione in frequenza per cui si può assumere il fading piatto, possiamo approssimare la stessa come circa $1/10$ del periodo in freq, ossia $B_c \simeq \frac{1}{10T}$



TeoriadeiSegnali.it

(D) La dispersione cromatica è legata ad una differente velocità di propagazione per le diverse λ contenute in un fascio laser, e dunque è direttamente correlata con la gamma cromatica $\Delta\lambda$ della sorgente luminosa, che deve essere la più piccola possibile. Indicando con D_0 la dispersione nominale della fibra espressa in $\left[\frac{psec \cdot nm}{km}\right]$, una fibra lunga L km e sorgente con gamma $\Delta\lambda$ presenta una dispersione $D = D_0 \cdot L \cdot \Delta\lambda$ psec, e dunque il periodo di bit è vincolato a durare $T_b \geq 4D$. Dato che $T_b = \frac{1}{f_b}$ otteniamo $D = \frac{1}{4 f_b} = D_0 \cdot L \cdot \Delta\lambda \Rightarrow f_b \cdot L = PBL = \frac{0{,}25}{D_0 \cdot \Delta\lambda}$

che viene chiamato prodotto banda-lunghezza, e dipende solo da fibra e sorgente, e può essere usato per valutare la lunghezza nota f_b, o viceversa.

(E) Nei collegamenti radio l'attenuazione cresce con il quadrato sia della distanza che della frequenza, mentre per i collegamenti in cavo la dipendenza dalla distanza è esponenziale negativa, e quella con la frequenza è una radice quadrata. La discussione è nel libro, e passa dai concetti di antenna isotropa, rapporto tra area dell'antenna e lunghezza d'onda, ovvero (per il cavo) dalla natura dissipativa della componente resistiva, e dall'effetto pelle.