

Συστήματα Μετάδοσης

Τεχνικές Διαμόρφωσης



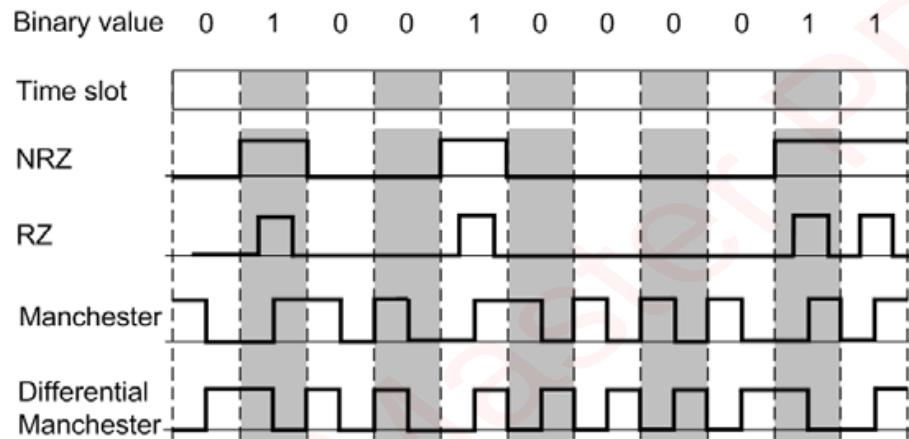
Kyriakos Vlachos, Computer Engineering and Informatics Dept.,
University of Patras, GREECE, contact: kvlachos@ceid.upatras.gr

Σχήματα Ψηφιακής Διαμόρφωσης



Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (I)

- Στη δυαδική διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Shift Keying - ASK ή ON/OFF Keying - OOK) το πλάτος του οπτικού σήματος λαμβάνει δύο πιθανές τιμές.



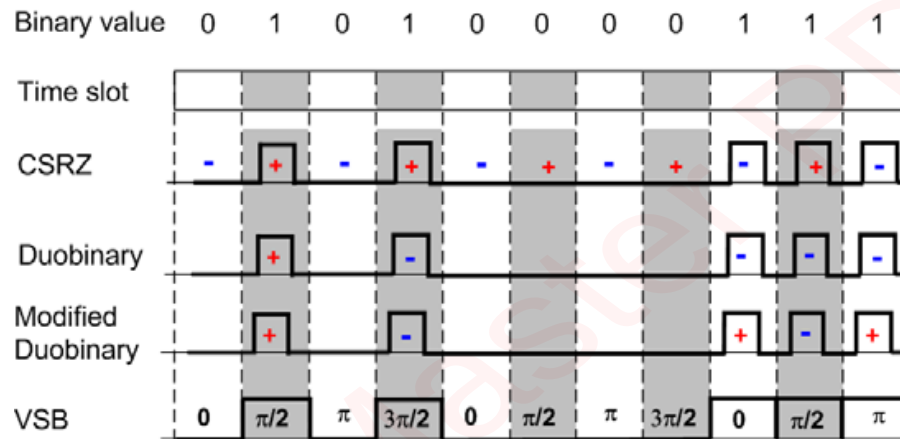
- Non-Return-to-Zero (NRZ): Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια ίση με τη διάρκεια bit.
 - ✓ Απαιτεί μικρό εύρος ζώνης.
 - ✗ Παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία στη διαπλάτυνση των οπτικών παλμών από διασπορά και μη-γραμμικότητες.

Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (II)

- ❑ Return-to-Zero (RZ): Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια μικρότερη από τη διάρκεια bit.
 - ✓ Παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία στη διαπλάτυνση των οπτικών παλμών από διασπορά και μη-γραμμικότητες.
 - ✗ Ο λόγος της χρονικής διάρκειας του παλμού προς τη διάρκεια bit καλείται duty cycle, και το εύρος ζώνης της κωδικοποίησης RZ είναι αυξημένος κατά το αντίστροφο του duty cycle σε σχέση με την κωδικοποίηση NRZ.
- ❑ Manchester: Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε μετάβαση του οπτικού σήματος από μηδέν σε A1, ενώ το λογικό '0' αντιστοιχεί σε μετάβαση του οπτικού σήματος από A1 σε μηδέν.
 - ✓ Η κωδικοποίηση έχει πάντα μία μετάβαση ανά bit (ανεξάρτητα από την ακολουθία '1' και '0'), γεγονός που καθιστά εύκολη την ανάκτηση ρολογιού.
- ❑ Διαφορικές Κωδικοποιήσεις: Στις διαφορικές κωδικοποιήσεις δεν κωδικοποιείται το τρέχον bit b_i αλλά η διαφορά $b_i - b_{i-1}$.
 - ✓ Ελαχιστοποίηση της συνεχούς συνιστώσας του οπτικού σήματος.

Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (III)

- Η δυαδική διαμόρφωση πλάτους συνδυάζεται με τεχνικές διαμόρφωσης φάσης ώστε να βελτιωθούν τα φασματικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος.



- Carrier-Suppressed Return-to-Zero (CSRZ): Όμοια με την RZ, με τη μόνη διαφορά ότι παλμοί σε περιττές χρονικές σχισμές λαμβάνουν φάση '0', ενώ παλμοί σε άρτιες χρονικές στιγμές λαμβάνουν φάση 'π'.
- ✓ Η κωδικοποίηση CSRZ επιτυγχάνει μικρότερο φασματικό εύρος από την RZ, καθώς και μικρότερη φασματική συνιστώσα στη φέρουσα συχνότητα $\omega = \omega_0$.

Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (IV)

- ❑ Duobinary – Διπλοδυαδική: Η φάση μεταξύ παλμών λογικού ‘1’ αλλάζει αν παρεμβάλλεται περιττός αριθμός ‘0’, ενώ παραμένει η ίδια αν παρεμβάλλεται άρτιο αριθμός ‘0’.
 - ✓ Η διπλοδυαδική κωδικοποίηση χρησιμοποιείται για να μειωθεί η διασυμβολική παρεμβολή.
- ❑ Modified Duobinary: Η φάση μεταξύ παλμών λογικού ‘1’ αλλάζει ανεξάρτητα από τον αριθμό παρεμβαλλόμενων ‘0’.
 - ✓ Η κωδικοποίηση δίνει μηδενική φασματική συνιστώσα για $\omega = \omega_0$.
- ❑ Vestigial-Sideband-Filtered-Signal (VSB): Η φάση αυξάνει κατά $\pi/2$ κάθε χρονική σχισμή.

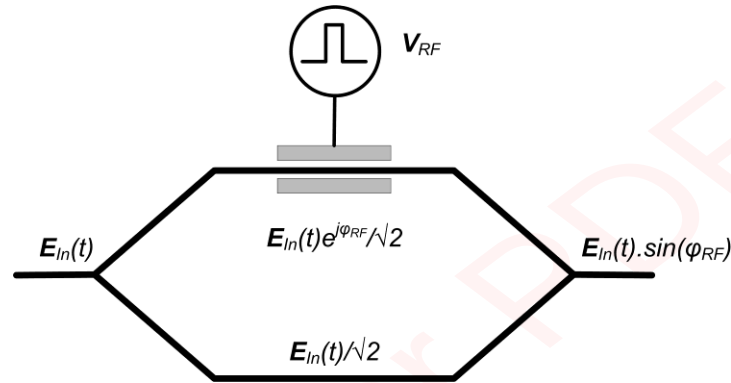
Πολυεπίπεδη διαμόρφωση πλάτους

- ❑ M-αδική διαμόρφωση πλάτους: $\log_2 M$ διαδοχικά bit κωδικοποιούνται σε μία από τις M δυνατές στάθμες πλάτους.
- ⇒ Η απεικόνιση της ακολουθίας bit σε στάθμη συνήθως γίνεται με βάση κώδικα Gray.



Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (V)

Υλοποίηση



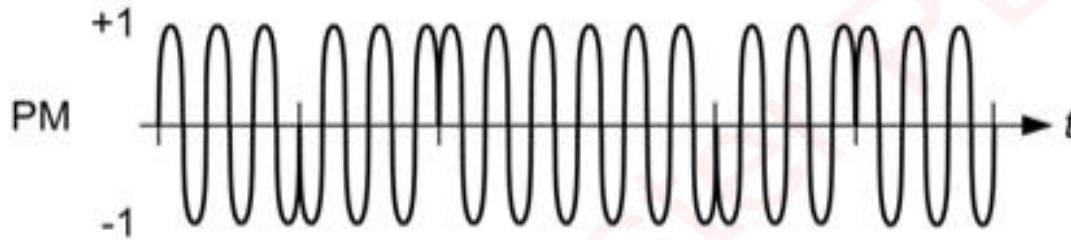
- ❑ Τα ηλεκτρικά δεδομένα εφαρμόζονται σε διαμορφωτές νιοβικού λιθίου (LiNbO_3), στους οποίους ο δείκτης διάθλασης διαμορφώνεται από την εφαρμοζόμενη τάση.
- ❑ Τοποθετώντας LiNbO_3 στον ένα βραχίονα συμβολομέτρου Mach-Zahnder επιτυγχάνεται διαφορική φάση '0' ή 'π' μεταξύ των οπτικών πεδίων που διαδίδονται στους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου.

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left(1 - e^{-\phi_{RF}(t)}\right) = E_{in}(t) \sin(\phi_{RF}(t))$$

- ❑ Το πεδίο στην έξοδο είναι μηδενικό αν η φάση ϕ_{RF} είναι '0' και λαμβάνει μέγιστη τιμή όταν η φάση γίνει ίση με 'π' μέσω κατάλληλης ηλεκτρικής τάσης.

Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (I)

□ Στην δυαδική διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying - PSK η φάση του οπτικού σήματος λαμβάνει τιμή '0' ή 'π' ανάλογα με το μεταδιδόμενο bit ('0' ή '1').



□ Εναλλακτική κωδικοποίηση φάσης αποτελεί η Differential Phase Shift Keying (DPSK) στην οποία κωδικοποιείται η φάση της διαφοράς $b_i - b_{i-1}$.

□ M-αδική διαμόρφωση φάσης: $\log_2 M$ διαδοχικά bit κωδικοποιούνται σε μία από τις M δυνατές φάσεις

$$\phi_i = \frac{2\pi i}{M}, \quad i = 0, \dots, M - 1$$

Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (II)

Υλοποίηση

- Η υλοποίηση της διαμόρφωσης φάσης γίνεται σε κυματοδηγούς LiNbO_3 που εισάγουν φάση

$$\phi_{RF} = \delta n \frac{2\pi}{\lambda} l_m$$

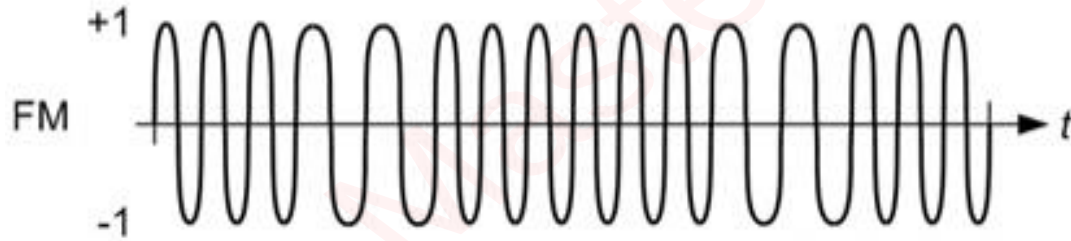
- ⇒ Εφαρμόζοντας κατάλληλη τάση για bit '1' η φάση του κυματοδηγού γίνεται 'π'.

Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα

- ✓ Σταθερό πλάτος του οπτικού πεδίου: η διαμόρφωση φάσης υφίσταται μικρότερη παραμόρφωση από τα μη-γραμμικά φαινόμενα.
- ✗ Προβλήματα υλοποίησης στο δέκτη λόγω μεταβολής της πόλωσης του οπτικού σήματος.

Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας

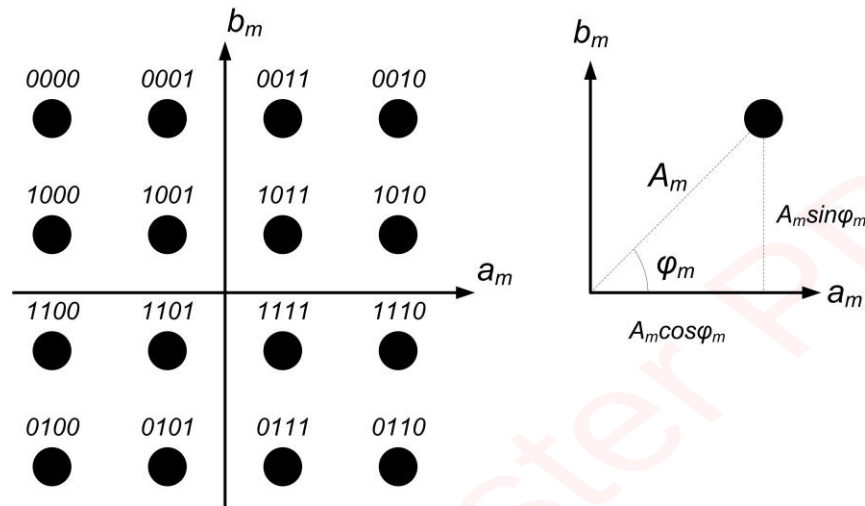
- Η δυαδική διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Shift Keying - FSK) απεικονίζει τη διαδοχή '1' και '0' σε δύο διαφορετικές συχνότητες ίσες με $f_0 + \Delta f$ και $f_0 - \Delta f$.
 - ⇒ Η επιλογή της απόκλισης συχνότητας Δf εξαρτάται από το διαθέσιμο εύρος ζώνης (συνολικό εύρος ζώνης της FSK προσεγγίζεται ως $2B + 2\Delta f$).
 - ⇒ Αν $B \ll \Delta f$ τότε η FSK καλείται FSK ευρείας ζώνης, ενώ αν $B \gg \Delta f$ η FSK καλείται στενής ζώνης.



- Υλοποίηση: η FSK υλοποιείται σε οπτικούς διαμορφωτές στους οποίους η φάση (συνεπώς και η εφαρμοζόμενη τάση) είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \Rightarrow \phi(t) = 2\pi\Delta f t$$

Quadrature Amplitude Modulation



- Στην διαμόρφωση Quadrature Amplitude Modulation (QAM) η φάση και το πλάτος του οπτικού σήματος συνδυάζονται σε συγκεκριμένες στάθμες ϕ_m και A_m

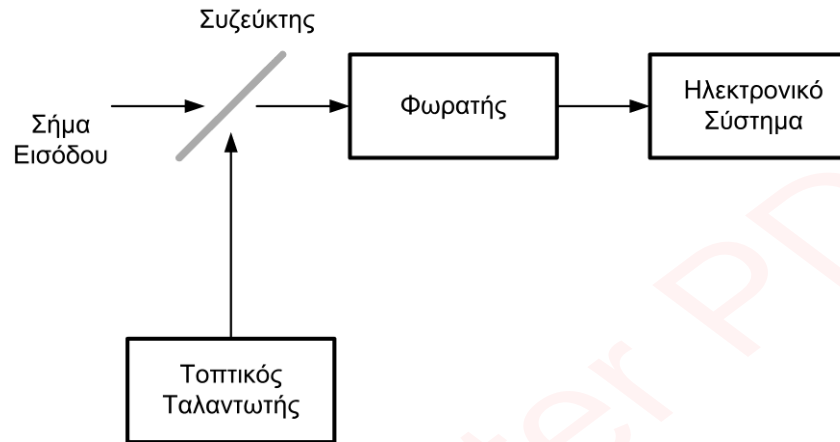
$$\begin{aligned} E(t) &= A_m \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_m) = A_m \cdot \cos \phi_m \sin(\omega_0 t) + A_m \cdot \sin \phi_m \cos(\omega_0 t) = \\ &= a_m \sin(\omega_0 t) + b_m \cos(\omega_0 t). \end{aligned}$$

- Το σήμα είναι δυνατόν να παραχθεί αθροίζοντας δύο σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος τα οποία έχουν διαφορά φάσης $\pi/2$.

Ομόδυνη και Ετερόδυνη Φώραση



Βασικές Αρχές



- Η βασική αρχή της σύμφωνης φώρασης είναι η μίξη του σήματος που λαμβάνεται στο δέκτη με το σήμα που παράγεται από ένα τοπικό ταλαντωτή

$$E_{in} = A_s e^{j\omega_0 t + \phi_s} + A_{LO} e^{j\omega_{LO} t + \phi_{LO}}$$

- Στην έξοδο της φωτοδιόδου, λαμβάνεται ρεύμα το οποίο υπολογίζεται ως

$$I = R \left| A_s e^{j\omega_0 t + \phi_s} + A_{LO} e^{j\omega_{LO} t + \phi_{LO}} \right|^2 = R(P_s + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos((\omega_0 - \omega_{LO})t + \phi_s - \phi_{LO})$$

Ομόδυνη Φώραση (I)

- Στην ομόδυνη φώραση η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι ίδια με τη συχνότητα του σήματος

$$I = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO})$$

⇒ Ο πρώτος όρος είναι σταθερός και τυπικά προσεγγίζεται από RP_{LO} .

⇒ Ο δεύτερος μεταφέρει την κωδικοποιημένη πληροφορία.

- ⇒ Σε σχέση με την άμεση φώραση η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη είναι αυξημένη κατά

$$\frac{I_{HD}^2}{I_{DD}^2} = \frac{4R^2 P_S P_{LO}}{R^2 P_S^2} = \frac{4P_{LO}}{P_S}$$

- ⇒ Σηματοθορυβικός λόγος

$$SNR = \frac{4R^2 P_S P_{LO}}{2q(RP_{LO} + I_d)\Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}}$$

Ομόδυνη Φώραση (II)

⇒ Αυξάνοντας κατά πολύ την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή ο θόρυβος βολής υπερβαίνει το θερμικό θόρυβο

$$SNR = \frac{2RP_s}{q\Delta f}$$

⇒ Ο σταθερός όρος RP_{LO} καθορίζει την ισχύ του θορύβου βολής.

Σύγκριση με την άμεση φώραση

- ✓ Αύξηση της ευαισθησίας του δέκτη λόγω μίξης με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.
- ✓ Διατήρηση της πληροφορίας φάσης: η ομόδυνη φώραση εφαρμόζεται και στην αποκωδικοποίηση ψηφιακών διαμορφώσεως φάσης.
- ✗ Απαιτείται σταθερή συχνότητα ίση με αυτή του σήματος στον τοπικό ταλαντωτή.
- ✗ Οι φάσεις σήματος και τοπικού ταλαντωτή πρέπει να έχουν σταθερή σχέση, γεγονός το οποίο απαιτεί τη χρήση βρόχου εγκλειδωσης φάσης (phase lock loop) στο δέκτη.

Ετερόδυνα Φώραση

- Στην ετερόδυνα φώραση η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι διαφορετική από τη συχνότητα του σήματος

$$I = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO})$$

- ⇒ Ο δεύτερος όρος είναι δυνατόν να απομονωθεί με χρήση μικροκυματικού φίλτρου.

$$I_{AC}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO})$$

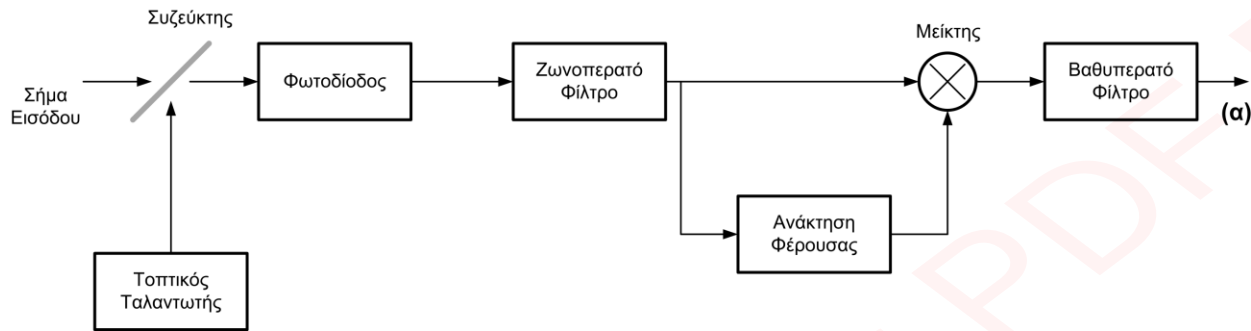
Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα

- ✘ Η ενίσχυση του σήματος (και συνεπώς ο σηματοθορυβικός λόγος) είναι κατά 3 dB μειωμένη σε σχέση με την ομόδυνα φώραση.
- ✓ Η ετερόδυνα φώραση απλοποιεί σημαντικά το δέκτη, καθώς δε χρειάζεται οι συχνότητες να είναι ταυτόσημες.
- ✓ Η συσχέτιση φάσεων δεν είναι αυστηρή στην ετερόδυνα φώραση με αποτέλεσμα να μη χρειάζεται βρόχος εγκλειδωσης φάσης.

Τεχνικές Αποδιαμόρφωσης



Ετερόδυνη Σύγχρονη Αποδιαμόρφωση (I)



- Παρουσία θορύβου το AC σήμα στην έξοδο της φωτοδιόδου γράφεται

$$I_{AC}(t) = \left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) \cos(\omega_{IF}t) + \left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s \right) \sin(\omega_{IF}t),$$

- ⇒ i_c και i_s είναι η συμφασική και κάθετη συνιστώσα.
- ⇒ Οι συνιστώσες θορύβου είναι Gaussian στοχαστικές διαδικασίες μηδενικής μέσης τιμής και με ισχύ η οποία δίνεται από το άθροισμα των ισχύων θερμικού θορύβου και θορύβου βολής

Ετερόδυνη Σύγχρονη Αποδιαμόρφωση (II)

⇒ Στη σύγχρονη αποδιαμόρφωση, το AC ρεύμα πολλαπλασιάζεται με σήμα αναφοράς το οποίο παράγεται από κύκλωμα ανάκτησης φέρουσας

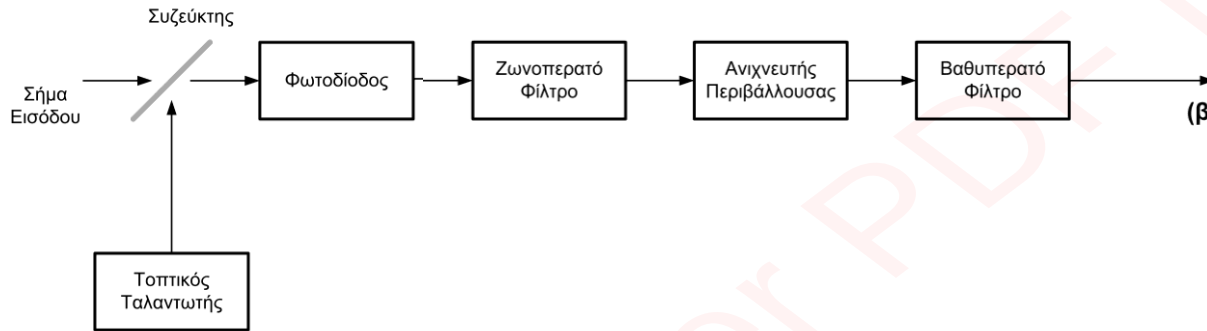
$$\begin{aligned} I_{AC}(t) \cos(\omega_{IF} t) &= \frac{1}{2} \left(2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \left(2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) \cos(2\omega_{IF} t) + \\ &+ \frac{1}{2} \left(2R \sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s \right) \sin(2\omega_{IF} t). \end{aligned}$$

⇒ Το βαθυπερατό φίλτρο επιτρέπει απορρίπτει τη συνιστώσα στα $2\omega_{IF}$, επομένως το ρεύμα μετά την αποδιαμόρφωση είναι

$$I_d = \frac{1}{2} \left(2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right)$$

Ετερόδυνα Ασύγχρονη Αποδιαμόρφωση (I)

ASK



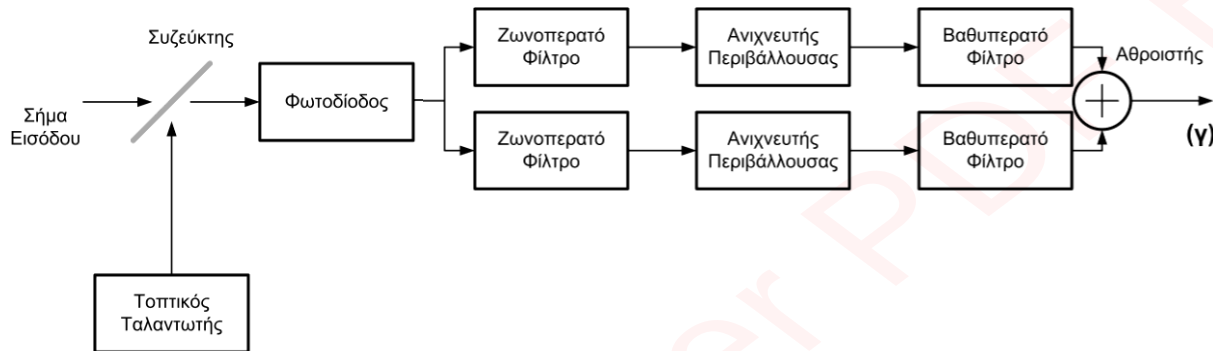
- Αντί του μείκτη και του βρόχου εγκλείδωσης φάσης, χρησιμοποιείται σύστημα ανίχνευσης περιβάλλουσας

$$I_d = \sqrt{\left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c\right)^2 + \left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s\right)^2}$$

- Τόσο η συμφασική όσο και η κάθετη συνιστώσα θορύβου επηρεάζουν το ρεύμα απόφασης με αποτέλεσμα τη μείωση του σηματοθορυβικού λόγου (αύξηση ευαισθησίας) στο δέκτη.

Ετερόδυναη Ασύγχρονη Αποδιαμόρφωση (II)

FSK



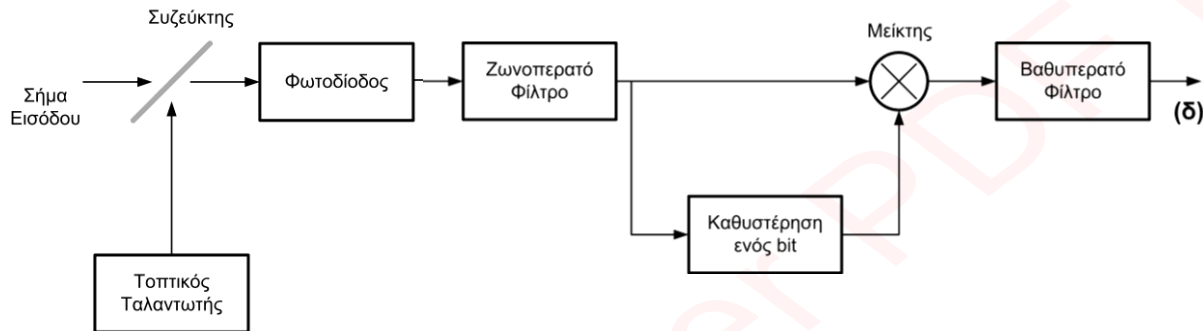
- Στην περίπτωση της FSK διαμόρφωσης, το AC ρεύμα μπορεί να έχει δύο ενδιαμέσες συχνότητες:

$$\omega_1 = \omega_{IF} - \Delta\omega, \quad \omega_2 = \omega_{IF} + \Delta\omega.$$

- Αν το AC ρεύμα οδηγηθεί σε δύο ζωνοπερατά φίλτρα, τότε στην έξοδο του ενός φίλτρου υπάρχει ρεύμα όταν το μεταδιδόμενο bit είναι '0', ενώ το άλλο φίλτρο έχει μη μηδενική έξοδο μόνο όταν το μεταδιδόμενο bit είναι '1'.

Ετερόδυναη Ασύγχρονη Αποδιαμόρφωση (III)

DPSK



- ❑ Το AC ρεύμα πολλαπλασιάζεται με την τιμή που είχε σε προηγούμενο χρόνο ίσο μία περίοδο bit:

$$I_d \propto \cos(\omega T_b + \phi_s - \phi_{s-1} + \Delta\phi_{LO})$$

- ✓ Καθώς η φάση του τοπικού ταλαντωτή δε μεταβάλλεται σημαντικά στην περίοδο ενός bit, η διαφορά φάσης $\Delta\phi_{LO}$ είναι πρακτικά μηδέν.

Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων



Σύγχρονοι ASK Δέκτες

□ Ρεύμα απόφασης:
$$I_d = \frac{1}{2} \left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} + i_c \right)$$

□ Η συνιστώσα θορύβου είναι Gaussian στοχαστική διαδικασία, οπότε προκύπτει ότι

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right)$$

□ Ο παράγοντας Q δίνεται από την

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{I_1}{2\sigma_1} = \frac{1}{2} \sqrt{SNR}$$

Ασύγχρονοι ASK Δέκτες

□ Ρεύμα απόφασης:
$$I_d = \sqrt{\left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} + i_c\right)^2 + i_s^2}$$

□ Η κατανομή του θορύβου είναι Rice

$$p(I_d, I_p) = \frac{I_d}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{I_d^2 + I_p^2}{2\sigma_1^2}\right) I_0\left(\frac{I_d I_p}{\sigma_1^2}\right)$$

⇒ $I_0(x)$: τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης.

□ Ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων προσεγγίζεται

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{SNR}{8}\right)$$

FSK Δέκτες

Σύγχρονοι Δέκτες

- Η ετερόδυνη σύγχρονη FSK φώραση ισοδυναμεί με δύο ASK βραχίονες φώρασης.
- ✓ Η ισχύς του σήματος (άρα και ο σηματοθορυβικός λόγος) διπλασιάζεται, καθώς ο ισοδύναμος ASK δέκτης λαμβάνει ισχύ είτε όταν λαμβάνεται '0' είτε όταν λαμβάνεται '1'.

⇒ Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων:
$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{4}} \right)$$

Ασύγχρονοι Δέκτες

⇒ Παρομοίως:
$$BER = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{SNR}{4} \right)$$

PSK Δέκτες

Σύγχρονοι PSK Δέκτες

❑ Ρεύμα απόφασης:

❑ Η φάση ϕ_s λαμβάνει τιμές '0' ή 'π'.

❑ Ο παράγοντας Q δίνεται από την:

$$I_d = \frac{1}{2} \left(2R \sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_s + i_c \right)$$

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2I_1}{2\sigma_1} = \sqrt{SNR}$$

❑ Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων:

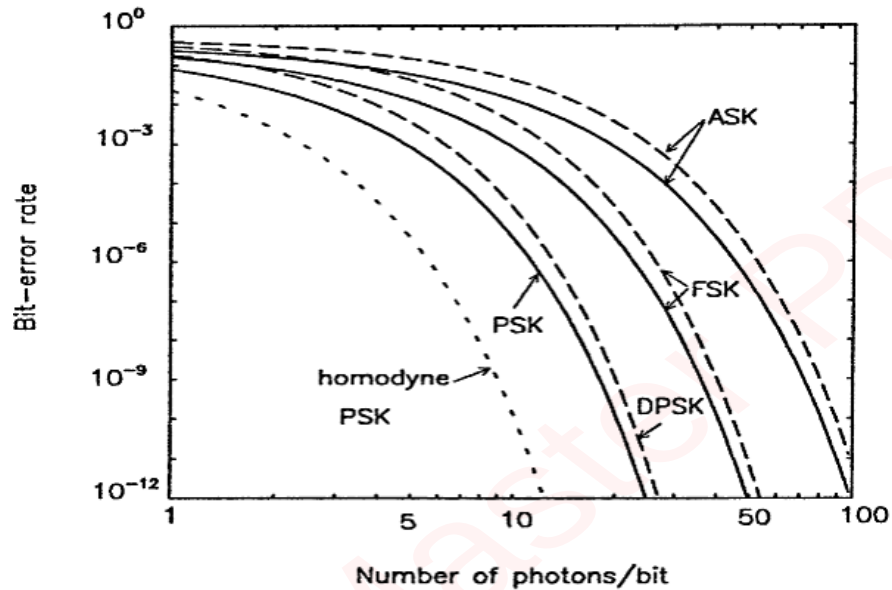
$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{2}} \right)$$

Ασύγχρονοι DPSK Δέκτες

⇒ Περίπλοκη ανάλυση:

$$BER = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{SNR}{2} \right)$$

Σύγκριση Διαμορφώσεων



- Σύγκριση ως προς τον αριθμό φωτονίων ανά bit $SNR = 2\eta N_p$
- ⇒ Οι σύγχρονοι και ασύγχρονοι δέκτες έχουν προσεγγιστικά ίδιες επιδόσεις (αύξηση της ευαισθησίας κατά 0.5 dB στους ασύγχρονους δέκτες).
- ⇒ Οι PSK και DPSK απαιτούν τη μικρότερη ευαισθησία δέκτη. Ακολουθεί η FSK διαμόρφωση με 3 dB αύξηση της ευαισθησίας, ενώ οι ASK απαιτούν ευαισθησία αυξημένη κατά 6 dB.