

DPSK & Μ-αδικές Διαμορφώσεις

Μετάδοση με Διαμορφωμένους Φορείς

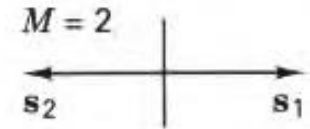
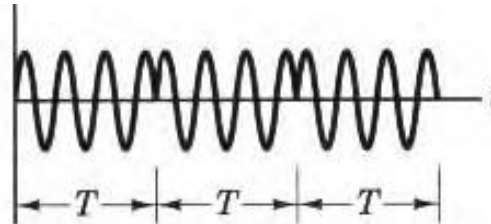
ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΣΚ – PSK – FSK – ASK-PSK

ASK/OOK

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + 2\pi i/M)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$

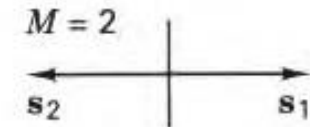
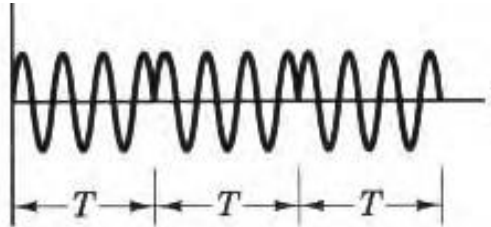


PSK

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + 2\pi i/M)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$

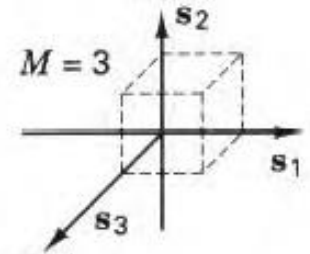
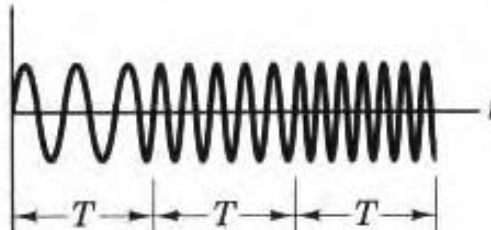


FSK

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \phi)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$

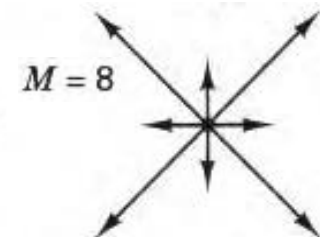
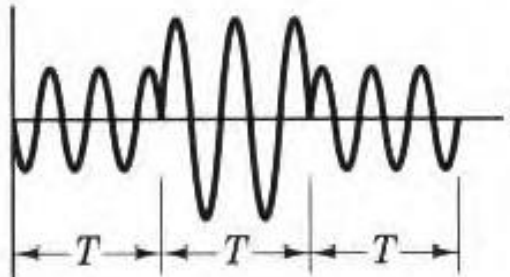


ASK-PSK

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \phi_i(t)]$$

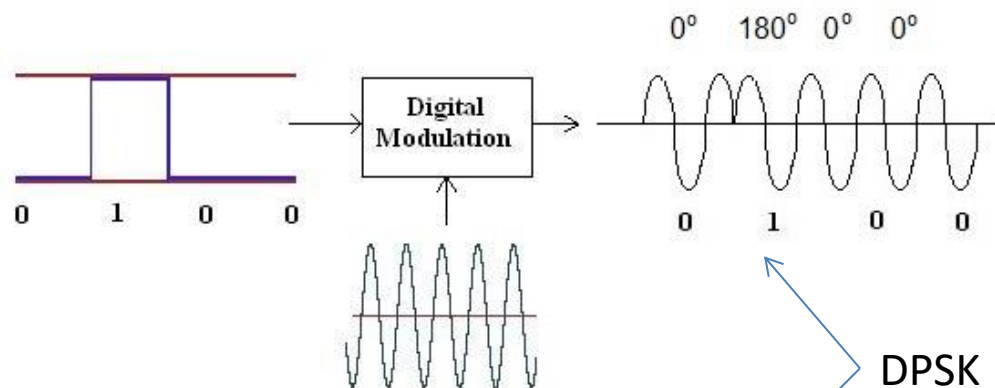
$$i = 1, 2, \dots, M$$

$$0 \leq t \leq T$$

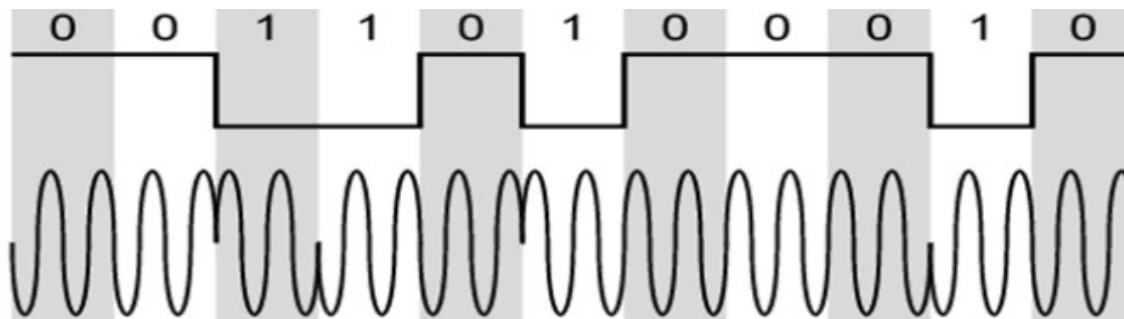


Σύστημα DPSK (Differential Phase Shift Keying)

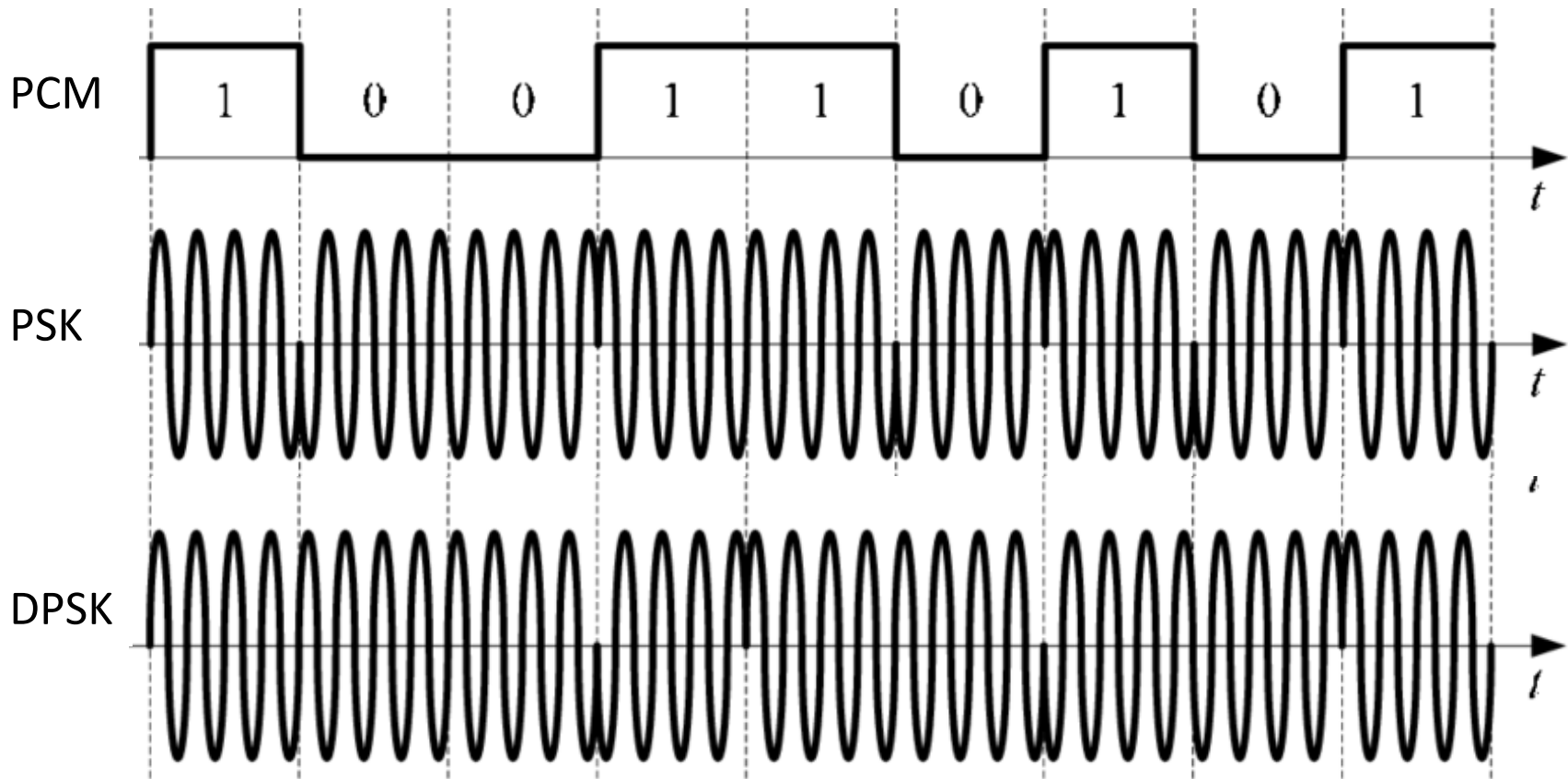
- Στην διαμόρφωση PSK έχουμε πρόβλημα συντονισμού πομπού – δέκτη.
- Αντιμετωπίζεται με την DPSK όπου κάθε σύμβολο διαμορφώνεται σε σχέση με τη φάση του αμέσως προηγούμενου (ενώ στην PSK η φάση συμβόλου δεν εξαρτάται από την φάση άλλου συμβόλου, παρά μόνο από αυτή του φορέα).
- Ως φιλοσοφία λειτουργίας της DPSK $\left\{ \begin{array}{l} \text{Bit 0: } \textbf{\textit{\text{δεν}}}$ αλλάζει η προηγούμενη φάση.
Bit 1: $\textbf{\textit{\text{αλλάζει}}}$ η προηγούμενη φάση
κατά π (180°).



*Στην πράξη είναι
κάπως
διαφορετικά τα
πράγματα*

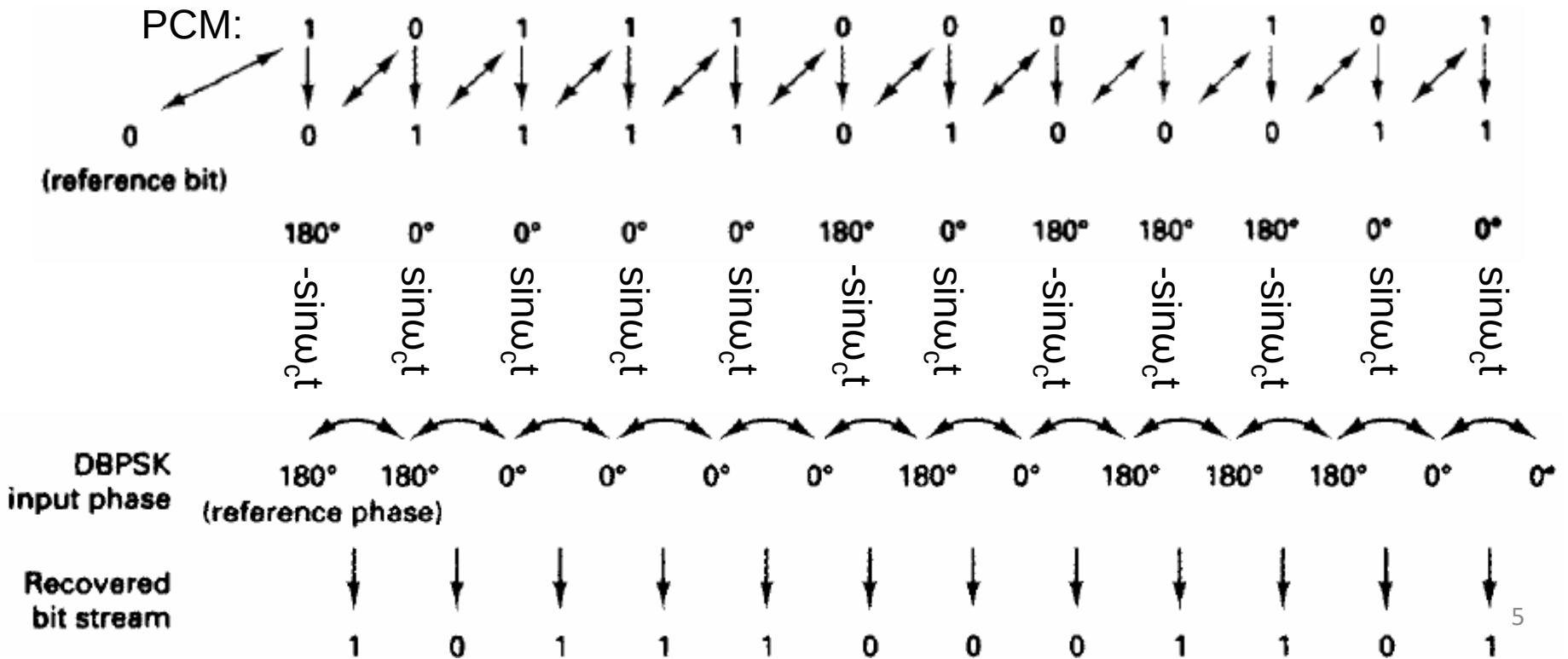
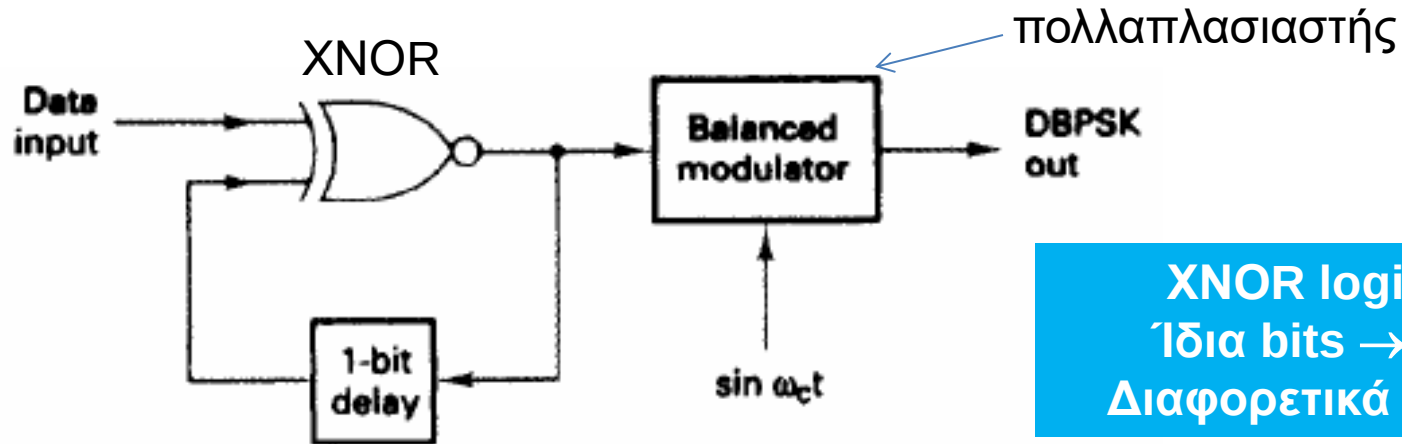


ΣΥΓΚΡΙΣΗ PSK – DPSK



DPSK: αλλάζει η φάση κατά 180° όταν συναντάμε bit 1, αλλά στην πράξη είναι κάπως διαφορετικά τα πράγματα. Δείτε τις επόμενες διαφάνειες...

ΠΟΜΠΟΣ DPSK



ΔΕΚΤΗΣ DPSK

Information message 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1

Differentially encoded message 1 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1
(First bit arbitrary)

Corresponding phase shift 0 0 0 π π 0 0 0 π 0 0

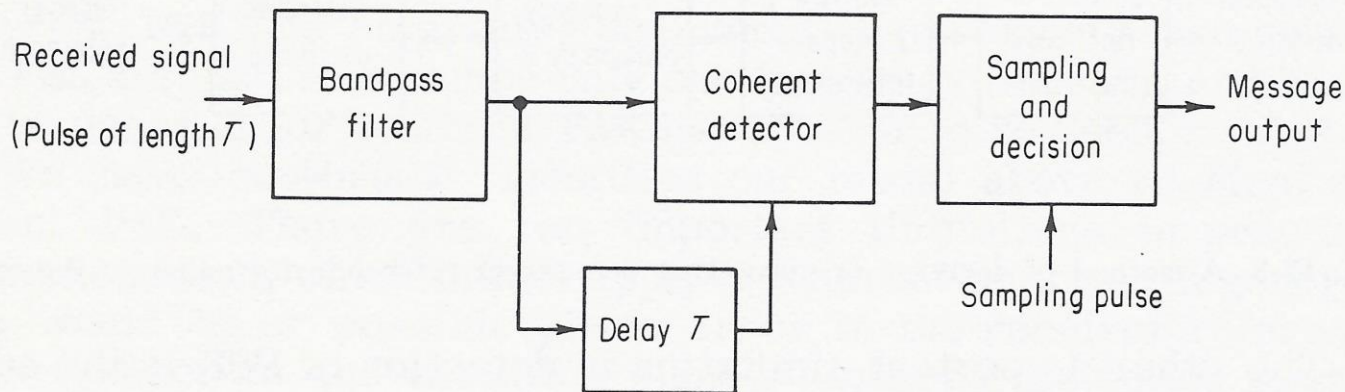
(a) Differential encoding

PCM

code

DPSK

ΣΗΜΑ
DPSK



PCM

(b) Detection of DPSK

$$\begin{aligned}
 (+\sin \omega_c t) (+\sin \omega_c t) &= +\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \\
 (-\sin \omega_c t) (-\sin \omega_c t) &= +\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t \\
 (-\sin \omega_c t) (+\sin \omega_c t) &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t
 \end{aligned}$$

Όταν οι φάσεις είναι σε συμφωνία (δηλ. ίδιες) η έξοδος του «Coherent detector» (πολλαπλασιαστής και LPF) έχει θετική τιμή (π.χ. 1/2), διαφορετικά έχει αρνητική τιμή (π.χ. -1/2)

Διαδικασία εκπομπής – λήψης DPSK

Με λογική XNOR

PCM		1	0	0	1	1	0	1	0	1
ref(t)	1*	1	0	1	1	1	0	0	1	1
ϕ_1	0	0	π	0	0	0	π	π	0	0
ref(t-T _b)		1	1	0	1	1	1	0	0	1
ϕ_2		0	0	π	0	0	0	π	π	0
$\phi_1 - \phi_2$		0	+	-	0	0	+	0	-	0
ΛΗΨΗ		1	0	0	1	1	0	1	0	1

Bit ref(t-T_b) σημαίνει ότι το bit ref(t) καθυστερεί χρόνο ενός bit (T_b)

Διαδικασία εκπομπής – λήψης DPSK (συνέχεια)

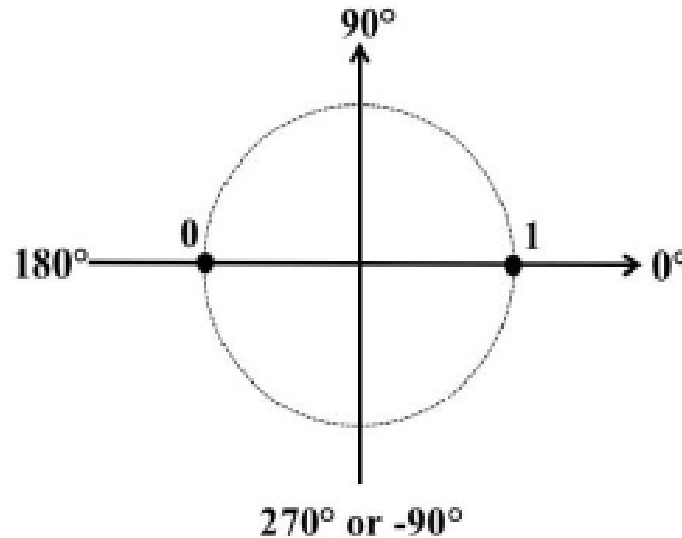
Με λογική XNOR

PCM		1	0	0	1	1	0	1	0	1
ref(t)	0^*	0	1	0	0	0	1	1	0	0
ϕ_1	π	π	0	π	π	π	0	0	π	π
ref(t- T_b)		0	0	1	0	0	0	1	1	0
ϕ_2		π	π	0	π	π	π	0	0	π
$\phi_1 - \phi_2$		0	-	+	0	0	-	0	+	0
ΛΗΨΗ		1	0	0	1	1	0	1	0	1

Bit ref(t- T_b) σημαίνει ότι το bit ref(t) καθυστερεί χρόνο ενός bit (T_b)

ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ DPSK

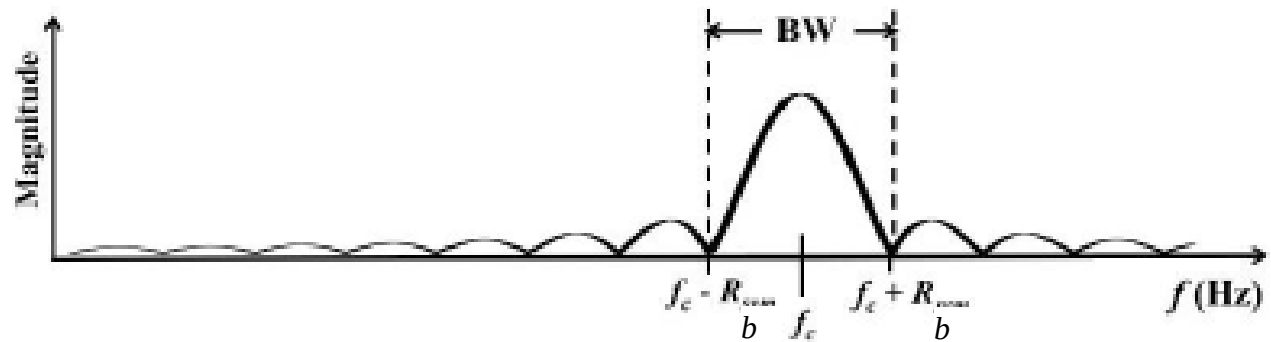
ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ:



Όπως ο
αστερισμός
του B-PSK

ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ DPSK ΟΠΩΣ ΤΟΥ BPSK:

Συμμετρική εικόνα στον
αρνητικό ημιάξονα



διότι DPSK και BPSK διαφέρουν μόνο ως προς τους κανόνες κωδικοποίησης

Υπέρ και Κατά της Διαμόρφωσης DPSK

ΥΠΕΡ

- Η διαμόρφωση DPSK δεν απαιτεί κυκλώματα για την ανίχνευση της συχνότητας του φορέα στο δέκτη.
- Δεν χρειαζόμαστε συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη.
- Φθηνότερος δέκτης σε σύγκριση με σύστημα διαμόρφωσης PSK.

ΚΑΤΑ

- Η παρεμβολή θορύβου είναι μεγαλύτερη στο DPSK.
- Υψηλότερο BER σε σύγκριση με BPSK.
- Η διαμόρφωση DPSK χρησιμοποιεί δύο διαδοχικά bits κατά τη λήψη. Ως εκ τούτου, τυχόν σφάλμα στο πρώτο bit δημιουργεί σφάλμα και στο δεύτερο bit και διαδοχικά το σφάλμα διαδίδεται. Ενώ στην PSK η ανίχνευση ενός bit δεν εξαρτάται από άλλο bit.
- Η διαμόρφωση DPSK είναι θεωρητικά 3dB (δύο φορές) φτωχότερη από την BPSK (λόγω δύο πηγών λάθους).

Χρησιμοποιείται όπου και η διαμόρφωση PSK:

Δηλ. συνήθως σε εφαρμογές Bluetooth, RFID και οπτικές επικοινωνίες

Ψηφιακές Διαμορφώσεις – Συγκρητικά

φορέας

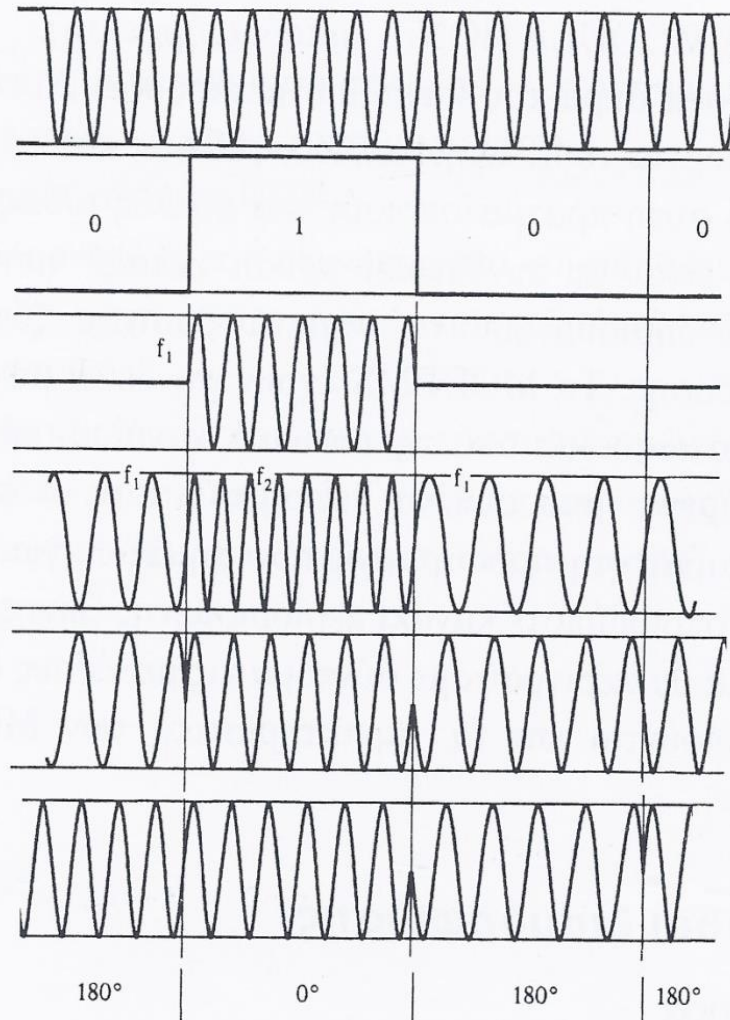
PCM

OOK

FSK

PSK

DPSK



Ψηφιακές Διαμορφώσεις Πολλαπλών Επιπέδων

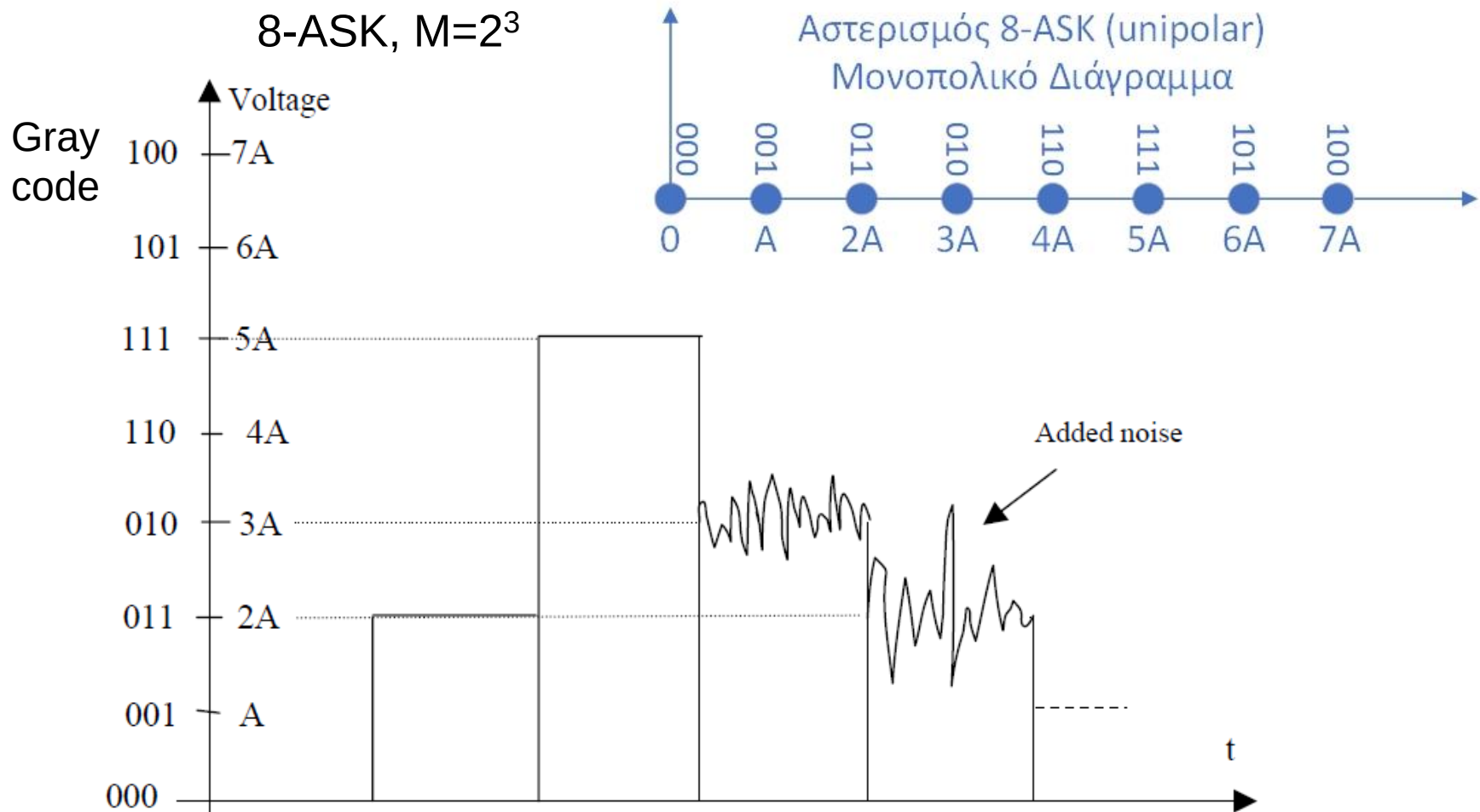
- Στα συστήματα ψηφιακής διαμόρφωσης ASK, FSK, PSK, DPSK, το πληροφοριακό ψηφιακό σήμα είναι δυαδικής (binary) κωδικοποίησης (PCM).
- Εμπεριέχονται δύο διαμορφώσεις (!!!): PCM και AM ή FM ή PM.
- Αποδοτικότητα εύρους ζώνης (μέγιστη):
 - 2 bps/Hz (PCM)
 - 1 bps/Hz (ASK, PSK)
- Πώς τροποποιούνται οι διαμορφώσεις αυτές όταν το πληροφοριακό σήμα κωδικοποιείται με κώδικα (*signaling*) πολλαπλών επιπέδων M;
- Οι νέες διαμορφώσεις λέγονται: MASK, MFSK, MPSK (QPSK αν $M=4$), QDPSK, QAM (συνδυάζοντας ASK με PSK), 16-QAM, 64-QAM κ.α.

M επίπεδα τάσεως
n bits

n	$M=2^n$	Symbol
1	2	0, 1
2	4	00, 01, 10, 11
3	8	000, 001, 010, 011, ...
4	16	0000, 0001, 0010, ...
...	...	...

M-ary ASK

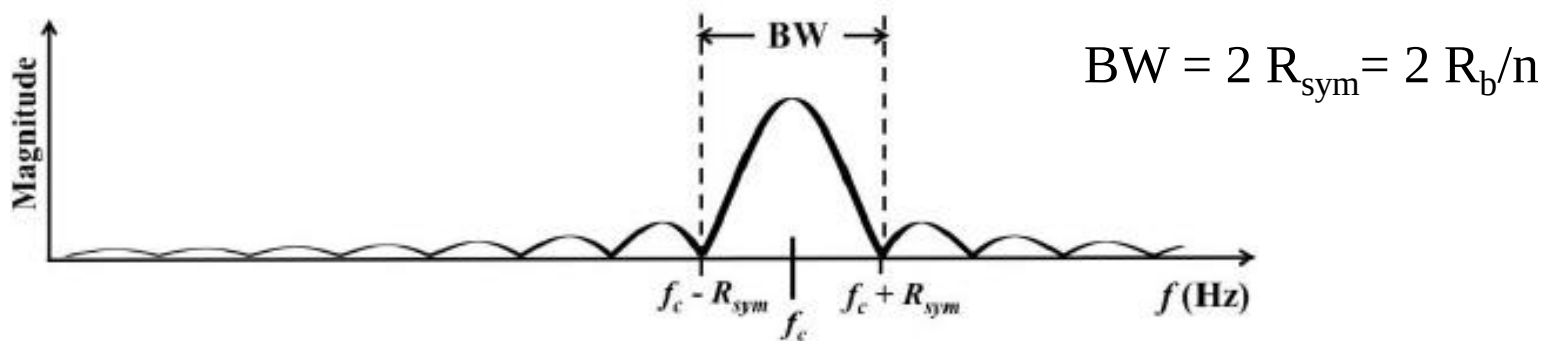
- $m_i(t) = A_i \cos(\omega_c t)$, $i = 1, \dots, M=2^n$ σε διάρκεια ενός παλμού T_p



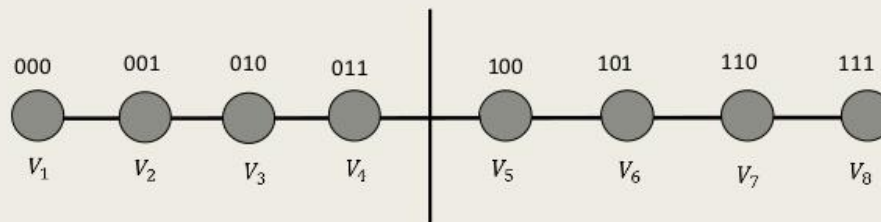
M-ary ASK

(συνέχεια)

- Ο πομπός και δέκτης MASK είναι ουσιαστικά ίδιοι με B-ASK
- Η πολυπλοκότητα του δέκτη είναι σαφώς μεγαλύτερη.
- Εύρος ζώνης $BW = 2R_{\text{sym}} = 2R_b/n$

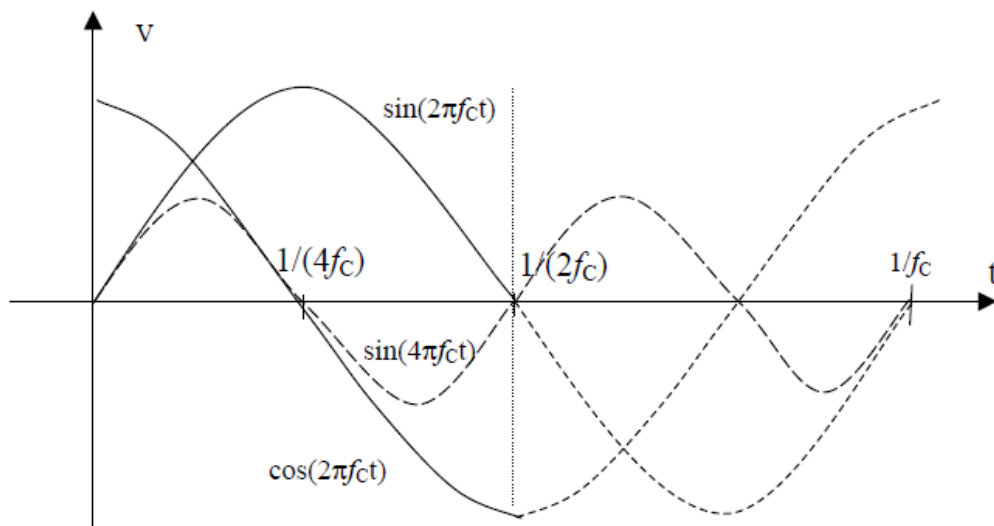


Constellation diagram for 8-ary Bipolar ASK



M-ary FSK (Multitone FSK)

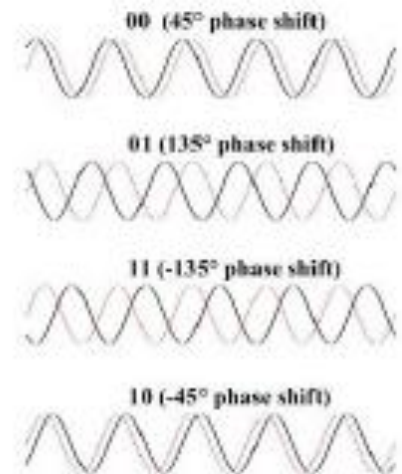
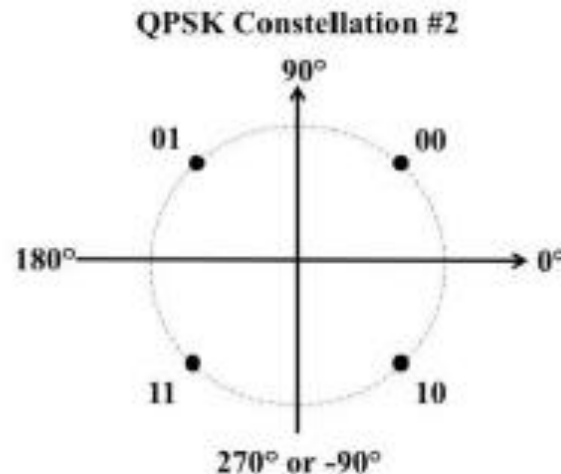
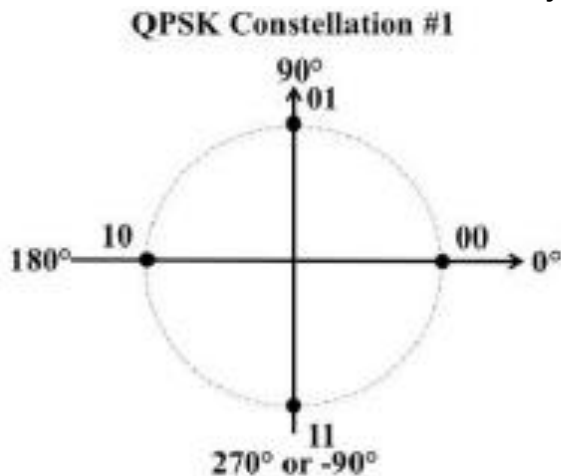
- $m_i(t) = A \cos(\omega_c + \Omega_i)t$, $i = 1, \dots, M = 2^n$ σε διάρκεια ενός παλμού T_b
- Εύρος ζώνης $> 2 \cdot M \cdot B$ όπου B είναι το εύρος ζώνης ενός παλμού του κώδικα (δηλ. σύν το εύρος ζώνης για διαχωρισμό των παλμών).
- Το BER αυξάνει όταν αντί για δυαδική επιλέγομε σηματοδοσία $M > 2$ επιπέδων. Όμως, ΔΕΝ αυξάνει, αν οι φορείς είναι ορθογώνιοι ανά δύο. (δηλ. το ολοκλήρωμα του γινομένου τους είναι μηδέν στην διάρκεια T_b).
- Ορθογωνιότητα επιτυγχάνεται σε συστήματα MFSK - MPSK αλλά όχι σε MASK.
- Π.χ. τα σήματα $\cos(2\pi f_c t)$ και $\sin(2\pi f_c t)$ είναι ορθογώνια σε διάρκεια $1/(2f_c)$ αφού $\cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) = 0.5 \sin(4\pi f_c t)$ και για $0 < t < 1/(2f_c)$ το $\int 0.5 \sin(4\pi f_c t) dt = 0$.



Ορθογωνιότητα
Παρατηρήστε ίσα εμβαδά
κάτω από $0.5 \sin(4\pi f_c t)$
για $0 < t < 1/(2f_c)$
ή για $0 < t < 1/f_c$

M-ary PSK (Multilevel – Multiphase PSK)

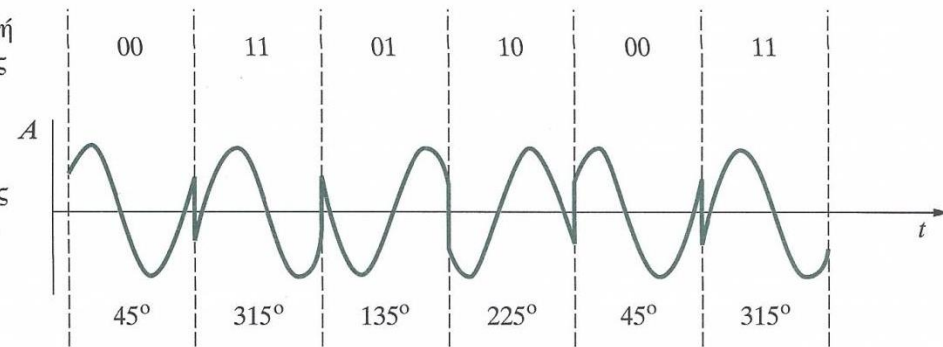
- $m_i(t) = A_i \cos(\omega_c t + \phi_i)$, $i = 1, \dots, M = 2^n$ σε διάρκεια ενός παλμού T_b
- Για $M = 4$, $\phi_i = -\pi/2, 0, \pi/2, \pi$ ή $\phi_i = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$
Η φάση του φορέα μεταβάλλεται με βήματα $\pi/2$ – **QPSK (Quadrature PSK)**
- Εύρος ζώνης $BW = 2R_{\text{sym}} = 2R_b/n$



$$x_c(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_c t + 45^\circ) & \text{για το δυαδικό ψηφίο 00} \\ A_c \cos(2\pi f_c t + 135^\circ) & \text{για το δυαδικό ψηφίο 01} \\ A_c \cos(2\pi f_c t + 225^\circ) & \text{για το δυαδικό ψηφίο 10} \\ A_c \cos(2\pi f_c t + 315^\circ) & \text{για το δυαδικό ψηφίο 11} \end{cases}$$

Ψηφιακή είσοδος

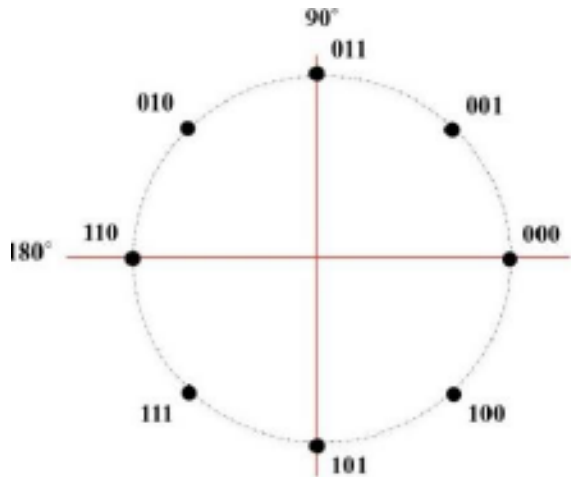
Έξοδος QPSK



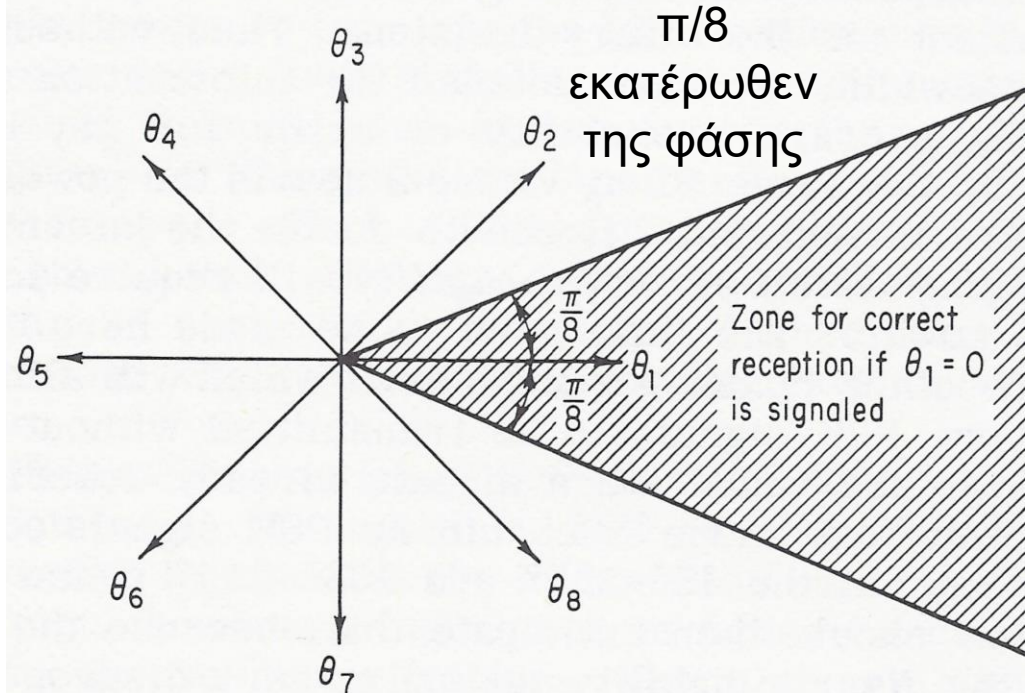
M-ary PSK

(συνέχεια 1)

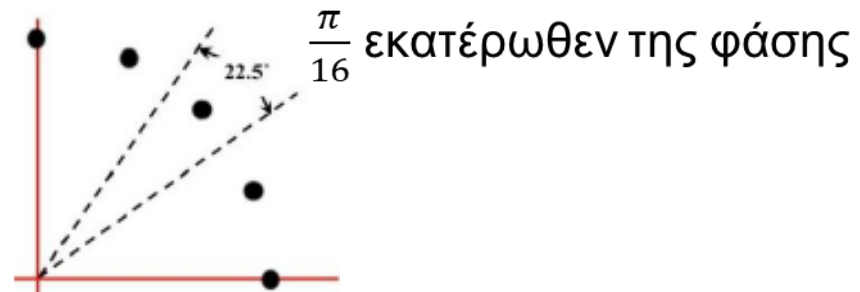
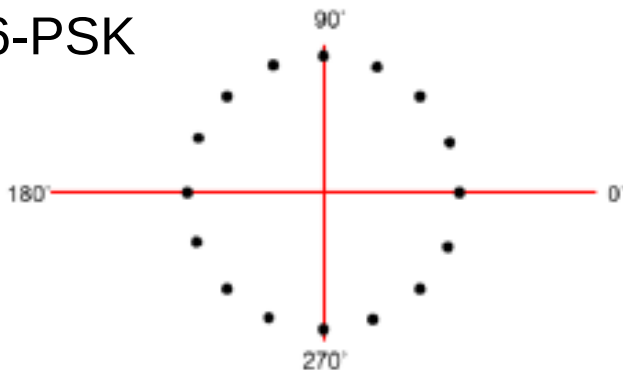
8-PSK



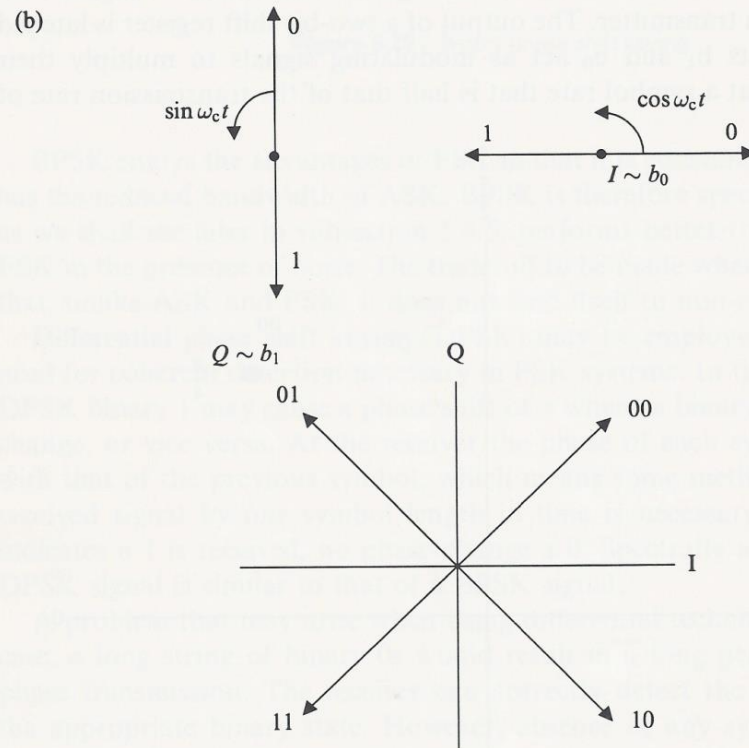
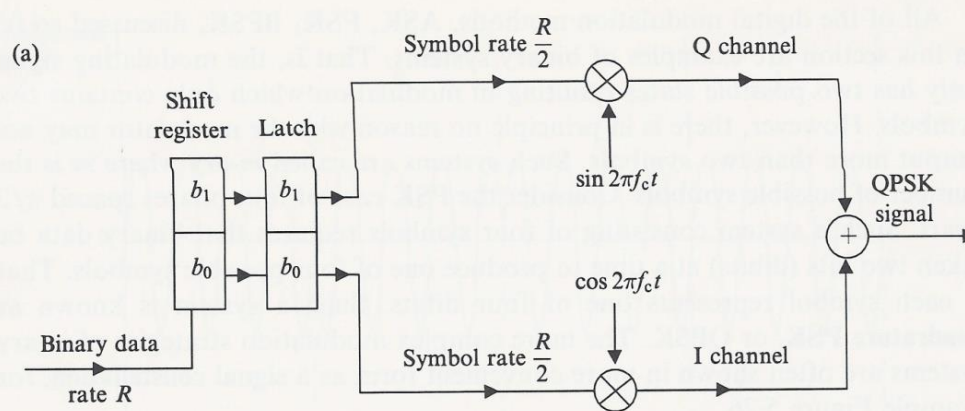
Possible signal phases $\theta_m = (m-1) \frac{2\pi}{M}$, $m = 1, 2, \dots, M$



16-PSK



QPSK (4-PSK) – ΠΟΜΠΟΣ



M-ary System

Data rate: **D (bps)**

Symbol Rate: **R (baud rate)**

Number of symbols: **M**

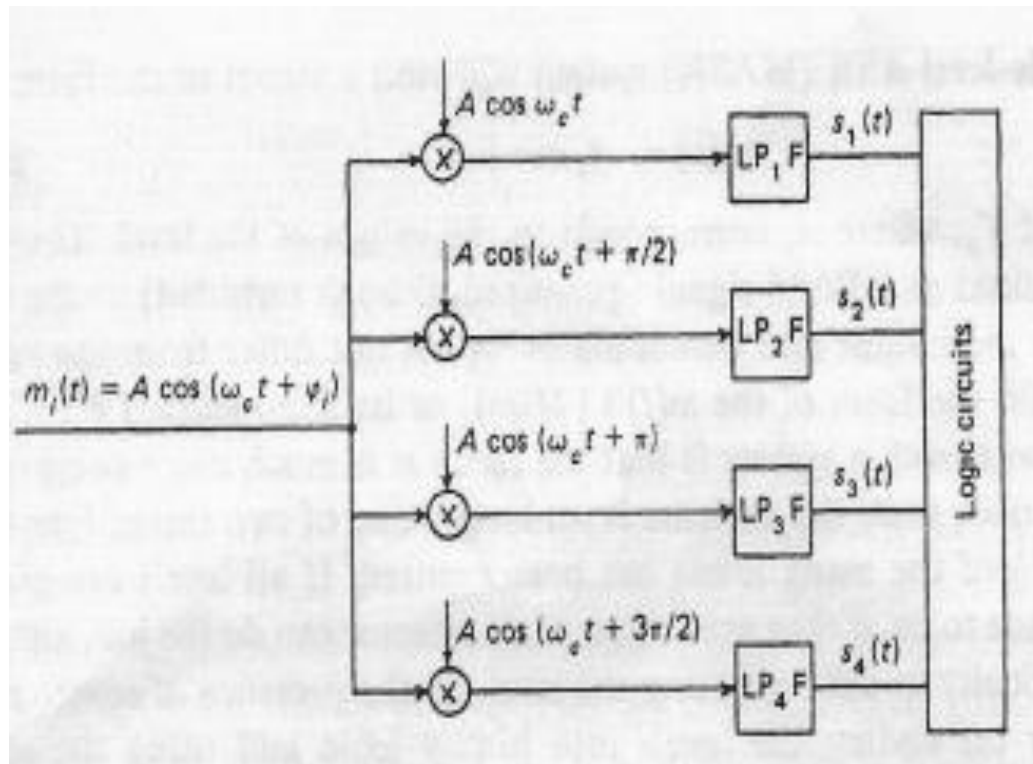
$$D = R * n$$

n = number of bits/symbol

$$M = 2^n \rightarrow n = \log_2 M$$

Δηλαδή $D = R * \log_2 M$

QPSK (4-PSK) – Σύμφωνος Δέκτης



Μία από τις εξόδους των LPF θα έχει θετική τιμή και θα ενεργοποιεί το «λογικό» κύκλωμα για την δημιουργία των bits.

Έστω $\varphi_i = 0$ τότε $s_1(t) = A^2/2 > 0$ ενώ:

$$s_2(t) = \frac{A^2}{2} \cos \frac{\pi}{2} = 0$$

$$s_3(t) = \frac{A^2}{2} \cos \pi = -\frac{A^2}{2}$$

$$s_4(t) = \frac{A^2}{2} \cos \frac{3\pi}{2} = 0$$

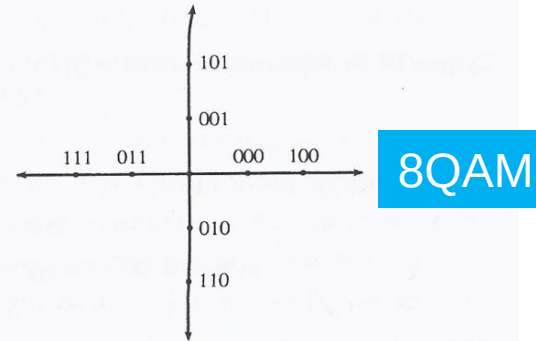
QAM

(από βιβλίο
καθ. Γ.
Κοκκινάκη)

Από το συνδυασμό Μ-αδικής διαμόρφωσης πλάτους και Μ-αδικής διαμόρφωσης φάσης προκύπτουν Μ-αδικά συστήματα πολλών τιμών. Το σχ. 10.7(α) δείχνει το διανυσματικό διάγραμμα συστήματος QAM (Quadrature Amplitude Modulation – Τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους) 8 τιμών που προκύπτει από το συνδυασμό δύο σταθμών πλάτους και τεσσάρων διαφορετικών φάσεων. Ένα πιο πολύπλοκο σύστημα με 16 συνδυασμούς πλάτους και φάσης δείχνει το σχ. 10.7 (β).

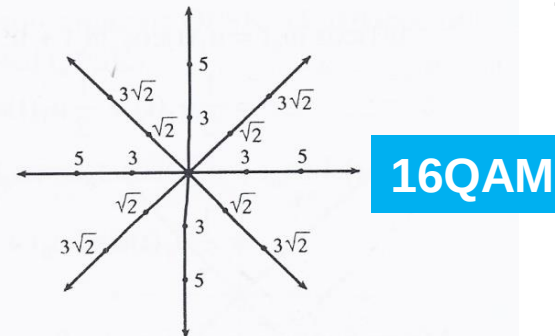
Σχετικό πλάτος	Φάση (μοίρες)
1	0
1	90
1	270
1	180
2	0
2	90
2	270
2	180

(α)



Σχετικό πλάτος	Φάση (μοίρες)
3	0, 90, 180, 270
5	0, 90, 180, 270
$\sqrt{2}$	45, 135, 225, 315
$3\sqrt{2}$	45, 135, 225, 315

(β)



Σχήμα 10.7: Συστήματα μιαδικής διαμόρφωσης με συνδυασμό διαμόρφωσης πλάτους και φάσης. Σύστημα 8 QAM (α) και 16 QAM (β).

Μ-αδικά συστήματα διαμόρφωσης χρησιμοποιούνται με αυξανόμενο ρυθμό σε σύγχρονα συστήματα μετάδοσης δεδομένων. Ένα QAM-MODEM π.χ. των 9600 bit/s με χρησιμοποίηση 16αδικής διαμόρφωσης όπως στο σχ. 10.7 (β), μεταδίδει τετράδες bits με συχνότητα 2400 Baud.

QAM: δύο φορείς μετατοπισμένοι σε φάση κατά 90 μοίρες (ημίτονο και συνημίτονο) διαμορφώνονται και συνδυάζονται (προστίθενται).

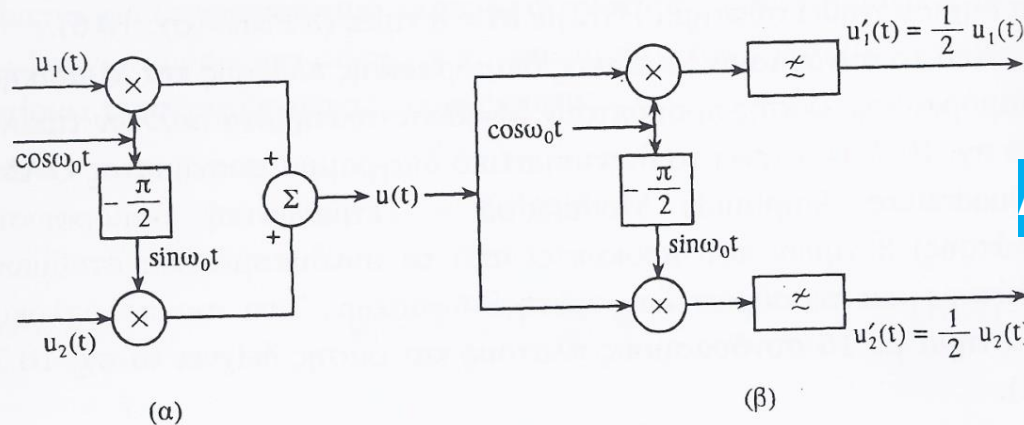
2QAM $\equiv$ BPSK
4QAM $\equiv$ QPSK

Ορθογώνια Πολύπλεξη - Αποπολύπλεξη

$u_1(t)$ σήμα
βασικής ζώνης

Εκπομπή QPSK

$u_2(t)$ σήμα
βασικής ζώνης



Λήψη από QPSK

(α) Πομπός – Πολύπλεξη

(β) Δέκτης (Σύγχρονος Λήπτης) – Αποπολύπλεξη

Πομπός

$$u(t) = u_1(t) \cos \omega_0 t + u_2(t) \sin \omega_0 t$$

Δέκτης

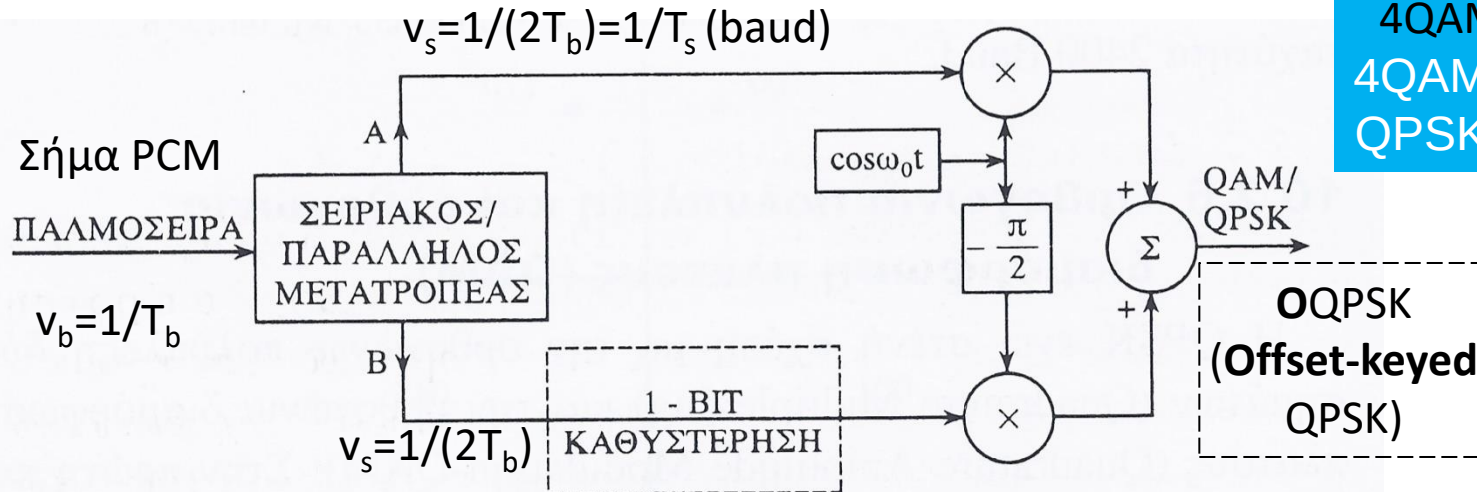
In-phase

Quadrature

$$\begin{aligned} u(t) \cos \omega_0 t &= u_1(t) \cos^2 \omega_0 t + u_2(t) \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t \\ &= \frac{1}{2} u_1(t) + \frac{1}{2} u_1(t) \cos 2\omega_0 t + \frac{1}{2} u_2(t) \sin 2\omega_0 t \end{aligned}$$

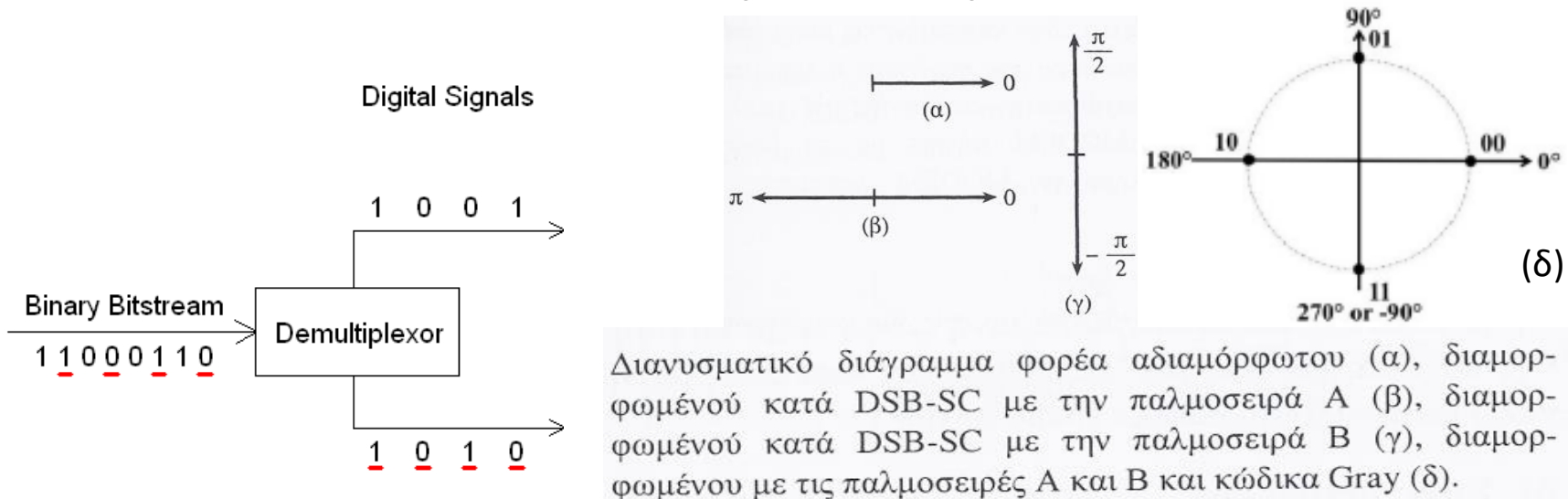
$$\begin{aligned} u(t) \sin \omega_0 t &= u_1(t) \cos \omega_0 t \sin \omega_0 t + u_2(t) \sin^2 \omega_0 t \\ &= \frac{1}{2} u_1(t) \sin 2\omega_0 t + \frac{1}{2} u_2(t) - \frac{1}{2} u_2(t) \cos 2\omega_0 t \end{aligned}$$

ΟΜΟΙΟΤΗΤΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ QAM $\equiv$ QPSK – OQPSK



4QAM $\equiv$ QPSK
4QAM = 4-PSK
QPSK = 4-PSK

Η μετατόπιση φάσης του σήματος OQPSK δεν είναι μεγαλύτερη από 90° και έτσι μειώνονται οι διακυμάνσεις του πλάτους στο σήμα OQPSK με αποτέλεσμα το BER να είναι μικρότερο απ' ό,τι στο QPSK, όπου η μετατόπιση φάσης του σήματος QPSK δεν είναι μεγαλύτερη από 180° .



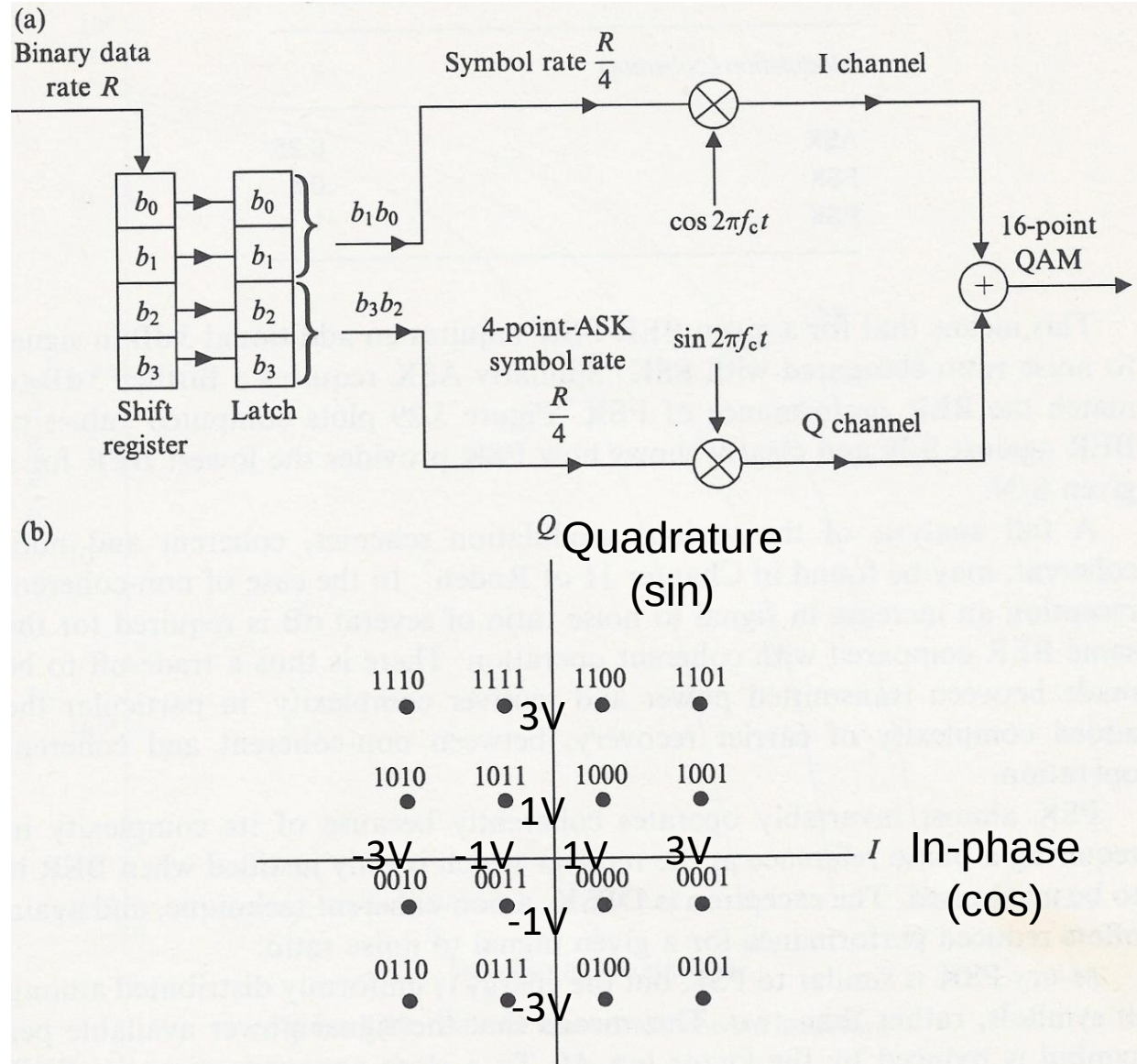
16 QAM

16-QAM

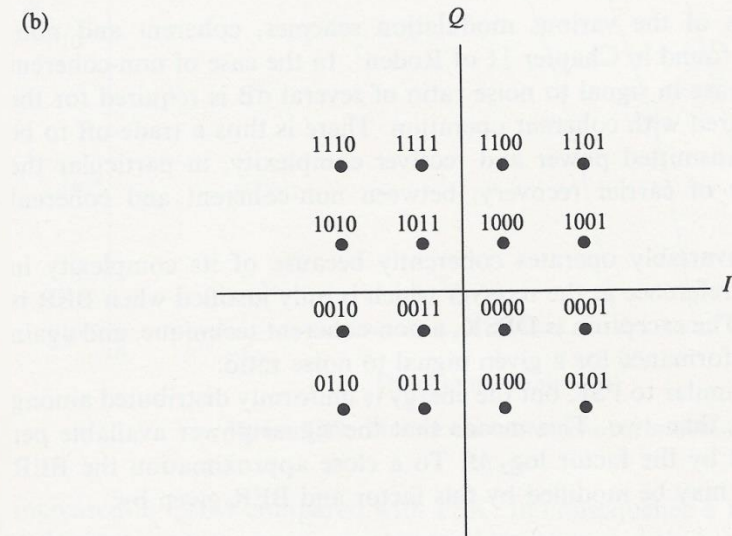
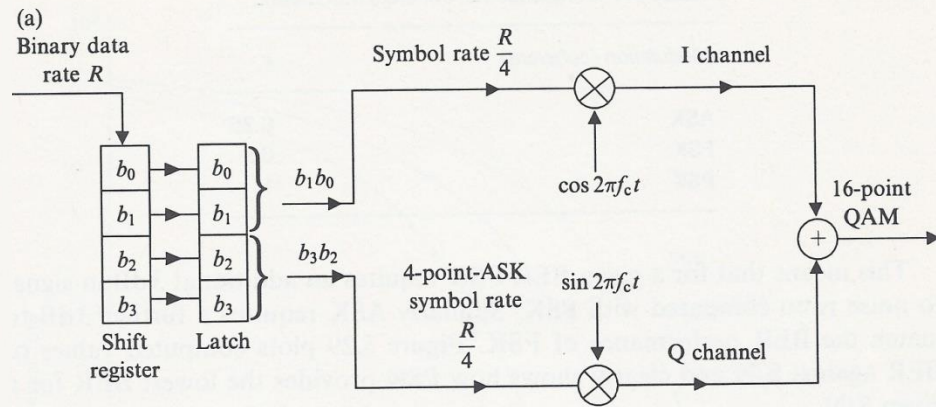
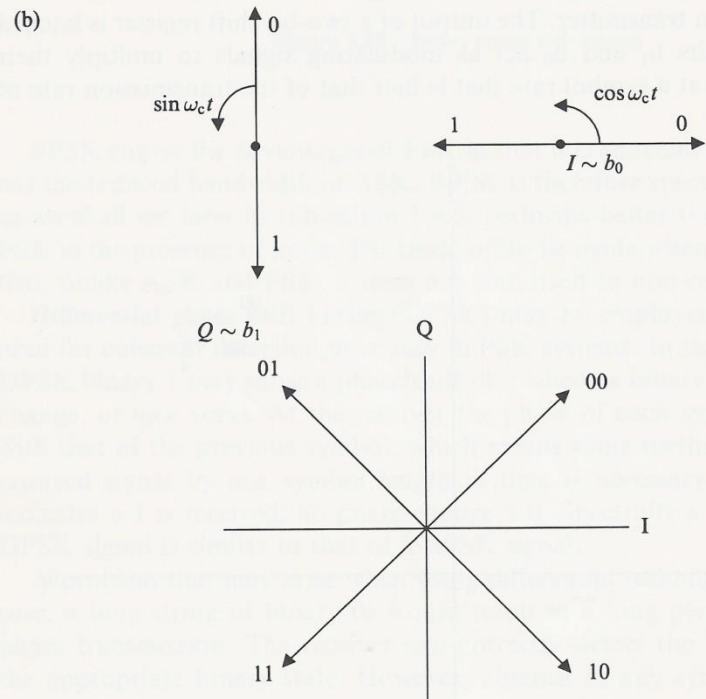
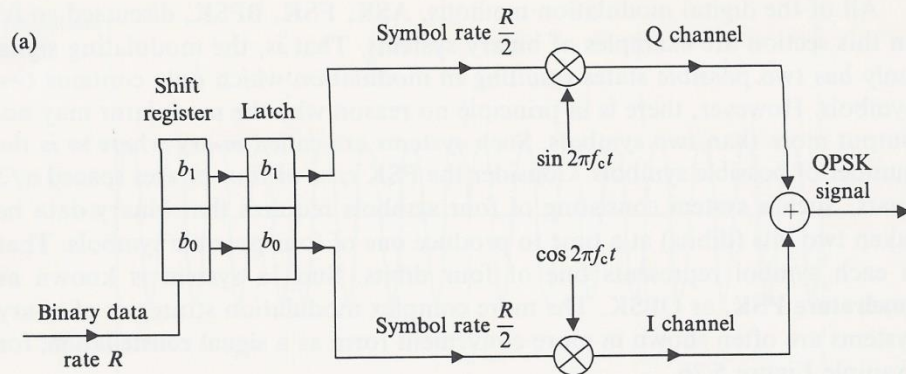
Αντιστοιχίζουμε
4 bits σε ένα από τα
 $m=1, \dots, 16$ σύμβολα
 $A_m^I, A_m^Q = \{+/-1V, +/-3V\}$

$$u_m(t) = A_m^I p(t) \cos(\omega_c t) + A_m^Q p(t) \sin(\omega_c t)$$

Γενικότερα M-QAM,
αντιστοιχίζουμε
 $\log_2(M)$ bits σε ένα
από M σύμβολα.



QPSK – 16 QAM (ξανά !!!)



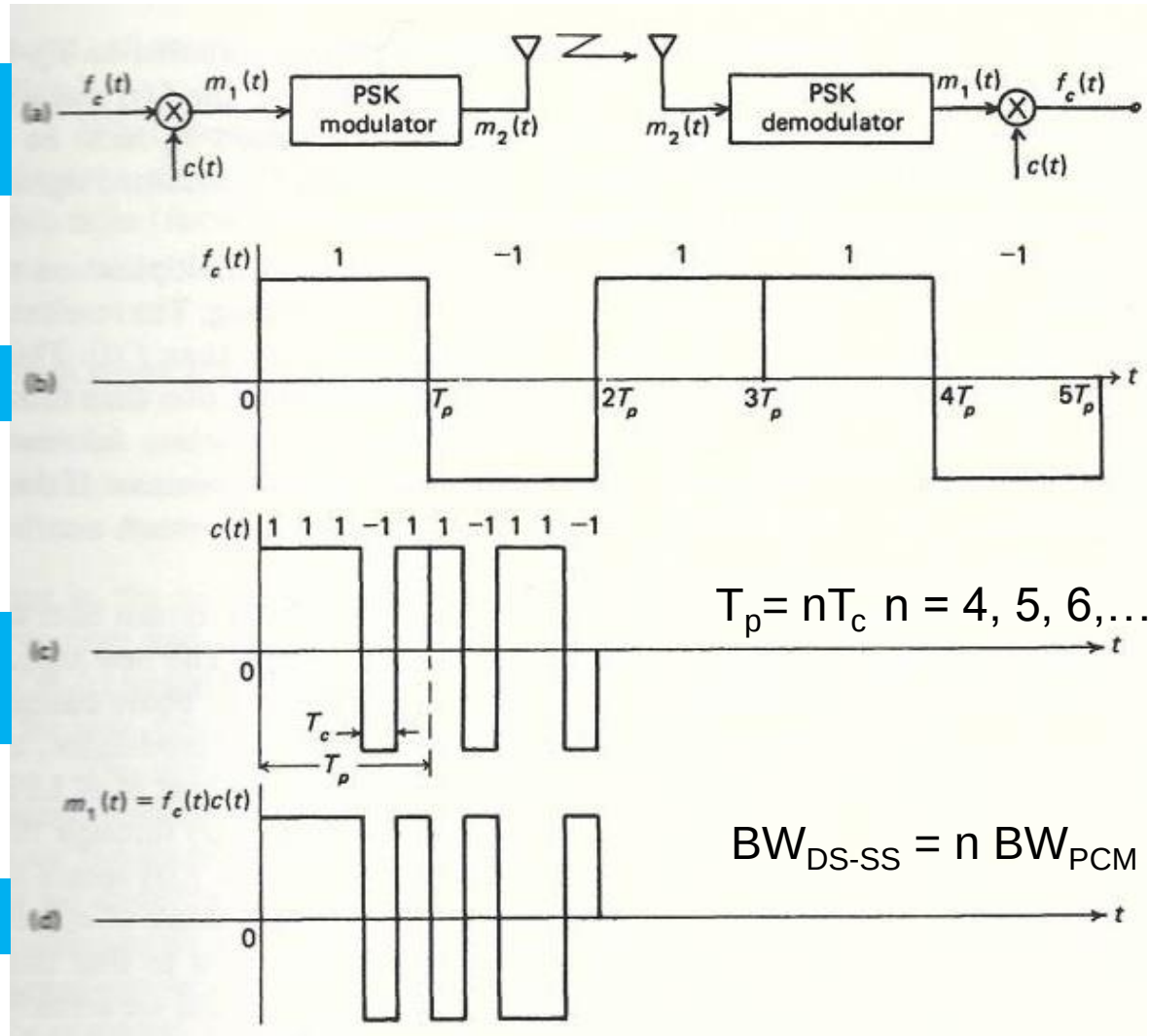
Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS) κρυπτογράφηση

DS-SS system
Πομπός - Δέκτης

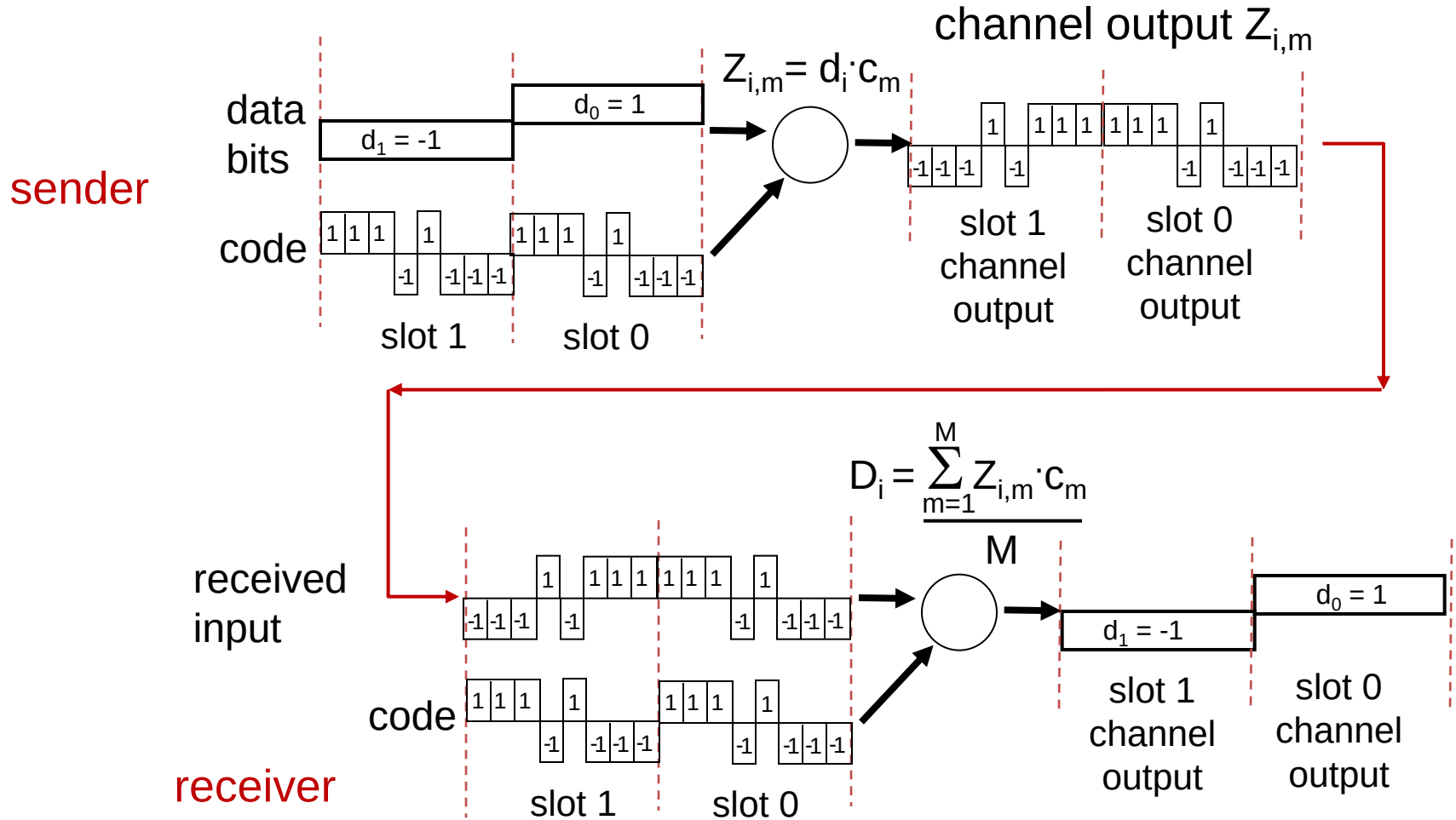
Σήμα PCM

Κώδικας
Chip Rate

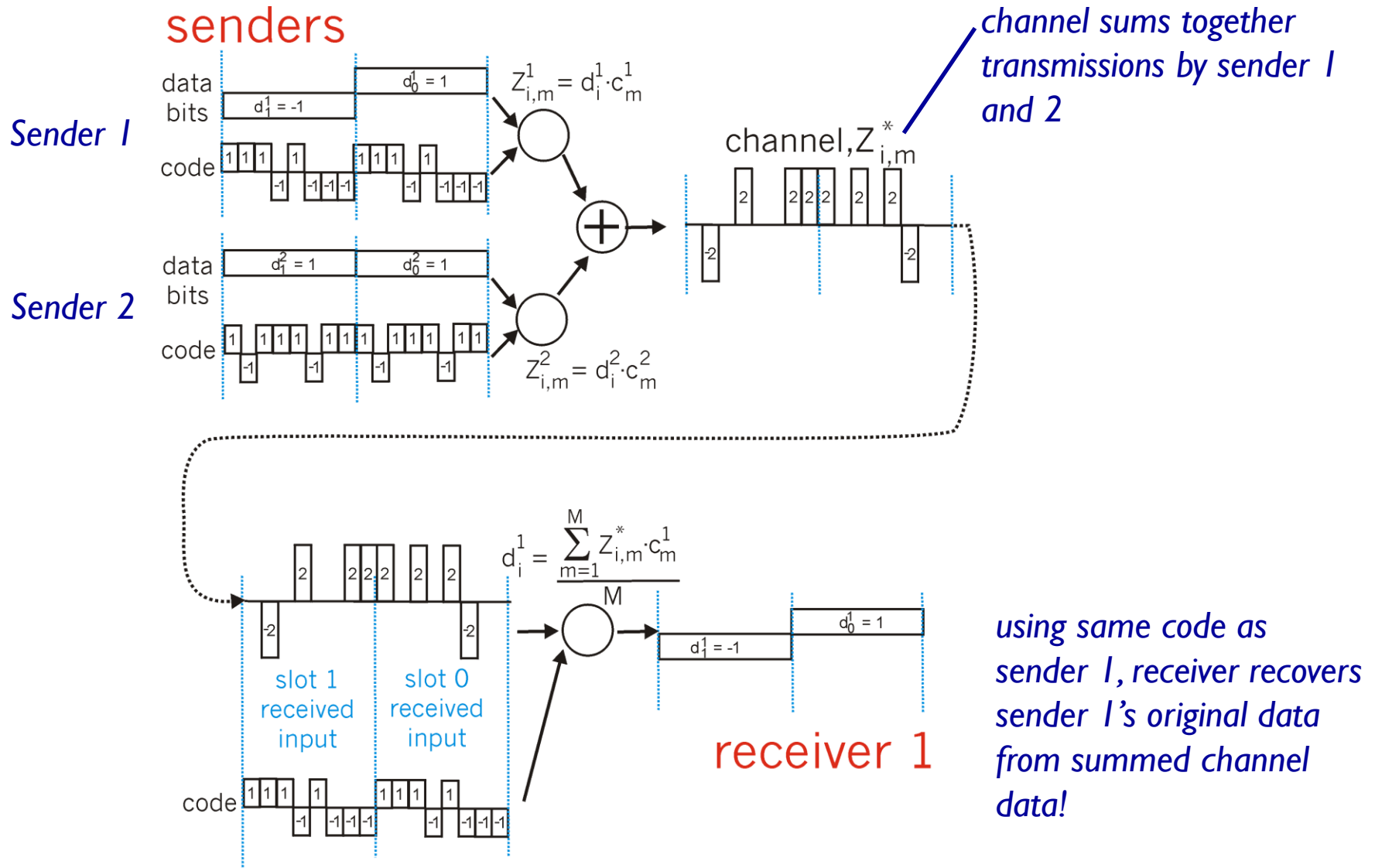
Σήμα DS-SS



CDMA encode/decode

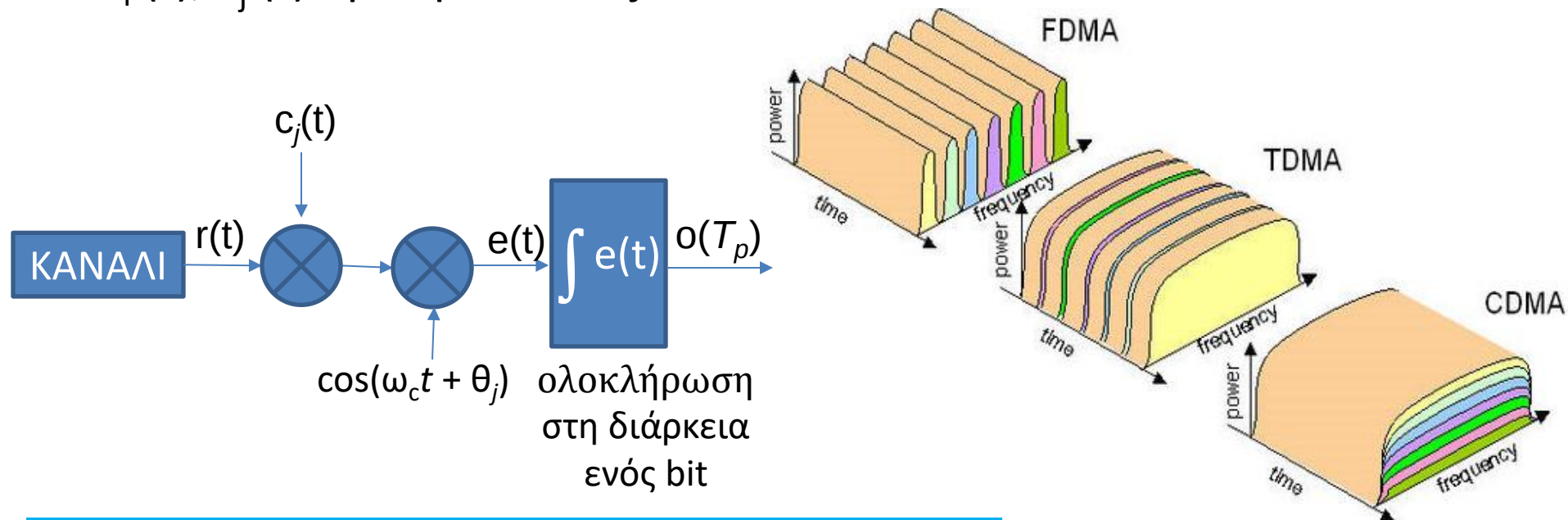


CDMA: two-sender interference



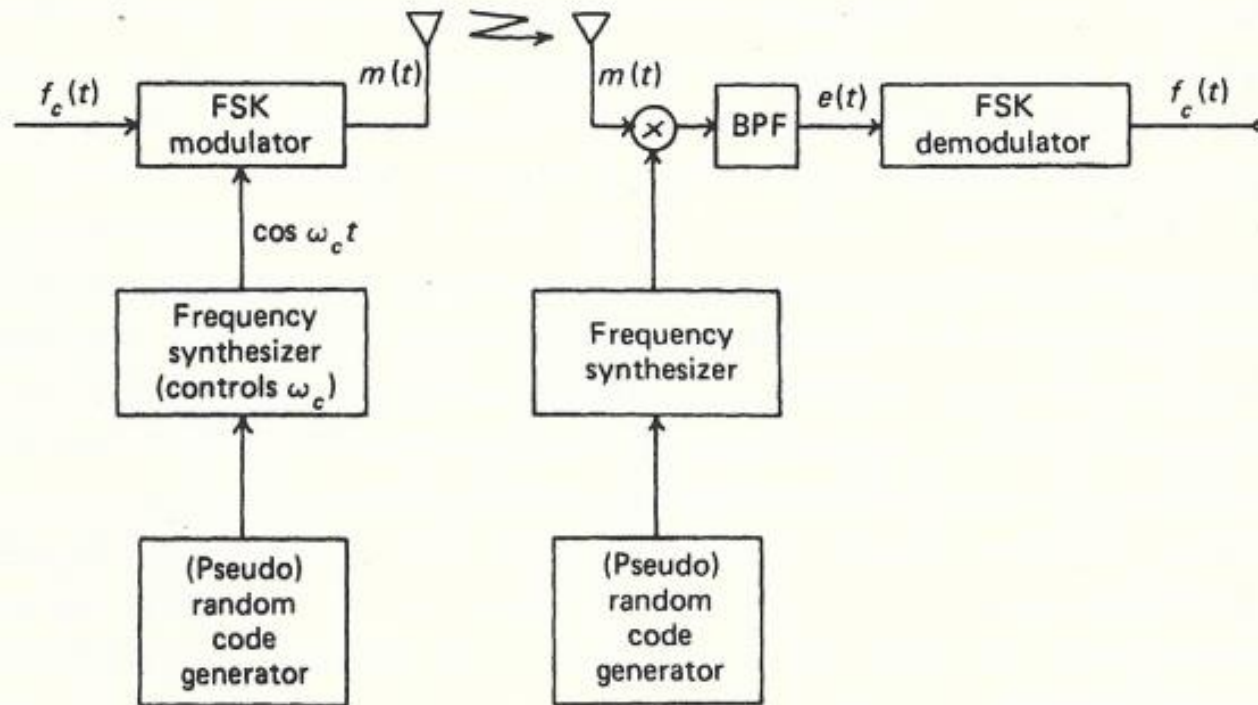
Code-Division Multiple-Access System (CDMA)

- Spread Spectrum Multiple-Access System
- $r(t) = \sum_i A_i f_{pcmi}(t-\tau_i) c_i(t-\tau_i) \cos(\omega_c t + \theta_i)$
- $c_i(t), c_j(t)$ ορθογώνια $i \neq j$



Ο j -δέκτης ακούει τα πάντα ($r(t)$) αλλά ξεχωρίζει αυτά που απευθύνονται σε αυτόν γνωρίζοντας τον κώδικα!

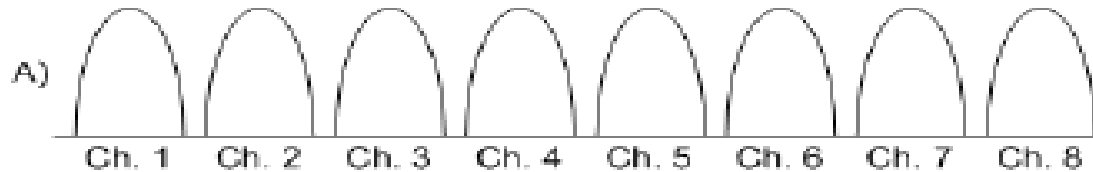
Frequency Hopping: Code-Selected Multiple Frequency FSK



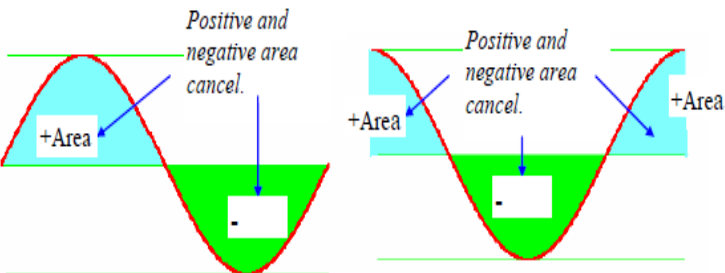
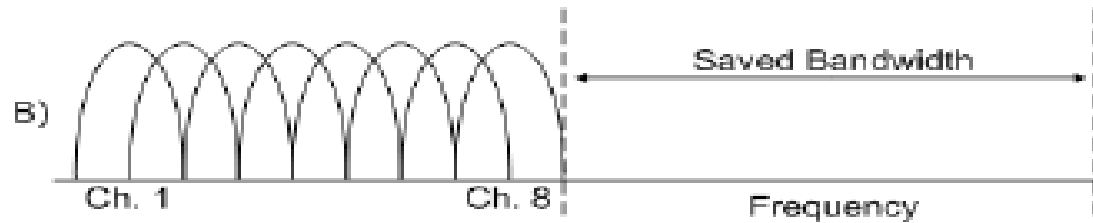
Εφευρέτης, ηθοποιός Lamar

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

FDM



OFDM



4 ορθογώνιοι φορείς (sub-carriers)

$$\sin(2\pi mt)$$

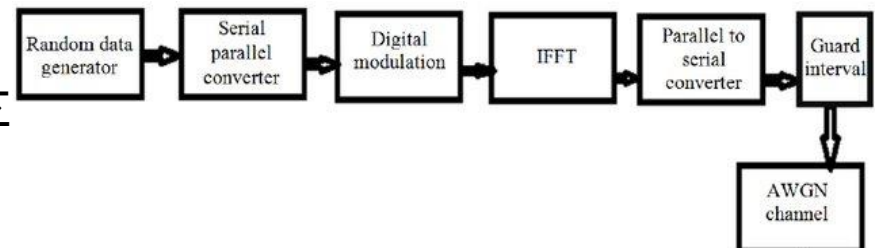
$$\sin(2\pi nt)$$

$$\cos(2\pi mt)$$

$$\cos(2\pi nt)$$

$m \neq n$, m/n ακέραιος

OFDM
ΠΟΜΠΟΣ



OFDM
ΔΕΚΤΗΣ

