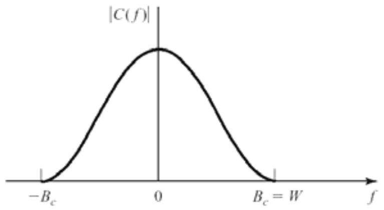
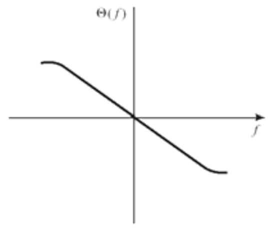
Ψηφιακή Μετάδοση μέσω AWGN Καναλιών Περιορισμένου Εύρους Ζώνης

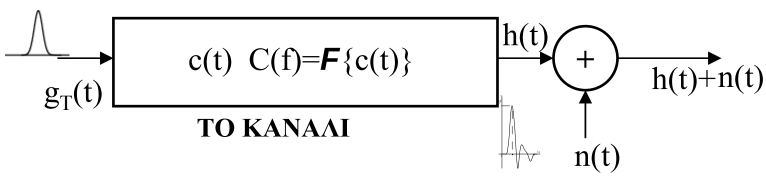
$$C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-j2\pi f t}\, dt$$





Παλμός $g_T(t)$ στην είσοδο του καναλιού

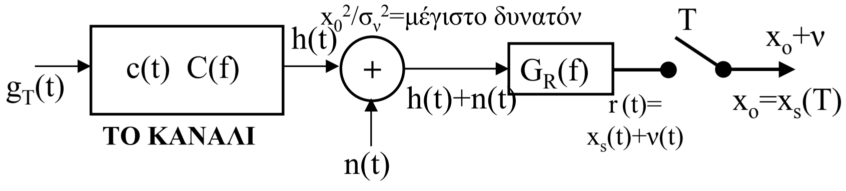
δίνει παλμό h(t) στην έξοδο του καναλιού.



$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) g_T(t-\tau)\, d\tau = c(t) \star g_T(t) \qquad H(f) = C(f) G_T(f)$$

ΑΡΙΣΤΟΣ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ:

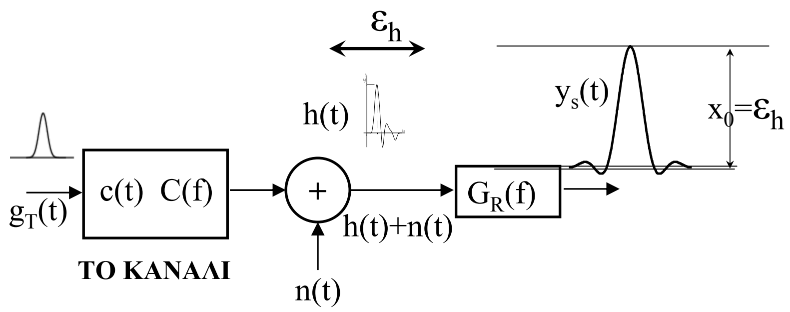
Ζητείται γραμμικό φίλτρο $g_R(t)/G_R(f)$ έτσι ώστε για δοσμένο Τ, x_0^2/σ_ν^2=μέγιστο δυνατόν



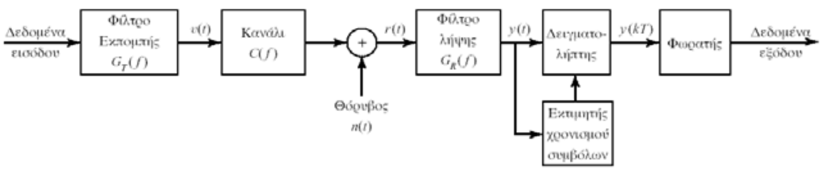
Η γνωστή λύση του άριστου φίλτρου:

$g_R(t)=h(T-t)$, $G_R(f)=c_R H^*(f)\exp(-j2\pi fT)$

και εξασφαλίζει: $SNR=x_0^2/\ \sigma_\nu^2=2\varepsilon_h/N_0$



Ψηφιακή PAM Μετάδοση μέσα από Κανάλια Βασικής Ζώνης Περιορισμένου Εύρους-Ζώνης



ΕΙΣΟΔΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t-nT)$$

ΕΞΟΔΟΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) + n(t)$$

ΕΞΟΔΟΣ ΦΙΛΤΡΟΥ ΛΗΨΗΣ

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) + \nu(t)$$

όπου $x(t) = h(t) \star g_R(t) = g_T(t) \star c(t) \star g_R(t)$

$$\nu(t) = n(t) \star g_R(t)$$

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) + \nu(t)$$

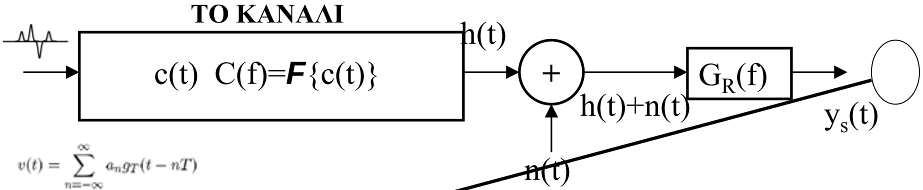
Δειγματοληπτώντας την έξοδο y(t) του φίλτρου λήψης τη χρονική στιγμή t_m=mT

$$y(mT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(mT-nT) + \nu(mT)$$

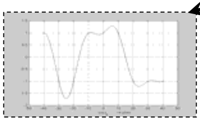
$$\begin{aligned} y_m &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n} + \nu_m \\ &= x_0 a_m + \underbrace{\sum_{n\neq m} a_n x_{m-n}}_{\text{ISI}} + \nu_m \end{aligned}$$

$$x_o = x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) g_R(T-t)\,dt = \int_{-\infty}^{\infty} (h(t))^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\, df = \varepsilon_h \qquad \frac{x_0^2}{\sigma_\nu^2} = \frac{2\varepsilon_h}{N_0}$$

Για παλμοσειρά στην είσοδο του καναλιού



$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t-nT)$$



$$y(mT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(mT-nT) + \nu(mT)$$

$$\begin{aligned} y_m &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n} + \nu_m \\ &= x_0 a_m + \sum_{n\neq m} a_n x_{m-n} + \nu_m \end{aligned}$$

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x(t-nT) + \nu(t)$$

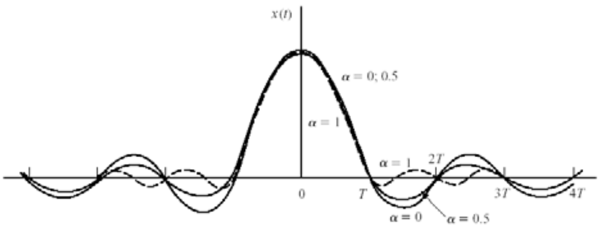
$x_0=\varepsilon_h \quad \sigma^2_\nu = \varepsilon_h N_0/2$

Για την εξουδετέρωση της ISI πρέπει ο παλμός λήψης x(t) να έχει την ιδιότητα

$$x(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

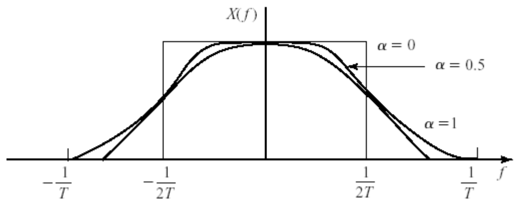
Το κρίτήριο Nyquist καθορίζει ότι η πιο πάνω συνθήκη μπορεί να επιτευχθεί μόνο αν ισχύει R<2W

(R=1/T: ρυθμός διαβίβασης συμβόλων και W: εύρος ζώνης του καναλιού)



$$x(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} = \mathrm{sinc}(t/T) \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2}$$

Χρονική μορφή και εξίσωση παλμού με φάσμα ανυψωμένου συνημιτόνου

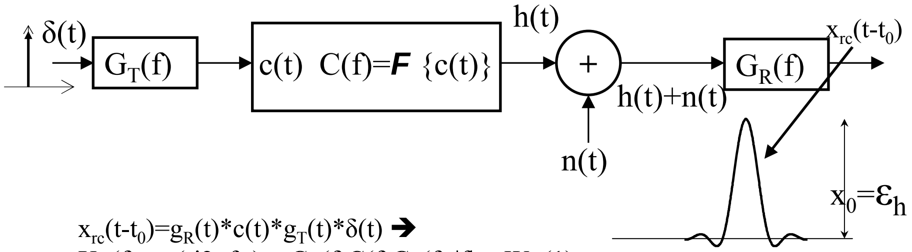


$$X_{\mathrm{rc}}(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T \\ \frac{T}{2}\left[1 + \cos \frac{\pi T}{\alpha}\left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T}\right)\right], & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases}$$

Φασματική μορφή και εξίσωση παλμού με φάσμα ανυψωμένου συνημιτόνου

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΒΕΛΤΙΣΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΚΑΙ ΣΥΓΧΡΟΝΩΣ ΜΗΔΕΝΙΣΜΟ ΤΗΣ ISI (Δεχόμαστε C(f)=Π(f/2W)

Για να λυθεί το πρόβλημα χρησιμοποιούμε εκτός από το φίλτρο λήψης, $G_R(f)$, ένα φίλτρο εκπομπής στην είσοδο του καναλιού, $G_T(f)$, κατάλληλα επιλεγμένο..



$x_{rc}(t-t_0)=g_R(t)*c(t)*g_T(t)*\delta(t) \Rightarrow$

$X_{rc}(f)\exp(-j2\pi f t_0) = G_R(f)C(f)G_T(f) \quad |f|<=W \quad (1)$

<u>Συνθήκη Βέλτιστου Φίλτρου!</u>

$G_R(f)=c_R H^*(f)\exp(-j2\pi fT) \quad (2)$

$H(f)=G_T(f)C(f) \quad (3)$

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΒΕΛΤΙΣΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΚΑΙ ΣΥΓΧΡΟΝΩΣ ΜΗΔΕΝΙΣΜΟ ΤΗΣ ISI (Δεχόμαστε C(f)=Π(f/2W)

$X_{rc}(f) = |G_R(f)||G_T(f)|, \quad |f|<=W \quad (1)$

$|G_R(f)| = c_R|H(f)| \quad (2)$

$|H(f)| = |G_T(f)| \quad (3)$

Μια λύση είναι:

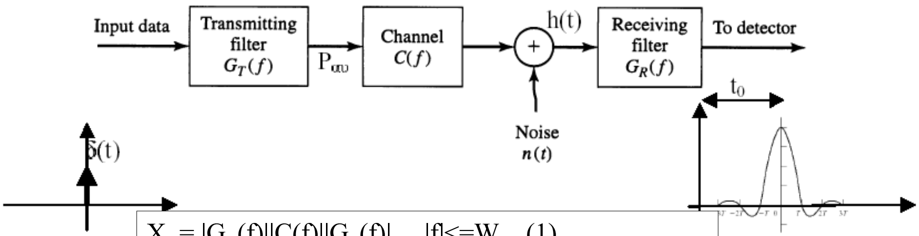
$$\boxed{|G_T(f)|=c_T\sqrt{X_{rc}(f)}}$$

$$\boxed{|G_R(f)|=c_R\sqrt{X_{rc}(f)}}$$

όπου c_R,c_T σταθερές. Η c_T καθορίζει την ισχύ εκπομπής ενώ η c_R επιλέγεται αυθαίρετα.

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΟΤΑΝ ΤΟ Η ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΣΥ-ΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΕΙΝΑΙ ΓΝΩΣΤΗ ΜΕ ΓΕΝΙΚΗ ΜΟΡΦΗ:

$$C(f)=|C(f)|e^{j\theta(f)}.$$



$X_{rc}= |G_R(f)||C(f)||G_T(f)|, \quad |f|<=W$ (1)

$|G_R(f)|=c_R|H(f)|$ (2)

$|H(f)|=|G_T(f)||C(f)|$ (3)

$X_{rc}= |G_R(f)||C(f)||G_T(f)|, \quad |f|<=W$ (1)

$|G_R(f)|=c_R|H(f)|$ (2)

$|H(f)|=|G_T(f)||C(f)$ (3)

Μια λύση είναι:

$$|G_T(f)|=c_T\frac{\sqrt{X_{rc}(f)}}{|C(f)|} \qquad |G_R(f)|=c_R\sqrt{X_{rc}(f)}$$

όπου c_R,c_T σταθερές. Η c_T καθορίζει την ισχύ εκπομπής ενώ η c_R επιλέγεται αυθαίρετα.

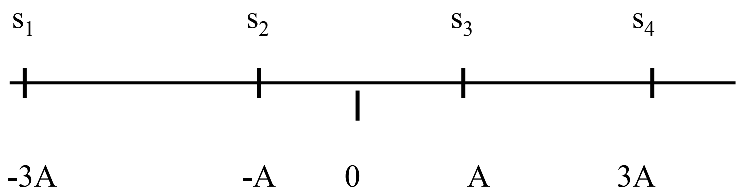
ΜΙΑΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ PAM

Σε ένα Σύστημα M-PAM οι παλμοί που φθάνουν στο δέκτη έχουν M διαφορετικά πλάτη:

$$\alpha_m A,\ m=1,2,\ldots,M$$

$$a_m = (2m-1-M) \quad m=1,2,\ldots,M$$

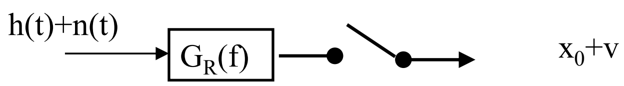
Πλάτη Τετραδικού PAM



Στο Φίλτρο λήψης

Αν δεχθούμε ότι έχει επιλεγεί $c_R=1$

$$\int_{-W}^{W} \left\| G_R(f) \right\|^2 df = \int_{-W}^{W} X_{rc}(f)\,df = 1$$



$x_0=E_g$, $\sigma_v^2=E_g N_0/2$

$$\left\{ \frac{x_0^2}{\sigma_v^2} = \frac{2\mathcal{E}_g}{N_0} \right.$$

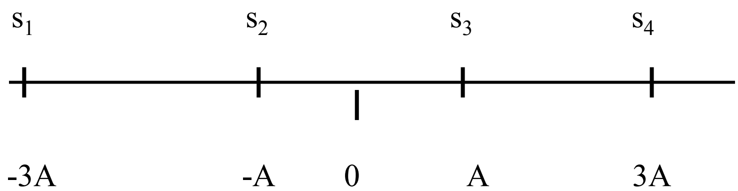
Πιθανότητα Σφάλματος κατά τη Φώραση Ψηφιακού PAM με Μηδενικό ISI

$$y_m = x_0 a_m + \nu_m \qquad x_0 = \int_{-W}^{W} |G_T(f)|^2 \, df = \mathcal{E}_g \qquad \sigma_\nu^2 = \mathcal{E}_g N_0/2$$

Σε ένα Σύστημα M-PAM ισχύει:

$$\begin{cases} a_m = (2m-1-M) & m = 1, 2, \ldots, M \\ v_m : Gaussian & \dfrac{x_0^2}{\sigma_\nu^2} = \dfrac{2\mathcal{E}_g}{N_0} \end{cases}$$

Πλάτη Τετραδικού PAM



Πιθανότητα Σφάλματος κατά τη Φώραση Ψηφιακού PAM με Μηδενικό ISI

Η Πιθανότητα Σφάλματος P_M υπολογίζεται ως:

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_g}{N_0}}\right)$$

$$\mathcal{E}_{av} = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} \mathcal{E}_m = \frac{\mathcal{E}_g}{M}\sum_{m=1}^{M}(2m-1-M)^2$$

$\mathcal{E}_g = 3\mathcal{E}_{av}/(M^2-1)$ και, $\mathcal{E}_{av} = k\mathcal{E}_{bav}$

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6P_{av}T}{(M^2-1)N_0}}\right) \qquad P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q\left[\sqrt{\frac{6(\log_2 M)\mathcal{E}_{bav}}{(M^2-1)N_0}}\right]$$

ΠΡΟΒΛΗΜΑ 8.10

Ένα ενσύρματο κανάλι μήκους 1000 Km χρησιμοποιείται για τη μετάδοση δεδομένων με τη βοήθεια δυαδικού PAM. Αναγεννητικοί επαναλήπτες τοποθετούνται ανά 50 Km στο σύστημα. Κάθε τμήμα του καναλιού έχει ιδανική (σταθερή) απόκριση συχνότητας στη ζώνη συχνοτήτων $0 \leq f \leq 1200$, και εξασθένιση 1 dB/Km. Ο θόρυβος του καναλιού είναι AWGN.

1. Ποιος είναι ο μέγιστος ρυθμός bit που μπορεί να μεταδοθεί χωρίς ISI;
2. Προσδιορίστε το απαιτούμενο $\mathcal{E}_b/N_0$ για να επιτευχθεί πιθανότητα σφάλματος bit $P_2 = 10^{-7}$ για κάθε επαναλήπτη.
3. Υπολογίστε την ισχύ εκπομπής σε κάθε επαναλήπτη για να επιτύχουμε το επιθυμητό $\mathcal{E}_b/N_0$, όπου $N_0 = 4.1 \times 10^{-21}$ W/Hz.

ΛΥΣΗ

1. W=1200 Hz άρα R_{MAX}=2W=2400 bits/sec

$P_2 = Q\left[\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right]$ **2.** $P_2=10^{-7}$ $E_b/N_0=(1/2)[\text{Quinv}(10^{-7})]^2=13.5$

3. $P_T=LRE_b=LR(E_b/N_0)N_0 = 10^5 \times 2400 \times 13.5 \times 4.1\times10^{-21}=13.3\times10^{-11}$

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ

Ένα ενσύρματο κανάλι επιτρέπει τη διέλευση των συχνοτήτων της περιοχής [0,1200 Hz] στις οποίες παρουσιάζει απόσβεση $\boxed{L=30 \text{ dB}}$ ενώ αποσβένει πλήρως τις εκτός της περιοχής αυτής συχνότητες. Στην έξοδο του καναλιού υπάρχει AWGN με φασματική πυκνότητα $N_0/2=10^{-8}$. Επιθυμούμε να σχεδιάσουμε ένα M-αδικό PAM σύστημα μέσω του οποίου να γίνει δυνατή η διαβίβαση μιας δυαδικής ακολουθίας με ρυθμό R_2=8 000 bits/sec και πιθανότητα σφάλματος $P_2=10^{-5}$.

1. Να προσδιορίσετε την μικρότερη δυνατή τιμή του M που είναι ανάγκη να χρησιμοποιήσουμε στο σύστημα αυτό, ώστε να έχουμε ψηφιακή διαβίβαση χωρίς ISI, καθώς και την αντίστοιχη τιμή του συντελεστή επέκτασης α.
2. Να προσδιορίσετε την ισχύ εκπομπής P_T για την περίπτωση του ερωτήματος 1.

ΛΥΣΗ

Η τιμή του M που αναζητούμε πρέπει να είναι ακέραια δύναμη του 2➔$M=2^k$

$R_b/R=k$ & $R<2B_C$➔ k ο μικρότερος ακέραιος που εξασφαλίζει ότι $R_b/k<2B_C$➔

k ο μικρότερος ακέραιος που εξασφαλίζει ότι $k>R_b/2B_C$➔ k=4➔M=16➔$R=R_b/4$=2000 s/sec

Από (8.3.22) ➔$B_C=(1+a)R/2$➔$a=2B_C/R-1$=2400/2000-1➔**a=0.2**

ΛΥΣΗ συνέχεια

2.

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6P_{av}T}{(M^2-1)N_0}}\right)$$

Στην περίπτωσή μας ισχύει:

- $P_M = k \times P_2 = 4 \times 10^{-5}$
- $T = T_{16} = 1/R_{16} = k/R_2 = 4/R_2$

Άρα $P_r = P_{av} = [Quinv(M \times k \times P_2/(2 \times (M-1)))]^2 (M^2-1)(N_0/2)(R_2/4)/3$

$= [Quinv(16 \times 4 \times 10^{-5}/(2 \times 15))]^{2} \times 255 \times 10^{-8} \times (8000/4)/3 =$

[Quinv(16*4*10^-5/(2*15))]^2*255*10^-8*(8000/4)/3=0.0285

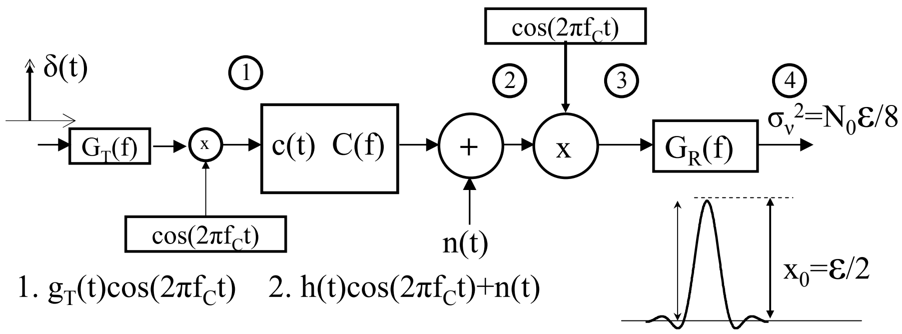
Άρα $P_T = LP_{av} = 28{,}50$ Watt

$\underline{P_T = 28{,}50}$ Watt.

Ψηφιακή Μετάδοση μέσω Ζωνοπερατών Καναλιών Περιορισμένου Εύρους-Ζώνης

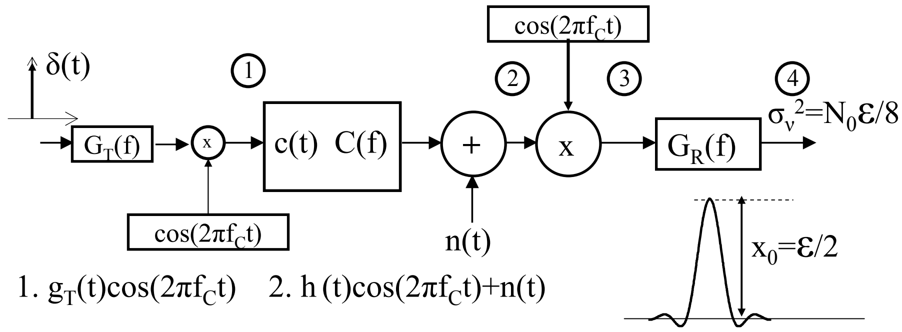
ΜΕ ΑΠΛΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (ASK)

$$u(t) = v(t)\cos 2\pi f_c t \qquad \upsilon(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \alpha_n g_T(t - nT)$$



1. $g_T(t)\cos(2\pi f_C t)$ 2. $h(t)\cos(2\pi f_C t)+n(t)$

ε: Ενέργεια παλμού $h_T(t)$



1. $g_T(t)\cos(2\pi f_C t)$ 2. $h\,(t)\cos(2\pi f_C t)+n(t)$

$\mathcal{E}$: Ενέργεια παλμού $h_T(t)$

2. Ισχύει $n(t)=n_c(t)\cos(2\pi f_c t) - n_s(t)\sin(2\pi f_c t)$ όπου $n_s(t)$ και $n_c(t)$ συνιστώσες βασικής ζώνης ασυσχέτιστες μεταξύ τους και με φασματική πυκνότητα N_0.

3. Υψηλή Συχνότητα $+1/2[h_T(t)+n_c(t)]$.

4. $x_0=\mathcal{E}/2$ v_0 Gaussian με $\sigma_v^2=N_0\mathcal{E}/8$ ή $x_0^2/\sigma_v^2=2\mathcal{E}/N_0$

Ψηφιακή Μετάδοση μέσω Ζωνοπερατών Καναλιών Περιορισμένου Εύρους-Ζώνης

ΜΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ, PSK

$$u(t) = v_c(t)\cos 2\pi f_c t \boxed{-} v_s(t)\sin 2\pi f_c t$$

$$v_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{nc} g_T(t-nT)$$

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{ns} g_T(t-nT)$$

όπου

$\alpha_{nc}=A\cos(2\pi m/M)$, $\alpha_{ns}=A\sin(2\pi m/M)$, $m=0,1,\ldots,M-1$

ΜΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ, QAM

$$u(t) = v_c(t)\cos 2\pi f_c t - v_s(t)\sin 2\pi f_c t$$

$$v_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{nc} g_T(t - nT)$$

$$v_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{ns} g_T(t - nT)$$

όπου

$\alpha_{nc}=m_c A$, $\alpha_{ns}=m_s A$, m_c, m_s=-(M-1),…,-1,1,…,(M-1)

Θέτοντας:

$$\begin{aligned} v(t) &= v_c(t) - jv_s(t) = \sum_{n=-\infty} (a_{nc} - ja_{ns}) g_T(t - nT) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT) \qquad \{a_n = a_{nc} - ja_{ns}\} \end{aligned}$$

$$u(t) = \mathrm{Re}[v(t) e^{j2\pi f_c t}]$$

Επομένως τα σήματα ASK, PSK και QAM γράφονται με τη γενική μορφή:

$$u(t) = \mathrm{Re}[v(t)e^{j2\pi f_c t}] \qquad \upsilon(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \alpha_n g_T(t - nT)$$

Το υ(t) καλείται **ισοδύναμο χαμηλοπερατό σήμα εκπομπής**. Το υ(t) είναι ένα σήμα βασικής ζώνης. Για το ASK το υ(t) έχει **πραγματική τιμή**. Αντίθετα για τα QAM και PSK το υ(t) έχει **μιγαδική τιμή.**

ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΛΑΜΒΑΝΕΤΑΙ

$$w(t) = \mathrm{Re}[r(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad \text{με} \quad r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT) + n(t)$$

όπου

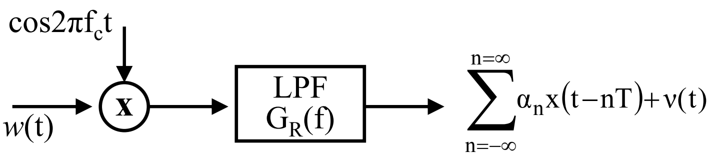
$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) g_T(t-\tau)\, d\tau = c(t) \star g_T(t) \qquad H(f) = C(f)G_T(f)$$

Το r(t) καλείται **ισοδύναμο χαμηλοπερατό σήμα λήψης**. Το r(t) είναι ένα σήμα βασικής ζώνης. Για το ASK το r(t) έχει **πραγματική τιμή**. Αντίθετα για τα QAM και PSK το r(t) έχει **μιγαδική τιμή**.

ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΟΥ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΛΗΨΗΣ ΣΕ ΣΗΜΑ ΒΑΣΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ

$$w(t) = \mathrm{Re}[r(t)e^{j2\pi f_c t}] \qquad r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT) + n(t)$$

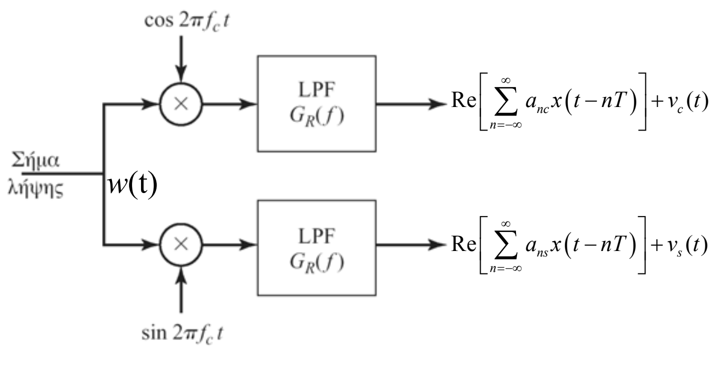
Για ASK α_n πραγματική ακολουθία.



ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΟΥ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΛΗΨΗΣ ΣΕ ΣΗΜΑ ΒΑΣΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ

$$w(t) = \mathrm{Re}[r(t)e^{j2\pi f_c t}] \qquad r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t - nT) + n(t)$$

Για PSK και QAM α_n μιγαδική ακολουθία.



Και στις δύο περιπτώσεις.

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_n x(t - nT) + \nu(t)$$

Όπου α_n και ν(t) είναι πραγματικά για ASK και μιγαδικά για PSK και QAM

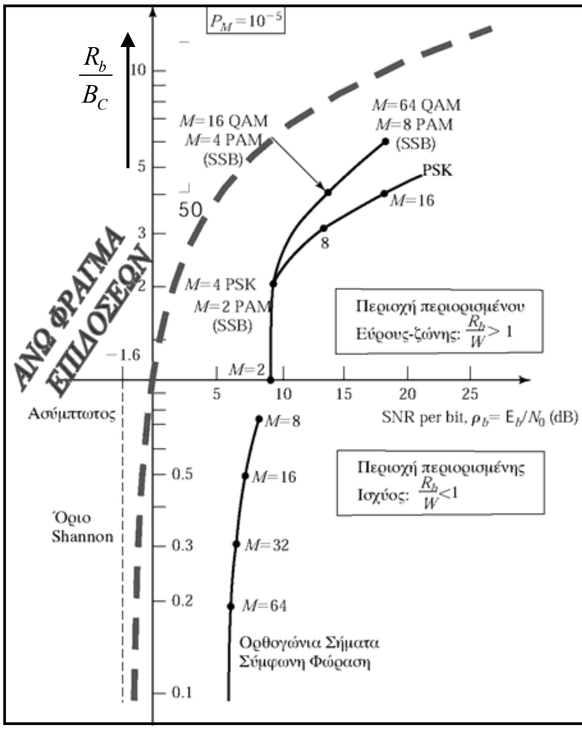
<u>Απαίτηση σε Εύρος-Ζώνης των Τηλεπ. Συστημάτων</u>

<u>Μέγιστη Τιμή του R/B_C</u>

1. Βασική Ζώνη: $R/B_C=2$
2. Ζωνοπερατά Δυδιάστατα $R/B_C=1$

<u>Μέγιστη Τιμή του R_b/B_C</u>

1. Βασική Ζώνη: $R_b/B_C=2\log_2 M$
2. Ζωνοπερατά Δυδιάστατα $R_b/B_C=\log_2 M$



Οι Επιδόσεις των Γνωστών Τηλεπικοιν. Συστημάτων

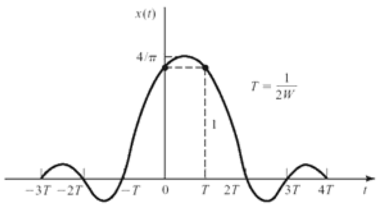
Το Θεώρημα Shannon –Hartley για τη χωρητικότητα του καναλιού:

$$r = \log_2[1 + r(\mathcal{E}_b/N_0)]$$

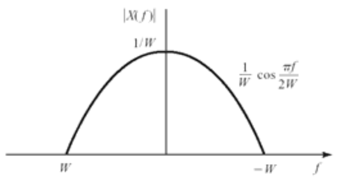
Σχεδιασμός Σημάτων Περιορισμένου Εύρους-Ζώνης με Ελεγχόμενο ISI — Σήματα Μερικής Απόκρισης

Το εύρος ζώνης περιορίζεται αν δεν απαιτήσουμε την πλήρη εξουδετέρωση του ISI

$$x(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1 \\ 0, & \text{αλλιώς} \end{cases}$$



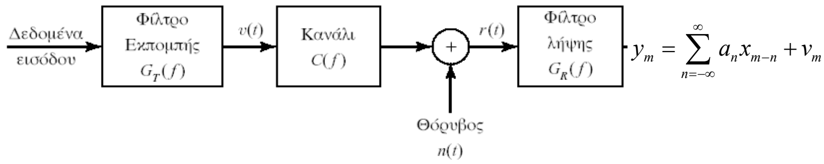
$$x(t) = \text{sinc}(2Wt) + \text{sinc}(2Wt - 1)$$

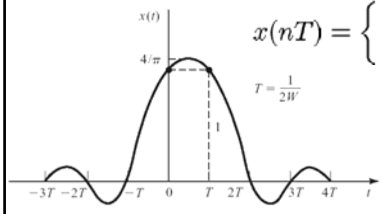


$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W}[1 + e^{-j\frac{\pi f}{W}}] = \frac{1}{W}e^{-j\frac{\pi f}{2W}}\cos(\frac{\pi f}{2W}), & |f| < W \\ 0, & \text{αλλιώς} \end{cases}$$

$$\boxed{R = 2W}$$

Σχεδιασμός Σημάτων Περιορισμένου Εύρους-Ζώνης με Ελεγχόμενο ISI — Σήματα Μερικής Απόκρισης





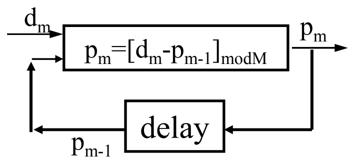
$$x(nT) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1 \\ 0, & \text{αλλιώς} \end{cases}$$

$$y_m = a_m + a_{m-1} + v_m$$

Σύμβολο-προς-Σύμβολο Φώραση Δεδομένων με Ελεγχόμενο ISI

$$y_m = b_m + \nu_m = a_m + a_{m-1} + \nu_m$$

Προκωδικοποίηση στον πομπό



Ισχύει ότι $d_m = [p_m + p_{m-1}]_{modM}$

$p_m =$	0	1	…	M-1
$\alpha_m =$	-(M-1)	-(M-3)		M-1

Δηλαδή $\alpha_m = 2p_m - M - 1$

Στο Δέκτη το λαμβανόμενο δείγμα $y_m = b_m + n_m$

$$b_m = a_m + a_{m-1} = 2[p_m + p_{m-1} - (M-1)] \qquad p_m + p_{m-1} = \frac{b_m}{2} + (M-1)$$

και $d_m = [p_m + p_{m-1}]_{modM}$

Άρα τελικά $d_m = [b_m/2 + (M-1)]_{modM}$

Σύμβολο-προς-Σύμβολο Φώραση Δεδομένων με Ελεγχόμενο ISI

Προκωδικοποίηση στον πομπό Ισχύει ότι $d_m= [p_m+p_{m-1}]_{modM}$

Άρα τελικά $d_m= [b_m/2+(M-1)]_{modM}$

ΠΙΝΑΚΑΣ 8.2 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΣΤΑΘΜΩΝ ΜΕ ΔΙΠΛΟΔΥΑΔΙΚΟΥΣ ΠΑΛΜΟΥΣ

Ακολουθία δεδομένων d_n		0	0	1	3	1	2	0	3	3	2	0	1	0
Προκωδικοποιημένη ακολουθία p_n	0	0	0	1	2	3	3	1	2	1	1	3	2	2
Μεταδιδόμενη ακολουθία a_n	−3	−3	−3	−1	1	3	3	−1	1	−1	−1	3	1	1
Λαμβανόμενη ακολουθία b_n		−6	−6	−4	0	4	6	2	0	0	−2	2	4	2
Αποκωδικοποιημένη ακολουθία d_n		0	0	1	3	1	2	0	3	3	2	0	1	0

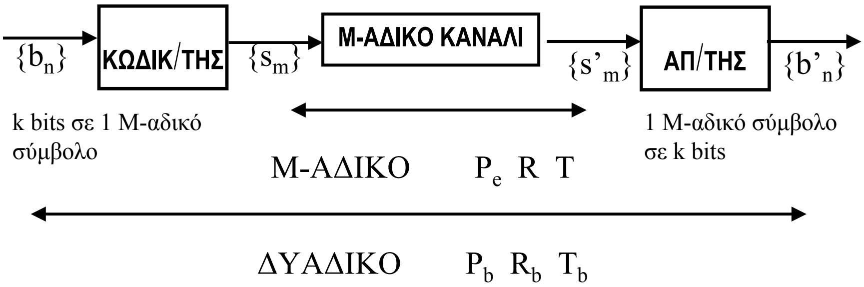
Σύμβολο-προς-Σύμβολο Φώραση Δεδομένων με Ελεγχόμενο ISI

$$P_M < 2\left(1-\frac{1}{M^2}\right) Q\left(\sqrt{\left(\frac{\pi}{4}\right)^2 \frac{6}{M^2-1}\frac{\mathcal{E}_{av}}{N_0}}\right)$$

Παρατίθεται για σύγκριση ο μαθ. τύπος της P_M του Μ-αδικού PAM

$$P_M = \frac{2\left(M-1\right)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6}{\left(M^2-1\right)}\frac{\mathcal{E}_{av}}{N_0}}\right)$$

Για να πετύχουμε στα δύο συστήματα την ίδια πιθανότητα σφάλματος, πρέπει η $\mathcal{E}_{av}$ του συστήματος μερικής απόκρισης να αυξηθεί περίπου κατά 2.1 dB από αυτήν του Μ-PAM



<u>Σχεση Μεταξύ παραμέτρων</u> ($k=\log_2 M$)

$R_b=kR$ για όλα τα συστήματα

για MPAM, MPSK, MQAM, $P_b=P_e/k$

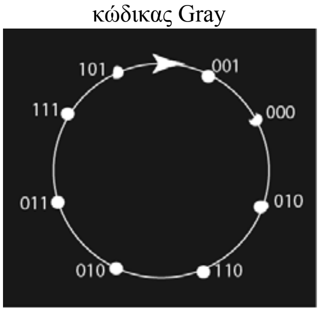
για MFSK $P_b=P_e/2$

Στα MPSK, MPAM, MQAM, όταν συμβεί σφάλμα το εσφαλμένο σύμβολο που λαμβάνεται στην έξοδο του φωρατή συνήθως απέχει ελάχιστη απόσταση από αυτό που έχει αποσταλεί από τον πομπό. Χρησιμοποιώντας κώδικα Gray εξασφαλίζεται ότι όταν συμβεί λάθος από τα k bits του κώδικα θα είναι λανθασμένο μόνο το 1. Έτσι στα συστήματα αυτά ισχύει $P_b=P_M/k$. Στα MFSK η τεχνική αυτή δεν μπορεί να εφαρμοστεί αφού όλα τα σύμβολα απέχουν μεταξύ τους την ίδια σταθερή απόσταση $D=E_s$. Για το λόγο αυτό στα MFSK se κάθε λανθασμένο σύμβολο, κατά μέσο όρο τα μισά από τα k bits είναι λανθασμένα.

Κώδικας Gray για 8-αδικό σύστημα

S0	0	0	0
S1	1	0	0
S2	1	1	0
S3	0	1	0
S4	0	1	1
S5	1	1	1
S6	1	0	1
S7	0	0	1

8PSK και ο αντίστοιχος κώδικας Gray



8PAM και ο αντίστοιχος κώδικας Gray