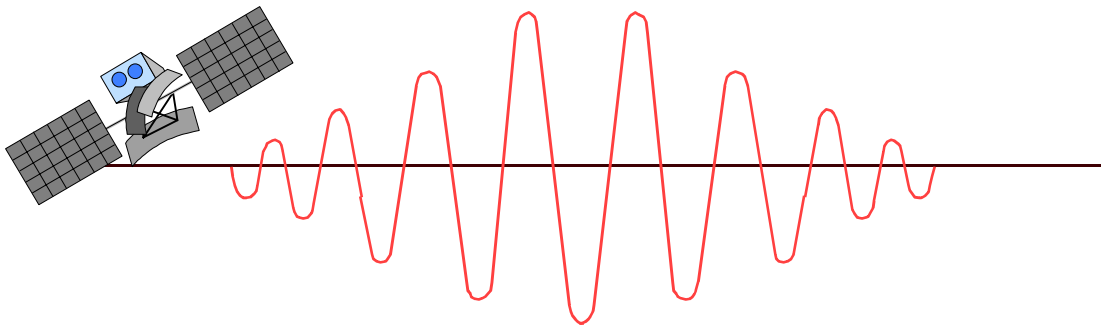


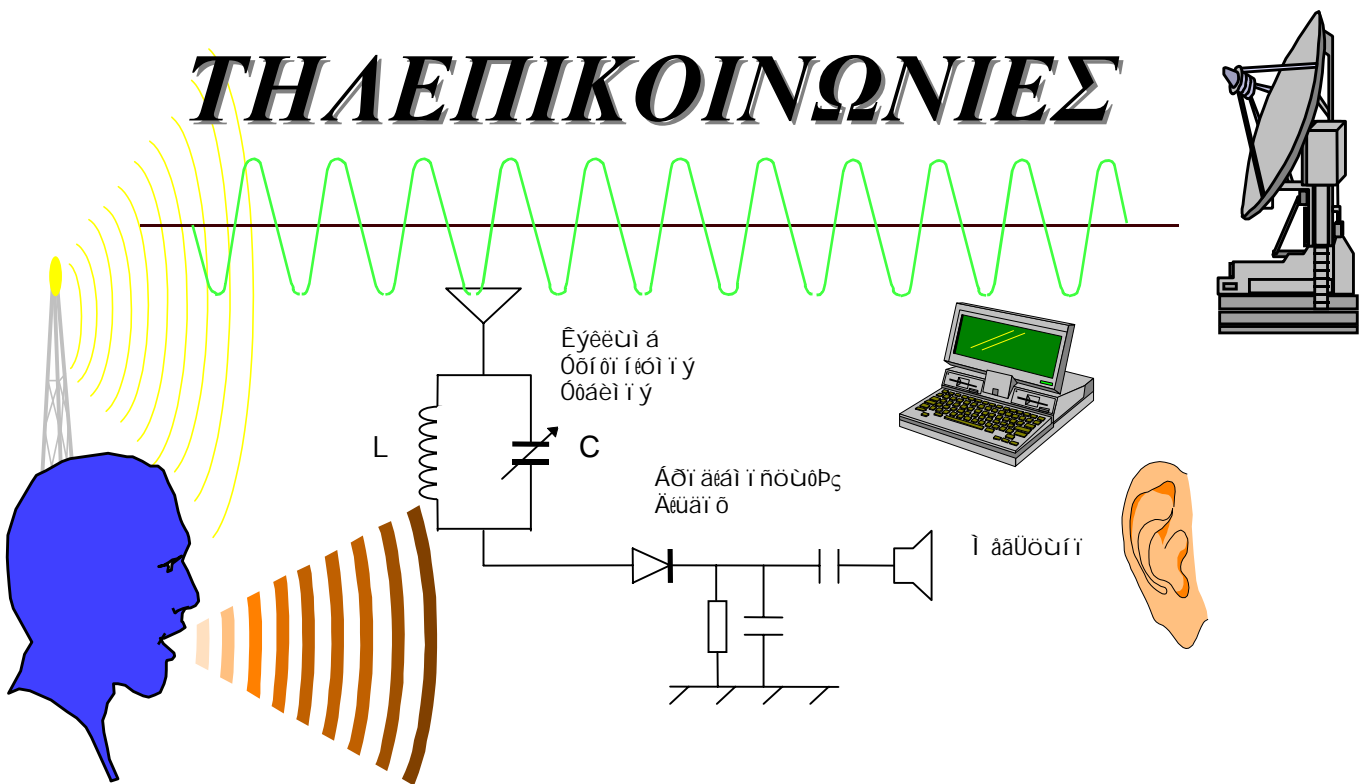
ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ Η/Υ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ



ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ



×ñ. Άάόεüðí òëí ò

2000

ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

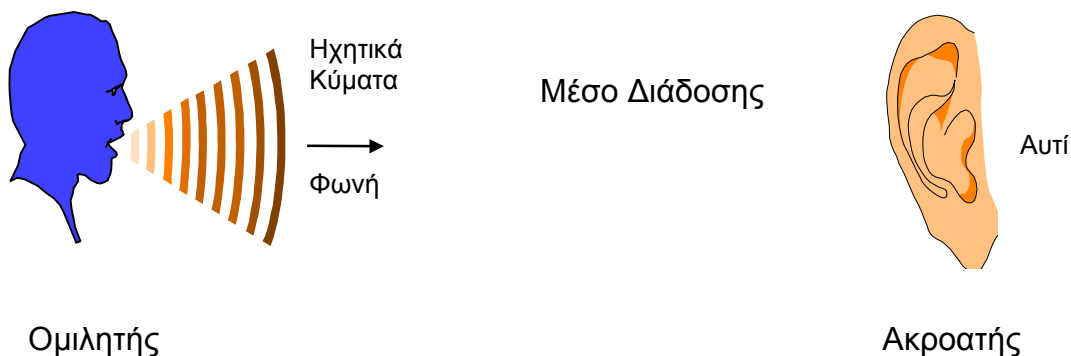
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Επικοινωνώ : - Έρχομαι σε επαφή - Ανταλλάσσω πληροφορία

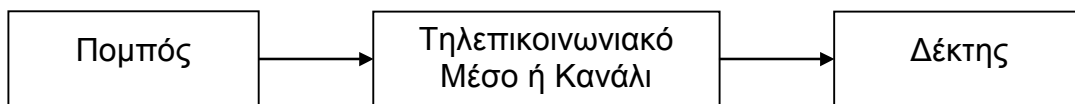
Τηλεπικοινωνία : *τήλε* - από μακριά

Επικοινωνώ από κάποια απόσταση

Παράδειγμα : Συνομιλία μεταξύ δυο ανθρώπων

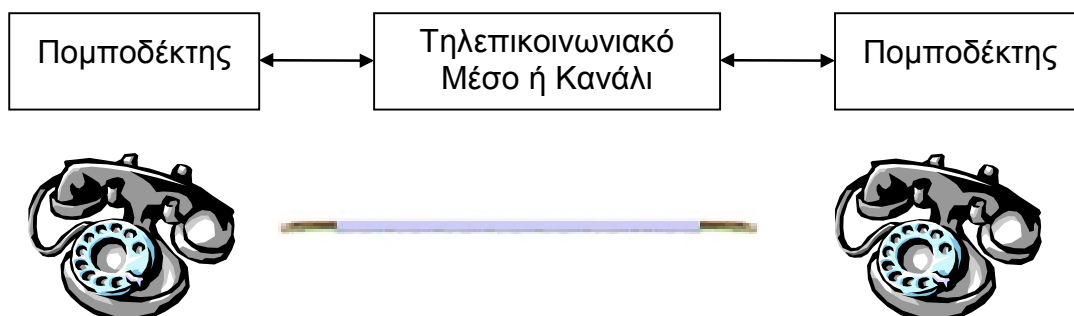


Η γενικευμένη άποψη ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.



Μονόδρομη επικοινωνία - simplex

Για αμφίδρομη επικοινωνία (duplex) ο πομπός και ο δέκτης περιλαμβάνονται στην ίδια μονάδα (πομποδέκτης).



Κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα απαρτίζεται από τρία βασικά μέρη :

- Πομπός
- Δέκτης
- Τηλεπικοινωνιακό Κανάλι

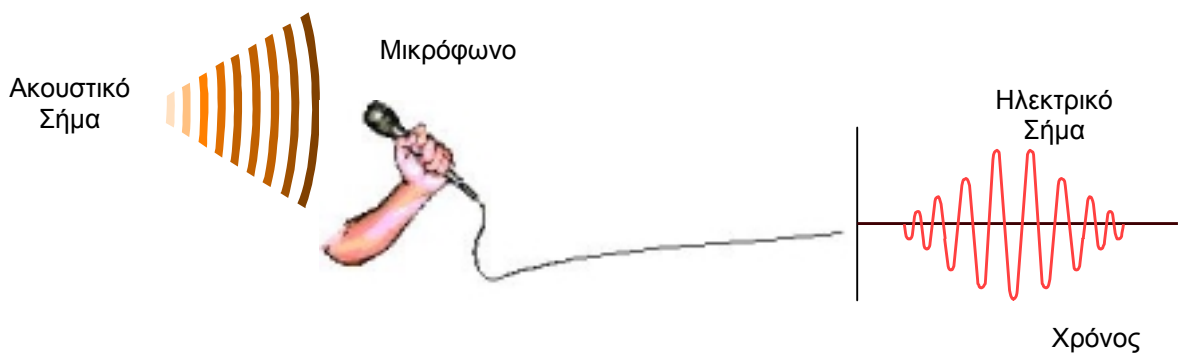
Η επικοινωνία καθίσταται δυνατή μέσω σημάτων που μεταφέρουν πληροφορία.

Παράδειγμα : Ανθρώπινη φωνή - Ηχητικά κύματα.

Απλούστερη μορφή πομπού : Το μικρόφωνο.

Μετατρέπει ένα ηχητικό (ακουστικό) σήμα σε ηλεκτρικό σήμα.

Μορφοτροπέας : Μετατρέπει την ενέργεια από μία μορφή σε άλλη (π.χ. από κυματική σε ηλεκτρική)

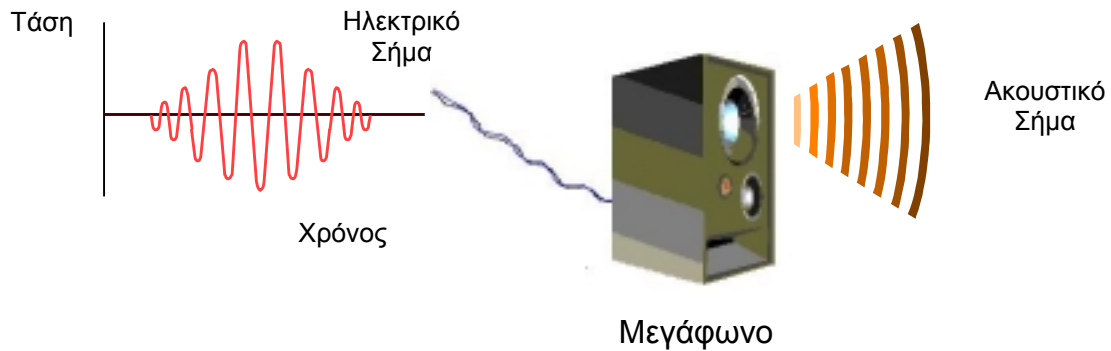


Η φασματική ανάλυση του ηλεκτρικού σήματος δείχνει ότι καλύπτει την φασματική περιοχή 20 Hz - 20 kHz, γνωστή ως *ακουστική περιοχή* συχνοτήτων.

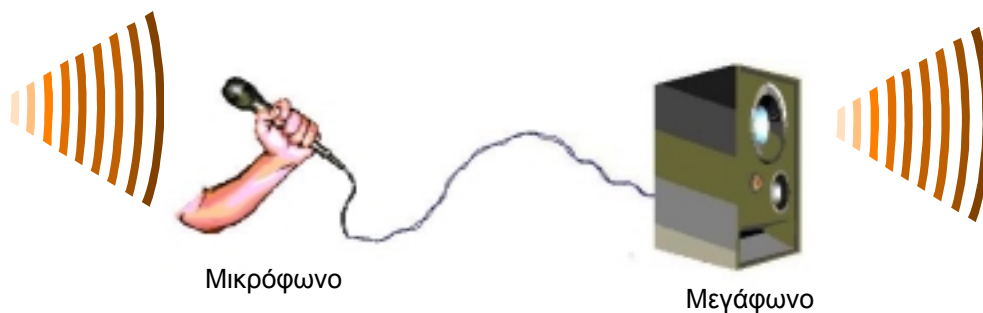
Η κύρια φασματική πυκνότητα ενός σήματος φωνής περιλαμβάνεται στην περιοχή συχνοτήτων 300 Hz - 3400 Hz, και είναι γνωστή σαν "φωνητικό φάσμα" στην τηλεφωνία.

Απλούστερη μορφή δέκτη : Το ηχείο

Μετατρέπει ένα ηλεκτρικό σήμα σε ηχητικό σήμα.



Συνδέοντας το μικρόφωνο με το μεγάφωνο μέσω ενός συνεσταμμένου ζεύγους χαλκού, σχηματίζεται η απλούστερη μορφή τηλεπικοινωνιακού συστήματος.



Το στοιχειώδες τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Τηλεπικοινωνιακό κανάλι : Το μέσο μέσω του οποίου το σήμα ταξιδεύει από τον πομπό στο δέκτη.

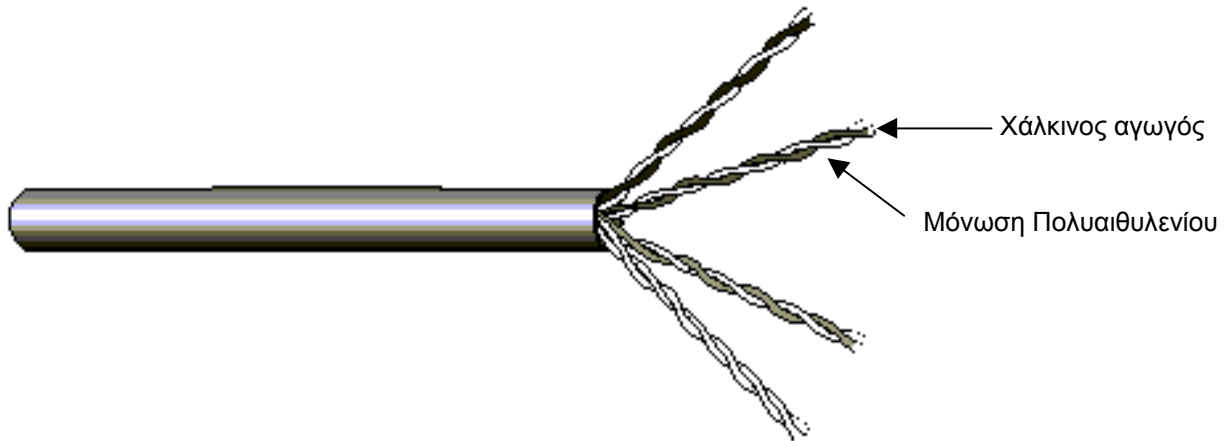
ΟΔΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ Τ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΘΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΘΟΟΣΙ ΑΘΥΙ

Διαφορετικά είδη τηλεπικοινωνιακών καναλιών:

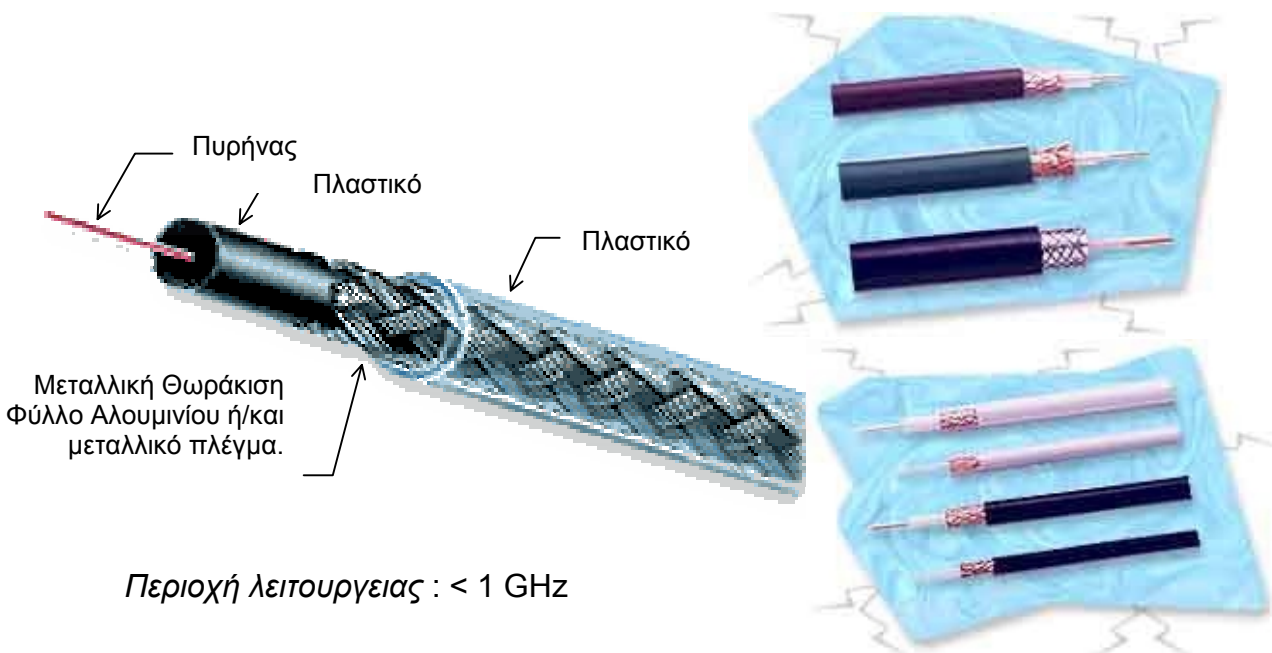
- *Ενσύρματα*

α) Χάλκινα καλώδια



Περιοχή λειτουργίας : < 1 MHz για τηλεφωνικά ζεύγη < 100 MHz για UTP.

β) Κοιλάκια

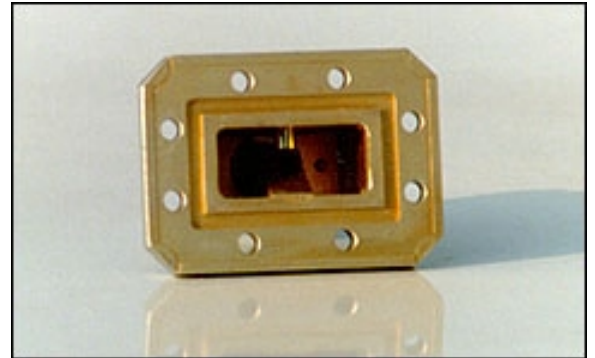
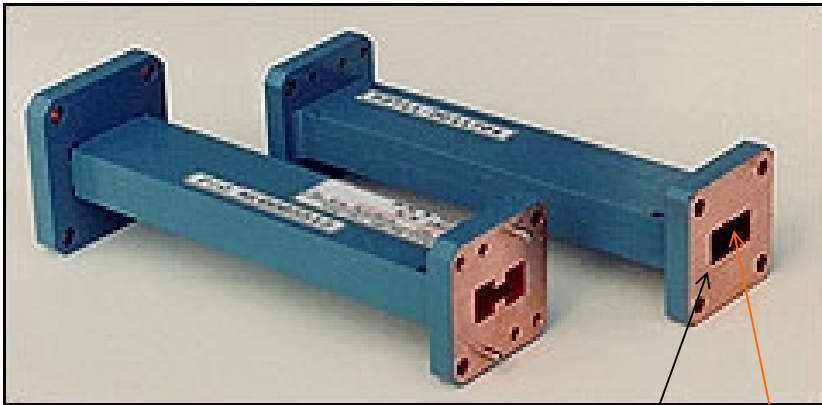


Περιοχή λειτουργίας : < 1 GHz

ΟΔΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

Ο×Ι ΕÇ ΟΔ×Ι Τ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ÇΙ Α Ç/Θ ΟΟΟÇΙ ΑΟΥΙ

γ) Ι εηñι εοι άοευò εοι άοι άçαυò

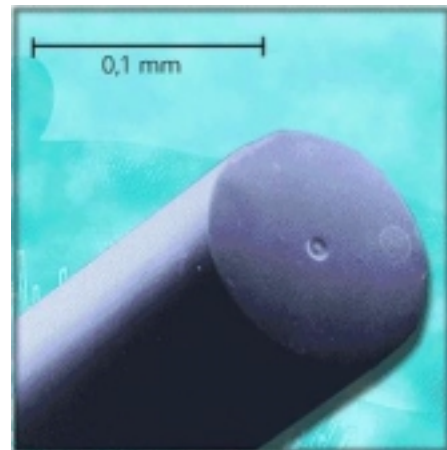
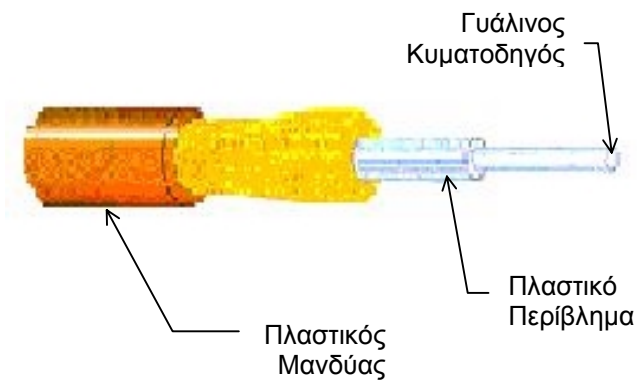


Μέταλλο

Κενό ή γεμισμένο με πλαστικό

Περιοχή λειτουργίας : 2 - 11 GHz

δ) Ι ΟοεεP βι á



Περιοχή λειτουργίας : Μέχρι 100 THz (10^{12} Hz), συνήθως 2,5 – 10 Gb/s.

Τα ανωτέρω εντάσσονται στα ενσύρματα είδη και κάνουν χρήση κυματοδηγών.

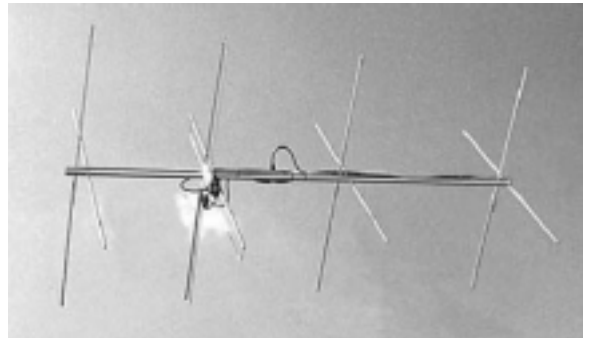
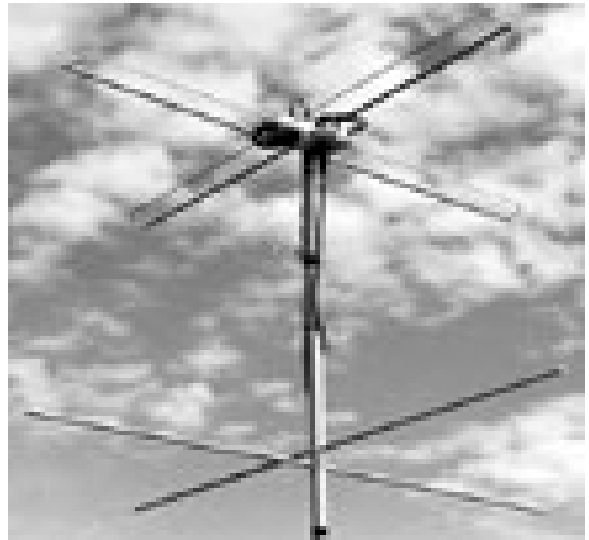
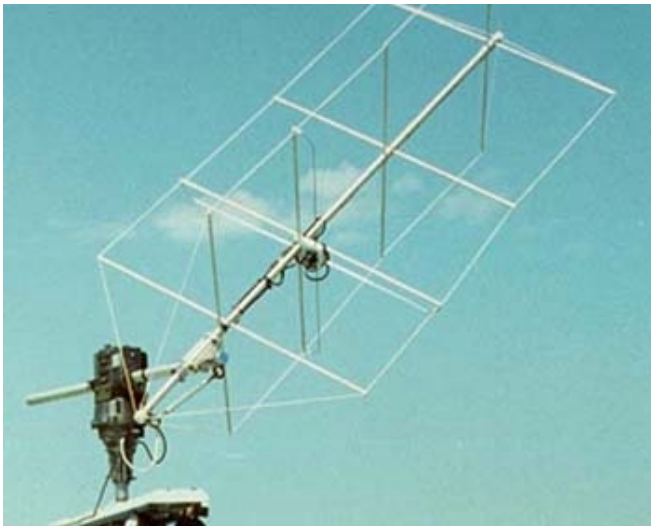
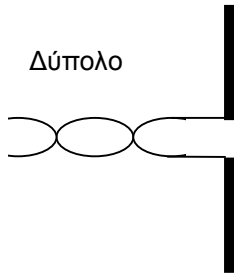
ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ Τ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

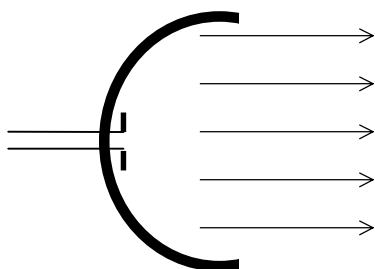
Ασύρματα

Η μετάδοση γίνεται στον αέρα.

α) Εάνθάλω



β) Ιέητι εοι αοέΥο Αεγίάω



Άλλα είδη ασύρματων ζεύξεων περιλαμβάνουν την κινητή τηλεφωνία, τις δορυφορικές ζεύξεις κλπ.

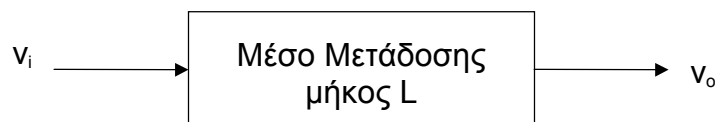
Κάθε τηλεπικοινωνιακό κανάλι χαρακτηρίζεται από τα ακόλουθα μεγέθη :

- Απόσβεση
- Εύρος ζώνης
- Γραμμικότητα
- Παρεμβολές (NEXT & FEXT)
- Θόρυβος

Απόσβεση ή εξασθένηση :

Κατά την διάδοση μέσα από το τηλεπικοινωνιακό κανάλι, το σήμα υφίσταται απορρόφηση και εξασθενεί.

Η απόσβεση μετράται σε dB/m.

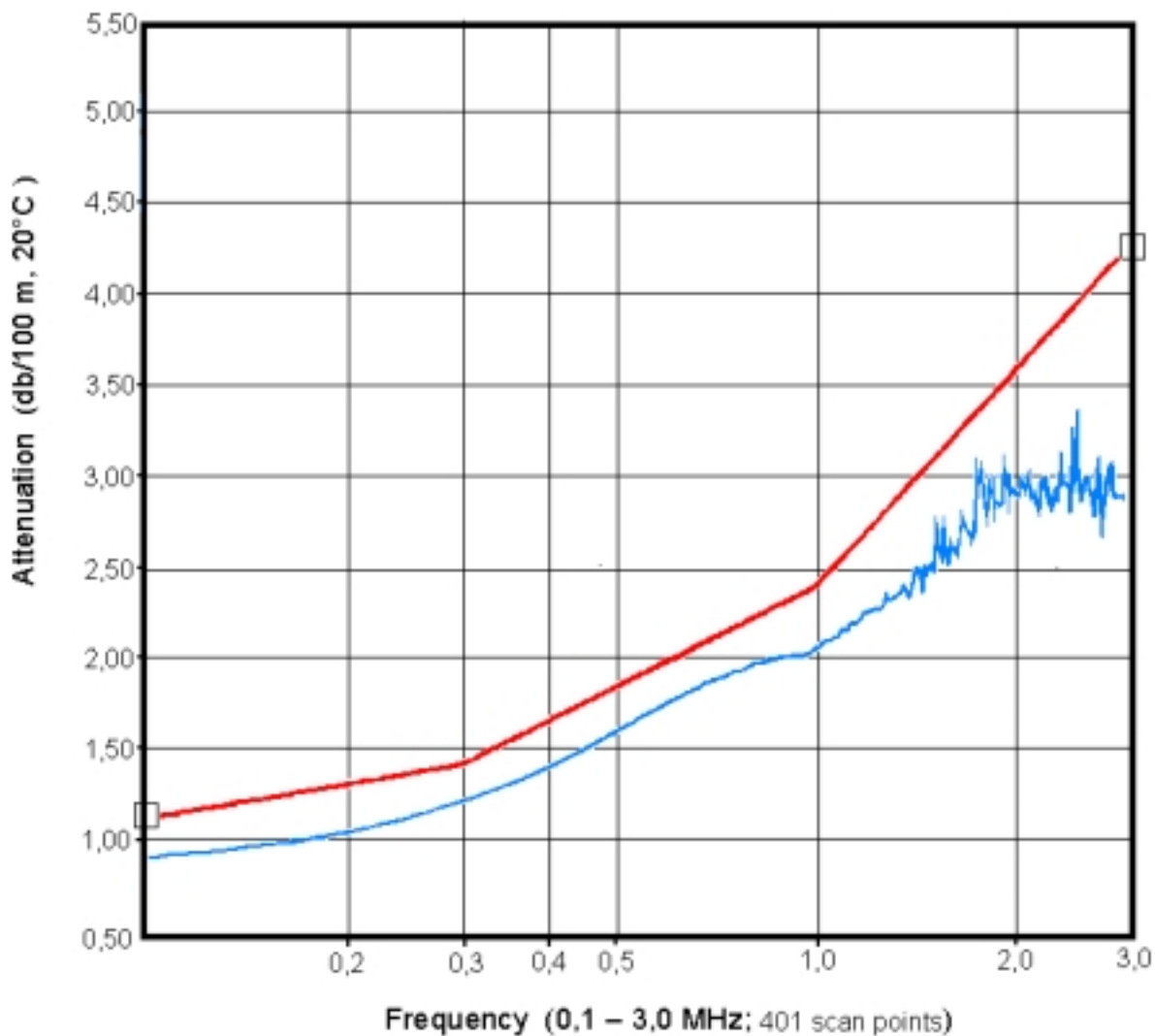


Απόσβεση : $\alpha = 20 \cdot \log (v_o / v_i)/L$

Η απόσβεση σχετίζεται με την κατανάλωση της ηλεκτρικής ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος κατά μήκος του μέσου μετάδοσης. Στα ενσύρματα μέσα η τιμή της εξαρτάται τόσο από την συχνότητα λειτουργίας όσο και από την διατομή των αγωγών. Οι μεγαλύτερες συχνότητες εξασθενούν ταχύτερα, ενώ η εμβέλεια αυξάνεται με την χρήση αγωγών μεγαλύτερης διατομής.

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΧ ΟΑΧΙ Τ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΧΙ Α Χ/Θ ΟΟΟΟΧΙ ΑΟΥΙ



Χαρακτηριστική εξασθένησης συνεστραμμένων ζευγών τηλεφωνικού καλωδίου.

Εύρος ζώνης :

Η περιοχή συχνοτήτων εντός της οποίας το τηλεπικοινωνιακό κανάλι επιτρέπει μετάδοση με ελάχιστη απόσβεση. Μετράται σε Hz. Για το τηλεφωνικό καλώδιο το εύρος ζώνης ορίζεται στην περιοχή από 300 Hz έως τα 3400 Hz.

Γραμμικότητα :

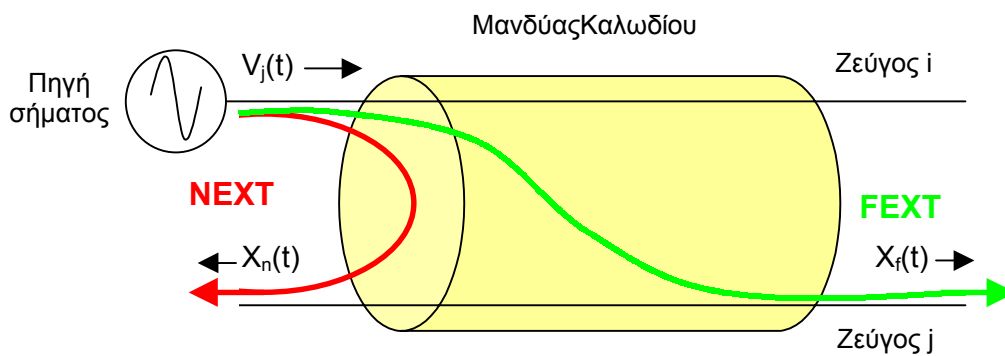
Το σήμα στον δέκτη περιλαμβάνει ακριβώς την ίδια φασματική διάταξη με το σήμα στον πομπό. Δεν υπάρχουν φασματικές συνιστώσες παραγόμενες από το τηλεπικοινωνιακό κανάλι.

Διαφωνία :

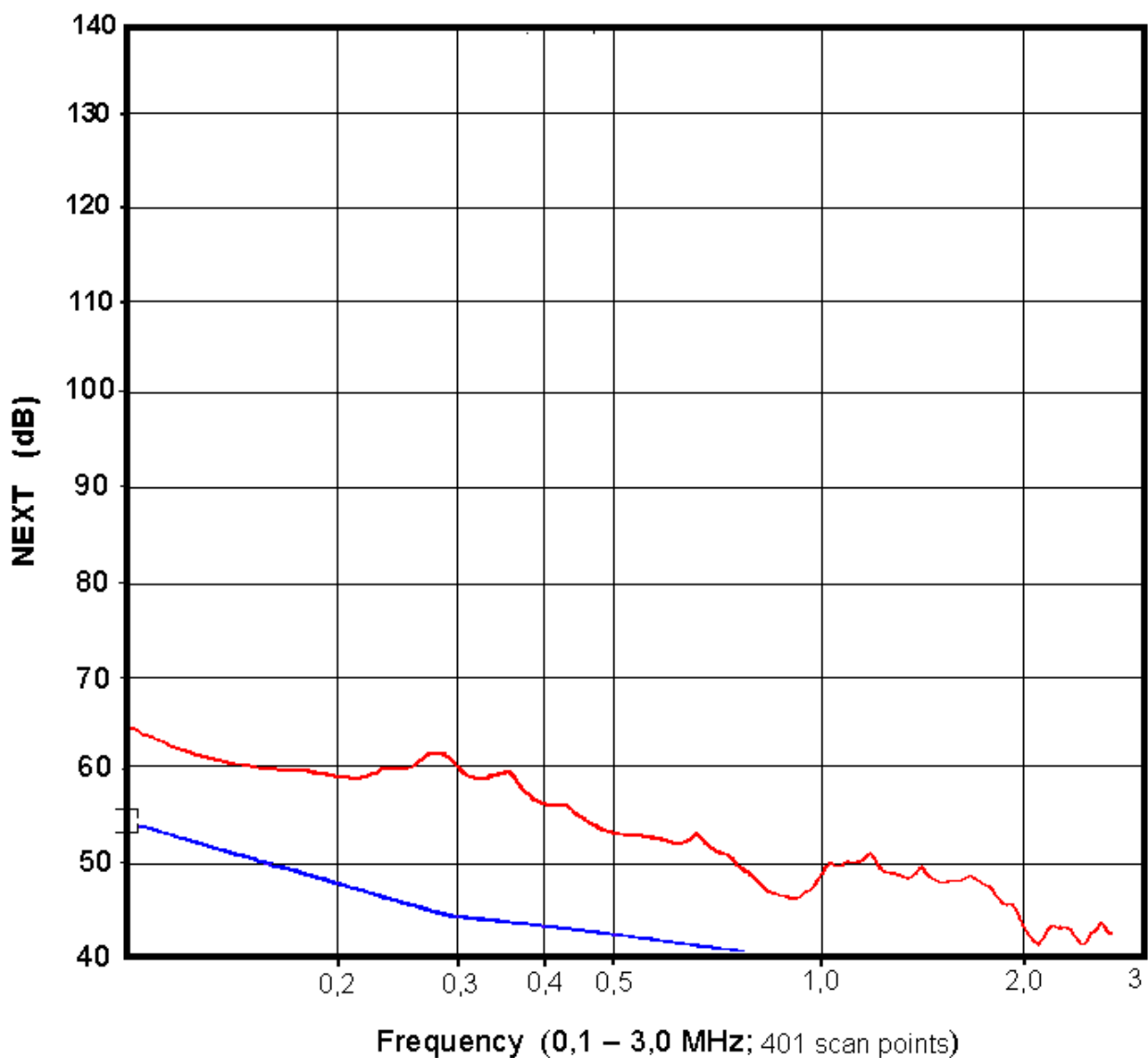
Η διαφωνία οφείλεται στην συνύπαρξη ενός αριθμού ζευγών στο ίδιο καλώδιο και αναφέρεται στην παρενόχληση λόγω ηλεκτρομαγνητικής ακτινολίας, που υφίσταται ένα ζευγάρι από παρεμβολές προερχόμενες από ένα ή περισσότερα γειτονικά.

Ορίζονται δύο βασικά μεγέθη διαφωνίας, η *παραδιαφωνία* και η *τηλεδιαφωνία*, που αναφέρονται συνήθως ως NEXT και FEXT αντίστοιχα.

Στο ακόλουθο σχήμα, μιά πηγή σήματος εκπέμπει το ηλεκτρικό σήμα $V_j(t)$ στο ζευγάρι j . Το ηλεκτρικό σήμα $X_n(t)$, που επάγεται στο άκρο εισόδου του γειτονικού ζεύγους i , καλείται παραδιαφωνία, ενώ το ηλεκτρικό σήμα $X_f(t)$, που εμφανίζεται στο άλλο (απομακρυσμένο) άκρο του ζεύγους i , καλείται τηλεδιαφωνία.



Φαινόμενα διαφωνίας σε τηλεφωνικά καλώδια.



Παραδιαφωνία σε ζεύγη τηλεφωνικού καλωδίου.

Θόρυβος :

Πρόσθετο τυχαίο σήμα που εμφανίζεται λόγω της συνεχούς κατάστασης αναταραχής που επικρατεί σε ατομικό επίπεδο.

Το σήμα στον δέκτη περιλαμβάνει πάντοτε και το σήμα θορύβου. Μιά βασική επιδίωξη της τηλεπικοινωνιακής θεωρίας είναι να μελετήσει μεθόδους αντιμετώπισης του θορύβου.

2. ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΑΠΟΤΥΠΩΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ

Σήμα : Συνάρτηση του χρόνου, π.χ. $g(t)$ διαφορετική τιμή σε κάθε χρονική στιγμή.

Ηλεκτρικά σήματα : κυματομορφές τάσεως $e(t)$ ή ρεύματος $i(t)$.

Ημιτονοειδή σήματα :

$$f(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta)$$

A - πλάτος $\omega = 2\pi f$ - γωνιακή ταχύτητα σε rad/s θ - φάση

Στιγμιαία ισχύς σήματος :

$$P = |e(t)|^2 / R \text{ σε W} \quad \text{ή} \quad P = |i(t)|^2 R \text{ σε W},$$

όπου R η αντίσταση φορτίου.

Η κανονικοποιημένη ισχύς που σχετίζεται με το σήμα τάσης $f(t)$ είναι :

$$P = |f(t)|^2 .$$

Η ενέργεια που καταναλώνεται κατά το χρονικό διάστημα από t_1 έως t_2 .

$$E = \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 \cdot dt$$

Η μέση καταναλισκόμενη τιμή κατά την διάρκεια του χρονικού διαστήματος είναι :

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |f(t)|^2 \cdot dt$$

Περιοδικό σήμα : Επαναλαμβάνεται συνεχώς κατά συγκεκριμένο χρονικό διάστημα.

$$f(t + T) \equiv f(t) \text{ για κάθε } t, \text{ όπου } T - \text{περίοδος}$$

Η τεχνική ανάλυσης σήματος με την μέθοδο Fourier εκφράζει κάθε περιοδική συνάρτηση σαν άθροισμα απείρων ημιτονοειδών όρων.

Κατά προσέγγιση :

$$f(t) \approx \sum_{n=1}^N f_n \cdot \varphi_n(t),$$

όπου $\varphi_n(t)$ μια ημιτονοειδής συνάρτηση της μορφής $\sin(n\pi t)$ ή $\cos(n\pi t)$,

N ο αριθμός των όρων του αθροίσματος στην προσέγγιση

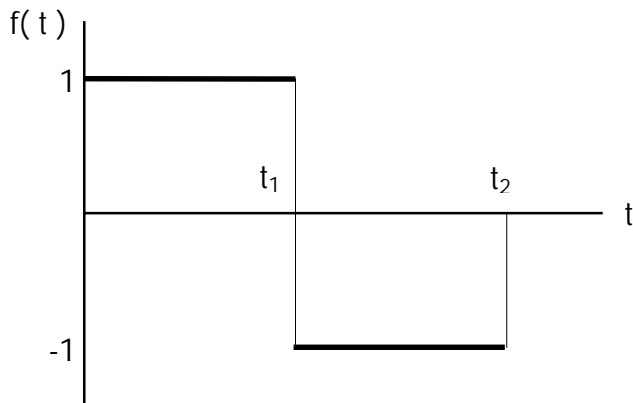
και f_n οι συντελεστές Fourier, που ορίζονται ως:

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

$$f_n = \frac{\int_0^t f(t) \cdot \ddot{O}n^*(t) \cdot dt}{\int_0^t |\ddot{O}n(t)|^2 \cdot dt}$$

Παράδειγμα : Ορθογώνια συνάρτηση



$$f(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < t_1 \\ -1, & t_1 < t < t_2 \end{cases}$$

Εκφράζοντας την συνάρτησως σειρά Fourier :

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cdot \eta\mu(n \cdot \pi \cdot t) \quad \omega_n = n \cdot \pi,$$

όπου:

$$f_n = \frac{\int_0^{t_2} f(t) \cdot \zeta\grave{\iota}(n \cdot \delta \cdot t) \cdot dt}{\int_0^{t_2} |\zeta\grave{\iota}^2(n \cdot \delta \cdot t)| \cdot dt} = \begin{cases} 4 / (\delta \cdot n) & \text{ἀέά } n \grave{\iota} \acute{\iota} \acute{\iota} \acute{\iota} \acute{\iota} \\ 0 & \text{ἀέά } n \grave{\alpha} \delta \grave{\alpha} \acute{\iota} \acute{\iota} \end{cases}$$

Άρα :

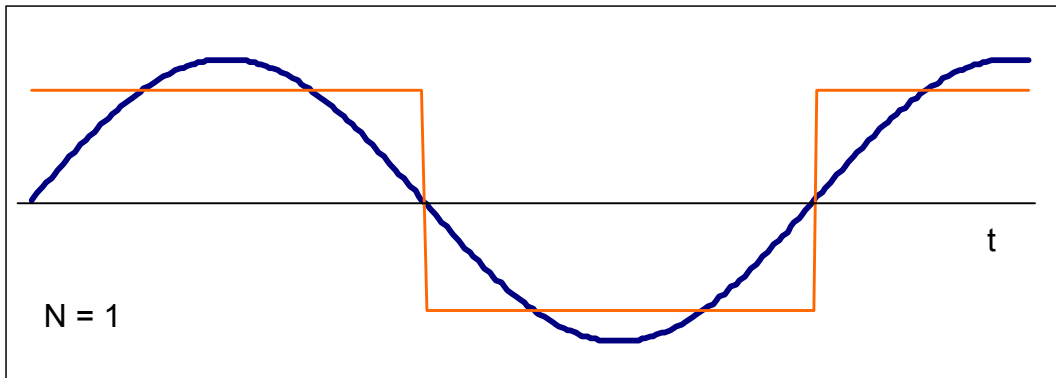
$$f(t) = \frac{4}{\delta} \left\{ \zeta\grave{\iota}(\delta \cdot t) + \frac{1}{3} \zeta\grave{\iota}(3 \cdot \delta \cdot t) + \frac{1}{5} \zeta\grave{\iota}(5 \cdot \delta \cdot t) + \frac{1}{7} \zeta\grave{\iota}(7 \cdot \delta \cdot t) + \dots \right\}$$

Οι συχνότητες ω_3, ω_5 και $\omega_7 \dots$ είναι πολλαπλάσιες της βασικής συχνότητας ω_1 και ονομάζονται αρμονικές.

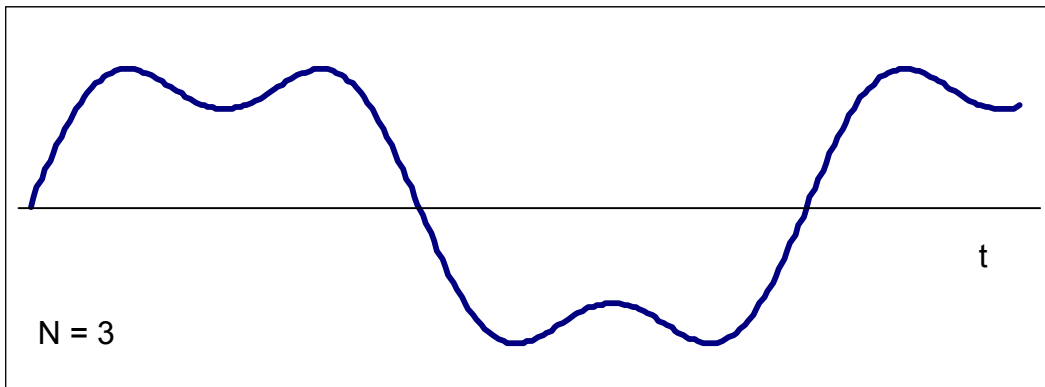
Ας εξετάσουμε τις επιπτώσεις της προσέγγισης της ορθογώνιας συνάρτησης με ένα πεπερασμένο αριθμό αρμονικών.

ΟΔΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

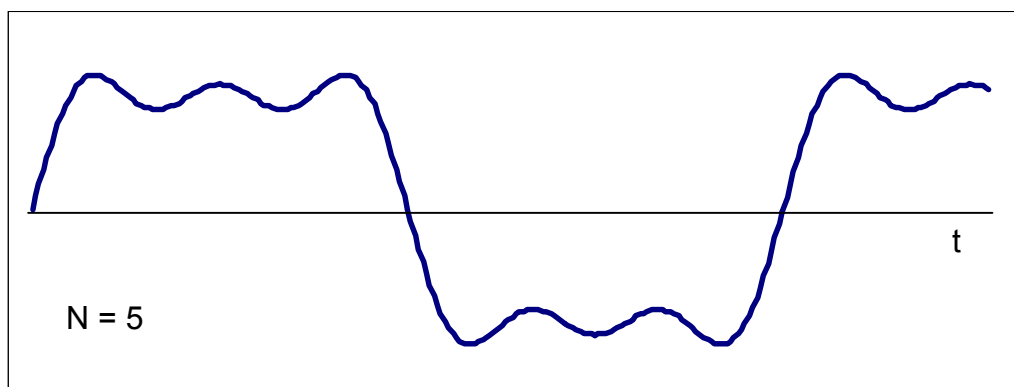
Ó×Í ΕÇ ΟÁ×Í Í ΕΙ ΑΕΕΥÍ ΑÖΑΝÍ Í ΑΥÍ - ΟÍ ÇÌ Α Ç/Ö ΟÖÖÖÇÌ ΑÖΥÍ



$$f(t) \approx \frac{4}{\pi} \cdot \zeta_1(\bar{\omega} \cdot t)$$



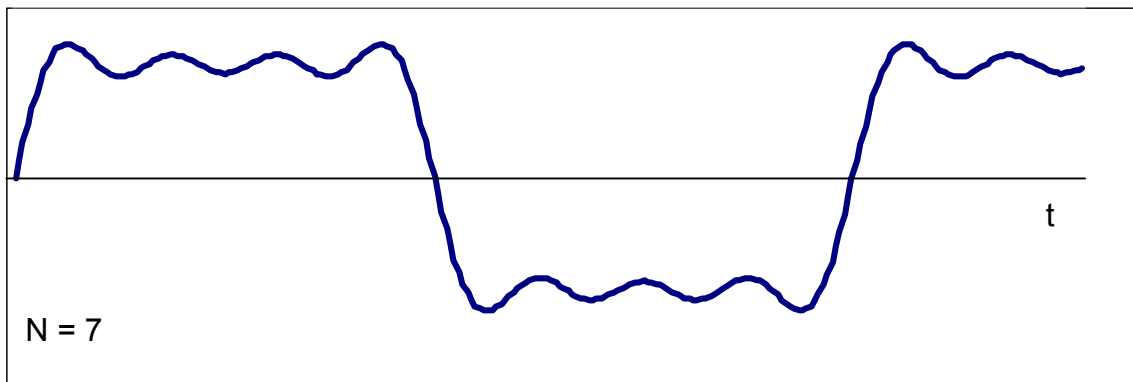
$$f(t) \approx \frac{4}{\pi} \left[\zeta_1(\bar{\omega} \cdot t) + \frac{1}{3} \cdot \zeta_3(3 \cdot \bar{\omega} \cdot t) \right]$$



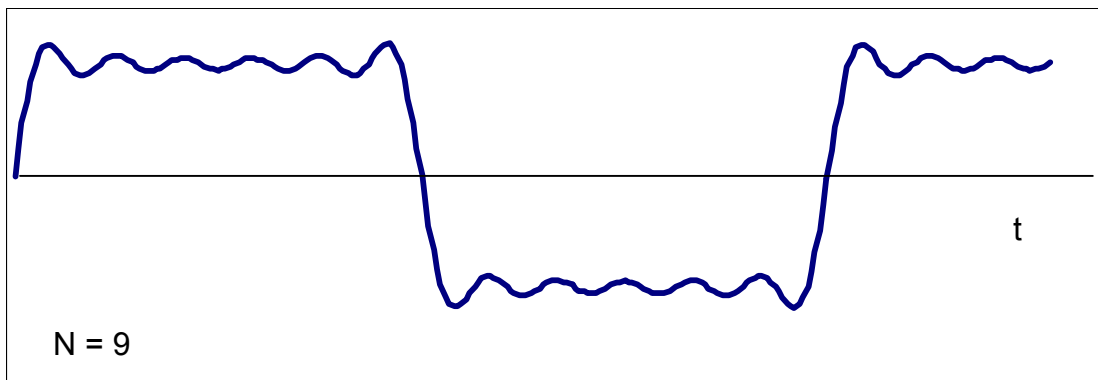
$$f(t) \approx \frac{4}{\pi} \left[\zeta_1(\bar{\omega} \cdot t) + \frac{1}{3} \cdot \zeta_3(3 \cdot \bar{\omega} \cdot t) + \frac{1}{5} \cdot \zeta_5(5 \cdot \bar{\omega} \cdot t) \right]$$

ΟΔΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

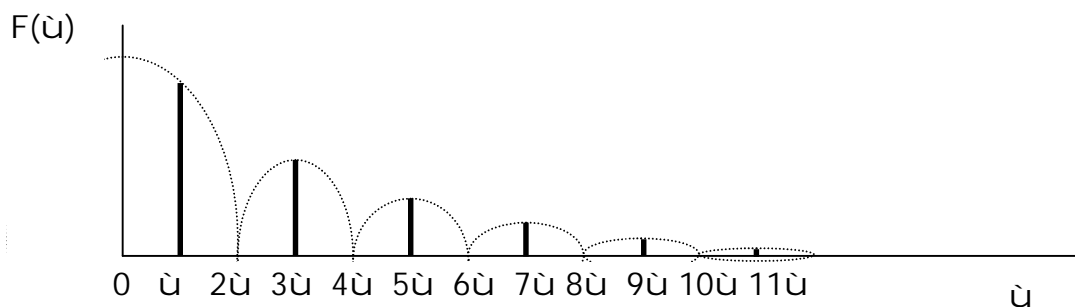


$$f(t) \approx \frac{4}{\pi} \left[\cos(\pi t) + \frac{1}{3} \cos(3\pi t) + \frac{1}{5} \cos(5\pi t) + \frac{1}{7} \cos(7\pi t) \right]$$



$$f(t) \approx \frac{4}{\pi} \left[\cos(\pi t) + \frac{1}{3} \cos(3\pi t) + \frac{1}{5} \cos(5\pi t) + \frac{1}{7} \cos(7\pi t) + \frac{1}{9} \cos(9\pi t) \right]$$

Η γραφική απεικόνιση των φασματικών συνιστωσών κάθε συνάρτησης $f(t)$ συνίσταται στην αποτύπωση των συντελεστών Fourier f_n σαν συνάρτηση της συχνότητας ω .

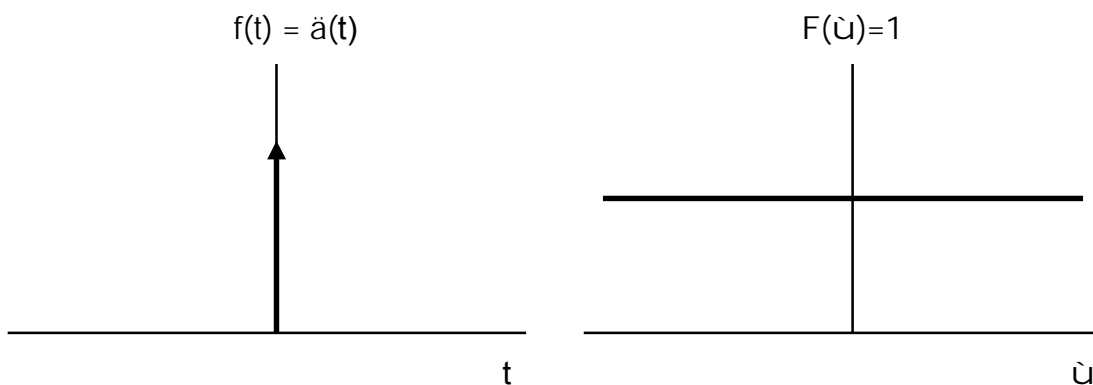
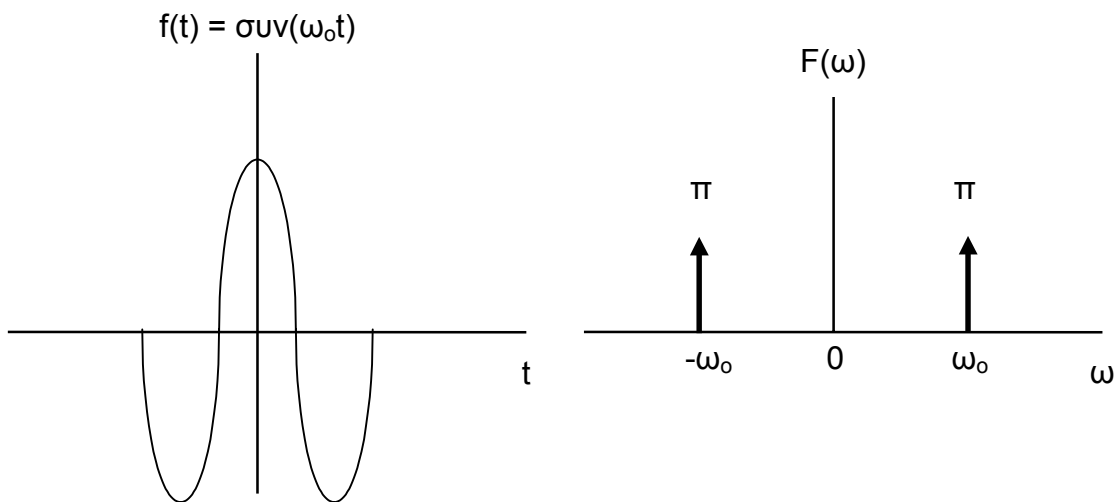
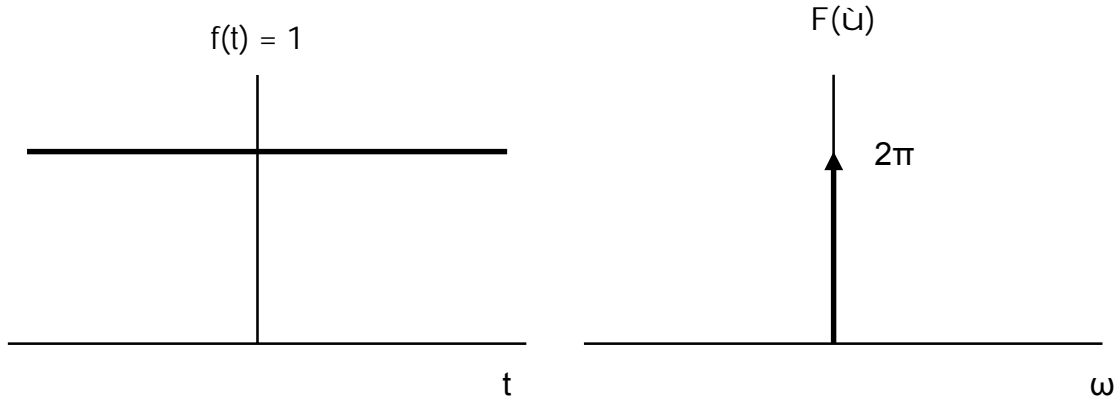


ΘΑΞ ΔΑΞΝΑΞΑ

ΘΑΞ ΕΞ ΘΑΞΙ Τ ΕΙ ΑΞΕΥΙ ΑΘΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΘΙ ΖΙ Α Ζ/Θ ΘΘΘΘΖΙ ΑΘΥΙ

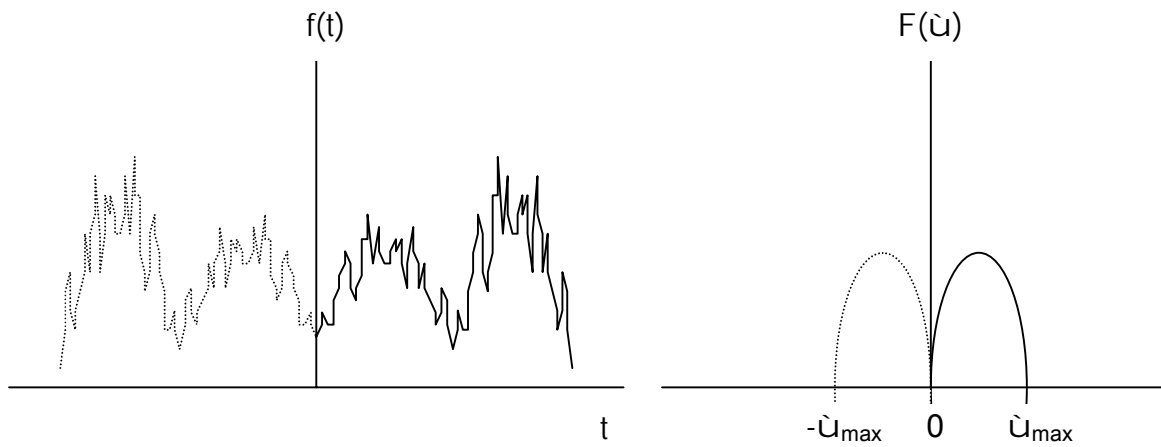
Γενικεύοντας, οποιοδήποτε σήμα εκφραζόμενο από μια περιοδική και μη-περιοδική συνάρτηση μπορεί να εκφραστεί από ένα απειροάθροισμα ημιτονοειδών συνιστωσών με τους κατάλληλους συντελεστές Fourier.

Παραδείγματα :



ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΘΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΘΟΟΣΙ ΑΘΥΙ



Ένα σήμα θεωρείται ότι οριοθετείται από την συχνότητα f_{max} ($\omega_{max}=2\pi \cdot f_{max}$) όταν το 99% της μεταφερόμενης από αυτό ισχύος βρίσκεται σε συχνότητες μικρότερες από την f_{max} .

3. ΜΕΤΑΘΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Είναι συχνά επιθυμητή η μετάθεση ενός σήματος από μια περιοχή συχνοτήτων σε άλλη.

Ένα φωνητικό σήμα καλύπτει την περιοχή συχνοτήτων από 300 Hz έως 3,5 kHz.

Αν η λειτουργία ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, που διακινεί τηλεφωνικά σήματα, περιορισθεί στην συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων δημιουργούνται τα ακόλουθα σημαντικά προβλήματα:

- Επειδή όλα τα σήματα χρησιμοποιούν την ίδια περιοχή συχνοτήτων δεν είναι δυνατή η ταυτόχρονη χρήση του καναλιού επικοινωνίας από περισσότερους του ενός χρήστες.
- Για ασύρματη επικοινωνία το σήμα εκπέμπεται και λαμβάνεται με χρήση κεραιών, το μέγεθος των οποίων είναι συγκρίσιμο με $\lambda/2$, όπου λ το μήκος κύματος του εκπαιμπόμενου σήματος. Για συχνότητα 3 kHz το ύψος της κεραίας πρέπει να είναι :

$$L = \lambda / 2 = c / (2 \cdot f) = (3 \times 10^8 \text{ m/s}) / (2 \times 3 \times 10^3 \text{ /s}) \approx 50.000 \text{ m},$$

που είναι εντελώς ανέφικτο.

- Ακόμη και αν η κατασκευή τέτοιας κεραίας γινόταν εφικτή, ο λόγος της υψηλότερης προς την χαμηλότερη συχνότητα είναι :

$$3.500 / 300 \approx 12,$$

που σημαίνει ότι η κεραία δεν ήταν κατάλληλη για όλη την περιοχή συχνοτήτων.

Αντίθετα αν το ακουστικό σήμα μετετίθετο στην περιοχή του 10 MHz (10,000,300 έως 10,003,500 Hz), ο λόγος των συχνοτήτων γίνεται :

$$10,003,500 / 10,000,300 \approx 1$$

και το απαιτούμενο μήκος κεραίας :

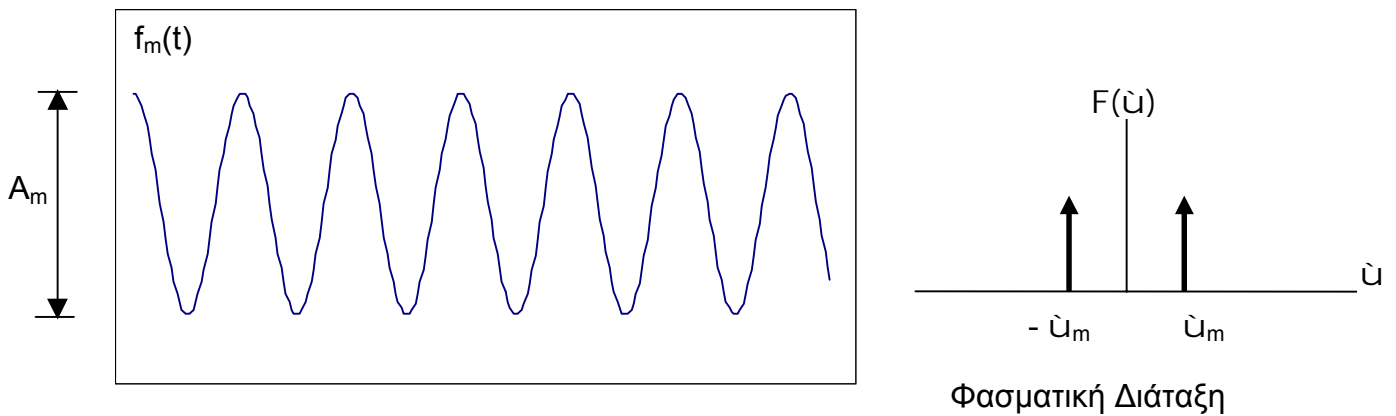
$$L = (3 \times 10^8 \text{ m/s}) / (2 \times 10^7 \text{ /s}) \approx 15 \text{ m}.$$

3.1 Μέθοδος μετάθεσης συχνότητας

Θεωρήσατε ημιτονικό σήμα της μορφής :

$$f_m(t) = A_m \cdot \text{όοί}(\omega_m \cdot t) = \frac{A_m}{2} \cdot (e^{j\omega_m \cdot t} + e^{-j\omega_m \cdot t})$$

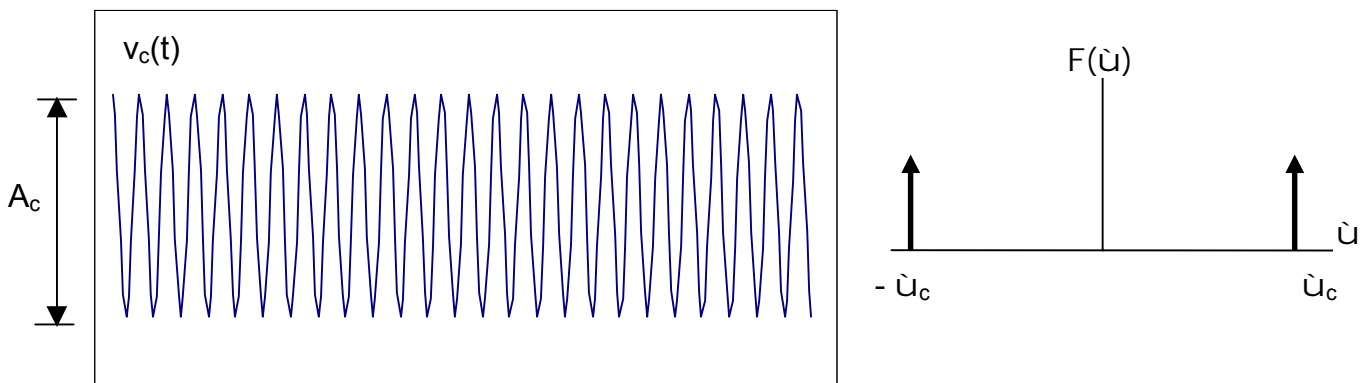
όπου A_m το πλάτος και ω η γωνιακή συχνότητα.



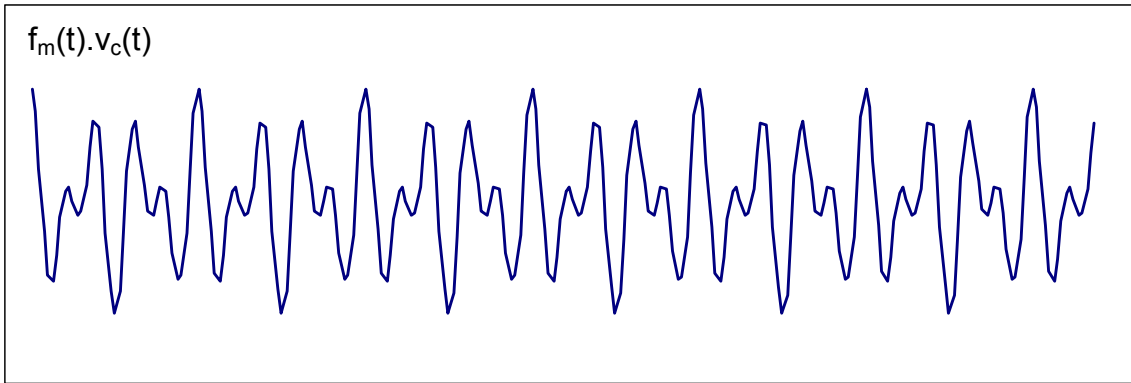
Θεωρήσατε το γινόμενο της $f_m(t)$ με το βοηθητικό σήμα :

$$v_c(t) = A_c \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t)$$

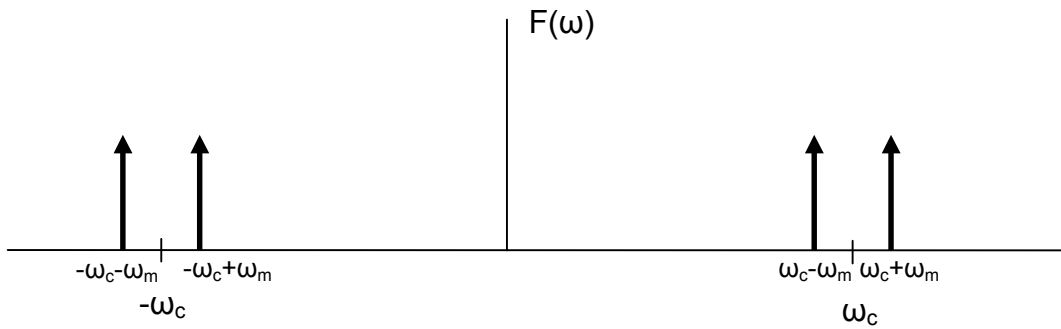
που είναι γνωστό ως φέρων.



$$f_m(t) \cdot v_c(t) = A_m \cdot A_c \cdot \text{όοί}(\omega_m \cdot t) \cdot \text{όοί}(\omega_c \cdot t) = \frac{A_m \cdot A_c}{2} [\text{όοί}(\omega_c + \omega_m) \cdot t + \text{όοί}(\omega_c - \omega_m) \cdot t] =$$

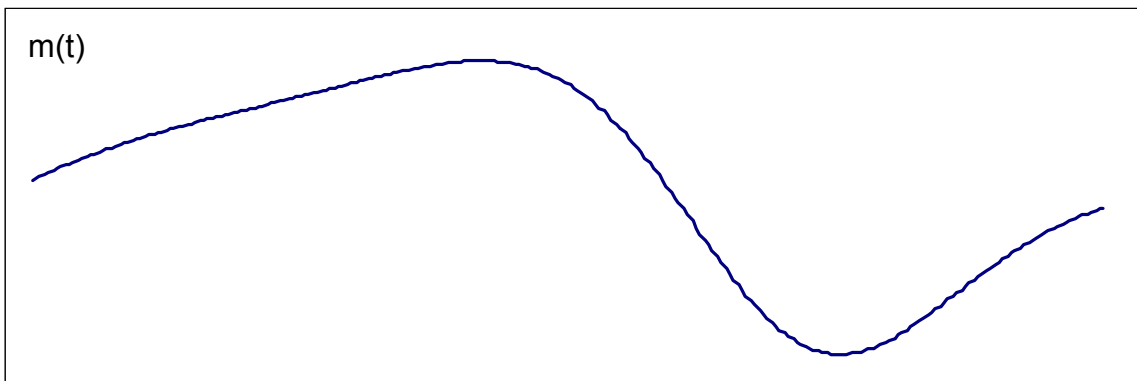


$$\frac{A_m \cdot A_c}{4} \cdot \left\{ e^{j(\omega_c + \omega_m)t} + e^{-j(\omega_c + \omega_m)t} + e^{j(\omega_c - \omega_m)t} + e^{-j(\omega_c - \omega_m)t} \right\}$$

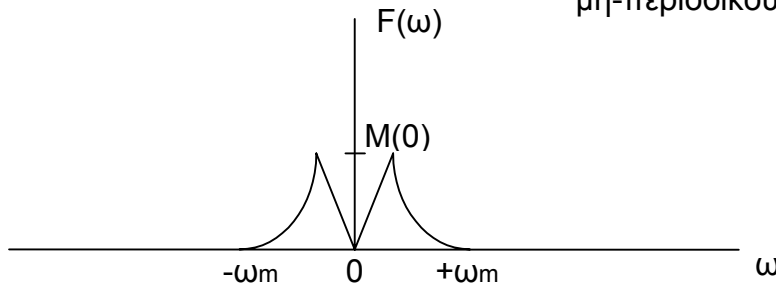


Η φασματική μετάθεση της $f_m(t)$ επετεύχθη μετά από πολλαπλασιασμό με κατάλληλο ημιτονικό φορέα.

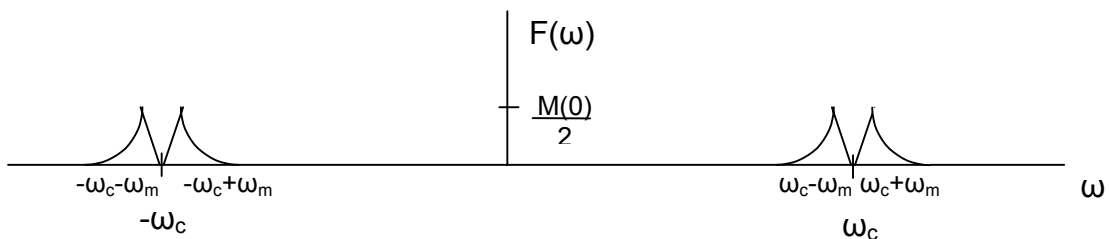
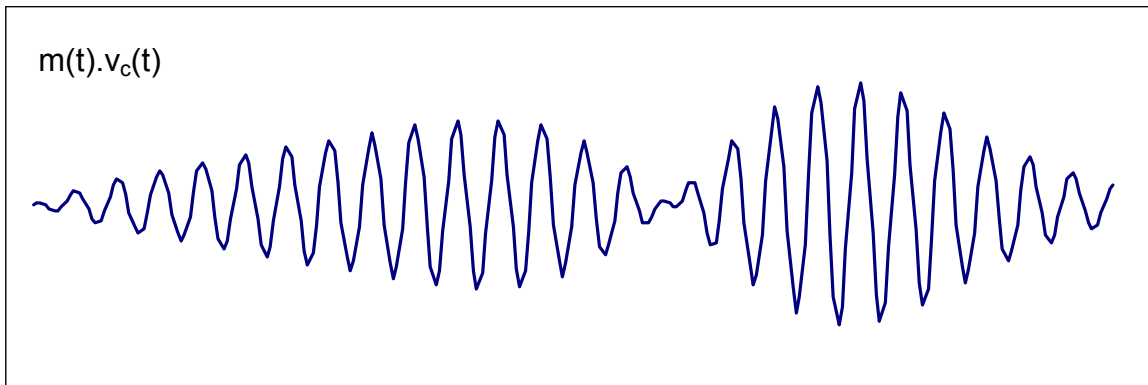
Οποιοδήποτε σήμα $m(t)$ μπορεί να θεωρηθεί σαν άθροισμα των ημιτονοειδών συνιστωσών του με οριοθέτηση στην ω_m .



Φασματική Πυκνότητα
μη-περιοδικού σήματος $m(t)$



Η φασματική του ζώνη μπορεί να μετατεθεί πολλαπλασιάζοντας το σήμα με το κατάλληλο φέρον $v_c(t)$.



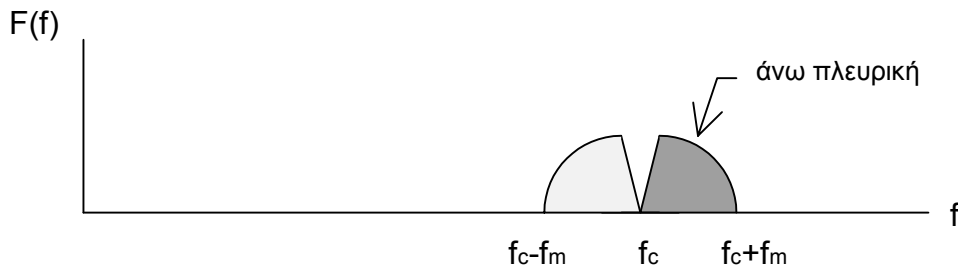
Η φασματική περιοχή που καταλαμβάνεται από το αρχικό σήμα καλείται βασική ζώνη.

Ο πολλαπλασιασμός ενός σήματος με ένα βοηθητικό ημιτονικό σήμα (φέρον) καλείται μίξη ή ετεροδύνηση.

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

Ο×Ι ΕΣ ΟΑ×Ι Ί ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Ί ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

Το μέρος του εκπεμπόμενου σήματος πάνω από την φέρουσα συχνότητα λέγεται άνω πλευρική (από f_c έως f_c+f_m), ενώ το μέρος κάτω από την φέρουσα λέγεται κάτω πλευρική.



Ανάκτηση Πλευρικής

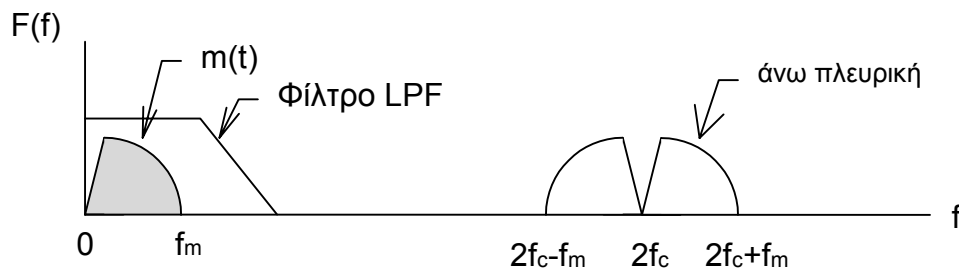
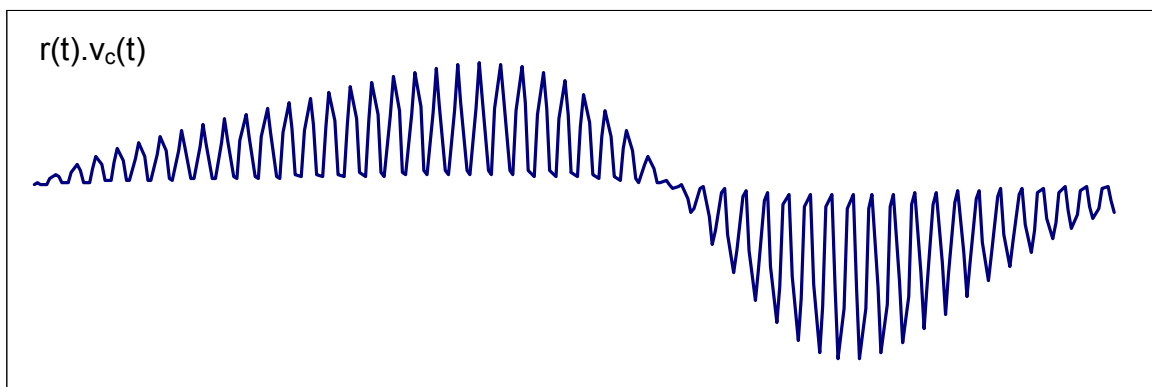
Στον δέκτη το σήμα βασικής ζώνης πρέπει να ανακτηθεί.

Έχει την μορφή : $r(t) = v_c(t) \cdot m(t) = m(t) \cdot A_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t)$.

Πολλαπλασιάζοντας το σήμα του δέκτη με το φέρον :

$$r(t) \cdot v_c(t) = m(t) \cdot A_c^2 \cdot \sin^2(\omega_c \cdot t) = m(t) [1 + \sin(2 \cdot \omega_c \cdot t)] / 2 = m(t)/2 + m(t) \cdot \sin(2 \cdot \omega_c \cdot t) / 2$$

επανεμφανίζεται το σήμα βασικής ζώνης.

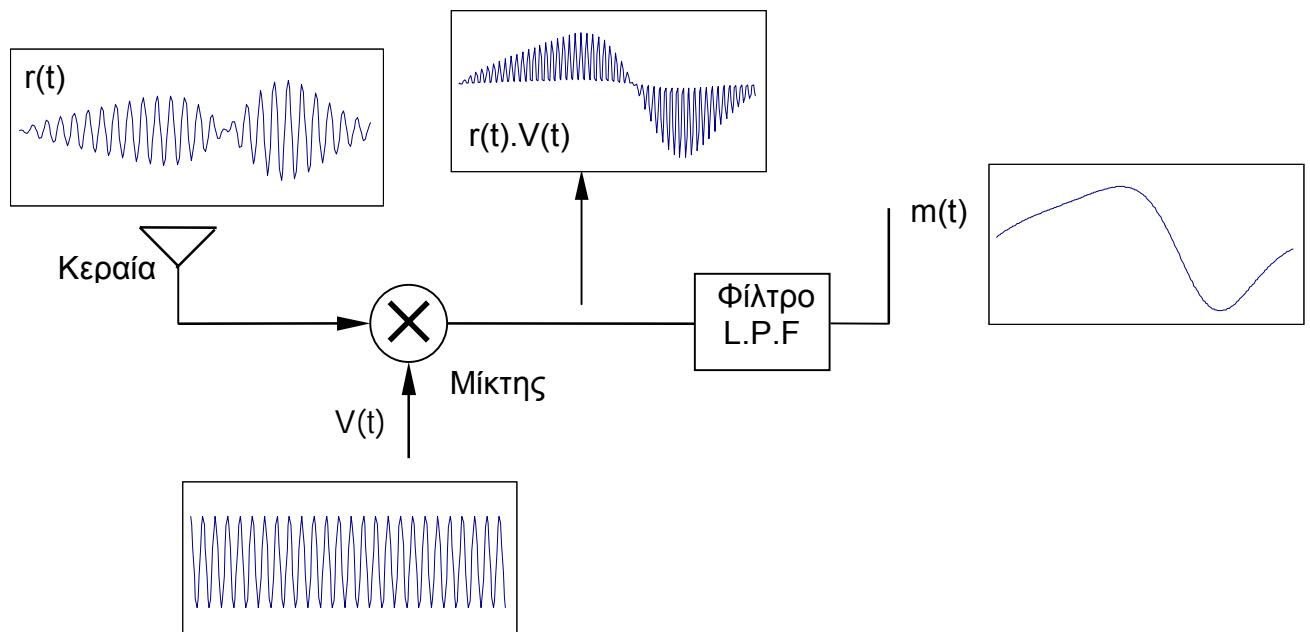
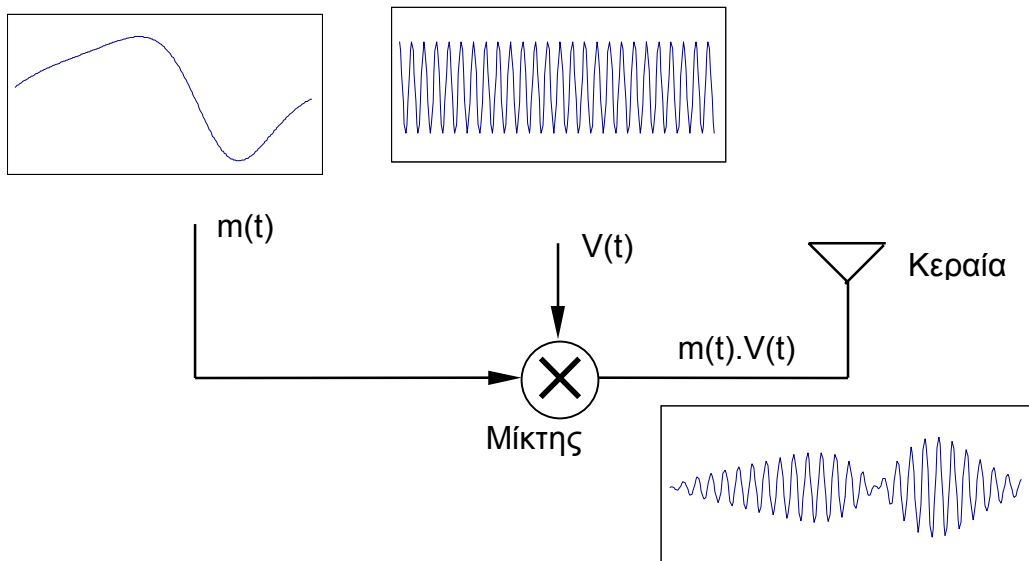


ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

Στην πράξη $f_c \gg f_m$, άρα η φασματική περιοχή $2f_c \pm f_m$ απέχει σημαντικά από το σήμα βασικής ζώνης και μπορεί εύκολα να αποκοπεί από ένα κατάλληλο βαθυπερατό φίλτρο L.P.F (Low Pass Filter).

Η τεχνική ανάκτησης του σήματος βασικής ζώνης δια πολλαπλασιασμού με το φέρον λέγεται σύγχρονη ή σύμφωνη.



4 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΤΑ ΠΛΑΤΟΣ (A.M.- Amplitude Modulation)

Η τεχνική αποτύπωσης ενός σήματος βασικής ζώνης σε ένα φέρον καλείται διαμόρφωση.

Η ανάκτηση του σήματος βασικής ζώνης στον δέκτη καλείται αποδιαμόρφωση.

Όταν η διαμόρφωση γίνεται μέσω πολλαπλασιασμού με φέρον:

$$m(t) \cdot A_c \cdot \sin(\omega_c t)$$

η αποδιαμόρφωση απαιτεί την ύπαρξη του φέροντος και στον δέκτη.

Η ανάγκη αυτή συγχρονισμού πομπού και δέκτη ικανοποιείται με την χρήση τοπικών ταλαντωτών, υπάρχει όμως η πιθανότητα εκτροπής των δυο σημάτων κατά φάση, λόγω θερμοκρασιακών και άλλων μεταβολών.

Στην περίπτωση αυτή το φέρον στο δέκτη έχει την μορφή :

$$r(t) = A_c \cdot \sin(\omega_c t + \theta)$$

και το αποτέλεσμα της σύγχρονης αποδιαμόρφωσης είναι :

$$m(t) \cdot \sin(\omega_c t) \cdot \sin(\omega_c t + \theta) = \frac{m(t)}{2} \cdot \sin(\theta) + \frac{m(t)}{2} \cdot \sin(2 \cdot \omega_c t + \theta)$$

και μετά από χρήση φίλτρου το ανακτηθέν σήμα βασικής ζώνης είναι :

$$\frac{1}{2} \cdot m(t) \cdot \sin \theta \quad \text{και εμφανώς πάσχει.}$$

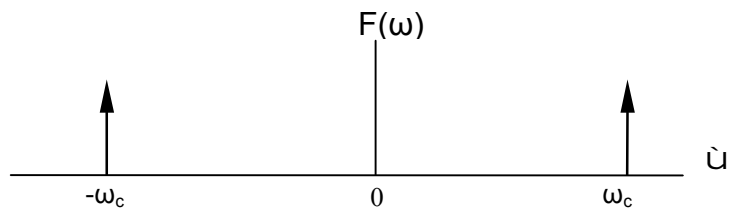
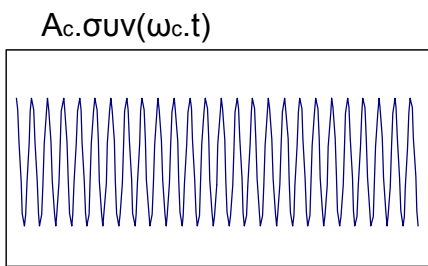
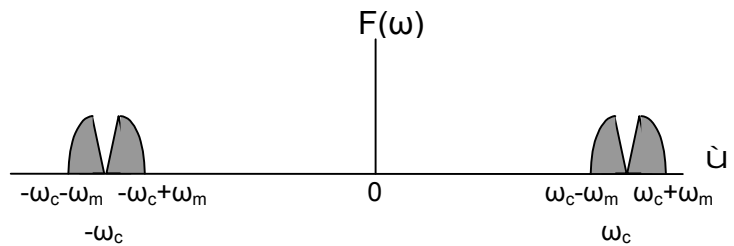
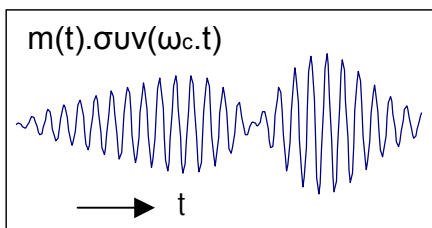
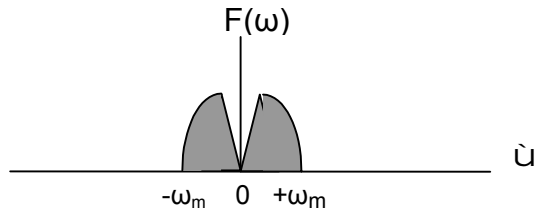
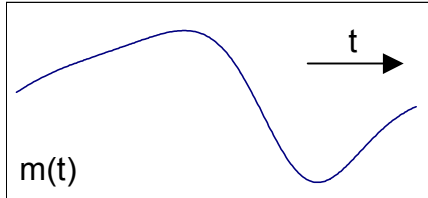
Η μέθοδος της φασματικής μετάθεσης μπορεί να τροποποιηθεί συμπεριλαμβάνοντας και το φέρον στο προς εκπομπή σήμα, επιτρέποντας έτσι την αποδιαμόρφωση στον δέκτη χωρίς την ανάγκη συγχρονισμού. Η τεχνική αυτή είναι γνωστή ως διαμόρφωση κατά πλάτος.

Το A.M σήμα έχει την μορφή :

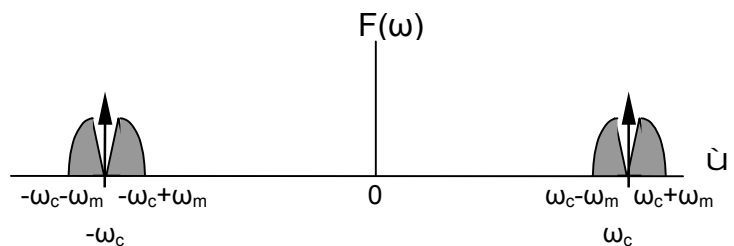
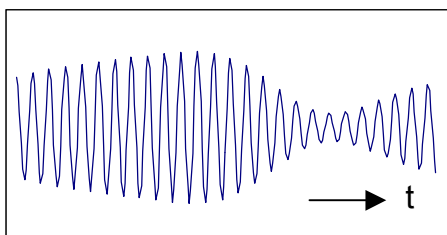
$$f(t) = m(t) \cdot A_c \cdot \sin(\omega_c t) + A_c \cdot \sin(\omega_c t) = \{ m(t) + 1 \} \cdot A_c \cdot \sin(\omega_c t)$$

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

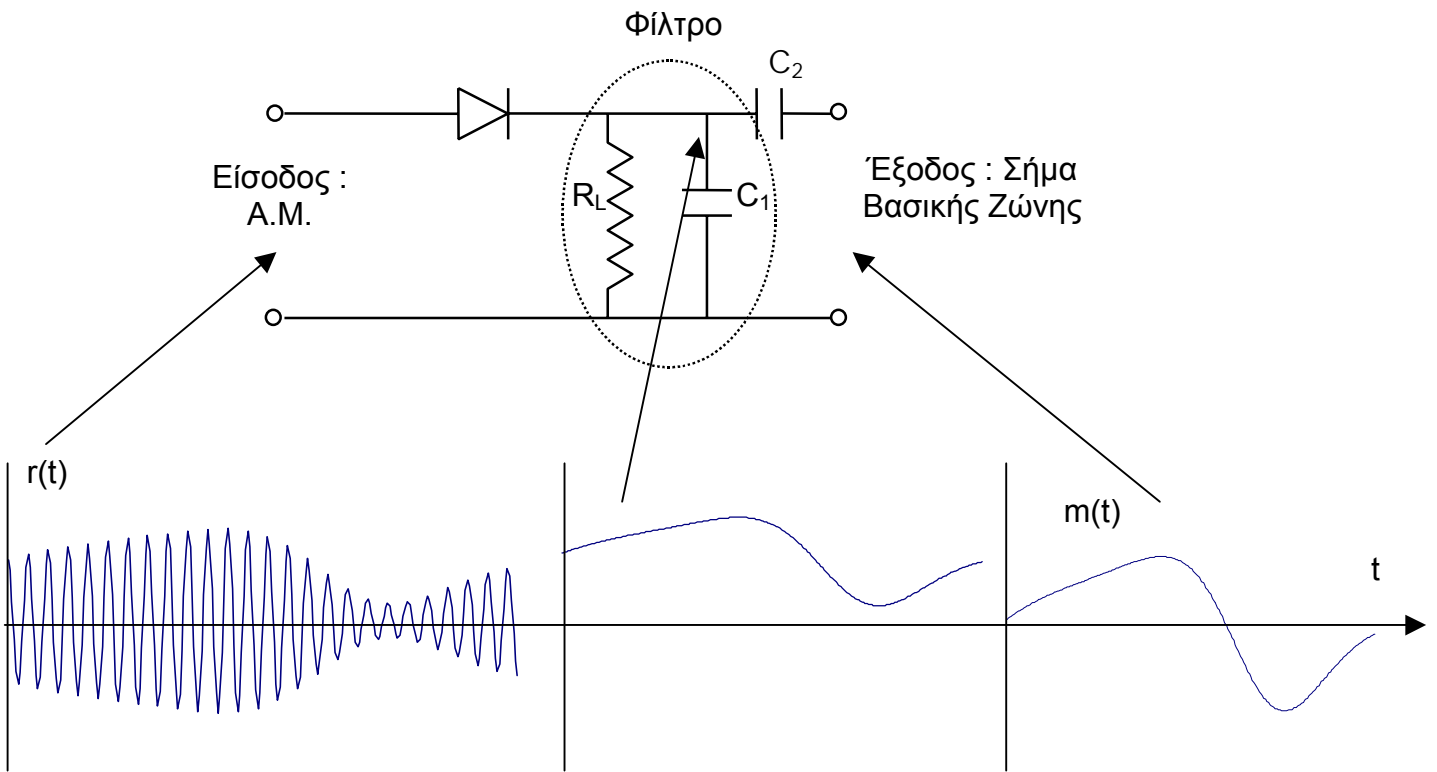


$\{m(t)+1\}.A_c.\cos(\omega_c.t)$



Η προκύπτουσα κυματομορφή έχει το φέρων διαμορφωμένο από το πλάτος του σήματος βασικής ζώνης.

Η ανάκτηση του σήματος βασικής ζώνης (αποδιαμόρφωση) επιτυγχάνεται με την χρήση απλού κυκλώματος διόδου.



Μέγιστη Επιτρεπτή Διαμόρφωση

Για επιτυχή αποδιαμόρφωση μέσω κυκλώματος διόδου το πλάτος του σήματος $m(t)$ πρέπει να είναι μικρότερο ή ίσο με το πλάτος του φέροντος.

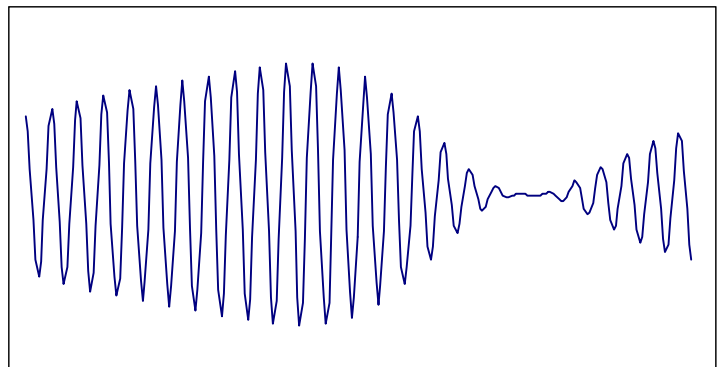
Σε γενική μορφή ένα A.M. σήμα εκφράζεται ως :

$$A_c \cdot \{ M \cdot m(t) + 1 \} \cdot \sin(\omega_c \cdot t),$$

όπου $A_c \cdot M$ είναι το σταθερό πλάτος του σήματος μετά την μίξη και $|m(t)| \leq 1$.

Για ποσοστό διαμόρφωσης 100%

$$M=1$$

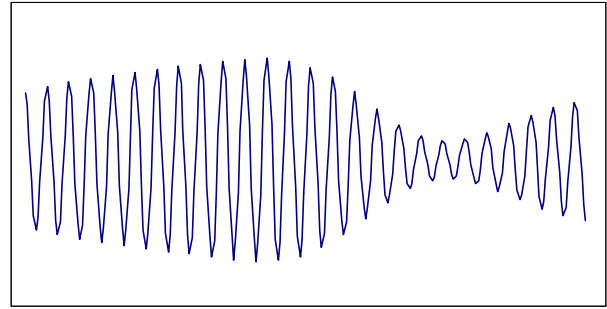


ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

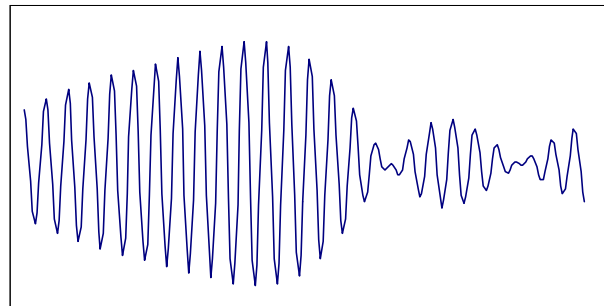
Για ποσοστό διαμόρφωσης < 100%

$$M < 1$$



Για υπερδιαμόρφωση > 100%

$$M > 1$$



Το M είναι γνωστό ως δείκτης διαμόρφωσης.

Ο υπολογισμός του δείκτη διαμόρφωσης

Εξ ορισμού :

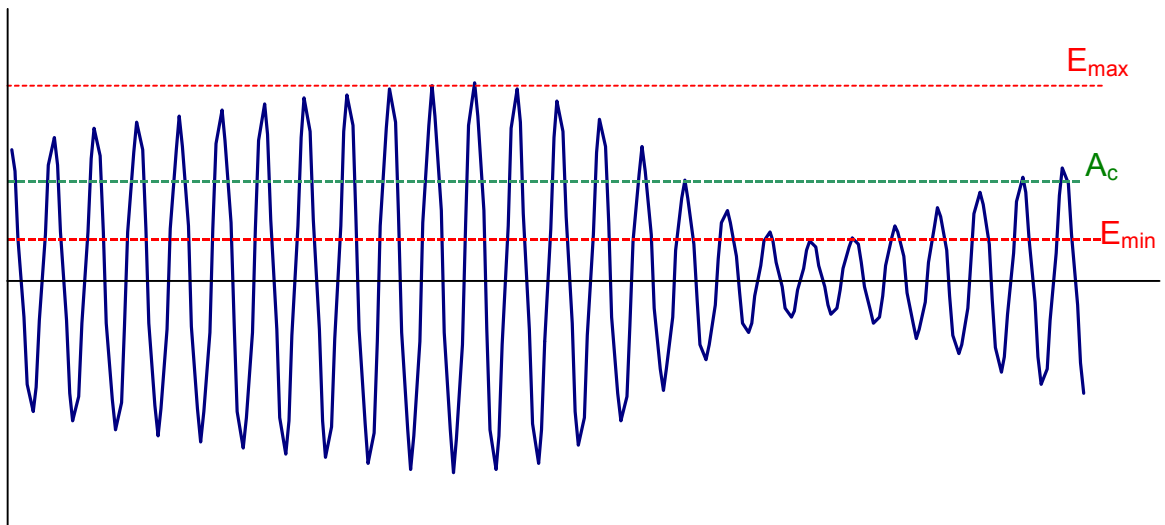
$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \cdot 100\%$$

$$\left. \begin{array}{l} E_{\max} = A_c \cdot (1 + M) \\ E_{\min} = A_c \cdot (1 - M) \end{array} \right\} m = \frac{M \cdot A_c}{A_c} \times 100 \% = M \times 100 \%$$

M : Λόγος του πλάτους του σήματος ως προς το πλάτος του φέροντος.

ΘΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ



Θέματα ισχύος

Σαν απλούστευση θεωρούμε την A.M. διαμόρφωση ενός ημιτονοειδούς σήματος:

$$f(t) = A_c \cdot [1 + M \cdot \sin(\omega_m \cdot t)] \cdot \sin(\omega_c \cdot t)$$

Εκφράζοντάς το διαμορφωμένο σήμα σε μορφή "φέρον" + "πλευρικές" έχουμε :

$$f(t) = A_c \cdot \sin(\omega_c \cdot t) + \frac{M \cdot A_c}{2} \cdot [\sin(\omega_c + \omega_m) \cdot t + \sin(\omega_c - \omega_m) \cdot t]$$

Η συνολική στιγμιαία ισχύς είναι :

$$P_i = [f(t)]^2 = A_c^2 \cdot \sin^2(\omega_c \cdot t) + \frac{M^2 \cdot A_c^2}{4} \cdot [\sin(\omega_c + \omega_m) \cdot t + \sin(\omega_c - \omega_m) \cdot t]^2 +$$

$$1 \cdot A_c^2 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot [\sin(\omega_c + \omega_m) \cdot t + \sin(\omega_c - \omega_m) \cdot t]$$

Με δεδομένο ότι : $\sin^2(x) \rightarrow \frac{1}{2}$, η μέση τιμή ισχύος είναι :

$$P_t = \frac{A_c^2}{2} + \frac{M^2 \cdot A_c^2}{4} + \frac{M^2 \cdot A_c^2}{4} = \frac{A_c^2}{2} + \frac{M^2 \cdot A_c^2}{2} = \frac{A_c^2}{2} \cdot (1 + M^2)$$

\uparrow Φέρον \nwarrow \nearrow Πλευρικές

ΟΔΕ ΔΑΞΝΑΞΑ

Ό×Ι ΕÇ ΟΔ×Ι Ί ΕΙ ΑΞΕΎΙ ΑΏΑΝΙ Ί ΑΎΙ - ΟΙ ÇÌ Á Ç/Ö ΟΔΟΏÇÌ ΑΏΎΙ

όπου $|M| \leq 1$ για αποφυγή υπερδιαμόρφωσης.

Από την παραπάνω, η καταναλισκόμενη στο φέρον ισχύς είναι :

$$P_{\text{όγνηί}} = \frac{A_c^2}{2} = \frac{P_t}{(1+M^2)} \geq 0,5 \cdot P_t \quad \text{όϊί } |M| \leq 1$$

Αντίστοιχα, η ισχύς που καταναλίσκεται σε κάθε πλευρική ζώνη είναι :

$$P_{\text{εάοñέεβ}} = \frac{\tilde{I}^2 \cdot A_c^2}{4} = \frac{\tilde{I}^2 \cdot P_t}{4 \cdot (1+M^2)} \leq 0,25 \cdot P_t \quad \text{όϊί } |M| \leq 1$$

Έρα στην πράξη, σε ένα σύστημα διαμόρφωσης πλάτους Α.Μ. *περισσότερο από το μισό της εκπεμπόμενης ισχύος αναλώνεται στο φέρον*, και επειδή το φέρον δεν παρέχει πληροφόρηση, *η ισχύς αυτή χάνεται*.

Τα συστήματα διαμόρφωσης πλάτους Α.Μ. είναι επομένως σπάταλα σε θέματα διαχείρισης ισχύος και επομένως χαρακτηρίζονται από μικρή εμβέλεια.

Σημειώσατε, ότι η λήψη και μόνο της μιάς πλευρικής ζώνης θα ήταν αρκετή για την ανάκτηση της πληροφορίας, εφόσον παρέχεται στον δέκτη η συχνότητα του φέροντος.

Παράδειγμα: Από την άνω πλευρική

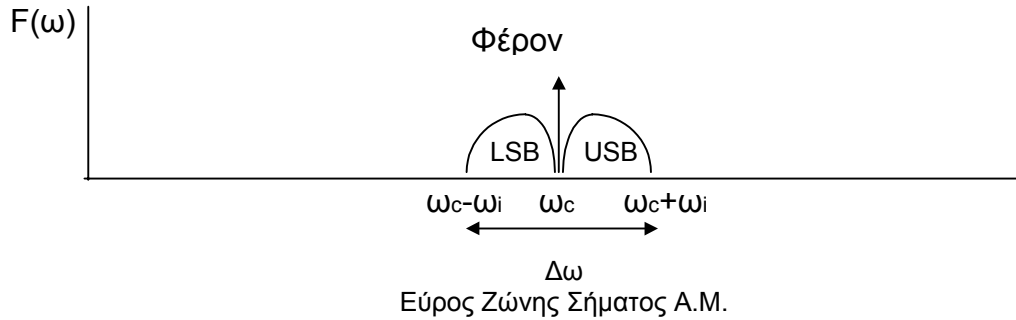
$$f_{\text{πλευρική}}(t) = \sin(\omega_c + \omega_m)t \cdot \sin(\omega_c t) = \frac{1}{2} [\sin(2\omega_c + \omega_m)t + \sin(\omega_m t)]$$

Υψηλή Συχνότητα
Απόρριψη με φίλτρο

Έρα με το 1/4 της συνολικά εκπεμπόμενης από σύστημα ΑΜ ισχύος θα μπορούσε να μεταφερθεί το ίδιο ποσό πληροφορίας, τετραπλασιάζοντας ουσιαστικά την εμβέλεια.

Θέματα εύρους ζώνης

Η τεχνική Α.Μ. είναι επίσης σπάταλη και σε εύρος ζώνης.

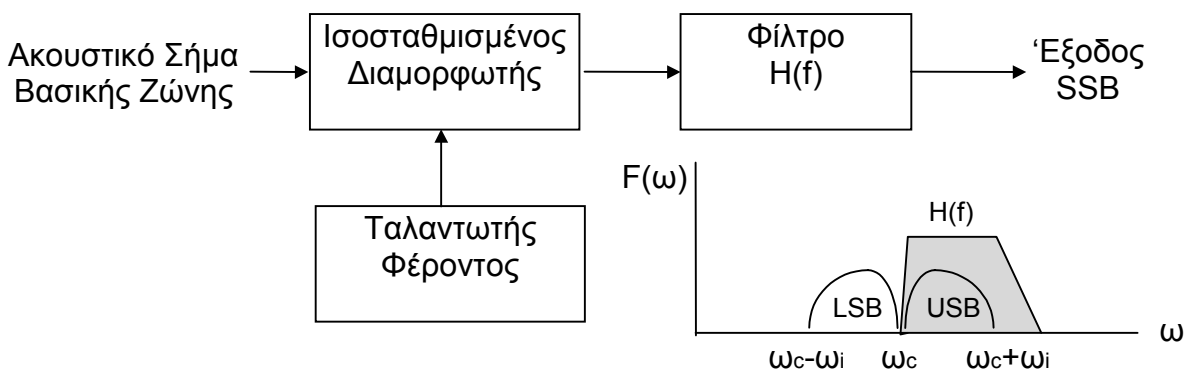


Σημειώσατε ότι μόνο το 1/2 από το εύρος ζώνης ενός σήματος Α.Μ. αρκεί για να μεταφέρει την ίδια πληροφορία.

5. ΜΟΝΟΠΛΕΥΡΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (SSB - Single Side Band)

5.1 Χρησιμοποιούμενες τεχνικές :

α) Από το σήμα των δυο πλευρικών (DSB-SC) με χρήση τεχνικής φίλτρου.



Απαιτήση : Φίλτρο μεγάλης οξύτητας.

Το εύρος ζώνης του φωνητικού καναλιού εκτείνεται από 300 Hz έως 3,5 kHz.

ΟΔΕ ΔΑΞΝΑΞΑ

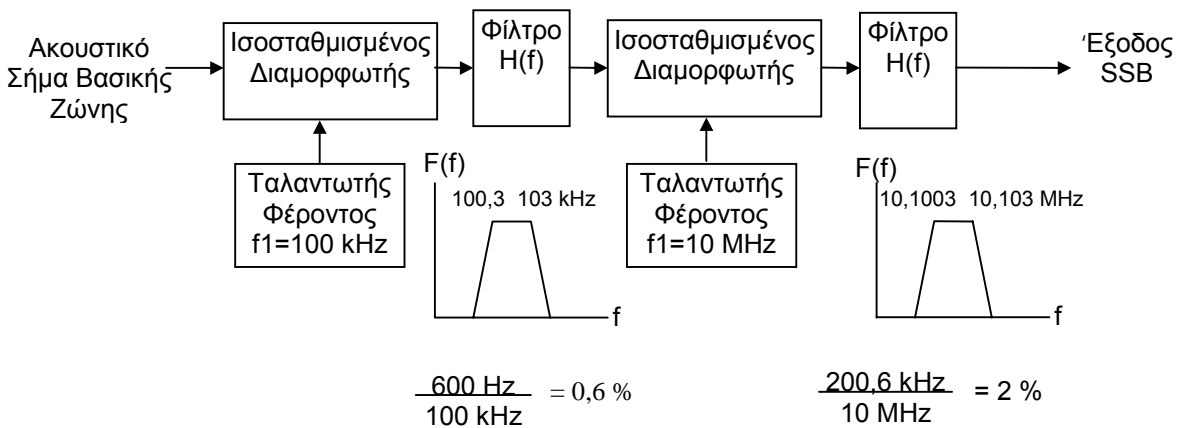
Ο×Ι ΕϞ ΟΔ×Ι Ί ΕΙ ΑΞΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Ί ΑΥΙ - ΟΙ ϞΙ Α Ϟ/Θ ΟΟΟϞΙ ΑΟΥΙ

Αν η συχνότητα του φέροντος βρίσκεται στα 10 MHz, τότε η επιλεγμένη άνω πλευρική εκτείνεται από τα 10,0003 έως τα 10,0035 MHz και η απορριφθείσα κάτω πλευρική από τα 9,9965 έως τα 9,9997 MHz.

Άρα το επιζητούμενο φίλτρο πρέπει να μπορεί να απορρίπτει κατά 40 dB περίπου για 600 Hz στα 10 MHz, δηλαδή ποσοστιαία μεταβολή συχνότητας 0,006 %. Φίλτρα τέτοιων επιδόσεων δεν είναι εφικτά.

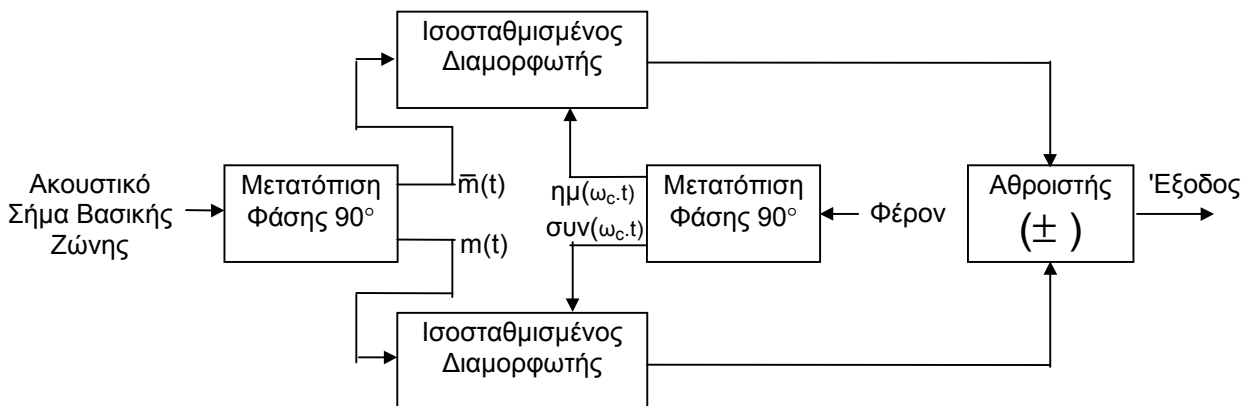
Στην πράξη διατίθενται φίλτρα με ποσοστιαία εταβολή συχνότητας >0,1%, το κόστος των οποίων ελαττώνεται όσο η τιμή αυτή αυξάνει.

Εναλλακτικά χρησιμοποιείται η τεχνική ενδιάμεσου φέροντος.



β) Με την μέθοδο φάσης

Εναλλακτική τεχνική με χρήση κυκλωμάτων μετατόπισης φάσης 90°.



Με βάση την ανάλυση Fourier προκύπτει :

$$m(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \quad \text{και} \quad \bar{m}(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \sin(\omega_i \cdot t)$$

Στην έξοδο του αθροιστή το αποτέλεσμα είναι :

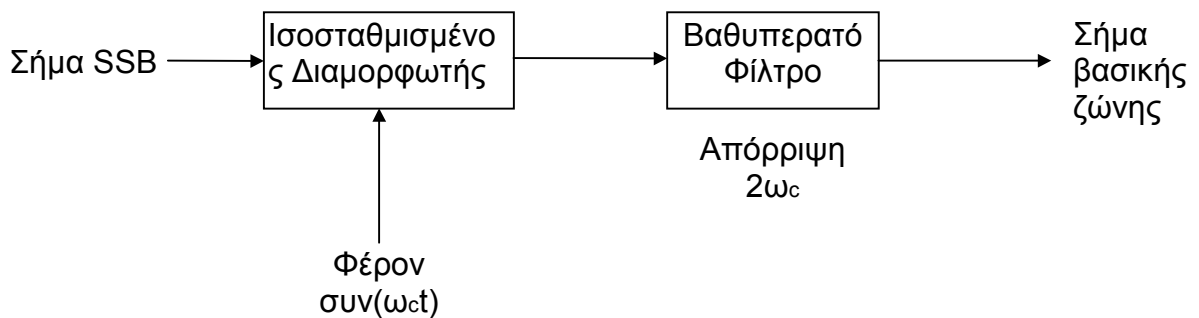
$$m(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \pm \bar{m}(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \pm \sum_{i=1}^m A_i \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \cos[(\omega_i \mp \omega_c) \cdot t]$$

Υί υ Ρ εΥόυ θεάοñεΡ αί θβόοί έ=ά.

Η μέθοδος φάσης είναι λιγότερο δημοφιλής από την μέθοδο φίλτου, διότι απαιτείται κυκλώματα ολίσθησης φάσης ακριβώς 90°, αλλιώς η τεχνική πάσχει. Για ημιτονοειδή σήματα η ολίσθηση φάσης 90° είναι σχετικά απλή. Για γενικότερης μορφής όμως σήματα, π.χ. m(t), τέτοιες συσκευές δεν υφίστανται.

5.2 Αποδιαμόρφωση Πλευρικά Διαμορφωμένου Σήματος

Το SSB σήμα δεν μπορεί να αποδιαμορφωθεί με χρήση απλού κυκλώματος αποδιαμόρφωσης διόδου, μιας και στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχει περιβάλλουσα. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιούνται τεχνικές σύγχρονης αποδιαμόρφωσης.



Θεωρώντας το μονοπλευρικό (SSB) σήμα ως USB (άνω πλευρική):

$$f_{SSB}(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \delta_{\omega_i} [(\omega_i + \omega_c) \cdot t]$$

η έξοδος του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή (μίκτη) θα είναι :

$$f_{SSB}(t) \cdot \delta_{\omega_c}(t) = \sum_{i=1}^m A_i \cdot \delta_{\omega_i} [(\omega_i + \omega_c) \cdot t] \cdot \delta_{\omega_c}(t) =$$

$$\sum_{i=1}^m \frac{A_i}{2} \cdot \{ \delta_{\omega_i} [(\omega_i + 2 \cdot \omega_c) \cdot t] + \delta_{\omega_i} (\omega_i \cdot t) \} = \sum_{i=1}^m \frac{A_i}{2} \cdot \delta_{\omega_i} (\omega_i \cdot t) \xrightarrow{(x2)} m(t)$$

Όπϊ ò òσχερò òð-í ùòçòáò
 òí ò áðí ðñðòáòáé

Άρα, στην έξοδο του φίλτρου ανακτάται το αρχικό σήμα στον δέκτη.

Η σύγχρονη αποδιαμόρφωση προϋποθέτει την ύπαρξη του φέροντος στον δέκτη. Επειδή το φέρον δεν εκπέμπεται με το σήμα πληροφορίας, χρησιμοποιούνται τοπικοί ταλαντωτές με τα γνωστά προβλήματα απώλειας συγχρονισμού, που οφείλονται κυρίως σε θερμικές και άλλες επιδράσεις.

Υποθέτοντας ότι το φέρον στον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη είναι :

$$\sin(\omega_c \cdot t + \Delta\omega \cdot t),$$

όπου Δω συμβολίζει την ολίσθηση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή από την συχνότητα του φέροντος στον πομπό ω.

Η έξοδος του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή θα είναι :

$$f(t) = \sum_{i=1}^m \frac{A_i}{2} \cdot \{ \delta_{\omega_i} [(2 \cdot \omega_c + \omega_i + \Delta\omega) \cdot t] + \delta_{\omega_i} [(\omega_i - \Delta\omega) \cdot t] \} =$$

Όρος υψηλής συχνότητας
 που απορρίπτεται

και η έξοδος του φίλτρου θα είναι :

$$V_{\text{ΥΠΙ ΑΙΤ}} = \frac{A_i}{2} \cdot \delta_{\omega_i} [(\omega_i - \Delta\omega) \cdot t] \neq m(t)$$

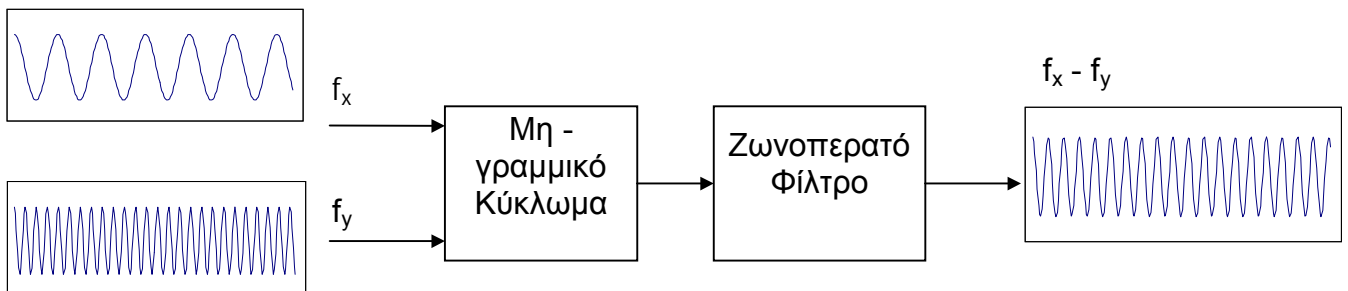
με εμφανή την παραμόρφωση στο σήμα βασικής ζώνης.

Το ανθρώπινο αυτί φαίνεται μάλλον αναίσθητο σε παραμόρφωση συχνότητας με ανοχή μέχρι και 30Hz σχετικά με μουσική. Στην πράξη η ολίσθηση συχνότητας Δf πρέπει να παραμένει μικρή, π.χ. $\Delta f = 10 \text{ Hz}$ για $f_c = 10 \text{ MHz}$.

Επιτυγχάνεται με χρήση κρυσταλλικών ταλαντωτών.

5.3 Ισοσταθμισμένοι Διαμορφωτές - Μίκτες

Βασική Ιδέα : Δυο ημιτονοειδή σήματα εισόδου οδηγούν ένα μη γραμμικό κύκλωμα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την δημιουργία αρμονικών και προϊόντων ενδοδια-μόρφωσης. Ένα ζωνοπερατό φίλτρο επιλέγει είτε την άνω είτε την κάτω πλευρική ζώνη.



Με δεδομένο ότι η συχνότητα του φέροντος $f_c \gg f_i$ σήματος πληροφορίας, το ζωνοδιαβατό φίλτρο επιλέγει εύκολα τις φασματικές συνιστώσες $f_c - f_i$, f_c και $f_c + f_i$, δηλαδή το Α.Μ. σήμα.

5.4 Διαμόρφωση Υπολείμματος Πλευρικής (Vestigial Sideband)

Χρησιμοποιείται για εξοικονόμηση φάσματος σε περίπτωση που το σήμα βασικής ζώνης καλύπτει μεγάλο εύρος ζώνης (π.χ. τηλεοπτικά σήματα σε καλωδιακά δίκτυα) και υπάρχει περιορισμός στο διαθέσιμο εύρος ζώνης του τηλεπικοινωνιακού

νιακού καναλιού. Αποτελεί λύση συμβιβασμού μεταξύ των τεχνικών SSB και AM, με εκπομπή της μιάς μόνον πλευρικής, μέρους του φέροντος και μικρότερου μέρους της άλλης πλευρικής. Η μερική απόρριψη της μιάς πλευρικής μειώνει το εύρος ζώνης και αυξάνει το ποσοστό της ισχύος στο σήμα πληροφόρησης.

Σε σήμα A.M. έχουμε :

$$f(t) = A [1 + m \cdot \text{συν}(\omega_m \cdot t)] \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t) =$$

$$A \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t) + m \cdot A \cdot [\text{συν}(\omega_c + \omega_m) \cdot t + \text{συν}(\omega_c - \omega_m) \cdot t] / 2$$

Απορρίπτοντας την κάτω πλευρική έχουμε :

$$f_{\text{VSB}}(t) = A \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t) + m \cdot A \cdot \text{συν}(\omega_c + \omega_m) \cdot t / 2 =$$

$$A \cdot [1 + (m/2) \cdot \text{συν}(\omega_m \cdot t)] \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t) - (m \cdot A / 2) \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t) \cdot \eta\mu(\omega_c \cdot t).$$

Το πλάτος του σήματος είναι :

$$A(t) = A \cdot \sqrt{\left[1 + \frac{m}{2} \cdot \delta\delta\acute{\iota}(\omega_m \cdot t)\right]^2 + \left[\frac{m}{2} \cdot \ç\grave{\iota}(\omega_m \cdot t)\right]^2}$$

και για $m \ll 1$ (δηλαδή μεγάλη παρουσία φέροντος)

$$A(t) \approx A \cdot [1 + (m/2) \cdot \text{συν}(\omega_m \cdot t)].$$

Η παρουσία του φέροντος καθιστά δυνατή την αποδιαμόρφωση με χρήση απλού αποδιαμορφωτή διόδου. Άλλως θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν σύγχρονες τεχνικές.

Η διαμόρφωση υπολείμματος πλευρικής χρησιμοποιείται στο video σήμα ενός τηλεοπτικού σήματος προκειμένου να επιτευχθεί εξοικονόμηση στο εύρος ζώνης.

Κατ' ελάχιστον, το εύρος ζώνης σήματος video είναι 4 MHz.

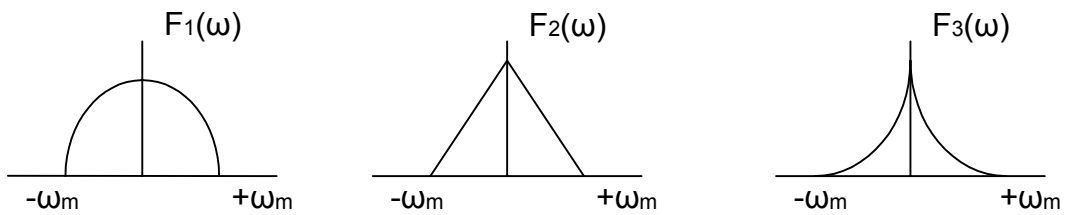
Με χρήση τεχνικής DSB η μετάδοση θα απαιτούσε 8 MHz ανά κανάλι.

Με την τεχνική VSB η απαίτηση σε εύρος ζώνης μειώνεται σε 5 έως 6 MHz.

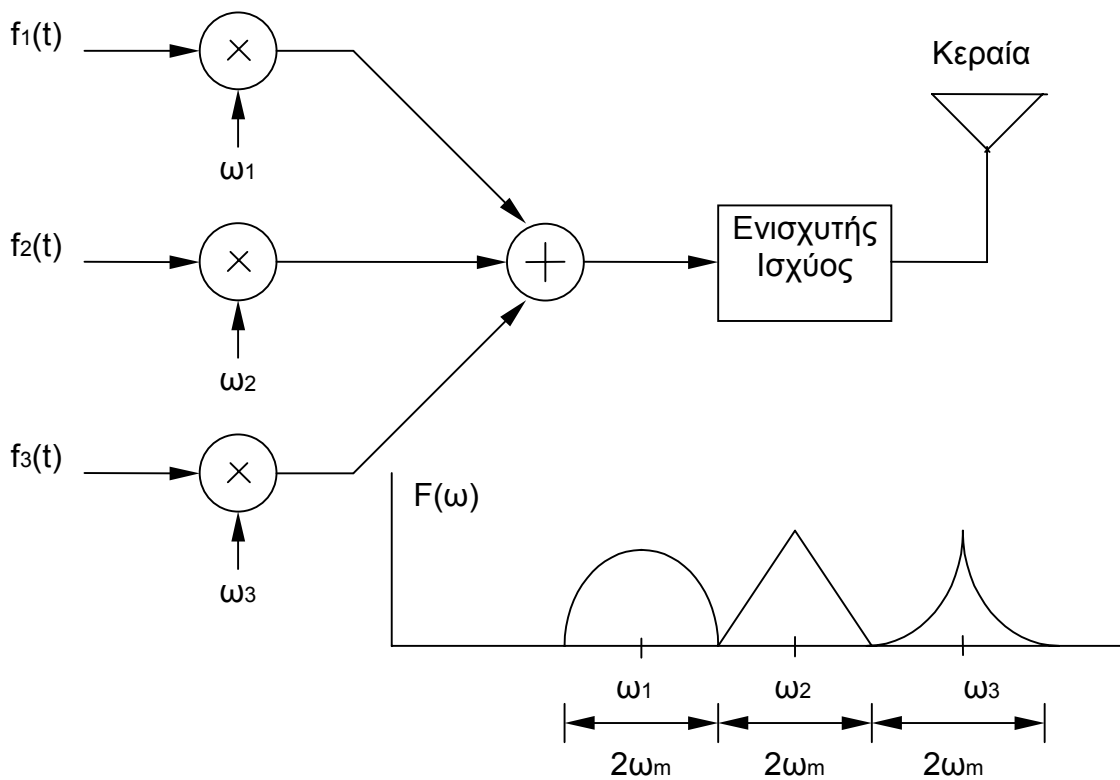
5.5 Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM)

Ταυτόχρονη εκπομπή ενός αριθμού σημάτων επιλέγοντας διαφορετική συχνότητα φέροντος για κάθε σήμα. Η τεχνική χρησιμοποιείται με A.M., S.S.B. και οποιαδήποτε άλλη τεχνική πολυπλεξίας.

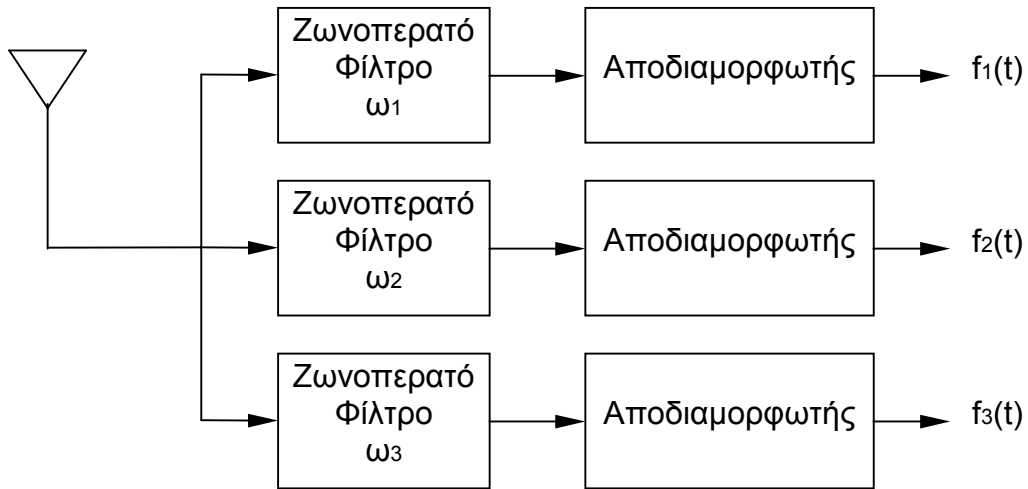
Παράδειγμα : Τρία σήματα βασικής ζώνης.



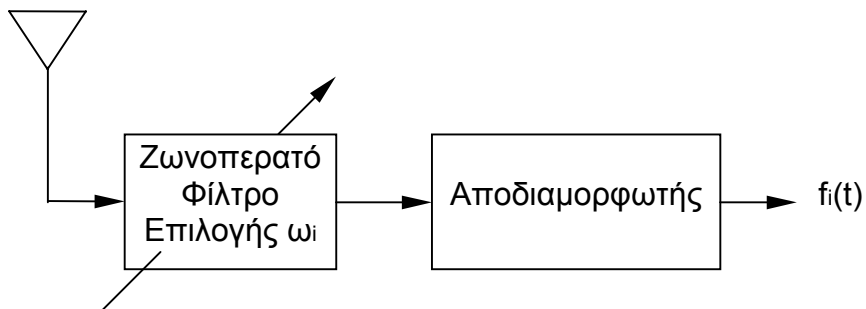
Διάταξη πομπού :



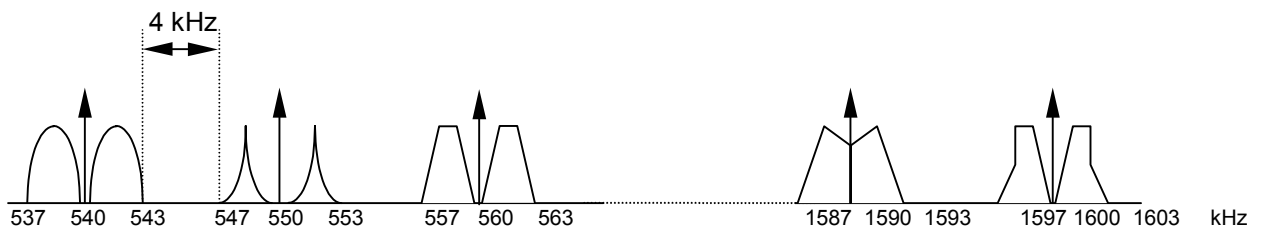
Διάταξη δέκτη :



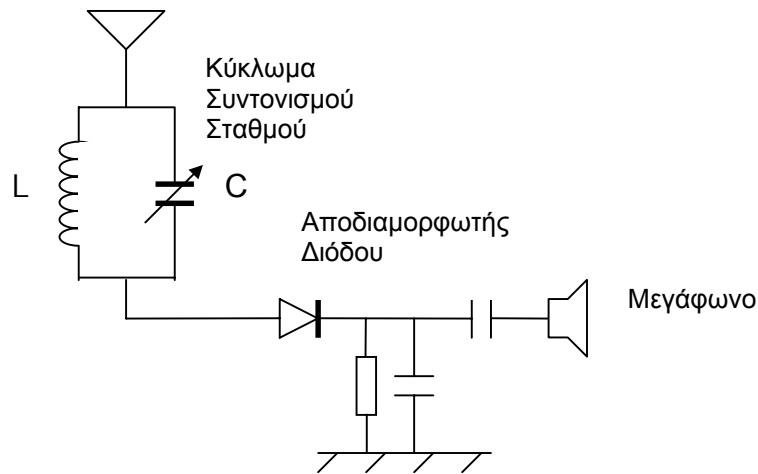
Εναλλακτική Διάταξη Δέκτη :



Οι εμπορικοί πομποί σημάτων Α.Μ. εκπέμπουν σήματα D.S.B. (δύο πλευρικών) χαμηλής ισχύος φορέα. Οι παρεχόμενες συχνότητες φέροντος απέχουν κατά 10 kHz στην φασμα-τική περιοχή από 540 Hz έως 1600 kHz. Η λήψη ενός σταθμού είναι δυνατή με συντονισμό στην κατάλληλη συχνότητα φέροντος. Η αποδιαμόρφωση επιτυγχάνεται με χρήση αποδιαμορφωτή διόδου.

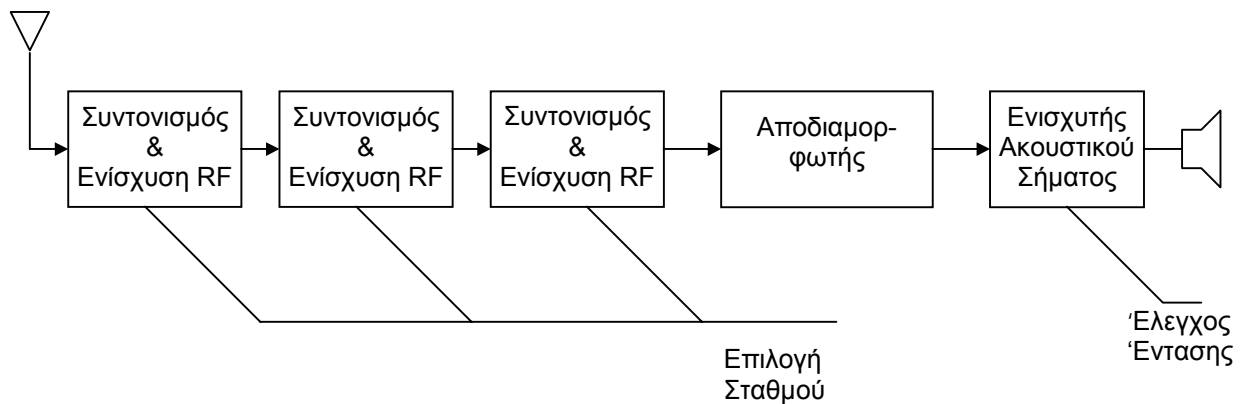


Οι αρχικοί δέκτες Α.Μ. είχαν την μορφή :



Μετά την λήψη τα σήματα απαιτούν ενίσχυση.

Βελτιώσεις στον σχεδιασμό οδήγησαν στον δέκτη συντονισμού ραδιοσυχνότητας (Tuned Radio Frequency - TRF) με τρεις ενισχυτικές βαθμίδες.

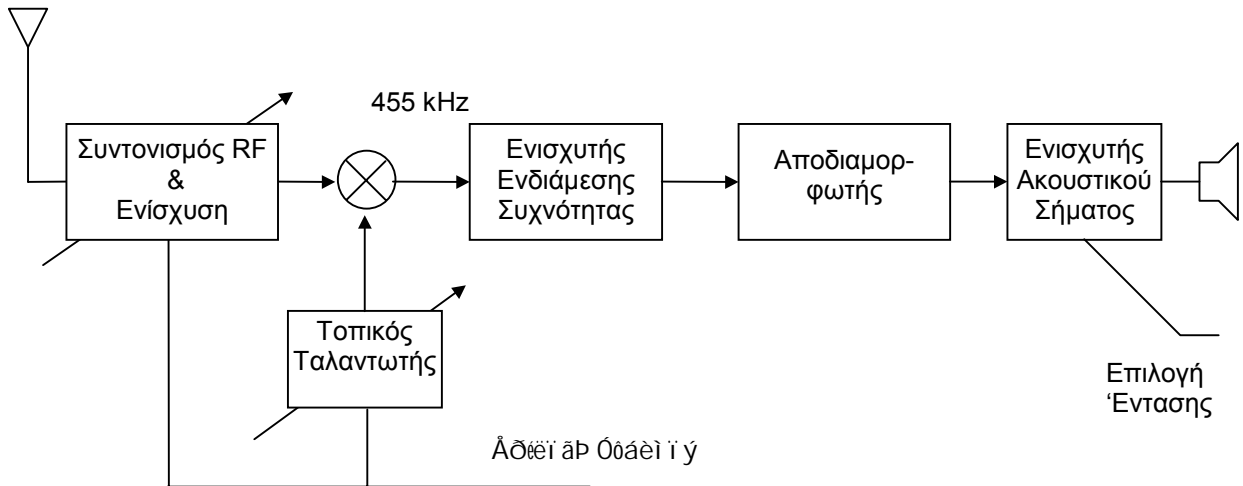


Η απαίτηση για ενισχυτές ευρέος φάσματος είναι να καλύπτουν ολόκληρη την περιοχή εκπομπής, δηλαδή από 530 kHz έως 1600kHz (που δεν είναι εύκολο). Οι ενισχυτές επιτυγχάνουν ομοιόμορφα ικανοποιητική ενίσχυση μόνο για συγκεκριμένα κάθε φορά στενή φασματική περιοχή.

Σήμερα χρησιμοποιούνται οι *ετερόδυναοι δέκτες*.

Ετεροδύνωση : Μετατόπιση σε συχνότητα.

Χρησιμοποιείται μίξη με ενδιάμεση συχνότητα.



Οι περισσότεροι εμπορικοί Α.Μ. Ετερόδουνοι Δέκτες χρησιμοποιούν ενδιάμεση συχνότητα 455 kHz. Οι σταθμοί εκπομπής Α.Μ. εκπέμπουν στην περιοχή συχνοτήτων από 540 kHz έως 1600 kHz.

Ας υποθέσουμε ότι απαιτείται λήψη στα 600 kHz. Η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή πρέπει να είναι : $f_{l.o} = 600 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 1.055 \text{ kHz}$.

Όταν το σήμα του τοπικού ταλαντωτή στα 1055kHz αναμιγνύεται με το εισερχόμενο σήμα στα 600 kHz σχηματίζονται δυο πλευρικές:

$$1.055 \text{ kHz} - 600 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz} \quad \text{Ενδιάμεση συχνότητα}$$

$$1.055 \text{ kHz} + 600 \text{ kHz} = 1.655 \text{ kHz} \quad \text{Απορρίπτεται}$$

Ας υποθέσουμε ότι υπάρχει και κάποιος άλλος σταθμός που εκπέμπει στα 1.510 kHz. Αυτό σημαίνει ότι επίσης αναμιγνύεται με το φέρον του τοπικού ταλαντωτή (1055 kHz) δημιουργώντας πλευρικές στα :

$$1.510 \text{ kHz} - 1.055 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz} \quad \text{Ενδιάμεση συχνότητα.}$$

$$1.510 \text{ kHz} + 1.055 \text{ kHz} = 2.565 \text{ kHz} \quad \text{Απορρίπτεται.}$$

Η συχνότητα των 1.510 kHz είναι γνωστή ως συχνότητα ειδώλου των 600kHz και μετά την ετεροδύνωση ο διαχωρισμός τους δεν είναι εφικτός.

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

Ο×Ι ΕÇ ΟΑ×Ι Ί ΕΊ ΑΕΕΥΊ ΑΟΑΝΊ Ί ΑΥΊ - ΟΊ ÇÌ Α Ç/Θ ΟΟΟΟÇÌ ΑΟΥΊ

Αν οι δυο σταθμοί εκπέμουν ταυτόχρονα λαμβάνονται και οι δυο στον ετεροδύνο δέκτη, και ο ένας καλέται είδωλο του άλλου.

Δυο τρόποι χρησιμοποιούνται συνήθως για να ελαχιστοποιήσουν τις επιπτώσεις των ειδώλων :

α) Η ενδιάμεση συχνότητα επιλέγεται όσο το δυνατόν υψηλότερη, έτσι ώστε η πιθανή συχνότητα ειδώλου να είναι εκτός περιοχής φάσματος εκπομπής.

β) Φιλτράρεται η συχνότητα ειδώλου πριν την ετεροδύνοση.

6. ΓΩΝΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Ένα ημιτονοειδές σήμα μπορεί να διαμορφωθεί είτε κατά πλάτος, είτε κατά τόξο γωνίας.

π.χ. $f(t) = A(t) \cdot \text{συν}[\Omega_i \cdot t + \Theta(t)]$.

Όταν $\Theta(t) = \text{σταθερό} \rightarrow$ Διαμόρφωση κατά Πλάτος

$A(t) = \text{σταθερό} \rightarrow$ Διαμόρφωση κατά Γωνία

Η γωνιακή διαμόρφωση μπορεί να εκφρασθεί είτε ως προς την γωνιακή ταχύτητα $\Omega_i(t)$ είτε ως προς το τόξο γωνίας $\Theta(t)$.

Σημειώσατε ότι : $\ddot{E}(t) = \int_0^{t_0} \dot{\omega}_i(t) \cdot dt + \ddot{E}_0$

και $\dot{\omega}_i(t) = \frac{d\ddot{E}}{dt}$

Δυο πιθανές εκφράσεις γωνιακής διαμόρφωσης:

α) Το τόξο γωνίας $\Theta(t)$ μεταβάλλεται σαν γραμμική συνάρτηση του σήματος $m(t)$:

$\Theta(t) = \omega_c \cdot t + k \cdot m(t) + \Theta_0$,

όπου τα μεγέθη ω_c , k και Θ_0 είναι σταθερά.

Η έκφραση αυτή είναι γνωστή σαν Διαμόρφωση κατά Φάση (Phase Modulation - PM). Η τιμή της στιγμιαίας γωνιακής ταχύτητας είναι :

$\frac{d\ddot{E}}{dt} = \dot{\omega}_c + k \cdot \frac{dm}{dt}$

β) Η στιγμιαία γωνιακή ταχύτητα $\omega_i(t)$ είναι ανάλογη του σήματος $m(t)$:

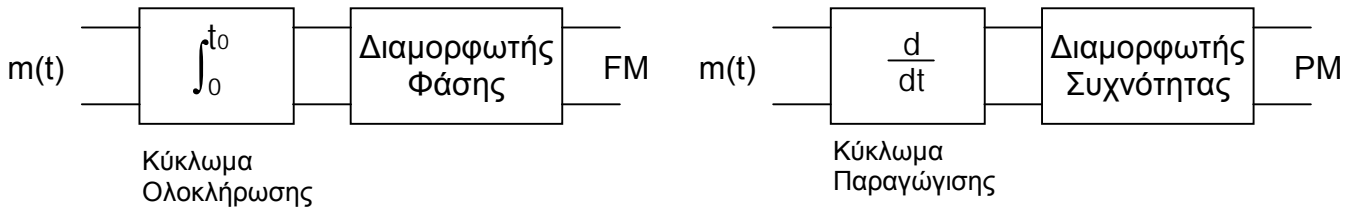
$\omega_i(t) = \omega_c + k \cdot m(t)$,

όπου τα μεγέθη ω_c και k είναι σταθερά. Η έκφραση αυτή είναι γνωστή σαν

Διαμόρφωση κατά Συχνότητα (Frequency Modulation - FM).

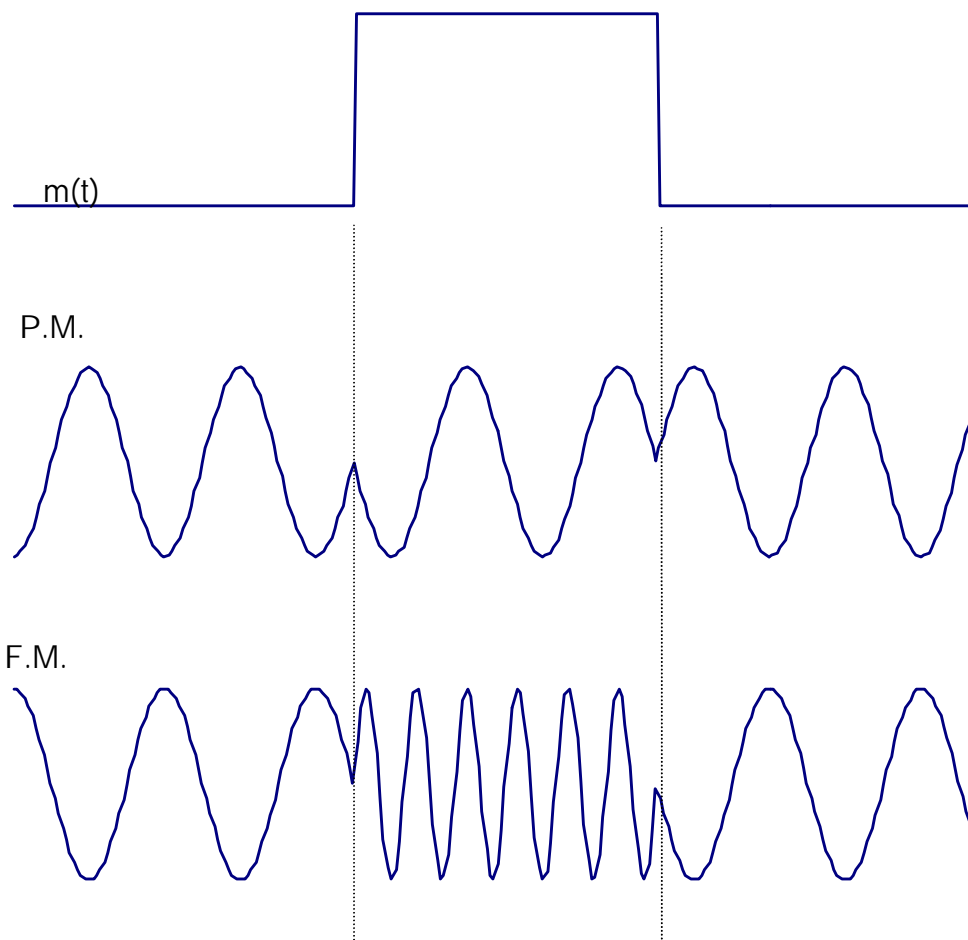
Σημειώσατε ότι το πλάτος του σήματος τόσο στην PM όσο και στην FM παραμένει σταθερό.

Η σχέση μεταξύ PM και FM δίδεται :

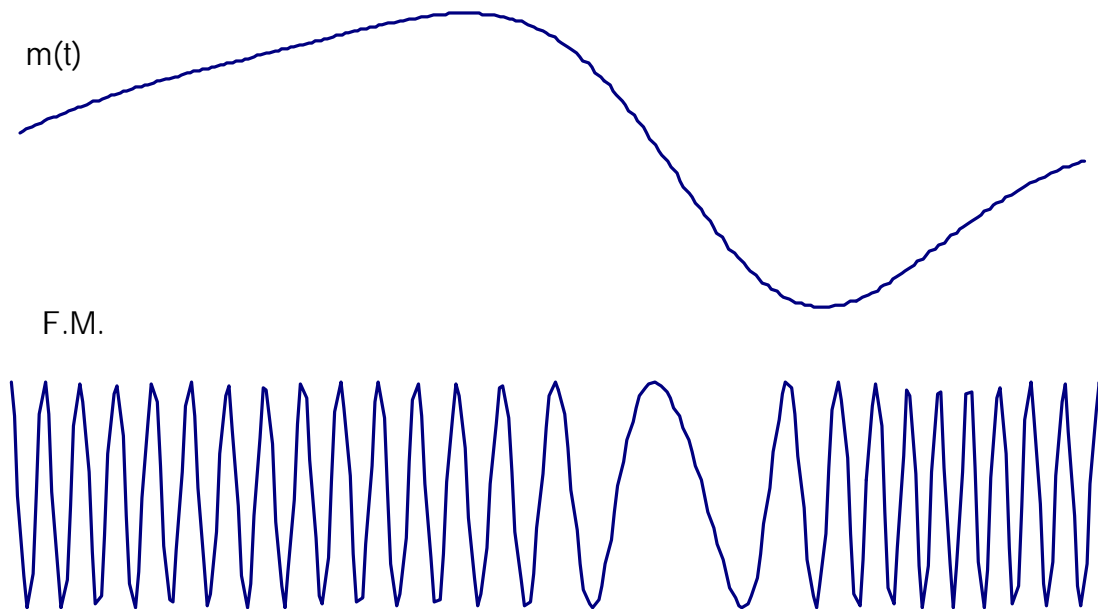


Παραδείγματα κυματομορφών διαμορφώσεων PM και FM για διαφορετικά σήματα $m(t)$.

α) Τετραγωνική κυματομορφή (ψηφιακό σήμα)



β) Τυχαία κυματομορφή



6.1 Το εύρος ζώνης ενός ημιτονοειδούς σήματος με διαμόρφωση FM.

Ας θεωρήσουμε ένα ημιτονοειδές σήμα με γωνιακή ταχύτητα ω_m διαμορφωμένο κατά FM με φορέα ω_c . Το διαμορφωμένο σήμα εκφράζεται ως:

$$f(t) = A \cdot \text{συν}[\omega_c \cdot t + \beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)],$$

όπου β είναι το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος $\phi(t) = \beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)$, γνωστό και ως δείκτης διαμόρφωσης.

Η συνάρτηση $f(t)$ εκφράζεται ως :

$$f(t) = \Re\{ A \cdot e^{j[\omega_c \cdot t + \beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)]} \} = A \cdot \Re\{ e^{j\omega_c \cdot t} \cdot e^{j\beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)} \}$$

Εκφράζοντας τον όρο $e^{j\beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)}$ σύμφωνα με την σειρά :

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \frac{x^5}{5!} + \dots \quad \text{έχουμε :}$$

$$f(t) = A \cdot \Re \left\{ e^{j\omega_c t} \left[1 + j\hat{a} \cdot \zeta_1 (\dot{u}_m \cdot t) - \frac{\hat{a}^2}{2} \cdot \zeta_1^2 (\dot{u}_m \cdot t) - \frac{j\hat{a}^3}{6} \cdot \zeta_1^3 (\dot{u}_m \cdot t) + \frac{\hat{a}^4}{24} \cdot \zeta_1^4 (\dot{u}_c \cdot t) + \dots \right] \right\}$$

άθροισμα άπειρων όρων.

Σημειώσατε ότι ο όρος $\eta\mu^2(\omega_m \cdot t)$ δηλώνει ύπαρξη φασματικής συνιστώσας $2 \cdot \omega_m$, ο όρος $\eta\mu^3(\omega_m \cdot t)$ φασματική συνιστώσα $3 \cdot \omega_m$, ο όρος $\eta\mu^4(\omega_m \cdot t)$ φασματική συνιστώσα $4 \cdot \omega_m$ κ.ο.κ. Επειδή η σειρά έχει άπειρο πλήθος όρων, το πλήθος των παραγόμενων αρμονικών είναι άπειρο.

Άρα, όταν εφαρμόζεται διαμόρφωση FM παράγεται ένας άπειρος αριθμός πλευρικών και το απαιτούμενο εύρος ζώνης είναι άπειρο. Στην πράξη, το εύρος ζώνης εξαρτάται από την τιμή του δείκτη διαμόρφωσης β .

Όταν το β είναι μικρό, δηλαδή $\beta < 0,2$ η τεχνική είναι γνωστή ως FM στενής ζώνης (Narrow Band FM - NBFM). Στην περίπτωση αυτή :

$$\begin{aligned} f(t) &= A \cdot \Re \left\{ e^{j\omega_c t} \cdot [1 + j\beta \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)] \right\} = \\ &= A \cdot \Re \left\{ e^{j\omega_c t} \cdot \left[1 + \frac{j\hat{a} \cdot e^{j\omega_m t}}{2} - \frac{j\hat{a} \cdot e^{-j\omega_m t}}{2} \right] \right\} \\ &= A \cdot \left\{ \text{όοί}(\omega_c \cdot t) + \frac{\hat{a}}{2} \cdot \text{όοί}(\omega_c + \omega_m) \cdot t - \frac{\hat{a}}{2} \cdot \text{όοί}(\omega_c - \omega_m) \cdot t \right\} \end{aligned}$$

Για λόγους σύγκρισης το αντίστοιχο AM σήμα είναι :

$$\begin{aligned} g(t) &= A \cdot [1 + m \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)] \cdot \text{συν}(\omega_c \cdot t) = \\ &= A \cdot \left\{ \text{όοί}(\omega_c \cdot t) + \frac{m}{2} \cdot \zeta_1(\omega_c + \omega_m) \cdot t - \frac{m}{2} \cdot \zeta_1(\omega_c - \omega_m) \cdot t \right\} \end{aligned}$$

Και στις δυο περιπτώσεις υπάρχουν το φέρον και οι δυο πλευρικές.

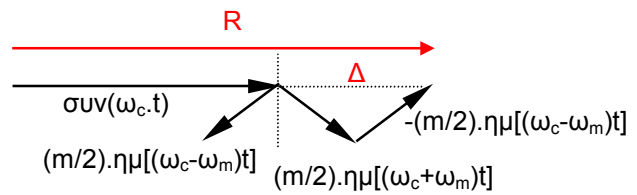
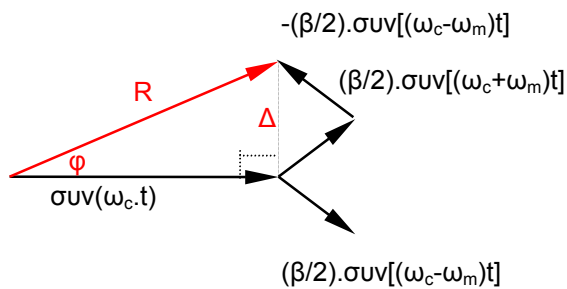
Στην περίπτωση της AM, οι δυο πλευρικές, $\eta\mu(\omega_c + \omega_m) \cdot t$ και $\eta\mu(\omega_c - \omega_m) \cdot t$, είναι σε φάση με το υπό διαμόρφωση σήμα $\eta\mu(\omega_m \cdot t)$.

Στην περίπτωση της NB-FM, οι δυο πλευρικές, $\text{συν}(\omega_c + \omega_m) \cdot t$ και $\text{συν}(\omega_c - \omega_m) \cdot t$, είναι σε 90° διαφορά φάσης με το υπό διαμόρφωση σήμα $\eta\mu(\omega_m \cdot t)$.

Η διαφορά μεταξύ AM και NB-FM γίνεται περισσότερο εμφανής με την χρήση διανυσμάτων. Ας θεωρήσουμε σύστημα συντεταγμένων που περιστρέφεται αντίθετα με την φορά του ρολογιού με ταχύτητα ω_c . Άρα το διάνυσμα $\text{syn}(\omega_m.t)$ εικονίζεται ακίνητο.

Στην περίπτωση NB-FM έχουμε:

Στην περίπτωση του AM έχουμε:



Σημειώστε ότι υπάρχει διαφορά φάσης 90° στις πλευρικές της AM και της NB-FM.

Στην NB-FM : $\Delta \perp$ στο φέρον, ενώ στην AM : $\Delta //$ στο φέρον.

6.2 Το φάσμα ενός FM σήματος με χρήση συναρτήσεων Bessel

Το FM σήμα έχει την μορφή :

$$f(t) = A \cdot \text{syn}[\omega_c.t + \beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)] =$$

$$A \cdot \text{syn}(\omega_c.t) \cdot \text{syn}[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)] - A \cdot \eta\mu(\omega_c.t) \cdot \eta\mu[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)].$$

Οι όροι $\text{syn}[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)]$ και $\eta\mu[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)]$ μπορεί να εκφραστούν με χρήση των συναρτήσεων Bessel.

$$\begin{aligned} \text{syn}[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)] &= J_0(\beta) + 2 \cdot J_2(\beta) \cdot \text{syn}(2 \cdot \omega_m.t) + 2 \cdot J_4(\beta) \cdot \text{syn}(4 \cdot \omega_m.t) + \\ &+ \dots + 2 \cdot J_{2\nu}(\beta) \cdot \text{syn}(2 \cdot \nu \cdot \omega_m.t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \eta\mu[\beta \cdot \eta\mu(\omega_m.t)] &= 2 \cdot J_1(\beta) \cdot \text{syn}(\omega_m.t) + 2 \cdot J_3(\beta) \cdot \text{syn}(3 \cdot \omega_m.t) + \\ &+ \dots + 2 \cdot J_{2\nu-1}(\beta) \cdot \text{syn}[(2 \cdot \nu - 1) \cdot \omega_m.t] \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας βάσει των τριγωνομετρικών ταυτοτήτων :

$$\text{syn}A \cdot \text{syn}B = (1/2) \cdot \text{syn}(A-B) + (1/2) \cdot \text{syn}(A+B),$$

$$\eta\mu A \cdot \eta\mu B = (1/2) \cdot \text{syn}(A-B) - (1/2) \cdot \text{syn}(A+B) \text{ έχουμε :}$$

ΟΔΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΥΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

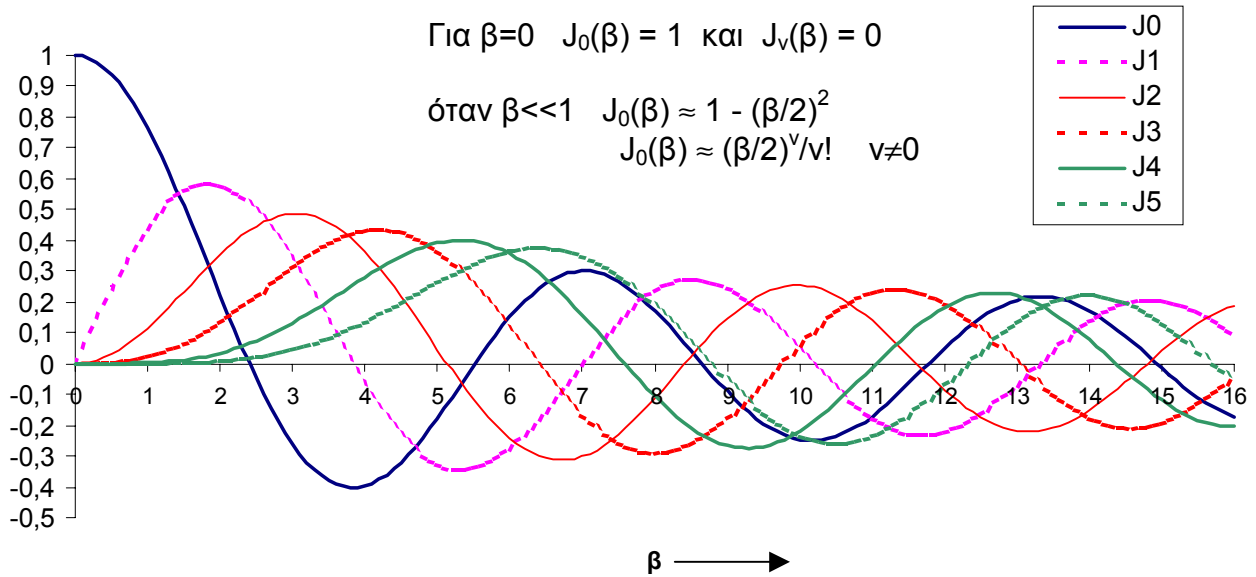
$$f(t) = J_0(\beta) \cdot \text{συν}(\omega_m \cdot t) - J_1(\beta) \cdot \{\text{συν}(\omega_c - \omega_m) \cdot t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m) \cdot t\} +$$

$$+ J_2(\beta) \cdot \{\text{συν}(\omega_c - 2 \cdot \omega_m) \cdot t - \text{συν}(\omega_c + 2 \cdot \omega_m) \cdot t\} +$$

$$- J_3(\beta) \cdot \{\text{συν}(\omega_c - 3 \cdot \omega_m) \cdot t - \text{συν}(\omega_c + 3 \cdot \omega_m) \cdot t\} +$$

$$+ \dots \text{Υδαεήι ΰεήι εοί á οάοί áθεερί υήυί.}$$

Οι συναρτήσεις Bessel έχουν την μορφή :



Για μικρές τιμές του β , μόνον οι πρώτοι δυο όροι είναι σημαντικοί. Άρα:

$$f(t) \approx J_0(\beta) \cdot \text{συν}(\omega_m \cdot t) - J_1(\beta) \cdot \{\text{συν}(\omega_c - \omega_m) \cdot t - \text{συν}(\omega_c + \omega_m) \cdot t\} =$$

$$\left[1 - \left(\frac{\hat{a}}{2} \right)^2 \right] \cdot \text{όοί}(\hat{u}_m \cdot t) + \left(\frac{\hat{a}}{2} \right) \{ \text{όοί}(\hat{u}_c - \hat{u}_m) \cdot t - \text{όοί}(\hat{u}_c + \hat{u}_m) \cdot t \}$$

Επειδή $\beta \ll 1 \Rightarrow \beta^2 \approx 0$ $f(t) \approx \text{συν}(\omega_m \cdot t) + \beta \cdot \eta\mu(\omega_c \cdot t) \cdot \eta\mu(\omega_m \cdot t)$

Σημειώστε ότι στο ίδιο αποτέλεσμα φθάνει κανείς, βασίζοντας την ανάλυση σε NB-FM.

Θέματα ισχύος :

Η συνολική μέση ισχύς είναι :

$$P_T = |\overline{f(t)}|^2 = \frac{J_0^2}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} J_i^2$$

Οι συναρτήσεις του Bessel ικανοποιούν την ταυτότητα:

$$J_0^2 + 2.J_1^2 + 2.J_2^2 + 2.J_3^2 + \dots = 1.$$

Άρα : $P_T = \frac{1}{2} \cdot \left[J_0^2 + 2 \cdot \sum_{i=1}^{\infty} J_i^2 \right] = \frac{1}{2}$

Από τους πίνακες των συναρτήσεων Bessel έχουμε :

β —————>

v	0	1	2	3	4	5	6	7	8
0	1	0,765198	0,223891	-0,26005	-0,39715	-0,1776	0,150645	0,300079	0,171651
1	0	0,440051	0,576725	0,339059	-0,06604	-0,32758	-0,27668	-0,00468	0,234636
2	0	0,114903	0,352834	0,486091	0,364128	0,046565	-0,24287	-0,30142	-0,11299
3	0	0,019563	0,128943	0,309063	0,430171	0,364831	0,114768	-0,16756	-0,29113
4	0	0,002477	0,033996	0,132034	0,281129	0,391232	0,357642	0,157798	-0,10536
5	0	0,00025	0,00704	0,043028	0,132087	0,261141	0,362087	0,347896	0,185775
6	0	2,09E-05	0,001202	0,011394	0,049088	0,131049	0,245837	0,339197	0,337576
7	0	1,5E-06	0,000175	0,002547	0,015176	0,053376	0,129587	0,233584	0,320589
8	0	5,25E-09	2,49E-06	8,44E-05	0,000939	0,00552	0,021165	0,058921	0,126321

Σχετικά με την κατανομή ισχύος στις διάφορες φασματικές συνιστώσες, είναι εμφανές ότι εφόσον το β είναι μικρό, η ισχύς κατανέμεται κυρίως στους πρώτους όρους του αθροίσματος.

Για β=1 $P_T = (1/2) \cdot J_0^2(1) + J_1^2(1) + J_2^2(1) + J_3^2(1) + \dots + J_v^2(1) =$
 $= 0,2927 + 0,1936 + 0,0132 + 0,0038 + \dots$

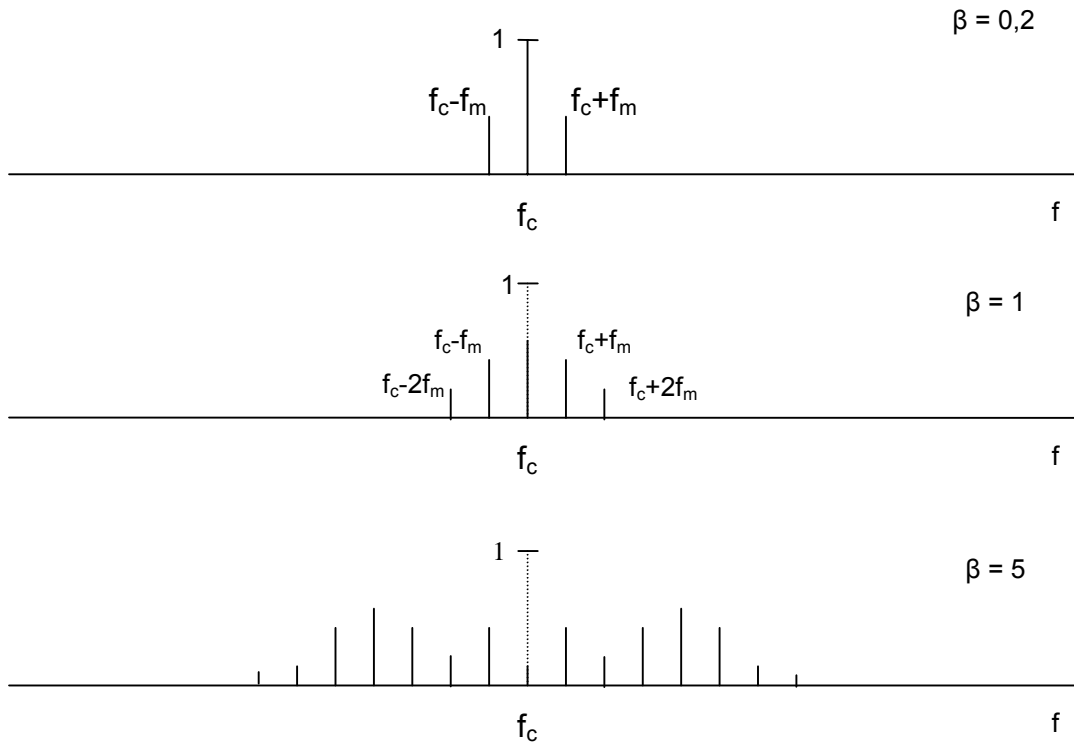
Το άθροισμα των τριών πρώτων όρων περιλαμβάνει :

$$2 \cdot (0,2927 + 0,1936 + 0,0132) = 0,999 \text{ ή } 99,9\% \text{ της ισχύος.}$$

ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

Όταν $\beta < 1$ πρέπει να συμπεριληφθούν στο άθροισμα περισσότεροι όροι για να επιτευχθεί το ίδιο αποτέλεσμα (άνοιγμα φάσματος).



Μπορεί ναδειχθεί ότι το 98 % της ισχύος περιλαμβάνεται σε $n = \beta + 1$ όρους.

Άρα το απαιτούμενο εύρος ζώνης ενός FM σήματος είναι :

$$B = 2 \cdot (\beta + 1) \cdot f_m$$

Θεωρώντας $\Delta f = \beta \cdot f_m$, το εύρος ζώνης :

$$B = 2 \cdot (\Delta f + f_m)$$

Ο ανωτέρω τύπος είναι γνωστός ως νόμος του Carson.

Ο νόμος του Carson ορίζει : «Το εύρος ζώνης ενός FM σήματος είναι διπλάσιο του αθροίσματος της παρέκκλισης συχνότητας Δf και της διαμορφούμενης συχνότητας f_m ».

Για NB-FM $\beta \leq 1 \Rightarrow B = 2 \cdot (\Delta f + f_m) = 2(\beta + 1) \cdot f_m \leq 4 \cdot f_m$

Για WB-FM $\beta > 1 \Rightarrow B = 2 \cdot \Delta f = 2 \cdot \beta \cdot f_m$

6.3 Φάσμα ενός NB-FM για τυχαίο προς διαμόρφωση σήμα.

Θεωρήσατε ένα τυχαίο προς διαμόρφωση σήμα $m(t)$, για το οποίο ισχύει :

$$|m(t)| \ll 1.$$

Η ανάλυση κατά Fourier δείχνει ότι : $m(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot \zeta_i(\omega_i, t)$

Το FM σήμα έχει την μορφή:

$$f(t) = \text{συν}[\omega_c \cdot t + \beta \cdot m(t)].$$

Αναπτύσσοντας

$$f(t) = \Re\{e^{j[\omega_c \cdot t + \beta \cdot m(t)]}\} =$$

$$\Re\left\{e^{j\omega_c \cdot t} \left[1 + j\hat{a} \cdot m(t) - \frac{\hat{a}^2}{2} \cdot [m(t)]^2 - j \cdot \frac{\hat{a}^3}{3!} \cdot [m(t)]^3 + \frac{\hat{a}^4}{4!} \cdot [m(t)]^4 + \dots\right]\right\}$$

Θεωρώντας ότι $\beta \ll 1$ και $|m(t)| \ll 1$, μόνον οι δυο πρώτοι όροι είναι σημαντικοί :

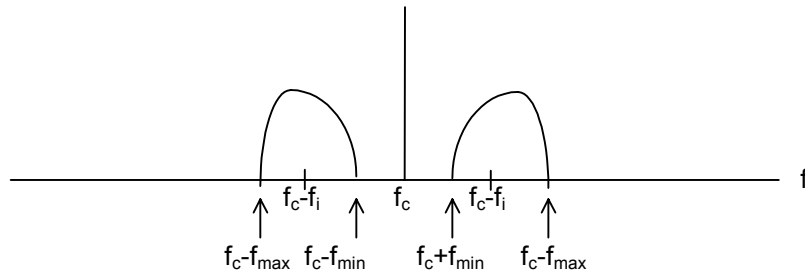
$$\begin{aligned} f(t) &= \Re\left\{e^{j\omega_c \cdot t} \cdot [1 + j\hat{a} \cdot m(t)]\right\} = \Re\left\{e^{j\omega_c \cdot t} \cdot \left[1 + j\hat{a} \cdot \sum_{j=1}^I A_j \cdot \zeta_j(\omega_j, t)\right]\right\} \\ &= \Re\left\{e^{j\omega_c \cdot t} + \frac{\hat{a}}{2} \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot \left[e^{j(\omega_c + \omega_i) \cdot t} - e^{j(\omega_c - \omega_i) \cdot t}\right]\right\} = \\ &= \Re\left\{e^{j\omega_c \cdot t} + \frac{\hat{a}}{2} \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot \left[e^{j(\omega_c + \omega_i) \cdot t}\right] - \frac{\hat{a}}{2} \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot \left[e^{j(\omega_c - \omega_i) \cdot t}\right]\right\} \\ &= \text{όοΓ}(\omega_c, t) + \frac{\hat{a}}{2} \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot \text{όοΓ}(\omega_c + \omega_i, t) - \frac{\hat{a}}{2} \cdot \sum_{i=1}^I A_i \cdot \text{όοΓ}(\omega_c - \omega_i, t) \\ &= \text{όοΓ}(\omega_c, t) + \frac{\hat{a}}{2} \cdot \tilde{m}[(\omega_c + \omega_i) \cdot t] - \frac{\hat{a}}{2} \cdot \tilde{m}[(\omega_c - \omega_i) \cdot t] \end{aligned}$$

Πλευρικές
 παρόμοιες με το AM

Για σύγκριση το AM σήμα είναι :

$$g(t) = \text{όοί}(\dot{u}_c \cdot t) + \frac{M}{2} \cdot m[(\dot{u}_c + \dot{u}) \cdot t] + \frac{M}{2} \cdot m[(\dot{u}_c - \dot{u}) \cdot t]$$

‘Αρα οι φασματικές πυκνότητες των $g(t)_{AM}$ και $f(t)_{FM}$ είναι παρόμοιες.



όπου $f_{max} \geq f_i \geq f_{min}$

Το εύρος ζώνης για WB-FM.

Σύμφωνα με τον νόμο του Carson και για $\beta \gg 1$, το εύρος ζώνης ενός υπό διαμόρφωση ημιτονοειδούς σήματος είναι :

$$B = 2\beta \cdot f_m = 2 \cdot \Delta f.$$

‘Όταν το υπό διαμόρφωση σήμα αποτελείται από ένα σημαντικό αριθμό διαφορετικών συχνοτήτων (τυχαίο σήμα $m(t)$), τότε :

$$B = 2 \cdot [\Delta f_1 + \Delta f_2 + \Delta f_3 + \dots],$$

όπου $\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3 \dots \Delta f_i$ αντιστοιχούν στις παρεκκλήσεις συχνότητας των διαφορετικών φασματικών συχνοτήτων του υπό διαμόρφωση σήματος.

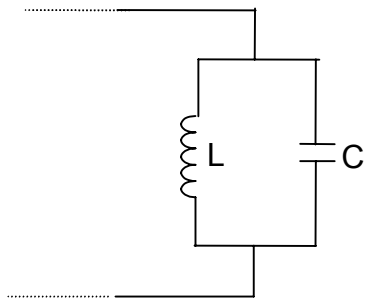
6.4 Δημιουργία σημάτων FM.

α) ‘Άμεση μέθοδος : Μεταβολή χωρητικότητας συντονισμένου κυκλώματος.

Η συχνότητα λειτουργίας ενός ταλαντωτή ορίζεται από το L-C κύκλωμα

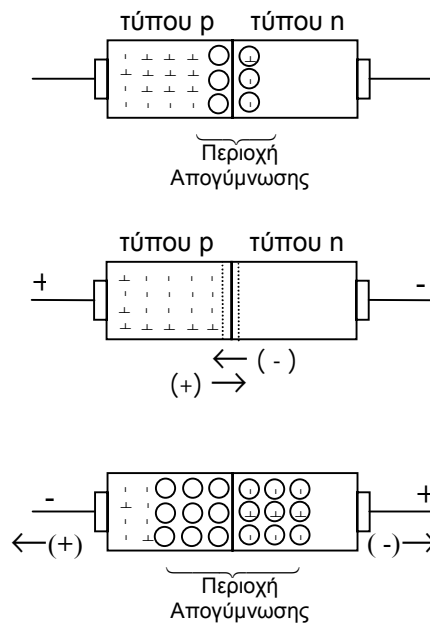
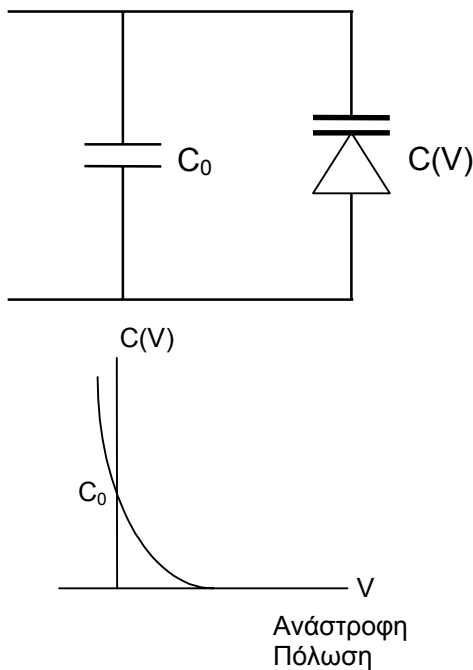
συντονισμού ως :

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}.$$



Μεταβάλλοντας μία εκ των παραμέτρων L και C, η συχνότητα ω_0 μπορεί να μεταβληθεί.

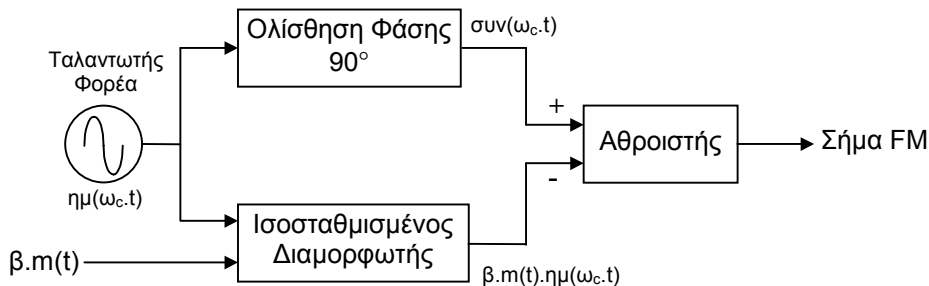
Συχνά επιλέγεται η λύση : $C = C_0 + C(V)$, που υλοποιείται με χρήση παράλληλης διάταξης πυκνωτή και ανάστροφα πολωμένης διόδου, που συμπεριφέρεται ως πυκνωτής μεταβλητής χωρητικότητας.



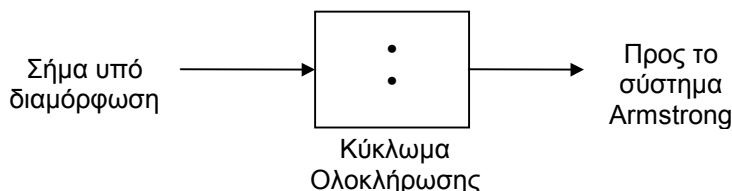
Το υπό διαμόρφωση σήμα $V_f(t)$ εφαρμόζεται στα άκρα της διόδου μεταβάλλοντας την χωρητικότητα και μέσω αυτής την συχνότητα ταλάντωσης ω_0 . Ο ταλαντωτής αυτός είναι γνωστός ως ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator - VCO).

β) Άμμεση Μέθοδος (Σύστημα Armstrong)

Οι περισσότερες εμπορικές διατάξεις FM δημιουργούν το σήμα έμμεσα υλοποιώντας την σχέση: $f(t) = \text{συν}[\omega_c \cdot t + \beta \cdot m(t)] \approx \text{συν}(\omega_c \cdot t) - \beta \cdot m(t) \cdot \eta\mu(\omega_c \cdot t)$ για NB-FM ($\beta \ll 1$)



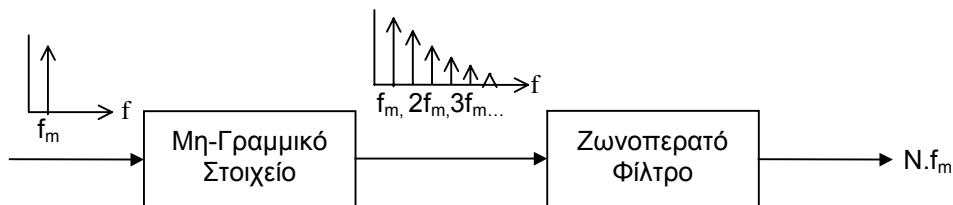
Το παραγόμενο σήμα είναι διαμορφωμένο κατά φάση μάλλον (PM) παρά κατά συχνότητα (FM). Προκειμένου να επιτευχθεί διαμόρφωση FM το υπό διαμόρφωση σήμα ολοκληρώνεται (κύκλωμα ολοκλήρωσης) πριν από την εφαρμογή του στον διαμορφωτή.



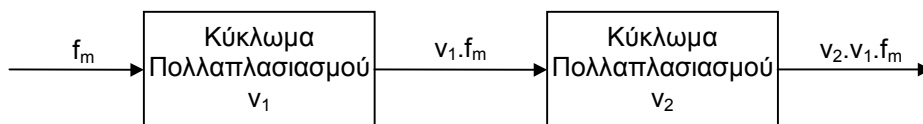
Στην έμμεση μέθοδο το $\beta \ll 1$, και επομένως η επιτρεπτή παρέκκλιση συχνότητας: $\Delta f = \beta \cdot f_m$ είναι μικρή. Είναι δυνατό να επιτευχθεί αύξηση της παρέκκλισης συχνότητας μέσω της τεχνικής πολλαπλασιασμού συχνότητας.

6.5 Πολλαπλασιασμός Συχνότητας

Επιτυγχάνεται από τον συνδυασμό ενός μη-γραμμικού στοιχείου με ένα ζωνοπερατό φίλτρο.

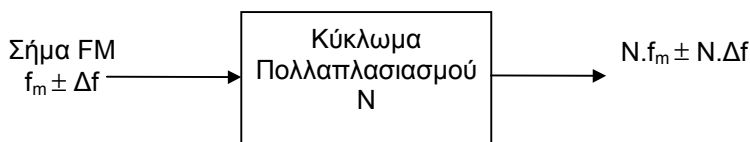


Τα περισσότερα μη γραμμικά ηλεκτρονικά κυκλώματα χαρακτηρίζονται από σταδιακή μείωση του πλάτους καθώς αυξάνει ο αριθμός της αρμονικής N. Σαν αποτέλεσμα το πλάτος του σήματος μικραίνει. Άρα, προκειμένου να επιτευχθεί πολλαπλασιασμός με μεγάλο συντελεστή N, χρησιμοποιούνται περισσότερα του ενός κυκλώματα πολλαπλασιασμού σε σειρά.



όπου $N = v_2 \cdot v_1$.

Πολλαπλασιασμός συχνότητας σήματος FM.



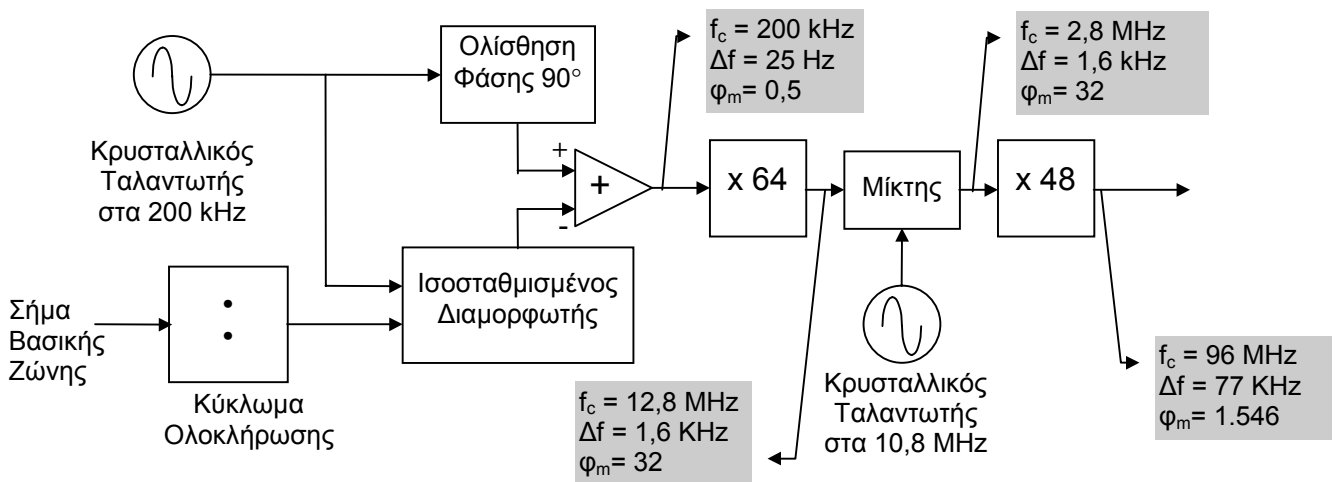
Με τον πολλαπλασιασμό αυξάνεται και η παρέκκλιση συχνότητας Δf. Ας θεωρήσουμε έναν εμπορικό σταθμό εκπομπής FM. Η μέγιστη επιτρεπτή παρέκκλιση συχνότητας είναι :

$$\Delta f_{\max} = 75 \text{ kHz.}$$

Η συχνότητα του υπό διαμόρφωση σήματος βρίσκεται στην περιοχή συχνοτήτων $50 \text{ Hz} \leq f_m \leq 15 \text{ kHz}$.

$$\left. \begin{aligned} f_m = 50 \text{ Hz} &\Rightarrow \beta = \frac{\Delta f_{\max}}{f_m} = 1500, \\ f_m = 15 \text{ kHz} &\Rightarrow \beta = 5. \end{aligned} \right\} 5 \leq \beta \leq 1500$$

Η κατάσταση αυτή δεν είναι αποδεκτή και απαιτείται πολλαπλασιασμός συχνότητας προκειμένου να μειωθεί η διασπορά στις τιμές του β .



Η διάταξη εμφανίζει ένα σύστημα Armstrong με χρήση δυο βαθμίδων πολλαπλασιασμού για αύξηση της παρέκκλισης συχνότητας, που επιτυγχάνει διαμόρφωση FM στα 96 MHz, με $\Delta f = 77 \text{ kHz}$. Η διαδικασία της μίξης δεν επηρεάζει την τιμή του Δf .

6.6 Αποδιαμόρφωση σήματος FM.

Στον δέκτη το FM σήμα έχει την μορφή:

$$f(t) = A \cdot \sin\left\{ \omega_c \cdot t + \int m(t) \cdot dt \right\}$$

Labels for the equation components:

- Πλάτος:** Points to the amplitude A .
- Συχνότητα Φέροντος:** Points to the carrier frequency ω_c .
- Υπό Διαμόρφωση Σήμα:** Points to the message signal $m(t)$.

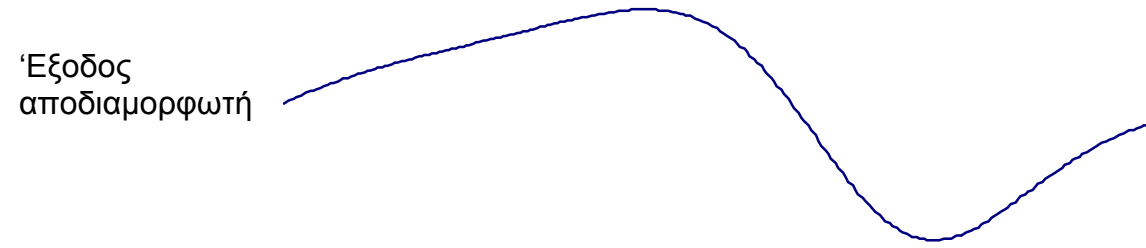
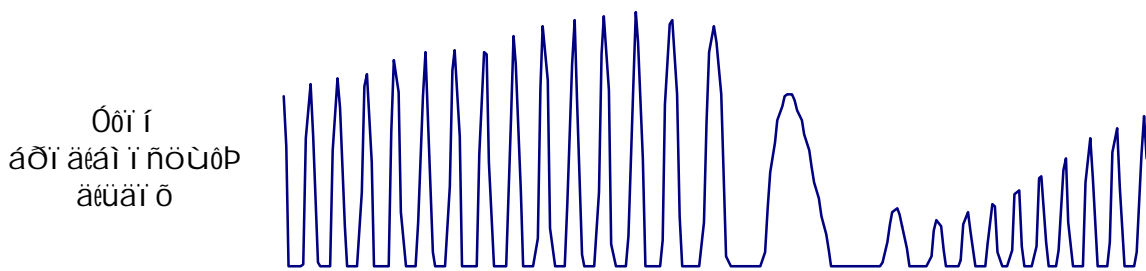
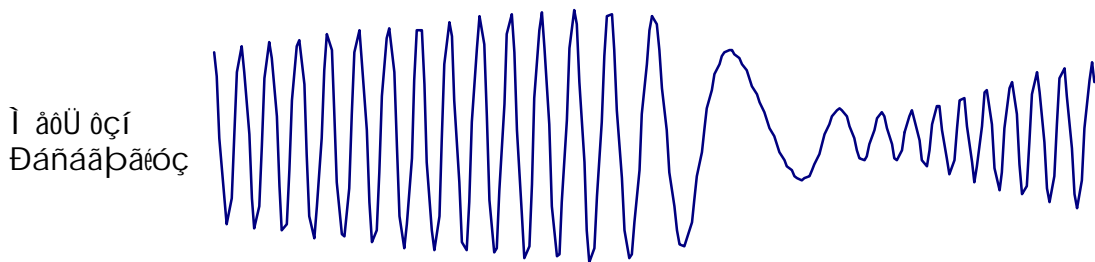
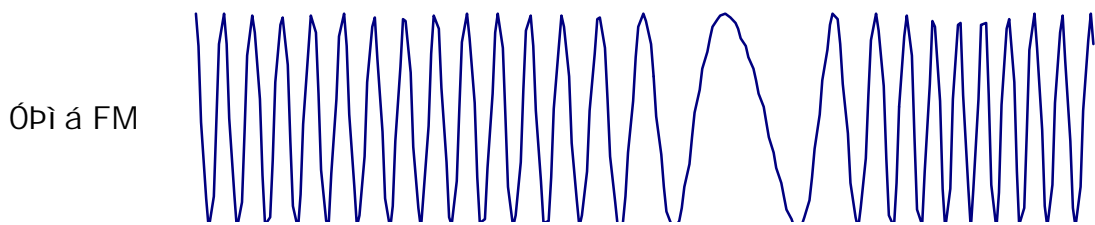
ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΟΟΟΣΙ ΑΟΥΙ

Παραγωγίζοντας έχουμε :

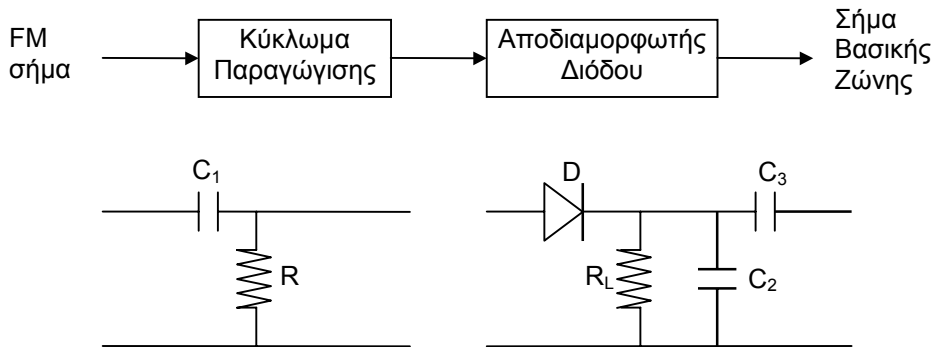
$$\frac{d}{dt} [f(t)] = A \cdot \underbrace{[\dot{u}_c + m(t)]}_{\text{Δεύοι ο}} \cdot \underbrace{c_i}_{\text{Οι ηγάο}} \left\{ \dot{u}_c \cdot t + \int m(t) \cdot dt \right\}$$

Μετά την παραγωγή το σήμα αποδιαμορφώνεται με χρήση απλού κυκλώματος αποδιαμόρφωσης διόδου.



ΟΑΕ ΔΑΕΝΑΕΑ

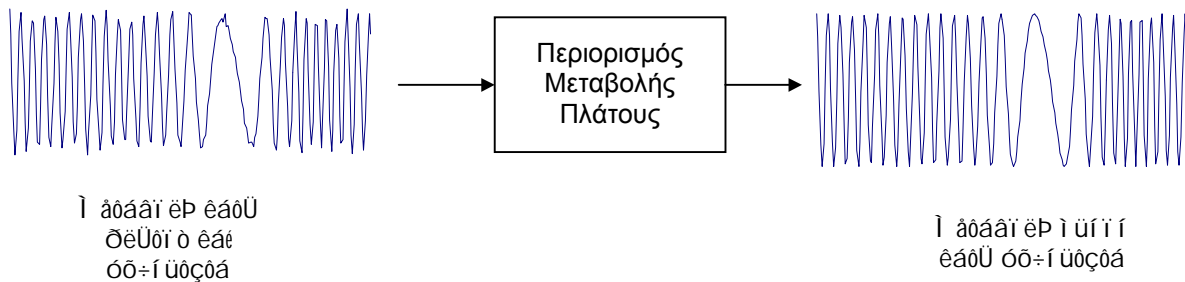
ΟΧΙ ΕΣ ΟΑΧΙ ΤΙ ΕΙ ΑΕΕΥΙ ΑΟΑΝΙ Τ ΑΥΙ - ΟΙ ΣΙ Α Σ/Θ ΟΔΟΟΣΙ ΑΟΥΙ



$$H(j\omega) = j\omega R.C / (1 + j\omega R.C) \approx j\omega R.C \text{ όταν } \omega R.C \ll 1$$

Με την παραγωγή του σήματος FM, η μεταβολή στην στιγμιαία συχνότητα μεταφέρθηκε στο πλάτος του σήματος. Άρα το πλάτος του αρχικού FM σήματος πρέπει να είναι σταθερό πριν την παραγωγή.

Πιθανές μεταβολές στο πλάτος του εισερχόμενου FM σήματος απομακρύνονται με παρεμβολή κυκλώματος περιορισμού πλάτους πριν από την παραγωγή.



Ι άοάαι εΡ εάοΰ
 θεΰοι ò εάέ
 όο÷ί ύόσά

Ι άοάαι εΡ ι ύί ι ί
 εάοΰ όο÷ί ύόσά

7. ΣΤΕΡΕΟΦΩΝΙΚΗ ΕΚΠΟΜΠΗ FM

Μονοφωνική εκπομπή : Εκπομπή ενός ακουστικού σήματος βασικής ζώνης από το μικρόφωνο στο μεγάφωνο.

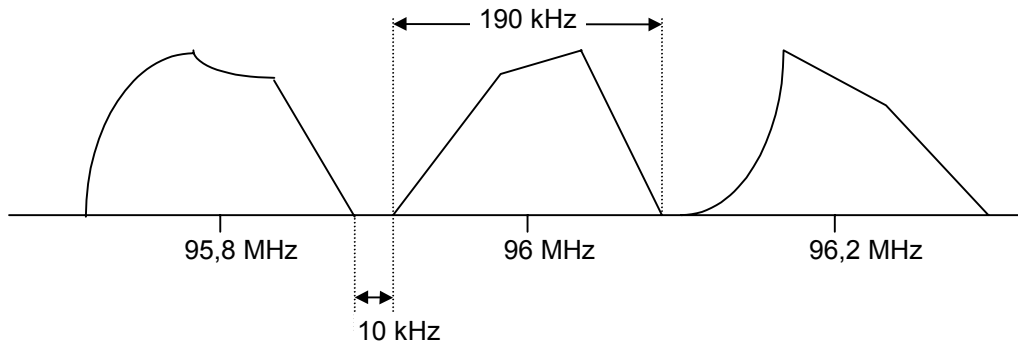
Στερεοφωνική εκπομπή : Με την χρήση δυο μικροφώνων (ή δυο ομάδων μικροφώνων) εκπέμπονται δυο ακουστικά σήματα προς δυο μεγάφωνα. Τόσο τα μικρόφωνα όσο και τα μεγάφωνα είναι χωροταξικά διαχωρισμένα προκειμένου να παράγεται περισσότερο φυσικός ήχος.

Αρχικά οι εκπομπές FM ήταν μονοφωνικές. Συνεχόμενα FM κανάλια σε απόσταση 200 kHz με μέγιστη στιγμιαία επιτρεπτή παρέκκλιση συχνότητας $\Delta f = 75$ kHz.

Το εύρος ζώνης $B = 2 \cdot (\Delta f + f_m)$.

Για μέγιστη ακουστική συχνότητα $f_m = 20$ kHz το μέγιστο εύρος ζώνης είναι :

$$B = 2 \cdot (75 + 20) = 190 \text{ kHz}$$

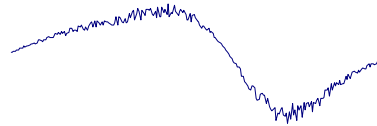


Μια στερεοφωνική εκπομπή θα πρέπει να είναι αποδεκτή και από τους μονοφωνικούς FM δέκτες. Το ισχύον σύστημα FM stereo υιοθετήθηκε το 1961.

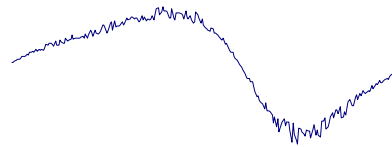
Σήμα εκπομπής :

Χρησιμοποιούνται δυο μικρόφωνα προκειμένου να παράγουν :

- Το εξ αριστερών ακουστικό σήμα $L(t)$,

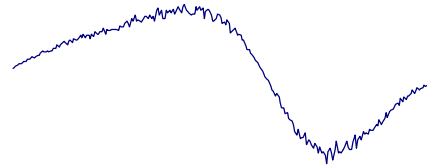


- Το εκ δεξιών ακουστικό σήμα $R(t)$.



Τα σήματα αυτά αθροίζονται και αφαιρώνται δημιουργώντας τα σύνθετα σήματα :

$L(t) + R(t)$,



$L(t) - R(t)$



που περιορίζονται στην περιοχή συχνοτήτων μέχρι 15 kHz.

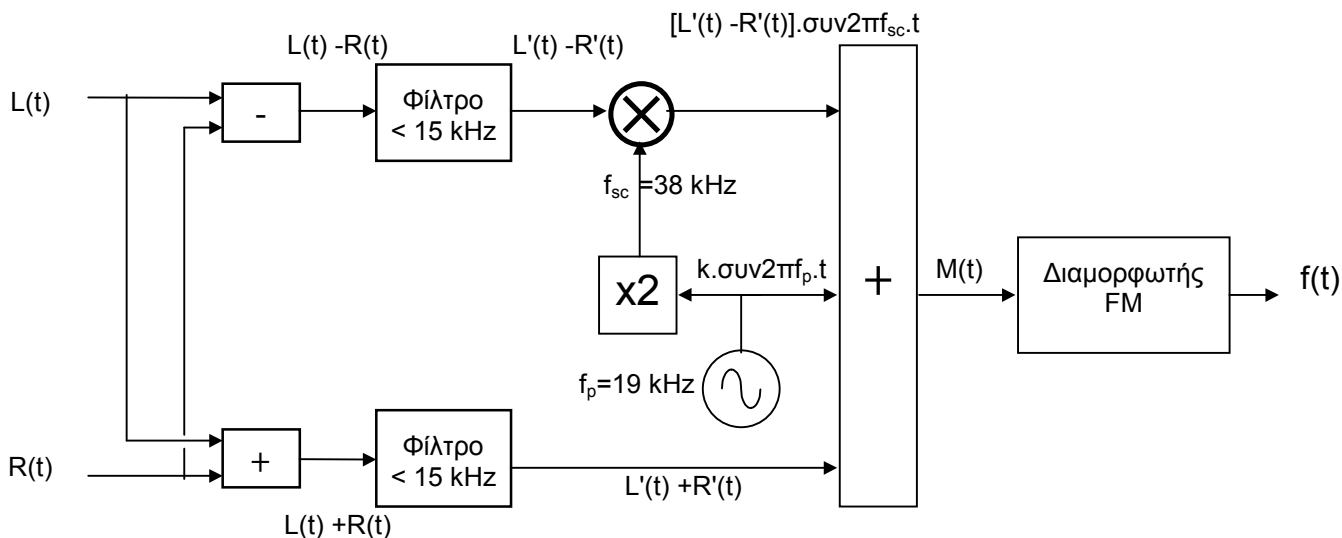
Χρησιμοποιείται πιλοτικός φορέας $f_p = 19$ kHz, που με διπλασιασμό παράγει την υποφέρουσα συχνότητα : $f_{sc} = 2 \cdot f_p = 38$ kHz.

Το συνολικό σήμα εκφράζεται ως :

$$M(t) = [R(t) + L(t)] + [R(t) - L(t)] \cdot \text{συν}(2\pi \cdot f_{sc} \cdot t) + k \cdot \text{συν}(2\pi \cdot f_p \cdot t),$$

όπου η σταθερά k προσδιορίζει την ισχύ του πιλοτικού φορέα σε σύγκριση με τα λοιπά μέρη του συνολικού σήματος.

Η διάταξη στον πομπό είναι :

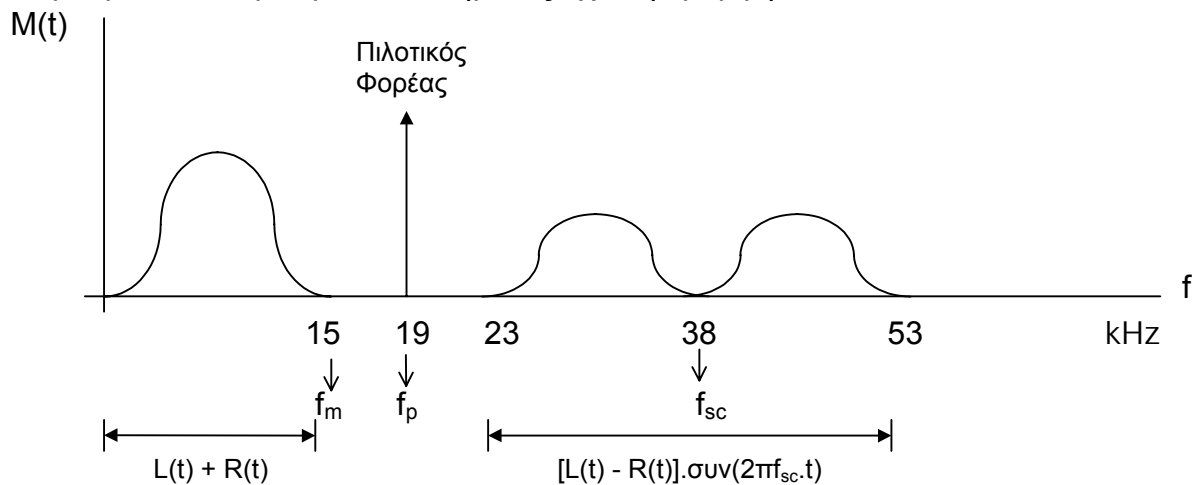


Το συνολικό σήμα $M(t)$ διαμορφώνεται από συμβατικό διαμορφωτή FM πριν την εκπομπή : $f(t) = A \cdot \text{συν}[\omega_c \cdot t + M(t)]$

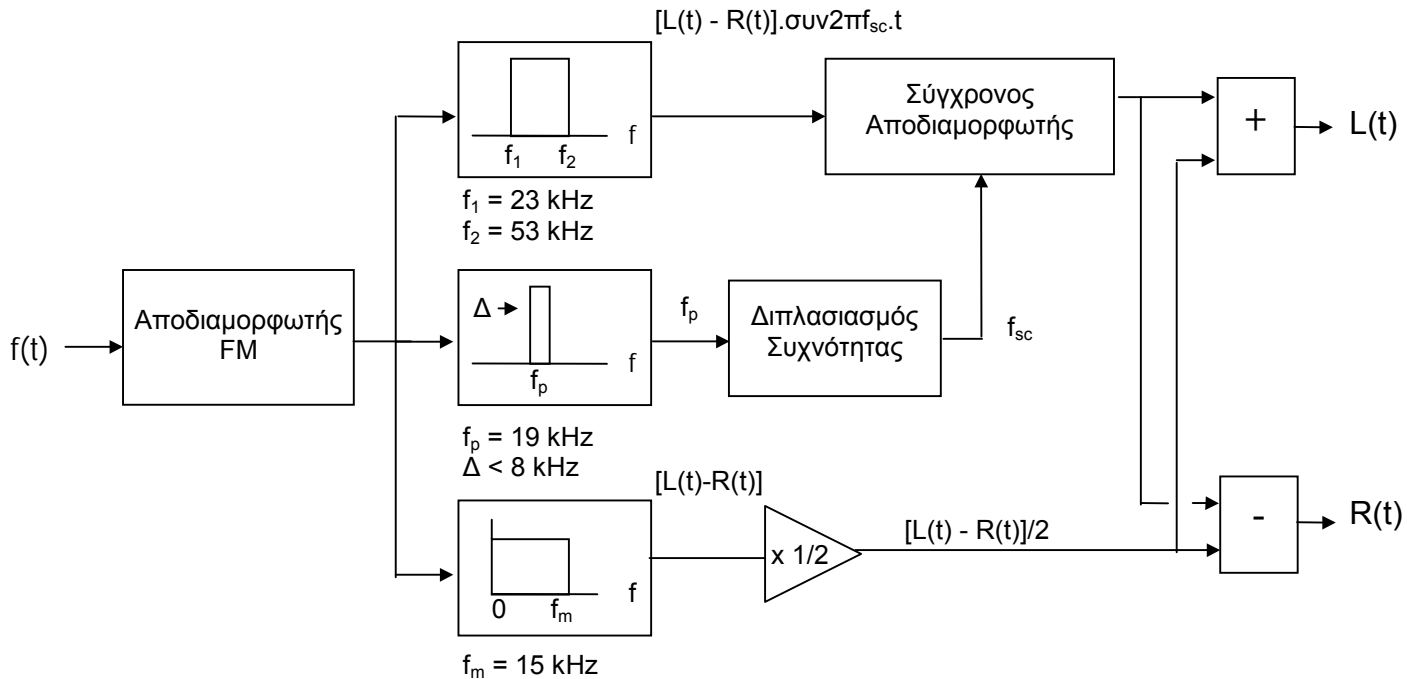
Λειτουργία Δέκτη :

Στον στερεοφωνικό δέκτη το συνολικό σήμα ανακτάται μέσω αποδιαμόρφωσης FM. Τα επι μέρους τμήματα του σήματος διαχωρίζονται μέσω φίλτρων. Η συχνότητα f_{sc} αναγεννάται με διπλασιασμό της f_p και χρησιμοποιείται για την σύγχρονη αποδιαμόρφωση του $[L'(t) - R'(t)] \cdot \text{συν}2\pi f_{sc} \cdot t$

Το φάσμα του στερεοφωνικού σήματος έχει την μορφή:



Η διάταξη του στερεοφωνικού δέκτη περιλαμβάνει :



Το σύστημα είναι πλήρως συμβατό με τις απαιτήσεις του μονοφωνικού δέκτη, όπου μόνο το σήμα $L(t) + R(t)$ περνάει μέσα από το ζωνοπερατό φίλτρο και εμφανίζεται στο μεγάφωνο.

Προκειμένου ο μονοφωνικός δέκτης να έχει ικανοποιητική απόδοση το αθροιστικό σήμα $V_+ = L(t) + R(t)$ πρέπει να έχει την μεγαλύτερη δυνατή τιμή.

Για στερεοφωνική εκπομπή :

$$V_+ = L(t) + R(t)$$

$$V_- = [L(t) - R(t)] \cdot \cos(2\pi \cdot f_{sc} \cdot t)$$

Στην πράξη $L(t) \approx R(t)$, άρα $L(t) - R(t) \approx 0$ και επομένως η περισσότερη ισχύς πηγαίνει στο V_+ επιτρέποντας στον μονοφωνικό δέκτη να έχει ικανοποιητική λειτουργία.