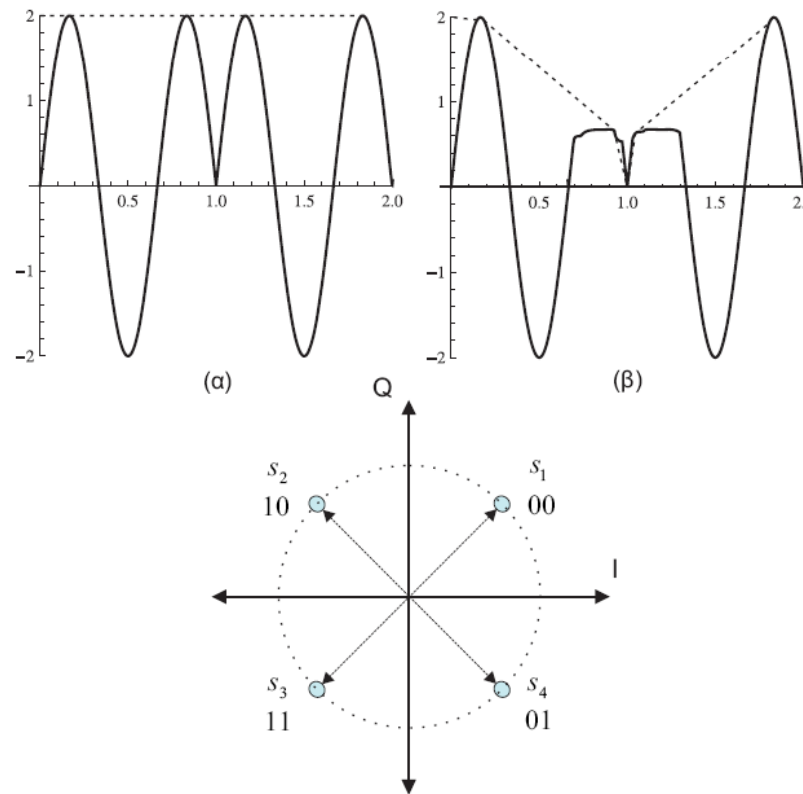

ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ
ΥΨΗΛΗΣ ΦΑΣΜΑΤΙΚΗΣ
ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑΣ

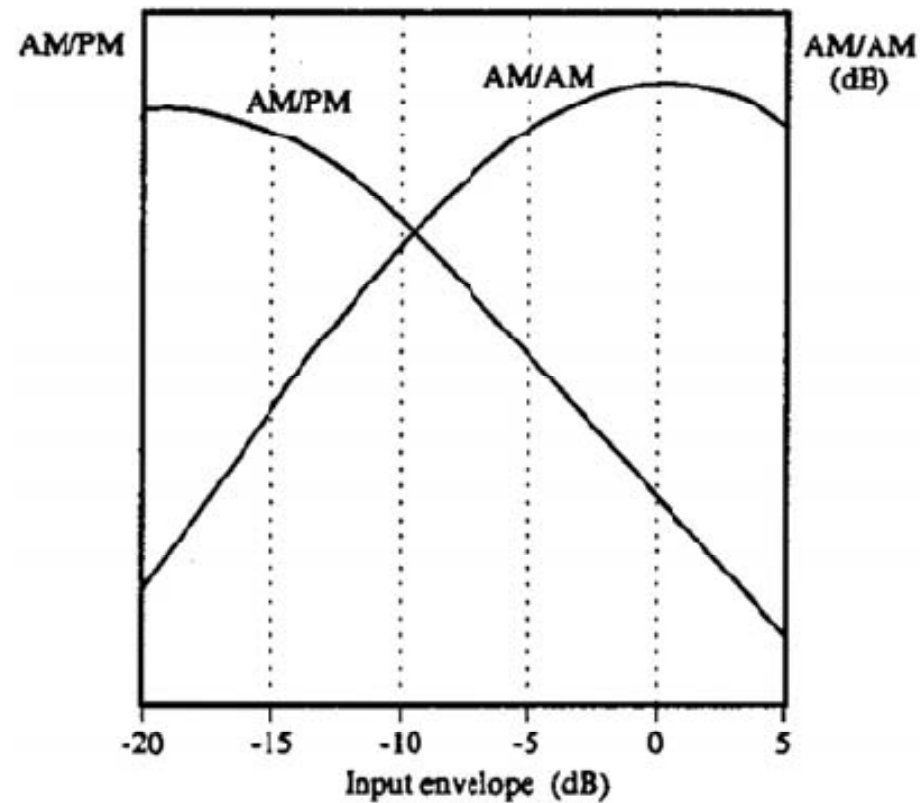
Μειονειτήματα διαμορφώσεων PSK

- ❑ Σχετικά μεγάλο απαιτούμενο εύρος ζώνης
- ❑ Παραμόρφωση της περιβάλλουσας από τη χρήση ζωνοπερατών φίλτρων.

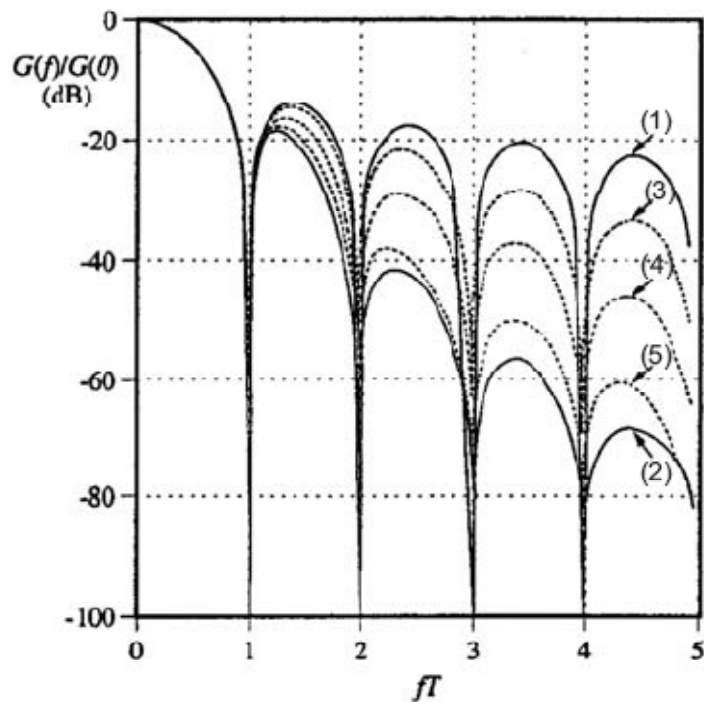


Μειονεπιτήματα διαμορφώσεων PSK

- Αρνητική συμπεριφορά όταν χρησιμοποιούνται ενισχυτές υψηλής ισχύος



Μειονειτήματα διαμορφώσεων PSK



- (1) στην έξοδο του διαμορφωτή,
- (2) στην έξοδο του ζωνοπερατού φίλτρου (περιορισμός των πλευρικών λοβών),
- (3) στην έξοδο του ενισχυτή για λειτουργία στον κόρο (επανεμφάνιση των πλευρικών λοβών),
- (4) στην έξοδο του ενισχυτή για λειτουργία στην περιοχή 6 dB χαμηλότερα από τον κόρο (6 dB Back-off),
- (5) στην έξοδο του ενισχυτή για 12 dB Back-off

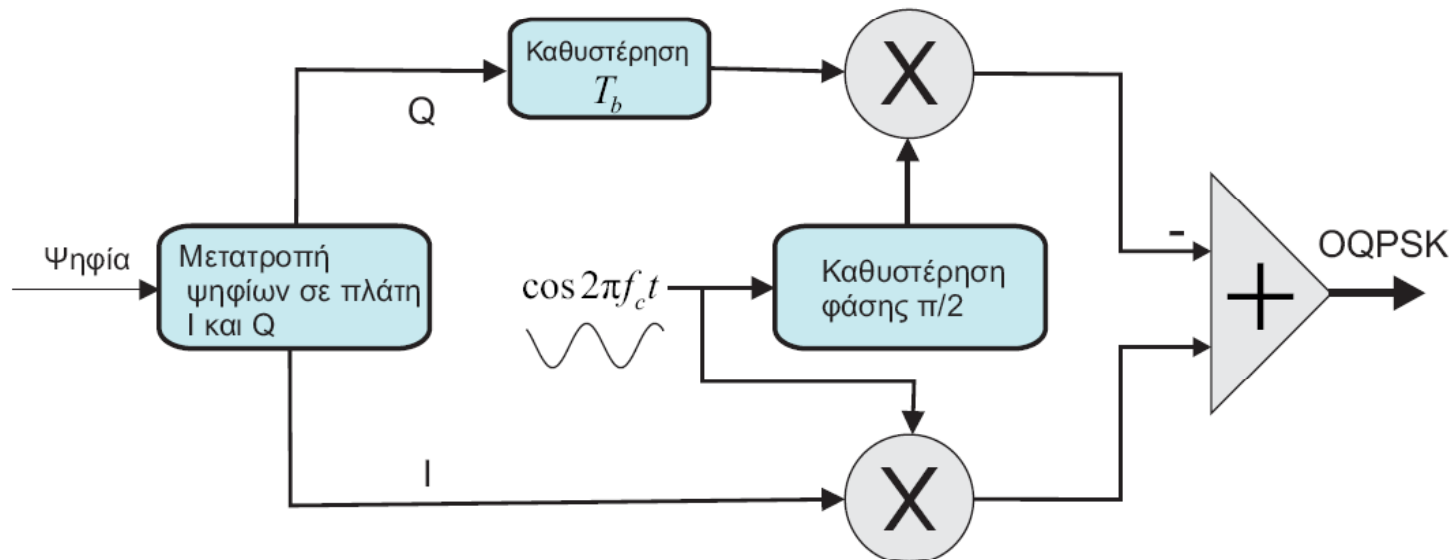
Μειονειτήματα διαμορφώσεων PSK

- Η χρήση back-off, δηλαδή η λειτουργία του ενισχυτή σε περισσότερο γραμμική περιοχή (χαμηλότερα από το κόρο) αντιμετωπίζει εν μέρει το πρόβλημα. Όμως, τότε ο πομπός λειτουργεί αντίθετα με την απαίτηση για αποτελεσματική διαχείριση της παρεχόμενης ισχύος
- Δεν μπορεί να γίνει τοποθέτηση του ζωνοπερατού φίλτρου μετά τον ενισχυτή, γιατί το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι πολύ μικρό συγκρινόμενο με τη συχνότητα του φέροντος. Έτσι, ο δείκτης ποιότητας (Q-factor) του φίλτρου πρέπει να είναι πολύ μεγάλος, γεγονός που καθιστά σχεδόν απαγορευτική από πλευράς κόστους και πολυπλοκότητα υλοποίησης τη δημιουργία τέτοιων φίλτρων.
- Από τα προηγούμενα γίνεται φανερή η ανάγκη για χρησιμοποίηση τεχνικών διαμόρφωσης οι με περιορισμένο εύρος ζώνης ή τουλάχιστον να αποφεύγουν όσο το δυνατόν περισσότερο τις απότομες μεταβολές της φάσης, κατά την αλλαγή των συμβόλων.

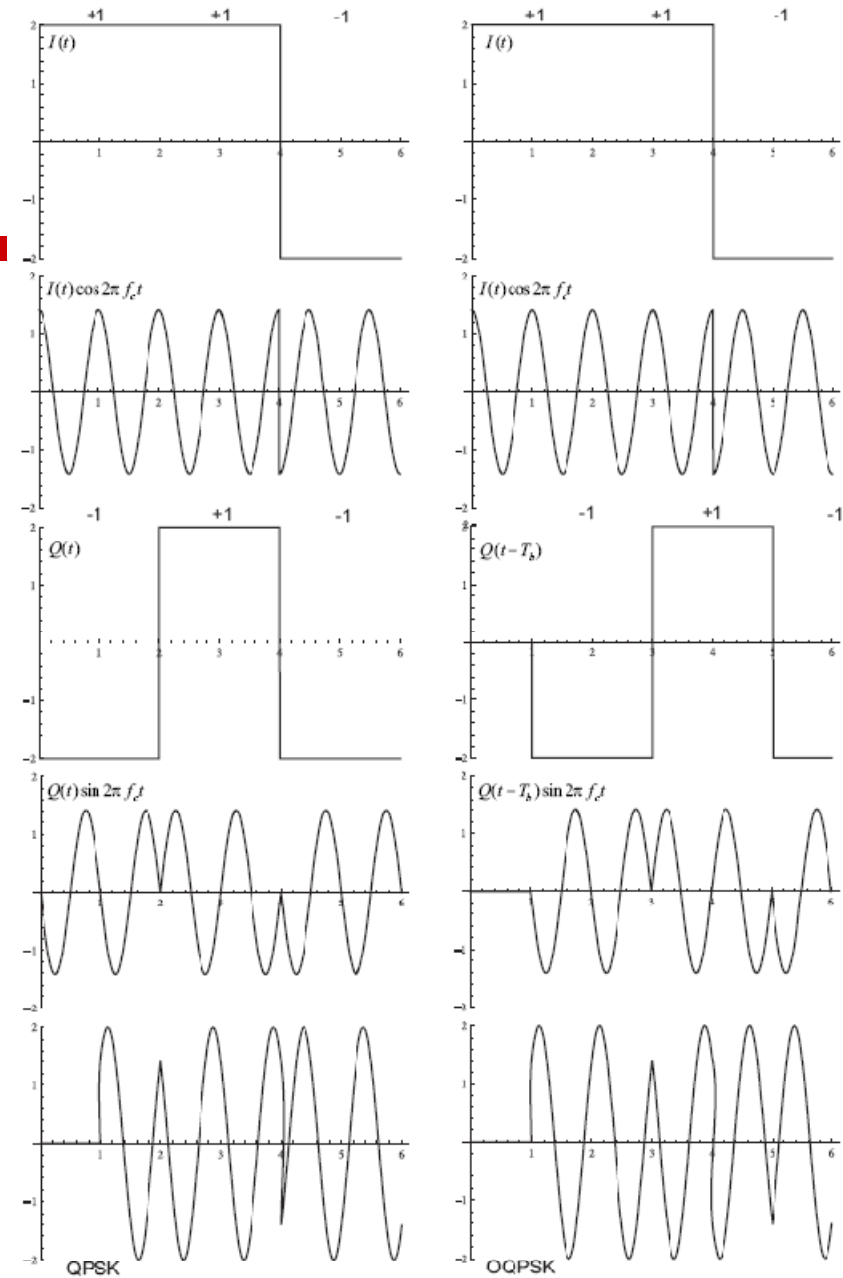
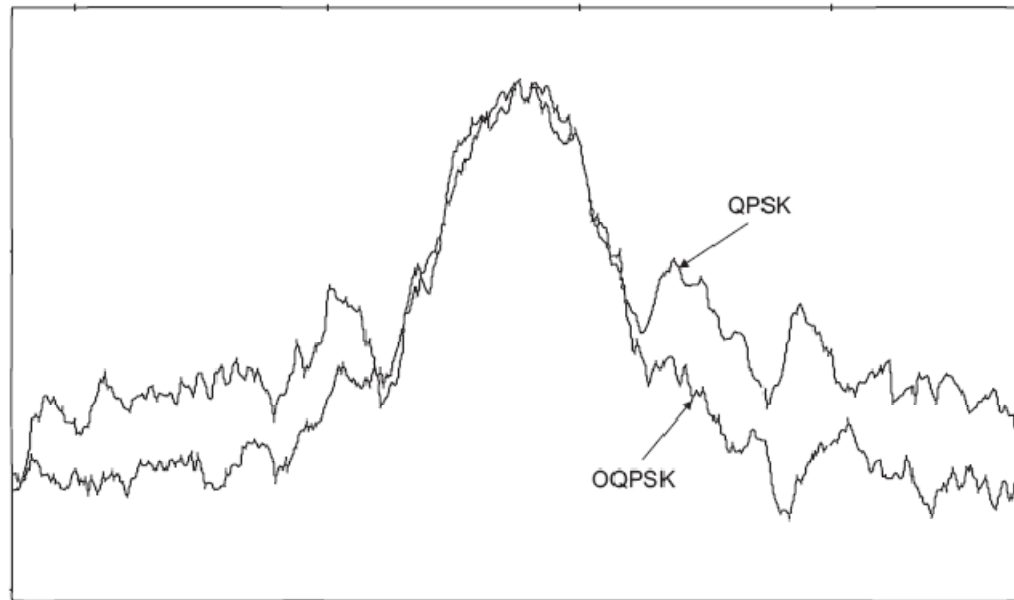
Off-set QPSK (OQPSK)

- Σύμφωνα με την τεχνική OQPSK ή staggered QPSK, επιβάλλεται μια καθυστέρηση των δεδομένων του QPSK στην Q συνιστώσα κατά μισή περίοδο συμβόλου.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} I(t) \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} Q(t - T_b) \sin 2\pi f_c t$$



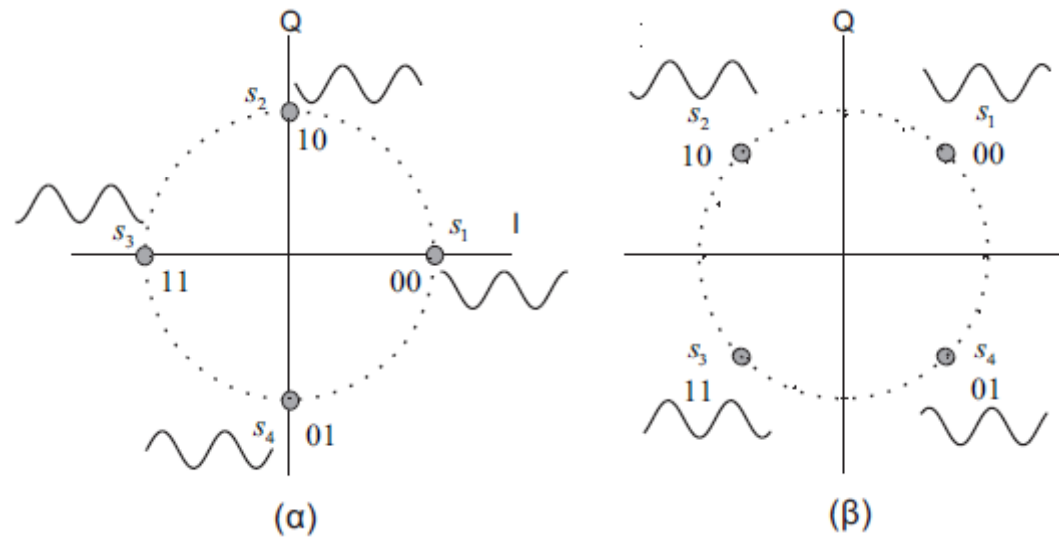
Off-set QPSK (OQPSK)



Off-set QPSK (OQPSK)

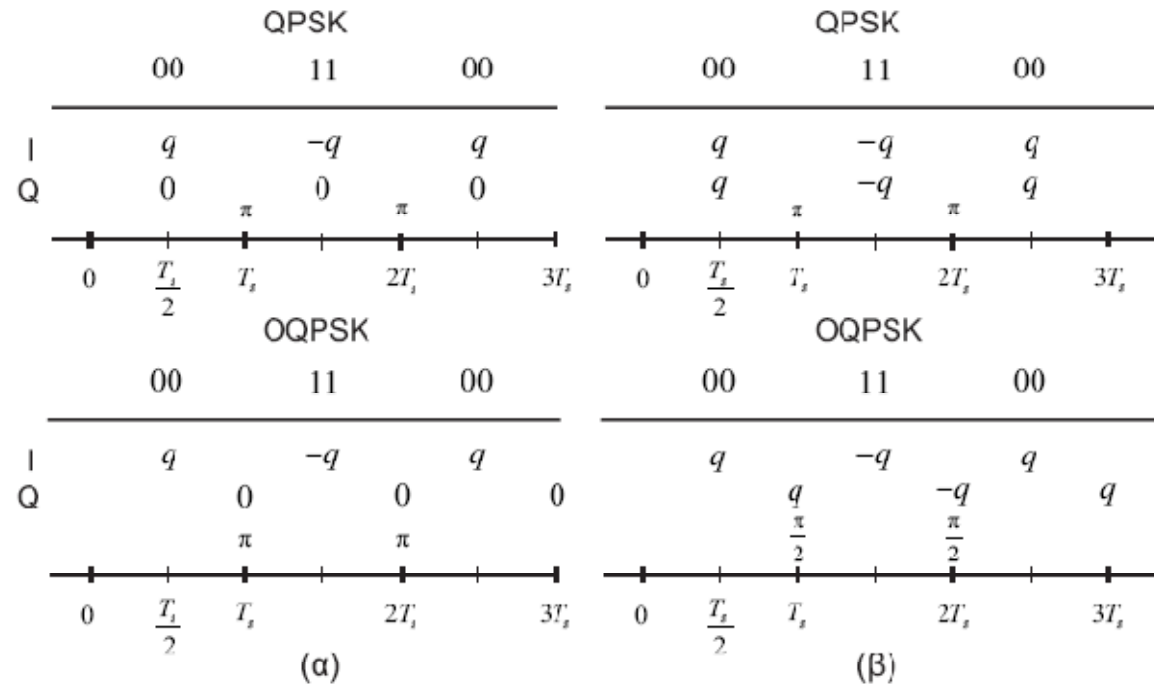
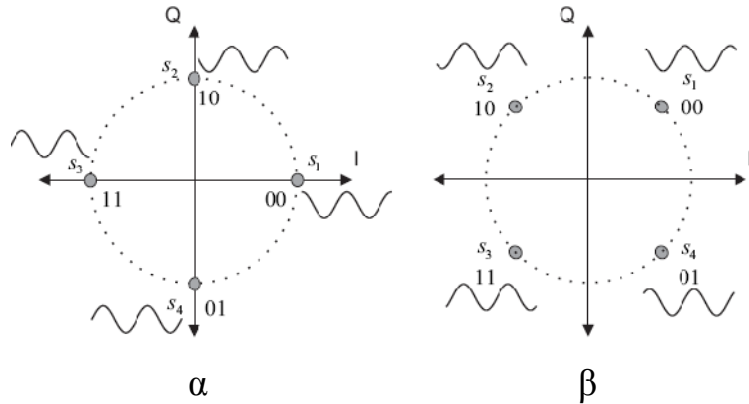
Παράδειγμα 8.1

Χρησιμοποιώντας μία ακολουθία συμβόλων της αρεσκείας σας να δείξετε ότι σε συστήματα με διαμόρφωση OQPSK δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο αστερισμός QPSK του Σχήματος 8.6α. Αντίθετα χρησιμοποιείται αυτός του 8.6β.

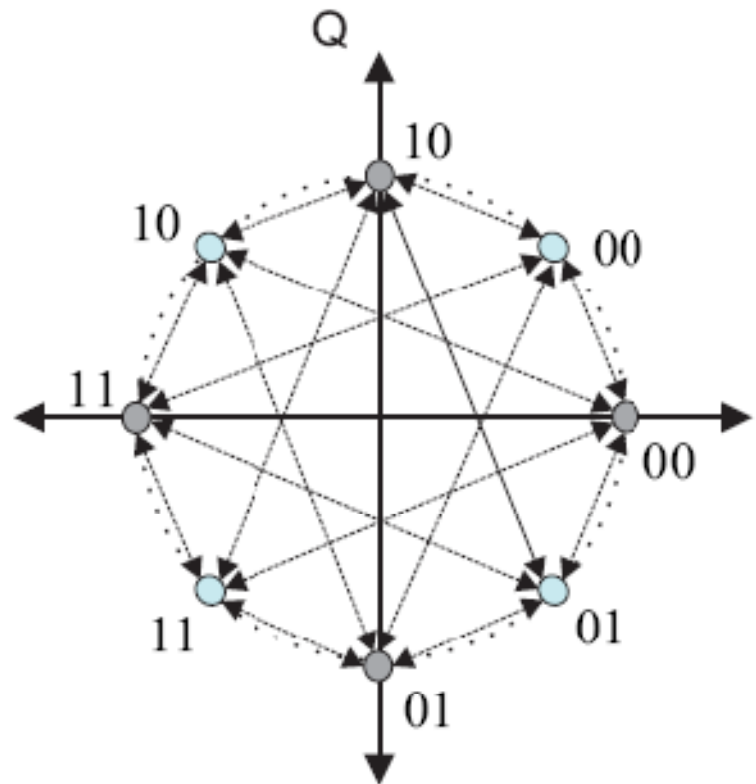


Σχήμα 8.6: Αστερισμοί QPSK

Off-set QPSK (OQPSK)



$\pi/4$ -QPSK ή Ψευδο-οκταδικό QPSK



Διαμορφώσεις Συνεχούς Φάσης (Continuous Phase Modulation-CPM)

$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos [2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})]$$

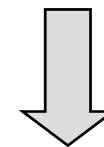
$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n q(t - nT)$$

$$\mathbf{a} = \{a_0 a_1 a_2 \dots\} \{ \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1) \} \mu\epsilon M = 2^K$$

h , είναι ο δείκτης διαμόρφωσης

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau.$$

↑ Απόκριση φάσης Απόκριση συχνότητας



$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \int_{-\infty}^{t-nT} g(\tau) d\tau \right]$$

Παλμοί απόκρισης συχνότητας

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) d\tau = \frac{1}{2}$$

Ορθογώνιος παλμός (Rectangular pulse) LREC-CPM

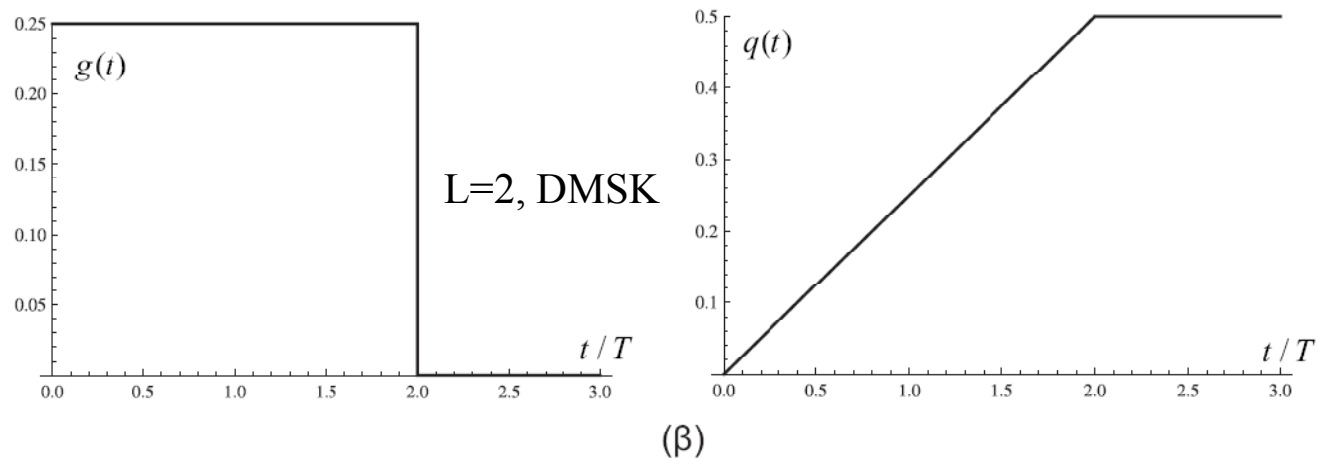
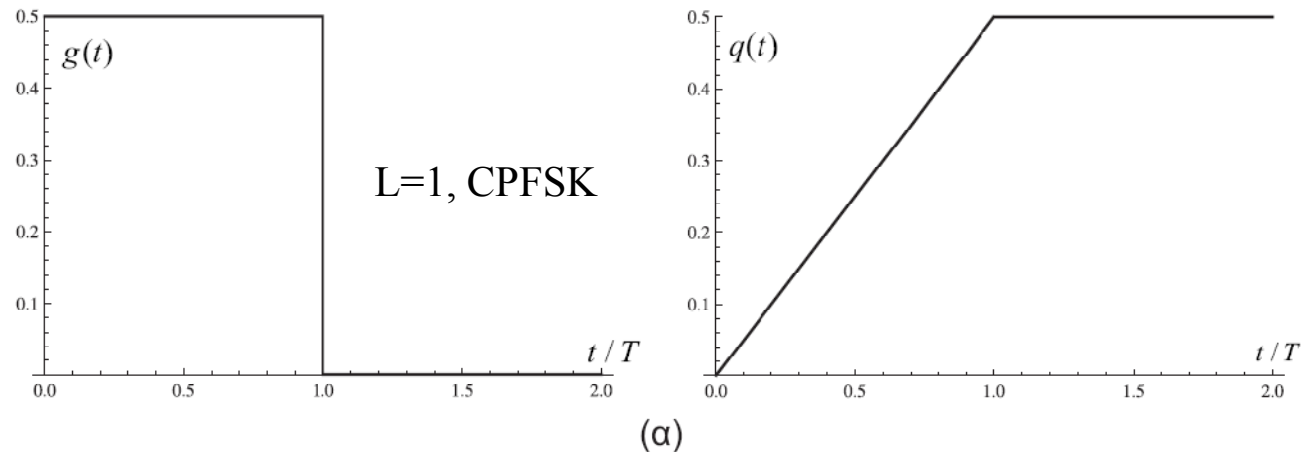
$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT}, & 0 \leq t \leq LT \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases} \quad q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} \frac{t}{2LT}, & 0 \leq t \leq LT \\ \frac{1}{2}, & t > LT \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

1REC-CPM \Rightarrow *Continuous Phase FSK (CPFSK)*

CPFSK με $h = \frac{1}{2}$ \Rightarrow *Minimum Shift Keying-MSK*

2REC-CPM \Rightarrow *διπλοδυαδικό (duobinary) MSK (DMSK)*

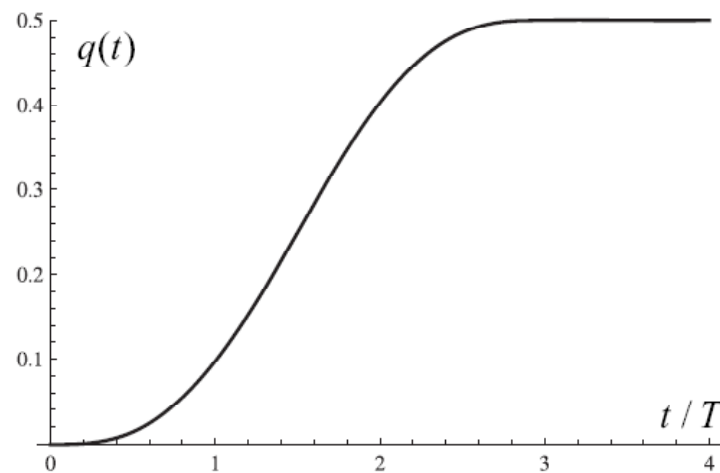
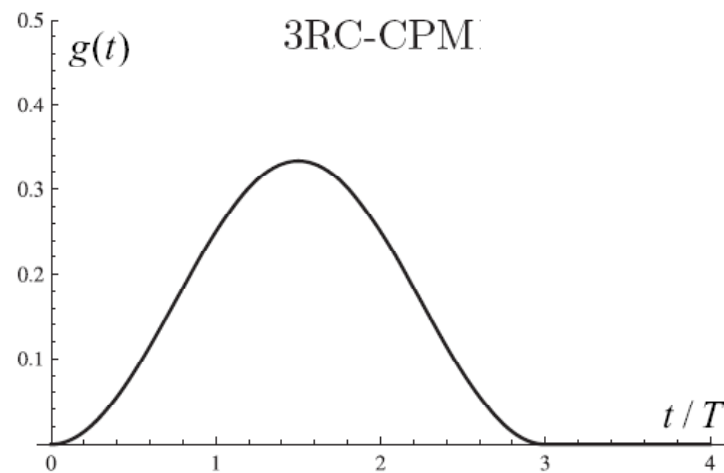
Παλμοί απόκρισης συχνότητας



Παλμοί απόκρισης συχνότητας

Παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου (Raised cosine pulse) LRC-CPM

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} \left[1 - \cos \frac{2\pi t}{LT} \right], & 0 \leq t \leq LT \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}$$



Παράδειγμα δυαδικού 3RC-CPM

Παράδειγμα 8.2

Τηλεπικοινωνιακό σύστημα χρησιμοποιεί δυαδικό 3RC-CPM με $h = \frac{2}{3}$ και διάρκεια bit $T = 1$. Αν η ακολουθία των συμβόλων είναι

$$\mathbf{a} = \{+1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1\} \quad (8.12)$$

να σχεδιαστεί η φάση $\Phi(t, \mathbf{a})$ ως προς το χρόνο. Κατόπιν να σχεδιάσετε το εκπεμπόμενο σήμα $s(t)$ αν $f_c = \frac{1}{T}$ και $E_s = 4$. Θεωρείστε ότι $\Phi(0, \mathbf{a}) = 0$.

Παράδειγμα δυαδικού 3RC-CPM

Η φάση θα είναι

$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=0}^{\tau} a_n q(t - nT). \quad (8.13)$$

Η απόκριση φάσης του 3RC-CPM μπορεί να βρεθεί από την (8.11) ως

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} \int_0^t \frac{1}{2LT} [1 - \cos \frac{2\pi\tau}{LT}] d\tau, & 0 \leq t \leq LT \\ \frac{1}{2}, & t > LT \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases} \quad (8.14)$$

ή

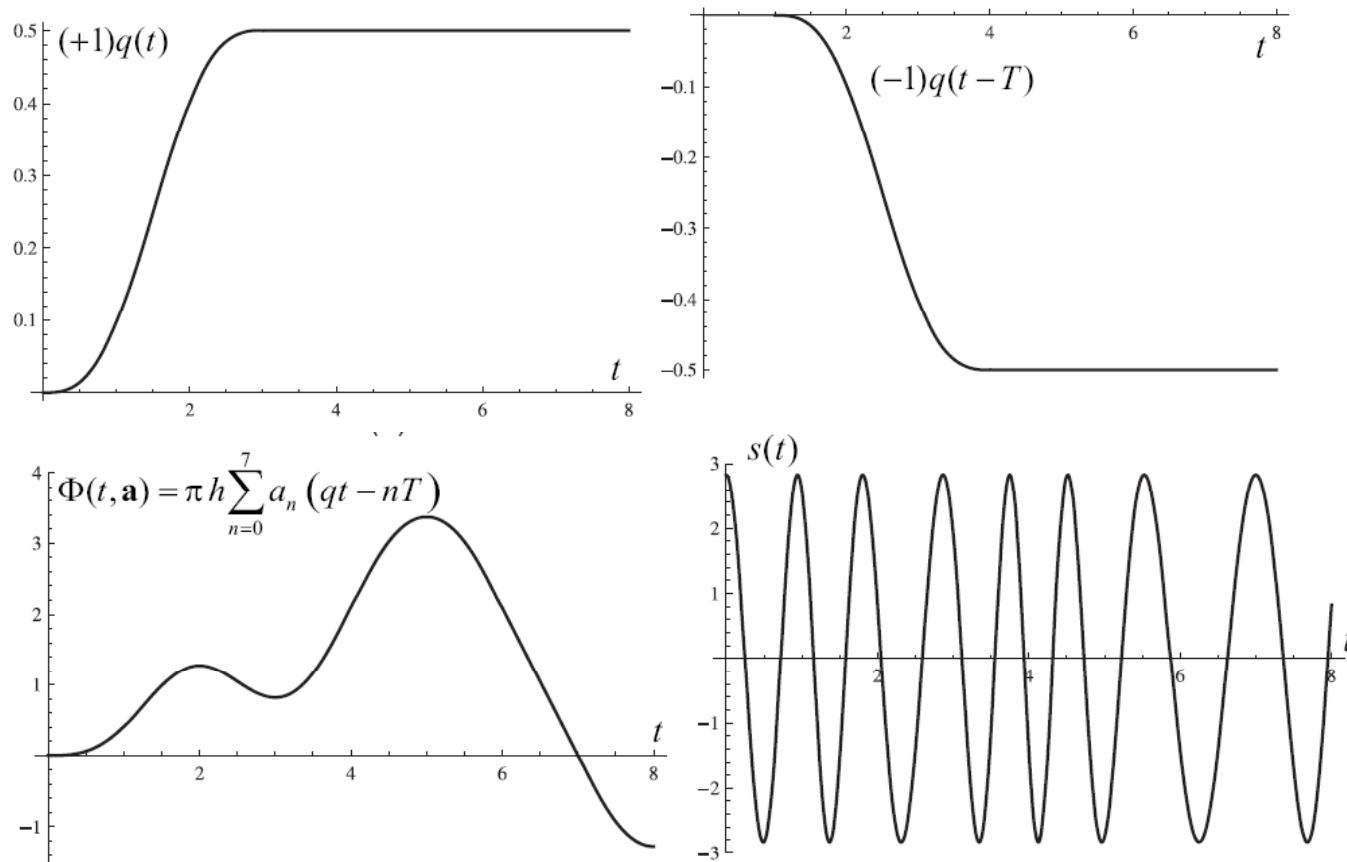
$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau = \begin{cases} \frac{t}{2LT} - \frac{\sin \frac{2\pi t}{LT}}{4\pi}, & 0 \leq t \leq LT \\ \frac{1}{2}, & t > LT \\ 0, & \text{αλλού.} \end{cases} \quad (8.15)$$

Έτσι αντικαθιστώντας τις τιμές του παραδείγματος βρίσκεται

$$q(t) = \begin{cases} \frac{t}{6} - \frac{\sin \frac{2\pi t}{3}}{4\pi}, & 0 \leq t \leq 3 \\ \frac{1}{2}, & t > 3 \\ 0, & \text{αλλού.} \end{cases} \quad (8.16)$$

Παράδειγμα δυαδικού 3RC-CPM

$$h = \frac{2}{3} \quad T = 1 \quad \mathbf{a} = \{+1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1\} \quad f_c = \frac{1}{T} \quad \mathcal{E}_s = 4.$$

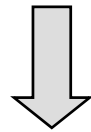


Minimum Shift Keying (MSK)

1REC-CPM με $M = 2$ και $h = \frac{1}{2}$

$$\begin{aligned}\Phi(t, \mathbf{a}) &= 2\pi h \sum_{n=-\infty}^k a_n q(t - nT) = \pi \sum_{n=-\infty}^k a_n q(t - nT) \\ &= \pi \left[\sum_{n=-\infty}^{k-1} a_n \frac{1}{2} + a_k \frac{1}{2T}(t - kT) \right] = a_k \frac{\pi t}{2T} + \phi_k\end{aligned}$$

$$\phi_k = \left[\frac{\pi}{2} \left(\sum_{n=-\infty}^{k-1} a_n - ka_k \right) \right] \text{mod } 2\pi.$$



$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos [2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})] = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T} + \phi_k \right)$$

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και BFSK

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T} + \phi_k \right) \\ &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos \left[2\pi \left(f_c + a_k \frac{1}{4T} \right) t + \phi_k \right] \end{aligned}$$

- Επειδή, $a_k = \pm 1$, το MSK αντιστοιχεί σε ένα σήμα BFSK με διακριτές στιγμιαίες συχνότητες,

$$f_1 = f_c + \frac{1}{4T} \text{ και } f_2 = f_c - \frac{1}{4T}. \quad (1.20)$$

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και BFSK

Παράδειγμα 8.3

Για την περίπτωση του MSK να σχεδιαστεί η μεταβολή της φάσης ως προς το χρόνο καθώς και το εκπεμπόμενο σήμα $s(t)$ αν η ακολουθία συμβόλων προς εκπομπή είναι

$$\mathbf{a} = \{-1 + 1 + 1 - 1 - 1\}. \quad (8.22)$$

Δίνονται: $E_b = 4$, $f_c = \frac{1}{T} = 1$ Hz. Επίσης θεωρείστε ότι ισχύει $\Phi(0, \mathbf{a}) = 0$.

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και BFSK

Χρησιμοποιώντας την (8.3) η φάση του σήματος MSK θα είναι

$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=0}^4 a_n q(t - nT) = \pi \sum_{n=0}^4 a_n q(t - n), \quad (8.23)$$

όπου $q(t)$ είναι η απόκριση φάσης, η οποία δίνεται από την (8.10) με $L = 1$ και $T = 1$.

Στο Σχήμα 8.12α σχεδιάζεται η $\Phi(t, \mathbf{a})$ (με τη θεώρηση ότι $\Phi(0, \mathbf{a}) = 0$). Η μέγιστη και ελάχιστη τιμή της $\Phi(t, \mathbf{a})$ είναι

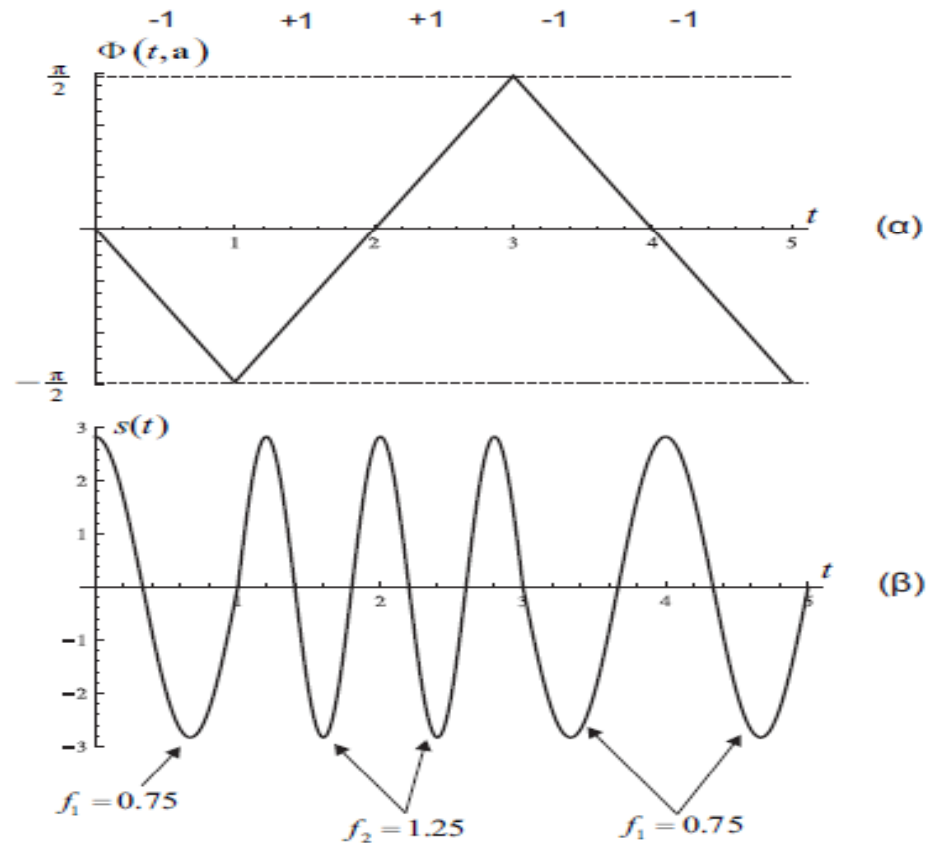
$$\Phi_{\max}(t, \mathbf{a}) = \frac{\pi}{2} \text{ και } \Phi_{\min}(t, \mathbf{a}) = -\frac{\pi}{2}. \quad (8.24)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (8.19) το εκπεμπόμενο σήμα MSK σχεδιάζεται στο Σχήμα 8.12β. Παρατηρείστε τις δύο διακριτές τιμές που λαμβάνει η στιγμιαία συχνότητα, οι οποίες σύμφωνα με την (8.21) είναι

$$f_1 = f_c - \frac{1}{4T} = 0.75 \text{ και } f_2 = f_c + \frac{1}{4T} = 1.25. \quad (8.25)$$

Οι τιμές αυτές αντιστοιχούν στα bits $a_n = -1$ και $a_n = +1$ αντίστοιχα.

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και BFSK



Σχήμα 8.12: Φάση και εκπεμπόμενο σήμα για MSK (Παράδειγμα 8.3)

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και OQPSK

Το MSK μπορεί να προκύψει από τη διαμόρφωση OQPSK, αν οι συνιστώσες $I(t)$ και $Q(t)$ πολλαπλασιαστούν (προδιαμορφωθούν) με σήματα μισής περιόδου συνημιτόνου ή ημιτόνου, τα οποία έχουν περίοδο ίση με $4T$. Τα σήματα αυτά είναι: $\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$ και $\sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$, αντίστοιχα.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t + \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t,$$

$$s(t) = \pm \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_c t \pm \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_c t.$$

$$a_k = -I_k Q_k$$

$$s(t) = I_k \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos\left[2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T}\right] = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T_b}} \cos\left[2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T_b} + \phi_k\right]$$

$$\phi_k = \frac{\pi}{2}(1 - I_k)$$

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και OQPSK

$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos [2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})] = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T} + \phi_k \right)$$

\Updownarrow

$$s(t) = I_k \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T} \right] = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{T_b}} \cos \left[2\pi f_c t + a_k \frac{\pi t}{2T_b} + \phi_k \right]$$

$$a_k = -I_k Q_k$$

Αν η ακολουθία των bits πληροφορίας είναι \mathbf{a} , τότε αποδεικνύεται ότι ο περιορισμός που εκφράζει η σχέση (1.27) ικανοποιείται αν οι $I(t)$ και $Q(t)$ προκύψουν από την ακολουθία των περιττών και των άρτιων bits, αντίστοιχα, μιας νέας ακολουθίας, \mathbf{d} , η οποία είναι η διαφορικά απο-κωδικοποιημένη έκδοση της \mathbf{a} . Δηλαδή, αν εφαρμοστεί στην ακολουθία \mathbf{d} η λογική λειτουργία exclusive OR (XOR) μεταξύ ενός bit και του προηγούμενου, τότε η νέα ακολουθία που θα προκύψει θα είναι η \mathbf{a} .

$$\mathbf{a} = \{+1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1\}.$$

$$\mathbf{d} = \{+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ +1\}$$

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και OQPSK

Παράδειγμα 8.4

Πρόκειται να μεταδοθεί με διαμόρφωση MSK η ακολουθία bits

$$\mathbf{a} = \{+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1\}. \quad (8.33)$$

Για το σκοπό αυτό θα χρησιμοποιηθεί διαμορφωτής I/Q OQPSK με παραμέτρους $E_b = \frac{1}{2}$, $f_c = 1.2 \text{ Hz}$ και $T = 1$.

Να βρεθούν οι ακολουθίες bits που θα διαμορφώσουν τις συνιστώσες I και Q του διαμορφωτή και να σχεδιαστεί η διαδικασία δημιουργίας της κυματομορφής MSK.

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και OQPSK

$$\mathbf{a} = \{+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1\}. \quad (8.33)$$

Η διαφορικά απο-κωδικοποιημένη έκδοση της ακολουθίας συμβόλων πληροφορίας \mathbf{a} θα είναι

$$\mathbf{d} = \{-1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1\}, \quad (8.34)$$

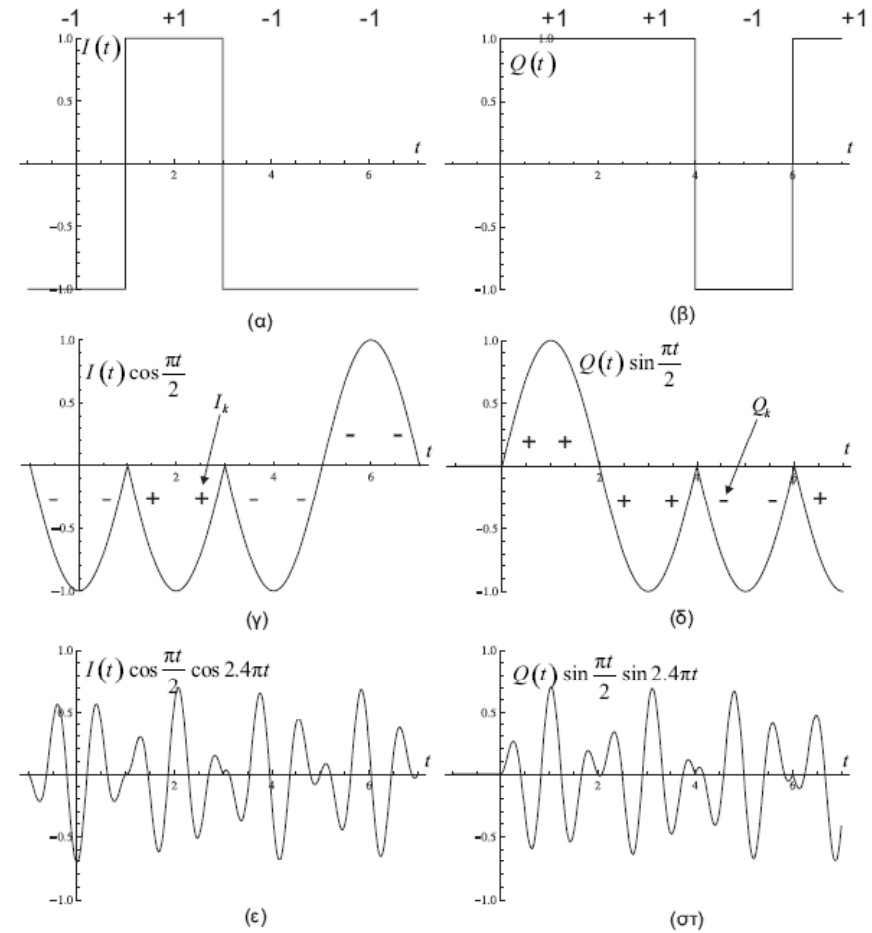
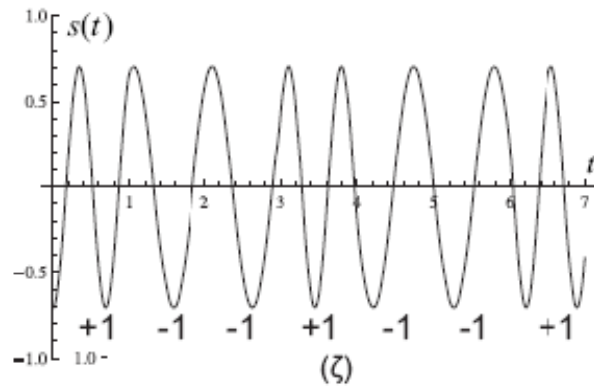
οπότε τα $I(t)$ και $Q(t)$ θα αποτελούνται από τις ακολουθίες πλάτους παλμών διάρκειας $2T$: $\{-1 \ +1 \ -1 \ -1\}$ και $\{+1 \ +1 \ -1 \ +1\}$ αντίστοιχα.

Η αντιστοιχία μεταξύ MSK και OQPSK

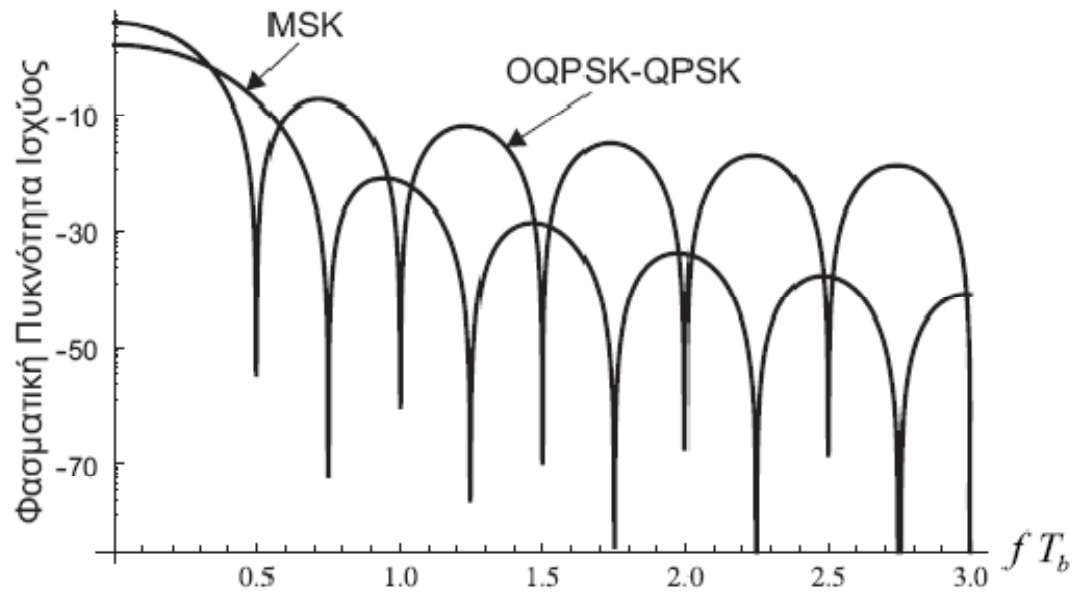
$\mathbf{a} = \{+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1\}$ $\mathcal{E}_b = \frac{1}{2}$, $f_c = 1.2$ και $T = 1$

$\mathbf{d} = \{-1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1\}$

$I(t) \Rightarrow (-1 \ +1 \ -1 \ -1)$ $Q(t) \Rightarrow (+1 \ +1 \ -1 \ +1)$



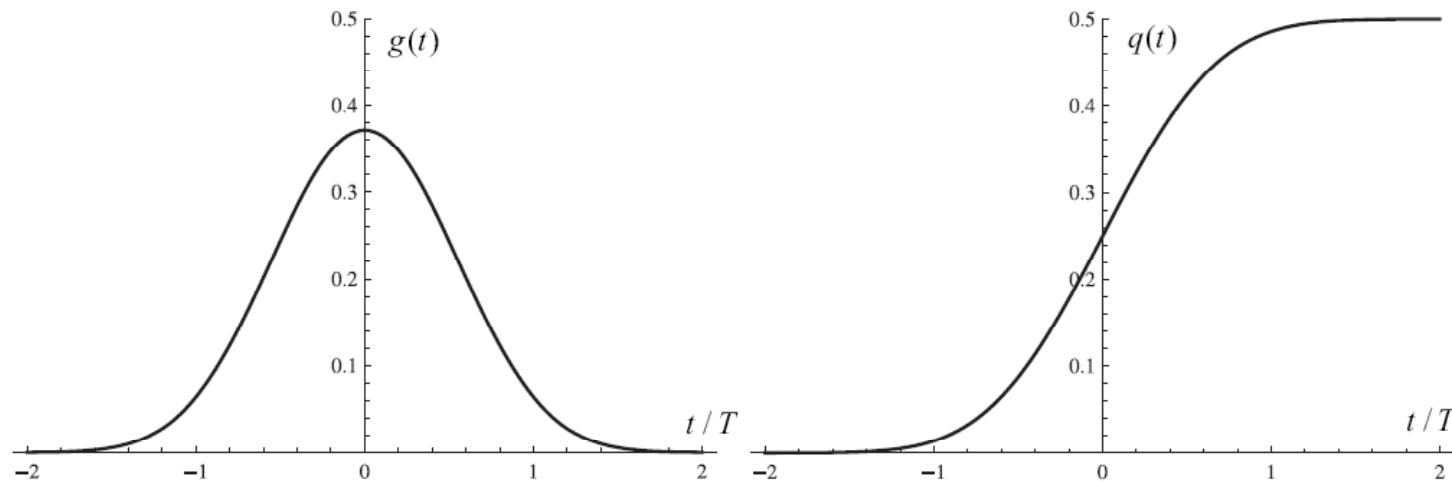
Φασματική πυκνότητα ισχύος



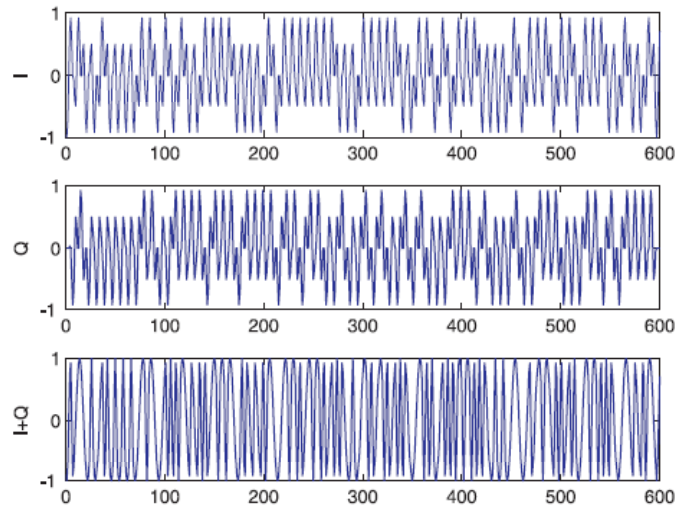
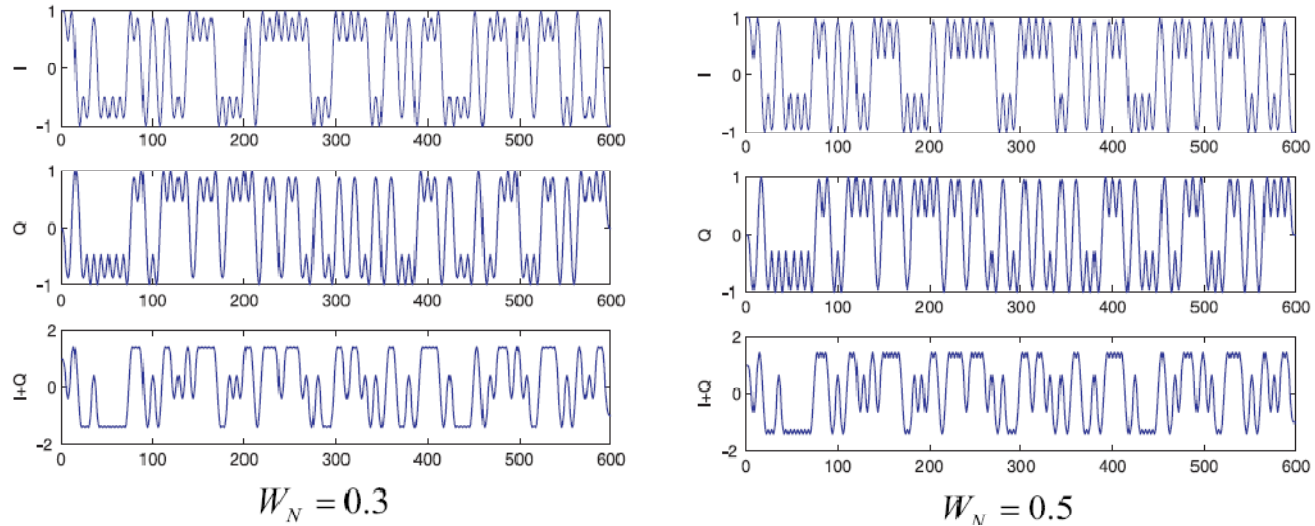
Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

LREC-CPM με $M = 2$, $h = \frac{1}{2}$ (όπως και στην MSK) και $L > 1$.

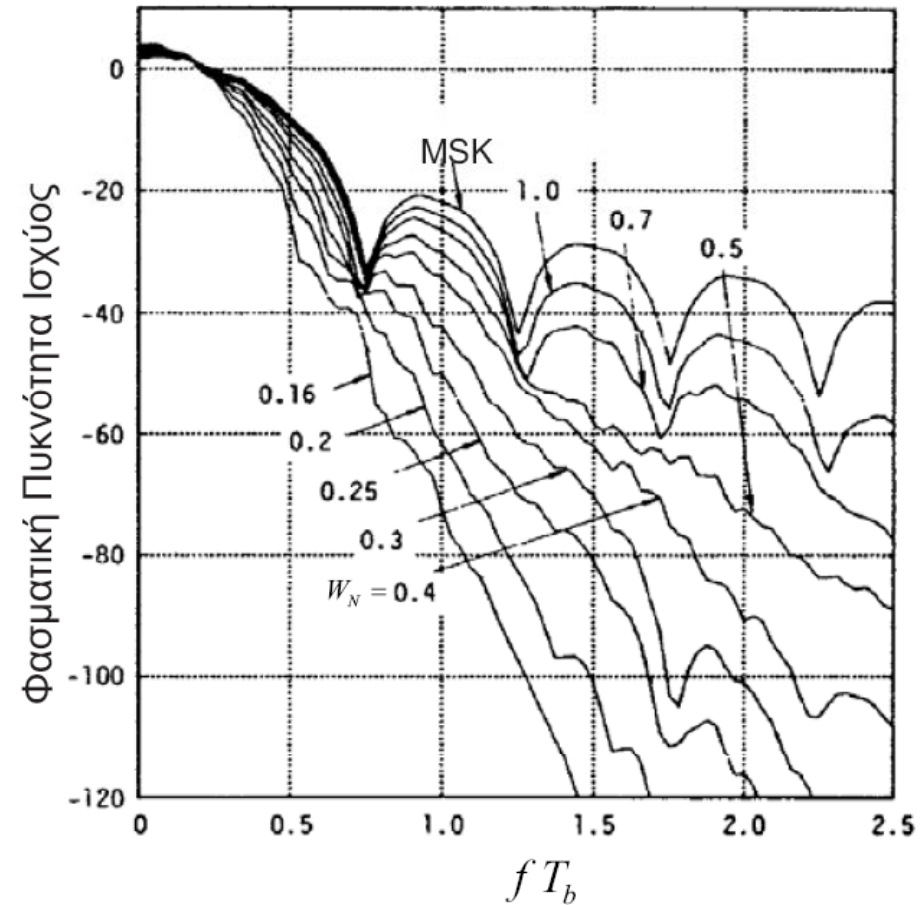
$$g(t) = \frac{1}{2T_b} \left(Q\left(2\pi W \frac{t - \frac{T_b}{2}}{\sqrt{\log 2}}\right) - Q\left(2\pi W \frac{t + \frac{T_b}{2}}{\sqrt{\log 2}}\right) \right), W_N \in [0, \infty) \quad W_N = WT_b$$



Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)



Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)



Φασικές καταστάσεις, Φασικά δένδρα και Διαγράμματα Trellis

$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=k-(L-1)}^k a_n q(t - nT) + \phi_k = \phi(t, \mathbf{a}) + \phi_k$$

$$\phi_k = \left[\pi h \sum_{n=-\infty}^{k-L} a_n \right] \text{mod} 2\pi. \implies \text{συσσωρευμένη φάση (cumulate phase)}$$

$$\phi_{k+1} = \phi_k + h\pi a_{k-L+1}$$

$$\phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=k-(L-1)}^k a_n q(t - nT) \implies \text{στιγμαία φάση (instant phase)}$$

κατάσταση (*state*) ενός σήματος CPM την χρονική στιγμή, $t = kT$.

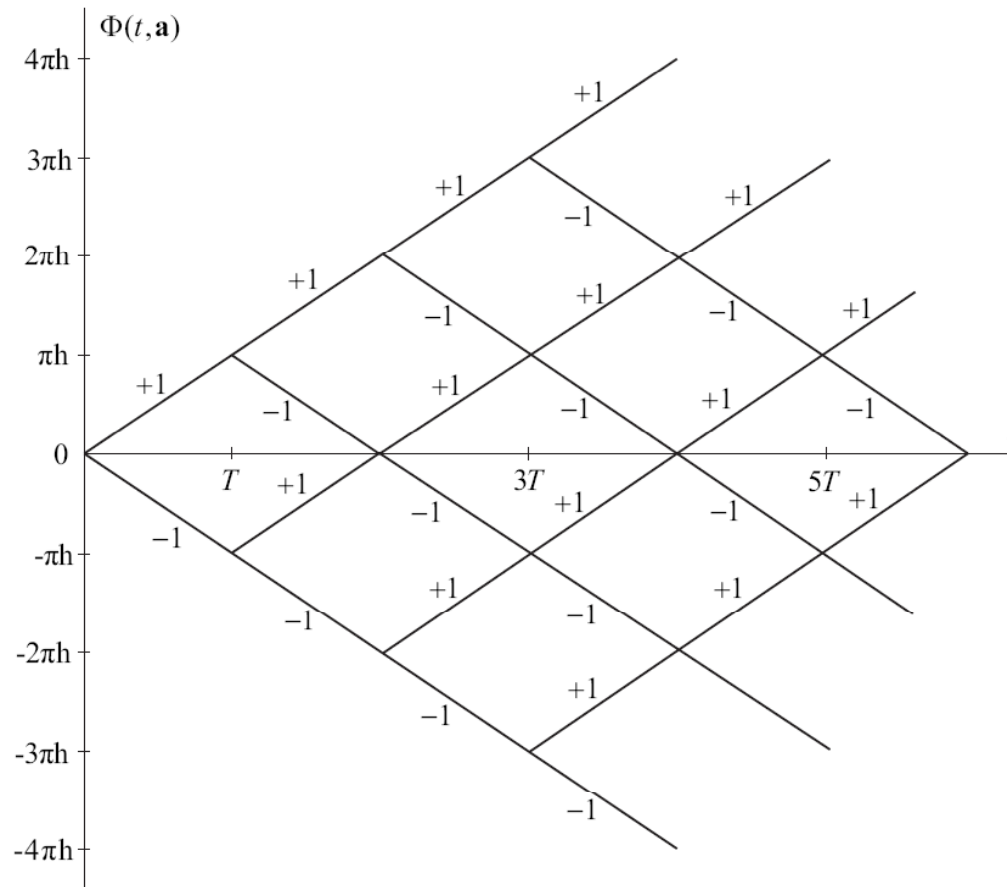


$$\mathbf{z}_k = \{\phi_k, a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_{k-L+1}\}$$

Φασικές καταστάσεις, Φασικά δένδρα και Διαγράμματα Trellis

1REC-CPM.

$$\phi_{k+1} = \phi_k + h\pi a_{k-L+1}$$



Σχήμα 1.18: Φασικό δένδρο για το CPFSK (Παράδειγμα 1.6)

Φασικό δένδρο για MSK

$$\mathbf{a} = \{-1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1\}$$

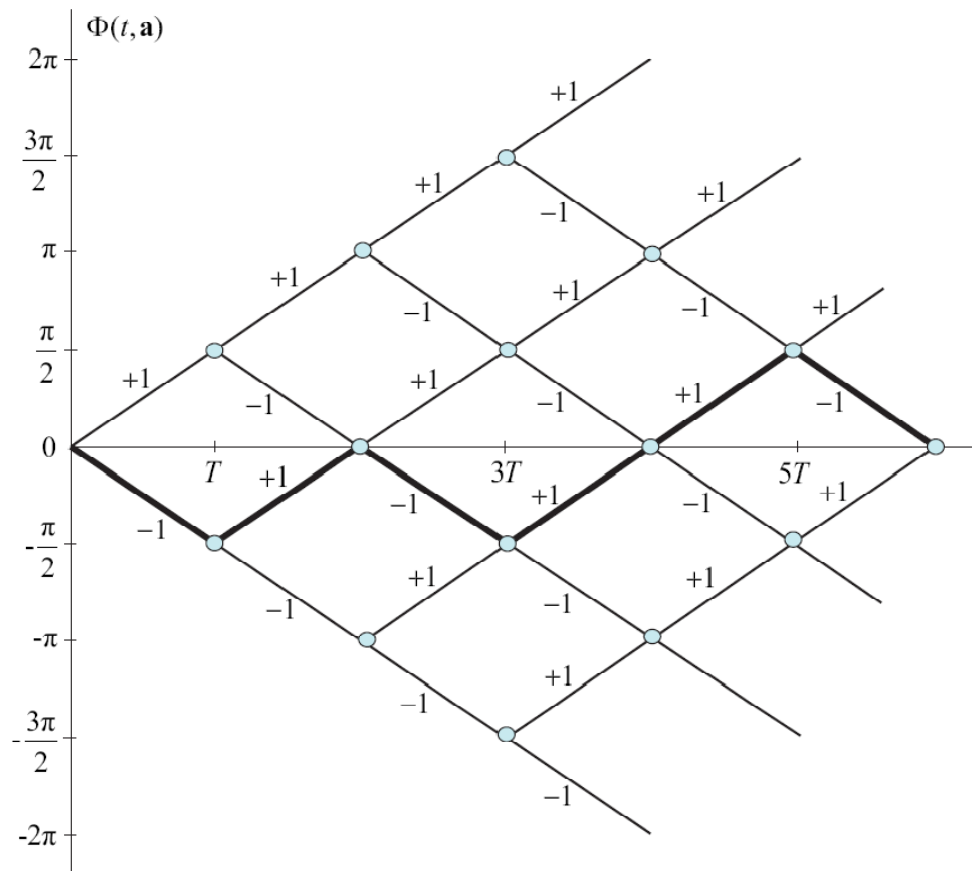
$$\phi_k = : \begin{cases} 0 \\ \frac{\pi}{2} \\ \pi \\ \frac{3\pi}{2} \end{cases}$$

$$\phi_{k+1} = \phi_k + h\pi a_{k-L+1}$$

$$L = 1 \text{ και } h = \frac{1}{2}$$



$$\phi_{k+1} = \phi_k + \frac{\pi}{2} a_k$$



Διάγραμμα Trellis Φάσεων για MSK

$$\mathbf{a} = \{-1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1\}$$

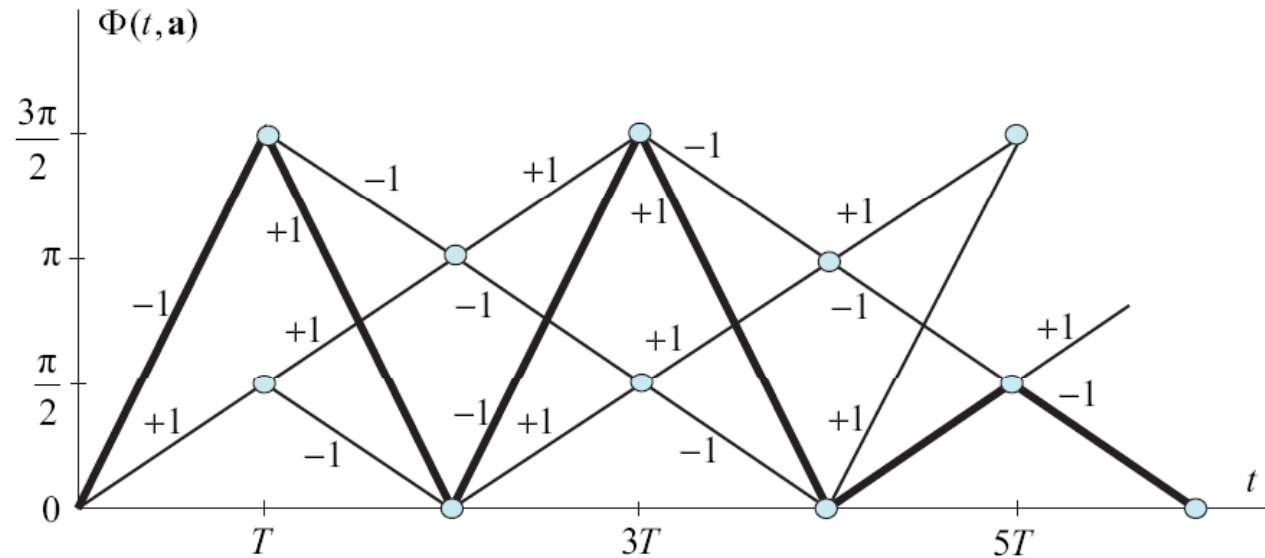
$$\phi_k = : \begin{cases} 0 \\ \frac{\pi}{2} \\ \pi \\ \frac{3\pi}{2} \end{cases}$$

$$\phi_{k+1} = \phi_k + h\pi a_{k-L+1}$$

$$L = 1 \text{ και } h = \frac{1}{2}$$



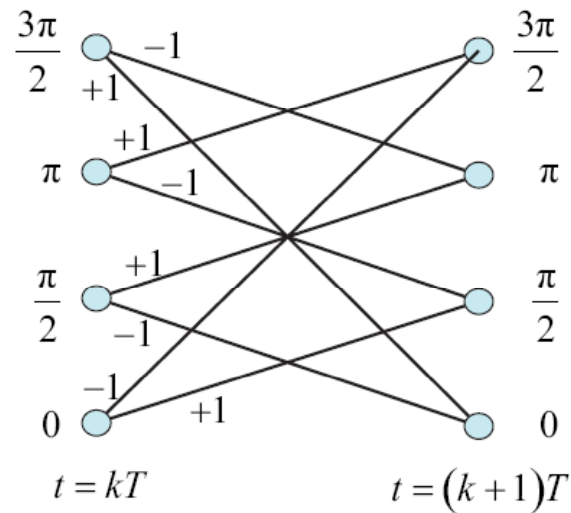
$$\phi_{k+1} = \phi_k + \frac{\pi}{2} a_k.$$



Διάγραμμα Trellis καταστάσεων για MSK

$\mathbf{a} = \{-1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1\}$

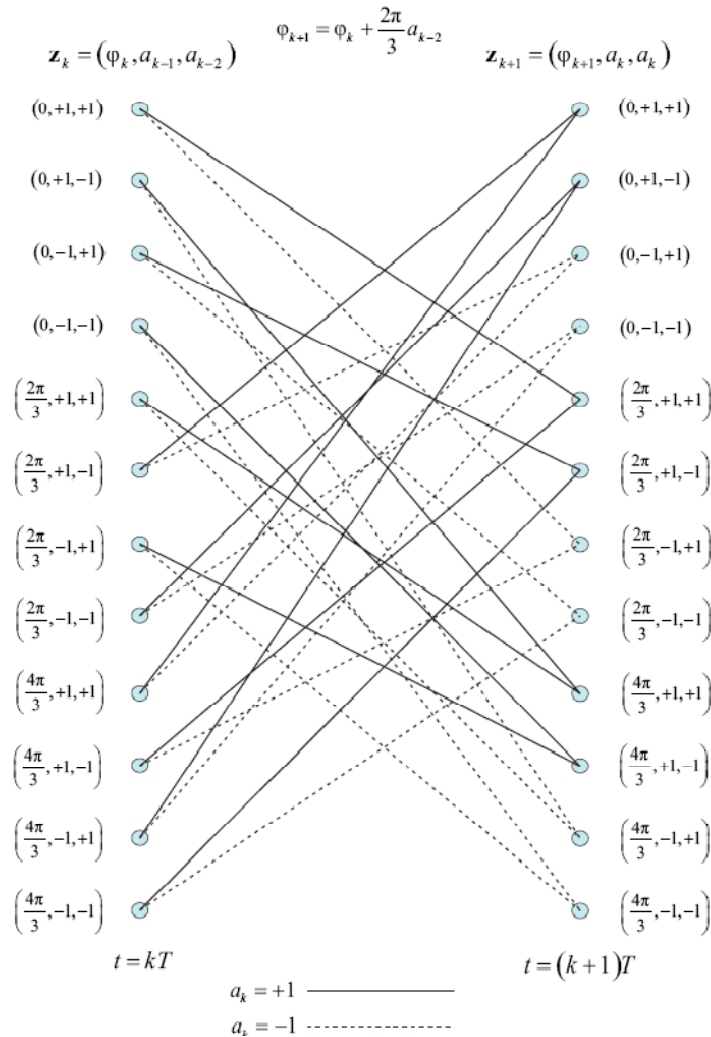
$$\phi_{k+1} = \phi_k + \frac{\pi}{2} a_k.$$



Διάγραμμα Trellis καταστάσεων

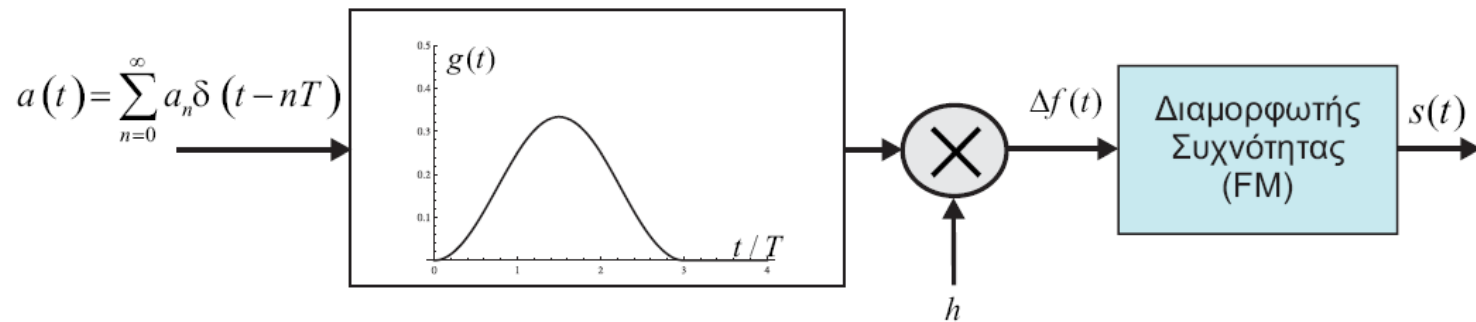
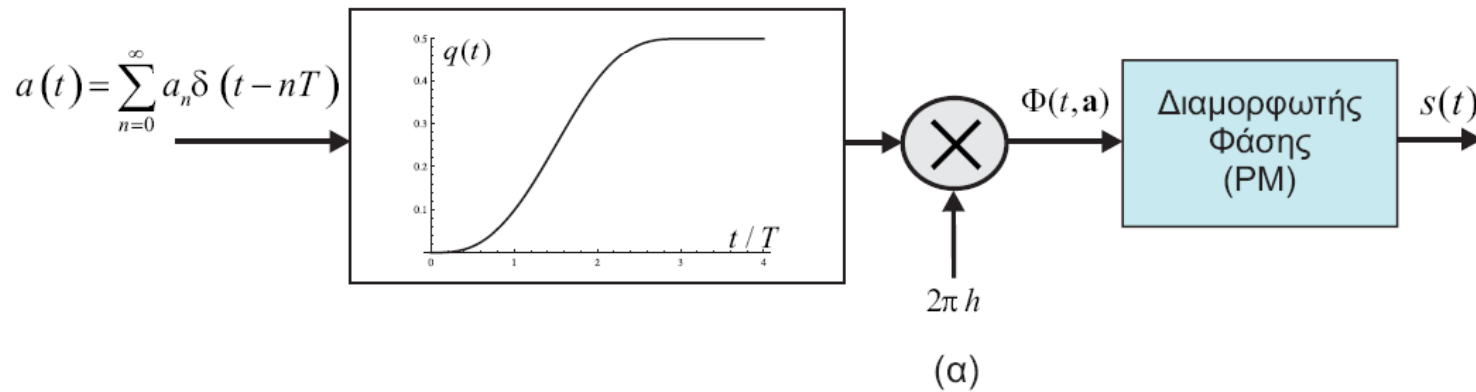
3RC-CPM, όταν $h = \frac{2}{3}$

$$\varphi_{k+1} = \varphi_k + \frac{2\pi}{3} a_{k-2}$$

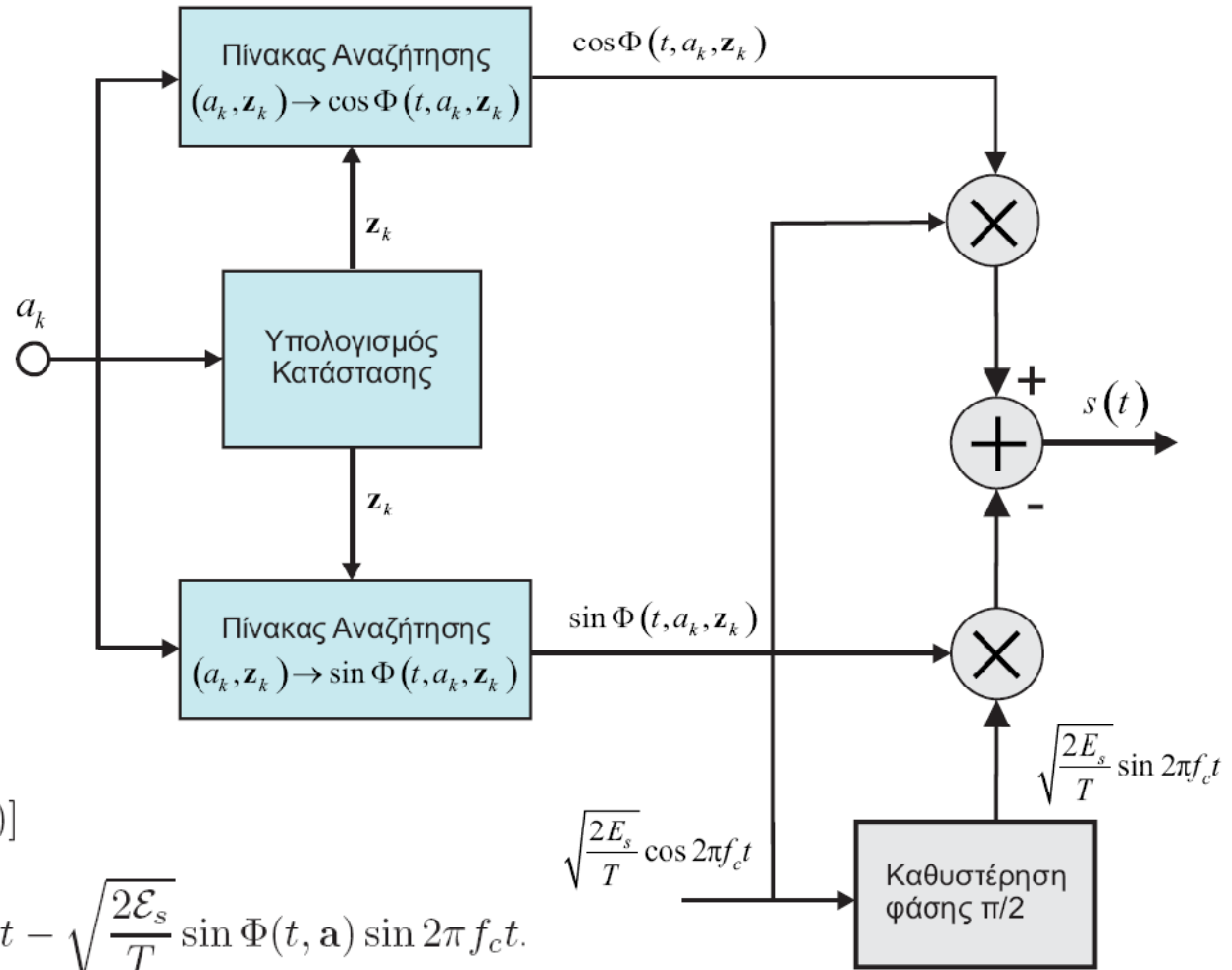


Διαμορφωτές CPM

$$s(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos [2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})] \quad \Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n q(t - nT) \quad \mathbf{a} = \{a_0 a_1 a_2 \dots\}$$



Διαμορφωτές CPM



$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos [2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})] \\
 &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos \Phi(t, \mathbf{a}) \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \sin \Phi(t, \mathbf{a}) \sin 2\pi f_c t.
 \end{aligned}$$