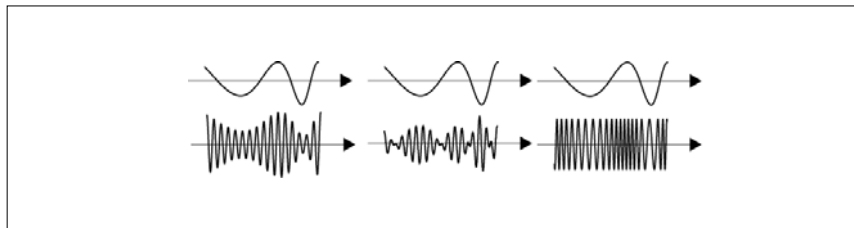


ΔΙΑΒΙΒΑΣΗ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΦΕΡΟΝΤΟΣ

Συστήματα Διαμόρφωσης Φέροντος

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ
(AMPLITUDE MODULATION - AM)

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΓΩΝΙΑΣ (ANGLE
MODULATION - FM-PM)



$$u(t) = A_c(1+m(t))\cos(2\pi f_c t)$$

Συμβατικό AM

$$u(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t)$$

AM-DSB-SC

FM

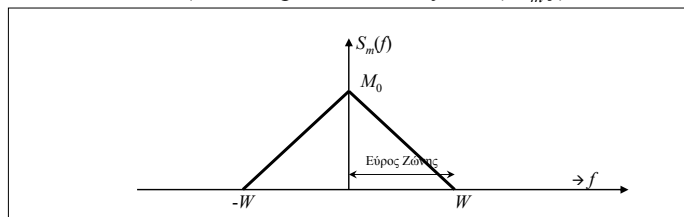
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ AM

- AM ΔΙΠΛΗΣ ΠΛΕΥΡΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ ΜΕ ΚΑΤΑΡΓΗΜΕΝΟΝ ΦΕΡΟΝ (DOUBLE SIDEBAND SUPPRESSED CARRIER - DSB-SC)

Σήμα DSB-SC στο πεδίο του χρόνου

$$u(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

Έστω $m(t)$ τυχαίο σήμα με Φασματική Πυκνότητα Ισχύος (Power Spectral Density-PSD) $S_m(f)$



Η Ισχύς του σήματος $m(t)$ ισούται με P_m :

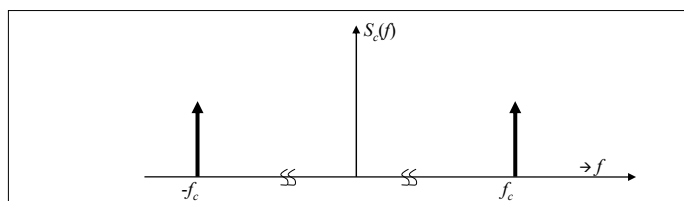
$$P_m = \int_{-\infty}^{\infty} M(f) df = 2WM_0$$

Σήμα Φέροντος

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c), \quad f_c \gg W$$

PSD (Φασματική Πυκνότητα Ισχύος) Φέροντος, $S_c(f)$

$$S_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$



Η Ισχύς του σήματος $c(t)$ ισούται με P_c :

$$P_c = \int_{-\infty}^{\infty} S_c(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] df \Rightarrow$$

$$P_c = \frac{A_c^2}{4} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \delta(f - f_c) df + \int_{-\infty}^{\infty} \delta(f + f_c) df \right] = \frac{A_c^2}{4} \times 2 \Rightarrow$$

$$P_c = \frac{A_c^2}{2}$$

Σήμα DSB-SC στο πεδίο του χρόνου

$$u(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

Η PSD (Φασματική Πυκνότητα Ισχύος) του $u(t)$, $S_u(f)$ αποδεικνύεται ότι υπολογίζεται ως η συνέλιξη των $S_m(f)$ και $S_c(f)$:

$$S_u(f) = S_m(f) * S_c(f)$$

δηλαδή

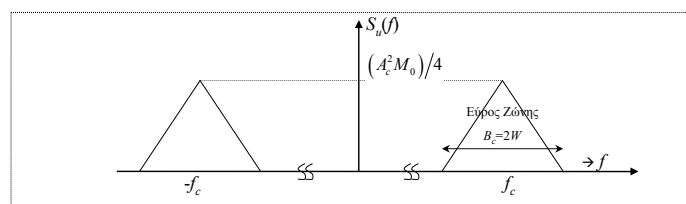
$$S_u(f) = S_m(f) * \frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] \Rightarrow$$

$$S_u(f) = \frac{A_c^2}{4} [S_m(f - f_c) + S_m(f + f_c)]$$

Σήμα DSB-SC στο πεδίο του χρόνου

$$u(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

Διάγραμμα του PSD $S_u(f)$



Η μέση ισχύς του $u(t)$, P_u υπολογίζεται ως:

$$P_u = \int_{-\infty}^{\infty} S_u(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_c^2}{4} [S_m(f - f_c) + S_m(f + f_c)] df \Rightarrow$$

$$P_u = 2 \frac{A_c^2 M_0}{4} 2W = \frac{A_c^2}{2} (2M_0 W) \Rightarrow$$

$$P_u = \frac{A_c^2}{2} P_m$$

Παράδειγμα1

Δίνεται ότι ως σήμα βασικής ζώνης χρησιμοποιείται το $m(t)=a\cos(2\pi f_m t)$. Να σχεδιάσετε το PSD (Φασματική Πυκνότητα Ισχύος) του DSB σήματος που προκύπτει και να υπολογίσετε τη μέση ισχύ του P_u

Απάντηση

$$S_m(f) = \frac{a^2}{4} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)]$$

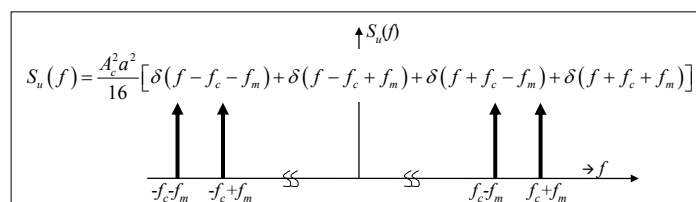
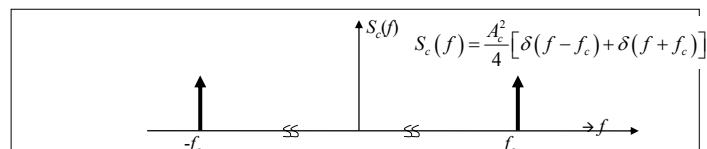
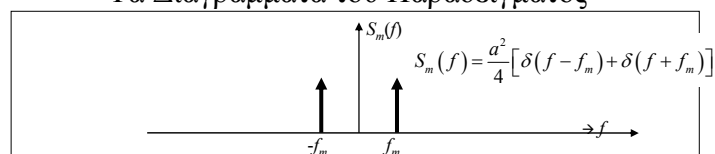
$$S_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$

$$S_u(f) = S_c(f) * S_m(f) = \left[\frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] \right] * \left[\frac{a^2}{4} [\delta(f - f_m) + \delta(f + f_m)] \right]$$

$$S_u(f) = \frac{A_c^2 a^2}{16} [\delta(f - f_c - f_m) + \delta(f - f_c + f_m) + \delta(f + f_c - f_m) + \delta(f + f_c + f_m)]$$

→ Συνέχεια

→ Συνέχεια

Τα Διαγράμματα του Παραδείγματος

→ Συνέχεια

→ Συνέχεια

Υπολογισμός Μέσης Ισχύος, P_w του Διαμορφωμένου Σήματος $u(t)$

Ένας από τους τρόπους υπολογισμού:

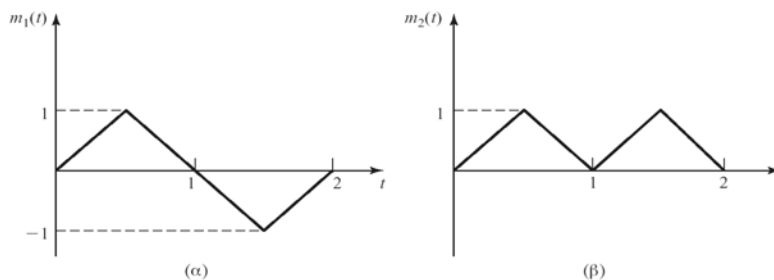
$$P_u = \int_{-\infty}^{\infty} S_u(f) df = \frac{A_c^2 a^2}{16} \int_{-\infty}^{\infty} [\delta(f - f_c - f_m) + \delta(f - f_c + f_m) + \delta(f + f_c - f_m) + \delta(f + f_c + f_m)] df$$

$$P_u = \frac{A_c^2 a^2}{16} \times 4$$

$$P_u = \frac{A_c^2 a^2}{4}$$

Παράδειγμα2

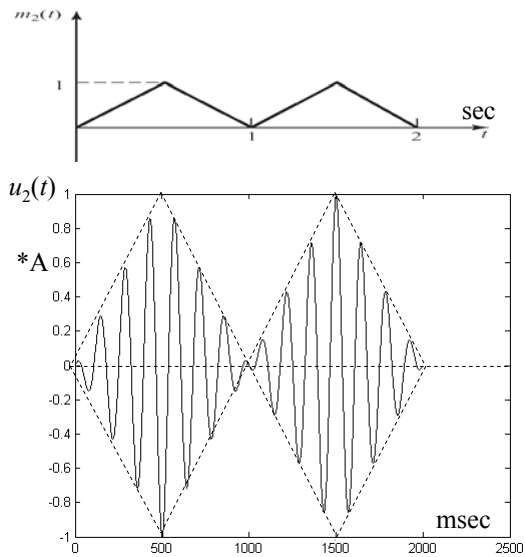
- Τα δύο σήματα (α) και (β) που δίδονται στο Σχήμα Π-3.3 διαμορφώνουν κατά DSB ένα φέρον σήμα $c(t) = A \cos 2\pi f_0 t$. Σχεδιάστε με ακρίβεια τα προκύπτοντα διαμορφωμένα σήματα ως συνάρτηση του χρόνου και σχολιάστε τις διαφορές και τις ομοιότητές τους.



Απάντηση

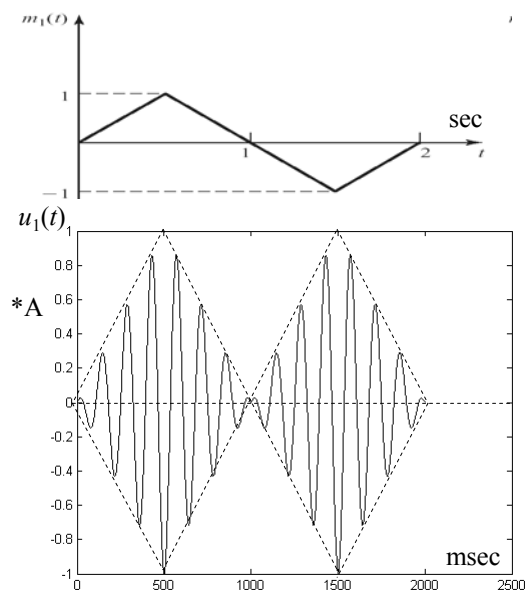
→ Συνέχεια

→ Συνέχεια



→ Συνέχεια

→ Συνέχεια

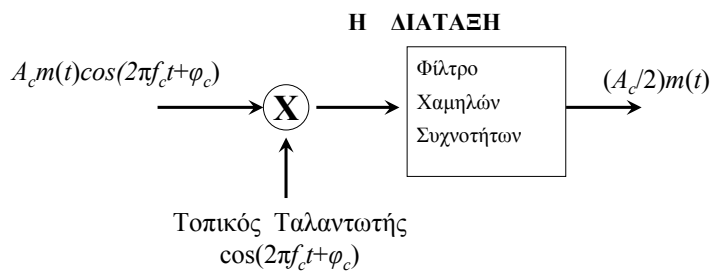


ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ DSB-SC

$$r(t) = u(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$$

ΣΥΜΦΩΝΗ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Phase Coherent or Synchronous Demodulator



ΟΙ ΣΧΕΣΕΙΣ

$$\begin{aligned} r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c) &= A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \cos(2\pi f_c t + \phi_c) = \\ &= \frac{A_c}{2} m(t) + \frac{A_c}{2} m(t) \cos(4\pi f_c t + 2\phi_c) \end{aligned}$$

Ο δεύτερος προσθετέος $\frac{A_c}{2} m(t) \cos(4\pi f_c t + 2\phi_c)$ περιέχει πολύ υψηλές συχνότητες και δεν μπορεί να περάσει από το LPF και γιαυτό στην έξοδο της διάταξης λαμβάνουμε μόνο

$$y(t) = (A_c/2) m(t)$$

Το Πρόβλημα της Άγνωστης Φάσης του Φέροντος.

Η λειτουργία της Σύμφωνης Αποδιαμόρφωσης δίνει πολύ καλά αποτελέσματα και χρησιμοποιείται τόσο στις Κλασσικές Επικοινωνίες όσο και στις Ψηφιακές Επικοινωνίες.

Παρουσιάζει όμως ένα πρόβλημα, το οποίο αν δεν φροντίσουμε να επιλυθεί, θα καταστρέψει το σήμα της εξόδου.

Το πρόβλημα είναι η φάση φ_c του σήματος λήψης. Η φάση αυτή δεν είναι εκ των προτέρων γνωστή στον δέκτη και έτσι ο τοπικός ταλαντωτής θα έχει φάση φ_L διαφορετική από φ_c οπότε το σήμα της εξόδου θα είναι

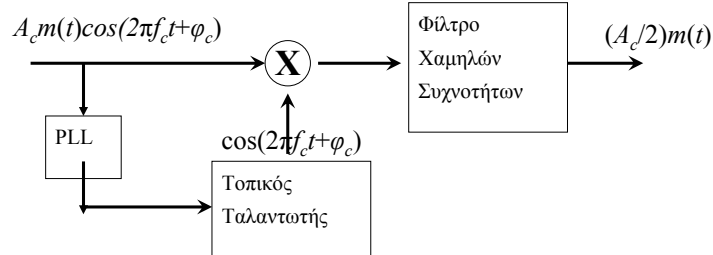
$$y(t) = (A_c/2)m(t)\cos(\varphi_c - \varphi_L)$$

Οπότε όταν $\varphi_c - \varphi_L$ διαφέρει από το μηδέν το $y(t)$ ελαττώνεται επικίνδυνα. Σε μερικές εφαρμογές θα δούμε ότι στην περίπτωση αυτή το σήμα εξόδου επιπλέον υποβαθμίζεται από περισσότερο θόρυβο ή ακόμα και αναμειγνύεται με άλλα ανεπιθύμητα σήματα.

Η επίλυση του προβλήματος της άγνωστης φάσης του φέροντος για την περίπτωση των αναλογικών συστημάτων, αλλά και για πολλά από τα Ψηφιακά Συστήματα, γίνεται με τη χρήση του ηλεκτρονικού *Κυκλώματος Κλειδώματος Φάσης* (Phase Locked Loop-PLL)

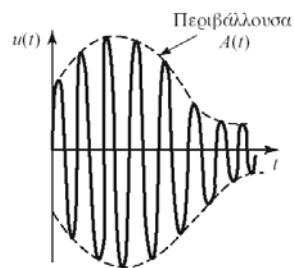
Το PLL ανιχνεύει τη φάση του φέροντος και οδηγεί τον τοπικό ταλαντωτή να έχει όσο το δυνατόν παραπλήσια φάση.

Η χρήση του PLL στην Σύμφωνη Αποδιαμόρφωση



ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ (AM)

$$u(t) = A_c [1 + m(t)] \cos(2\pi f_c t + \phi_c) \quad |m(t)| \leq 1$$



Γενικότερα ορίζεται: $m_n(t) = m(t) / \max|m(t)|$ οπότε:

$$u(t) = A_c [1 + a m_n(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

α: καλείται δείκτης διαμόρφωσης

Μέση Ισχύς και PSD του Συμβ. AM Σήματος

$$u(t) = A_c (1 + am_n(t)) \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$$

$$u(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c) + A_c am_n(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$$

Επομένως:

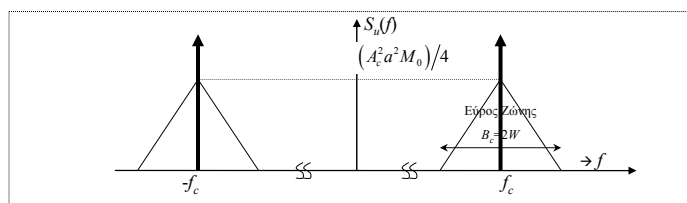
$$P_u = \frac{A_c^2}{2} + \frac{(A_c a)^2 P_{mn}}{2}$$

$$P_u = \frac{A_c^2}{2} (1 + a^2 P_{mn})$$

Η παράμετρος P_{mn} είναι μέγεθος χωρίς διάσταση με τιμή μικρότερη της μονάδας και το ίδιο συμβαίνει με το a . Μπορείτε λοιπόν να διαπιστώσετε ότι πολύ περισσότερο από 50% της ισχύος βρίσκεται πάνω στο φέρον.

Για τον υπολογισμό του PSD θυμηθείτε το PSD του DSB και

$$P_u(f) = \frac{A_c^2}{4} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{A_c^2 a^2}{4} [P_{mn}(f - f_c) + P_{mn}(f + f_c)]$$



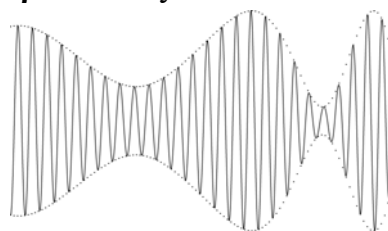
Αποδιαμόρφωση Συμβ. AM

Η σύμφωνη αποδιαμόρφωση μπορεί να εφαρμοστεί και στο Συμβ. AM, αλλά στην πράξη χρησιμοποιείται η *Αποδιαμόρφωση Περιβάλλουσας (Envelope Demodulation)* η οποία δεν απαιτεί χρήση PLL.

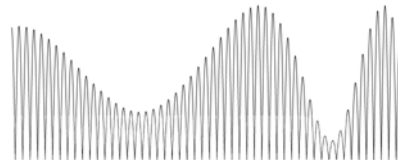
Στην Αποδιαμόρφωση Περιβάλλουσας λαμβάνεται η απόλυτος τιμή του διαμορφωμένου σήματος $u(t)$ και στη συνέχεια δημιουργείται ή *Μεταβαλλόμενη Μέση Τιμή (Moving Average)* αυτής

Αποδιαμόρφωση Περιβάλλουσας

$$u(t) = A_c (1 + am_n(t)) \cos(2\pi f_c t + \phi_c)$$



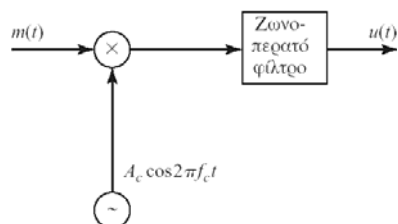
$$|u(t)|$$



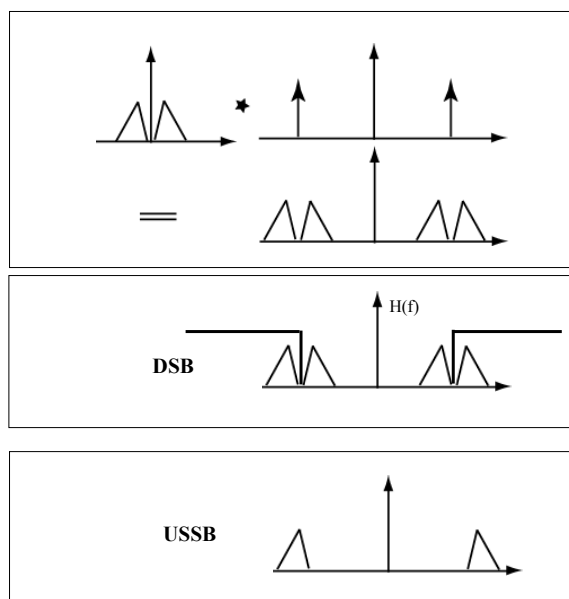
$$1 + am_n(t)$$



ΑΜ ΜΟΝΗΣ ΠΛΕΥΡΙΚΗΣ ΖΩΝΗΣ (Single Sideband SSB)



Σχήμα 3.9 Δημιουργία ενός σήματος ΑΜ μονής πλευρικής ζώνης φιλτράροντας μία από τις δύο πλευρικές ζώνες ενός DSB ΑΜ σήματος.



ΜΕ ΠΑΡΟΜΟΙΟ ΤΡΟΠΟ ΔΗΜΙΟΥΡΓΕΙΤΑΙ ΤΟ LSSB

ΠΩΣ ΘΜΩΣ ΘΑ ΥΛΟΠΟΙΗΘΕΙ Η ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ
ΤΟΥ USSB Ή ΤΟΥ LSSB ?

ΑΣ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΟΥΜΕ ΤΗΝ ΕΞΙΣΩΣΗ ΕΝΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ USSB!

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| > f_c \\ 0, & \text{αλλιώς} \end{cases} \quad H(f) = u_{-1}(f - f_c) + u_{-1}(-f - f_c)$$

Ο Μετασχηματισμός Fourier ενός Σήματος USSB!

$$U_u(f) = A_c M(f - f_c) u_{-1}(f - f_c) + A_c M(f + f_c) u_{-1}(-f - f_c)$$

$$U_u(f) = A_c M(f) u_{-1}(f) |_{f=f-f_c} + A_c M(f) u_{-1}(-f) |_{f=f+f_c}$$

$$u_u(t) = A_c m(t) \star \mathcal{F}^{-1}[u_{-1}(f)] e^{j2\pi f_c t} + A_c m(t) \star \mathcal{F}^{-1}[u_{-1}(-f)] e^{-j2\pi f_c t}$$

$$\mathcal{F} \left[\frac{1}{2} \delta(t) + \frac{j}{2\pi t} \right] = u_{-1}(f)$$

$$\mathcal{F} \left[\frac{1}{2} \delta(t) - \frac{j}{2\pi t} \right] = u_{-1}(-f)$$

$$u_u(t) = A_c m(t) \star \left[\frac{1}{2} \delta(t) + \frac{j}{2\pi t} \right] e^{j2\pi f_c t} + A_c m(t) \star \left[\frac{1}{2} \delta(t) - \frac{j}{2\pi t} \right] e^{-j2\pi f_c t}$$

$$u_u(t) = A_c m(t) * \left[\frac{1}{2} \delta(t) + \frac{j}{2\pi t} \right] e^{j2\pi f_c t} + A_c m(t) * \left[\frac{1}{2} \delta(t) - \frac{j}{2\pi t} \right] e^{-j2\pi f_c t}$$

$$u_u(t) = A_c \frac{e^{j2\pi f_c t} + e^{-j2\pi f_c t}}{2} [m(t) * \delta(t)] - A_c \frac{e^{j2\pi f_c t} - e^{-j2\pi f_c t}}{2j} \left[m(t) * \frac{1}{\pi t} \right]$$

Μετασχηματισμός

$$[m(t) * \delta(t)] = m(t)$$

Hilbert

$$\left[m(t) * \frac{1}{\pi t} \right]^{\text{ορσ}} = \hat{m}(t)$$

Τελικά η Αλγεβρική Εξίσωση ενός SSB είναι:

Η ΕΞΙΣΩΣΗ ΕΝΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ USSB!

$$u_u(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) - A_c \sin(2\pi f_c t) \hat{m}(t)$$

Η ΕΞΙΣΩΣΗ ΕΝΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ LSSB!

$$u_u(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) m(t) + A_c \sin(2\pi f_c t) \hat{m}(t)$$

Μετασχηματισμός

Hilbert

$$\left[m(t) * \frac{1}{\pi t} \right]^{\text{ορσ}} = \hat{m}(t)$$

ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ SSB

Σύμφωνη Αποδιαμόρφωση

$$r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) = u_{SSB}(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos \phi \pm \frac{1}{2} A_c \hat{m}(t) \sin \phi + \text{όροι διπλάσιας συχνότητας}$$

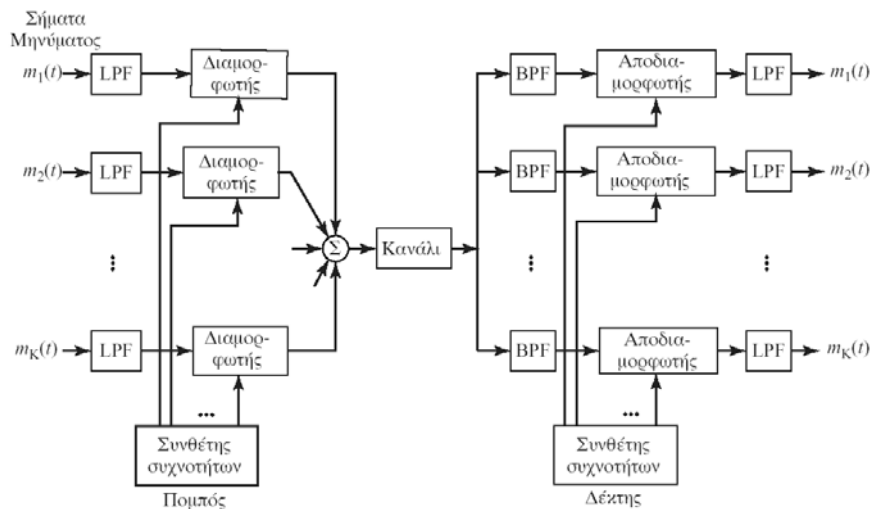
Και μετά την απόρριψη των υψηλών συχνοτήτων

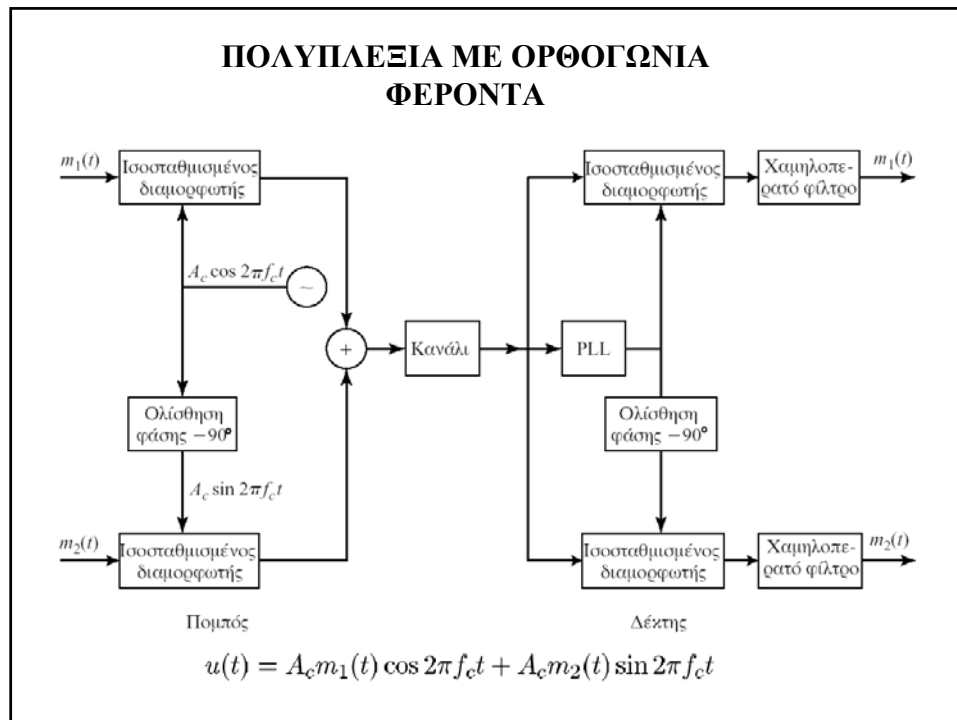
$$y_\ell(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos \phi \pm \frac{1}{2} A_c \hat{m}(t) \sin \phi$$

Από την τελευταία σχέση γίνεται πάλι φανερή ή ανάγκη να ισχύει $\phi=0!$

ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΣΗΜΑΤΩΝ SSB

Πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας πολλαπλών σημάτων.





ΑΣΚΗΣΕΙΣ

Πρόβλημα 1

Το σήμα μηνύματος $m(t) = 2\cos 400t + 4\sin(500t + \pi/3)$ διαμορφώνει το φέρον $c(t) = 4\cos 8000\pi t$, χρησιμοποιώντας διαμόρφωση κατά πλάτος DSB. Βρείτε την PSD (Φασματική πυκνότητα ισχύος) και τη μέση ισχύ του διαμορφωμένου σήματος.

Πρόβλημα 2

Το σήμα διαμόρφωσης

$$m(t) = 2 \cos 4000\pi t + 5 \cos 6000\pi t$$

πολλαπλασιάζεται με το σήμα

$$c(t) = 100 \cos 2\pi f_c t$$

όπου $f_c = 50$ KHz. Προσδιορίστε και σχεδιάστε τη φασματική πυκνότητα ισχύος του DSB σήματος.

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

Πρόβλημα 3

Ένα AM σήμα έχει τη μορφή

$$u(t) = [20 + 2 \cos 3000\pi t + 10 \cos 6000\pi t] \cos 2\pi f_c t$$

όπου $f_c = 10^5$ Hz.

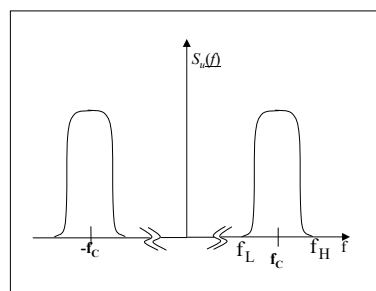
1. Σχεδιάστε το
2. Υπολογίστε την ισχύ της κάθε μιας από τις συνιστώσες συχνότητας.
3. Βρείτε το δείκτη διαμόρφωσης.
4. Προσδιορίστε την ισχύ στις πλευρικές ζώνες, την ολική ισχύ, και το λόγο της ισχύος στις πλευρικές ζώνες προς την ολική ισχύ.

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΓΩΝΙΑΣ

Μαθηματική Αναπαράσταση Ζωνοπερατού
Σήματος (με σταθερό πλάτος)

$$u(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi(t))$$

PSD Ζωνοπερατού Σήματος



Παράμετροι του Ζωνοπερατού Σήματος

1. Πλάτος Σήματος: A_c

2. Στιγμαία Γωνία του Σήματος:

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \phi(t)$$

3. Στιγμαία Φάση του Σήματος:

$$\phi(t) = \theta(t) - 2\pi f_c t$$

4. Στιγμαία Συχνότητα Σήματος:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

Έστω $m(t)$: το διαμορφούν σήμα

Διαμόρφωση Φάσης PM

$$\phi(t) = k_p m(t)$$

Η Εξίσωση του σήματος PM

$$u(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + k_p m(t))$$

Διαμόρφωση Συχνότητας FM

$$f_i(t) - f_c = k_f m(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t)$$

Η Εξίσωση του σήματος FM

$$u(t) = A_c \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right)$$

Στιγμιαία Φάση Σήματος Διαμορφωμένου κατά Γωνία:

$$\phi(t) = \begin{cases} k_p m(t), & \text{PM} \\ 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau, & \text{FM} \end{cases}$$

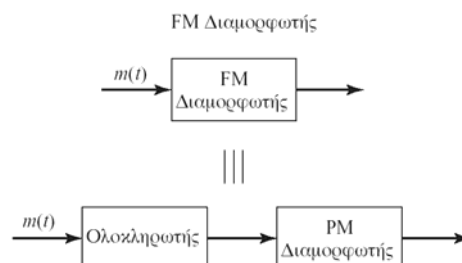
Στιγμιαία Συχνότητα Σήματος Διαμορφωμένου κατά Γωνία:

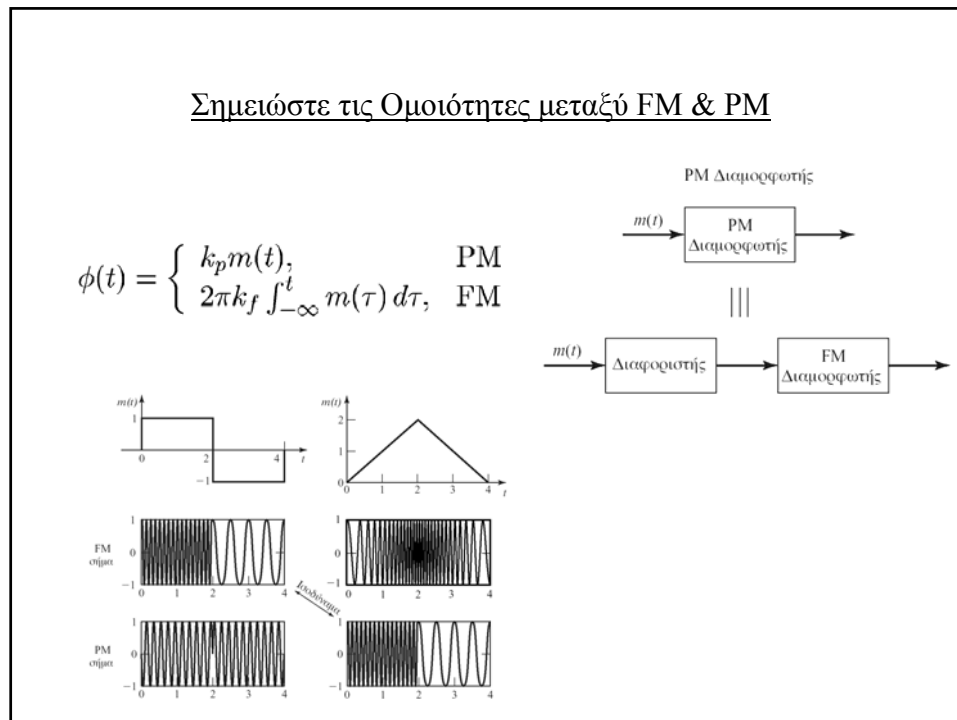
$$f_i(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$\frac{d}{dt}\phi(t) = \begin{cases} k_p \frac{d}{dt}m(t), & \text{PM} \\ 2\pi k_f m(t), & \text{FM} \end{cases}$$

Σημειώστε τις Ομοιότητες μεταξύ FM & PM

$$\phi(t) = \begin{cases} k_p m(t), & \text{PM} \\ 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau, & \text{FM} \end{cases}$$





Μέγιστη Απόκλιση φάσης σε ένα σήμα PM

$$\Delta\phi_{\max} = k_p \max[|m(t)|]$$

Μέγιστη Απόκλιση Συχνότητας σε ένα σήμα FM

$$\Delta f_{\max} = k_f \max[|m(t)|]$$

ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΣΕ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ενός κατά Γωνία Διαμορφωμένου Σήματος

Για την περίπτωση που το διαμορφωμένο κατά γωνία σήμα προκύπτει γενικά από ένα μη περιοδικό, αλλά νομοτελειακό σήμα μηνύματος $m(t)$, η λεπτομερής εξέταση των φασματικών χαρακτηριστικών του πρώτου, παρουσιάζει αυξημένη πολυπλοκότητα λόγω της μη γραμμικής φύσης της διαδικασίας διαμόρφωσης. Εντούτοις υπάρχει μια προσεγγιστική σχέση για το ενεργό εύρος-ζώνης του διαμορφωμένου σήματος, γνωστής ως ο κανόνας του Carson, και δίνεται από την

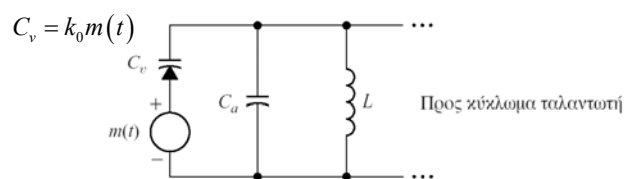
$$B_c = 2(\beta + 1)W \quad (3.3.45)$$

όπου β είναι ο δείκτης διαμόρφωσης που ορίζεται ως

$$\beta = \begin{cases} k_p \max[|m(t)|], & \text{PM} \\ \frac{k_f \max[|m(t)|]}{W}, & \text{FM} \end{cases} \quad (3.3.46)$$

Υλοποίηση Διαμορφωτών και Αποδιαμορφωτών Γωνίας

1. Μέσω Ταλαντωτή με Δίοδο Varactor



$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_a + k_0 m(t))}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_a}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{k_0}{C_a} m(t)\right)}}$$

$$f_i(t) = f_c \left(1 + \frac{k_0}{C_a} m(t)\right)^{-1/2} = f_c \left(1 - \frac{k_0}{2C_a} m(t)\right)$$

Λόγω της έντονης μη γραμμικότητας που υπάρχει στον προηγούμενο τύπο η γραμμική προσέγγιση ισχύει μόνο για πολύ μικρές τιμές του $m(t)$, και επομένως με δίοδο varactor μπορεί να υλοποιηθεί μόνο FM πολύ μικρού δείκτη διαμόρφωσης γνωστού και ως “FM Στενής Ζώνης”.

Εξίσωση Σήματος FM Στενής Ζώνης

$$u(t) = \cos \left[2\pi f_c t + \underbrace{k_f 2\pi \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau}_{\ll 1 \text{ rad}} \right]$$

Και με καλή προσέγγιση:

$$\Rightarrow u(t) = \cos(2\pi f_c t) + k_f 2\pi \left[\int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \sin(2\pi f_c t)$$

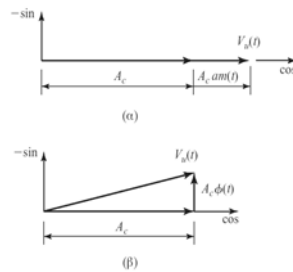
Εξίσωση Σήματος FM Στενής Ζώνης

$$\Rightarrow u(t) = \cos(2\pi f_c t) + k_f 2\pi \left[\int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right] \sin(2\pi f_c t)$$

Η τελευταία Εξίσωση του FM στενής ζώνης με την πρώτη ματιά ομοιάζει με την εξίσωση ενός Συμβ. AM

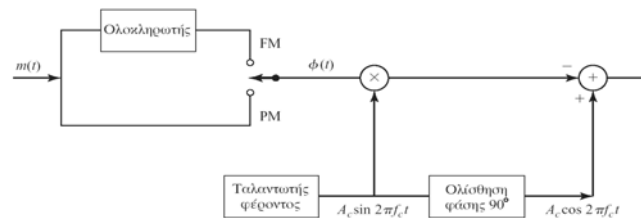
Στην πραγματικότητα όμως τα δύο αυτά συστήματα είναι διαφορετικά. Μπορούμε να το διαπιστώσουμε χρησιμοποιώντας τα αντίστοιχα διαγράμματα Phasors

Phasor Διάγραμμα για AM (α) & FM (β)



Σχήμα 3.27 Διάγραμμα με φάσορες συμβατικού AM (α) και διαμόρφωσης στενής-ζώνης (β).

Το πιο πάνω διάγραμμα Phasors του FM μας οδηγεί σε μια ακόμα τεχνική υλοποίηση σήματος FM Στενής Ζώνης.



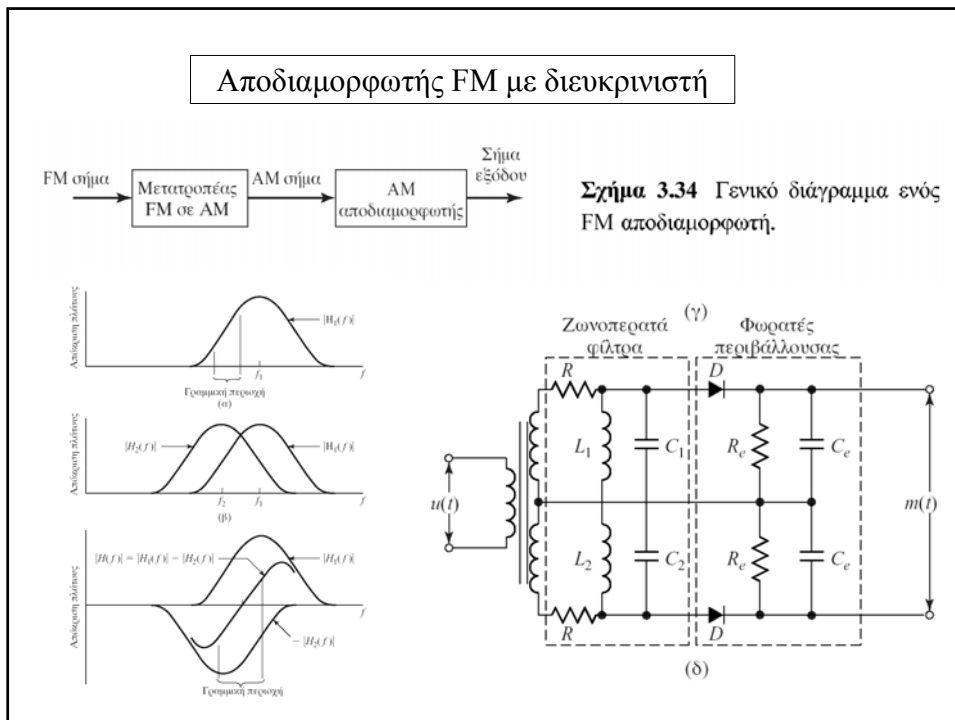
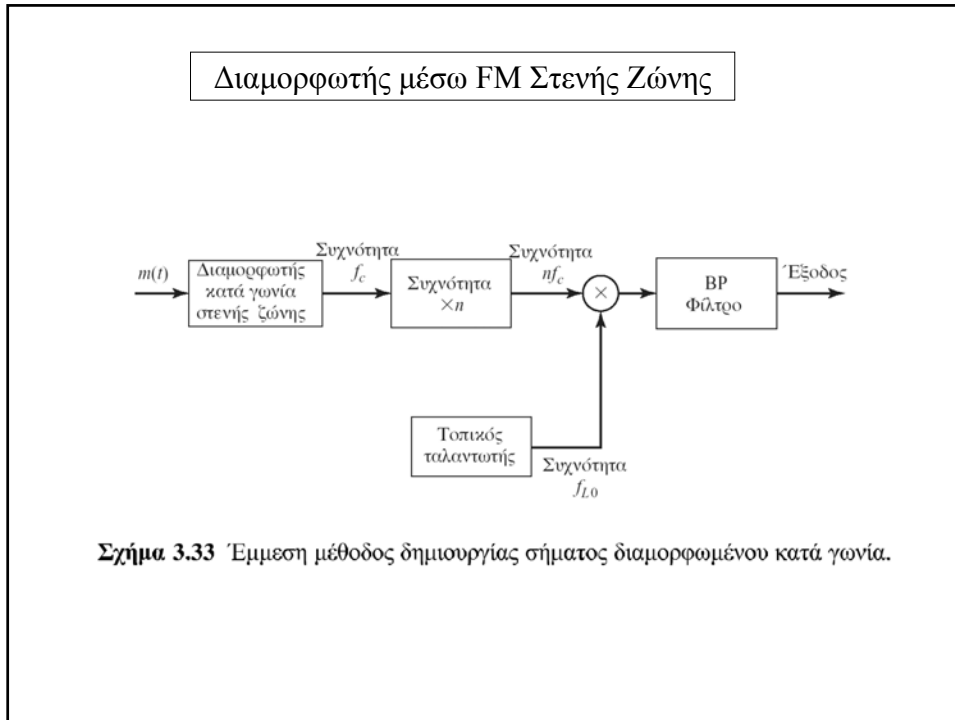
Υλοποίηση FM Ευρείας Ζώνης μέσω FM Στενής Ζώνης

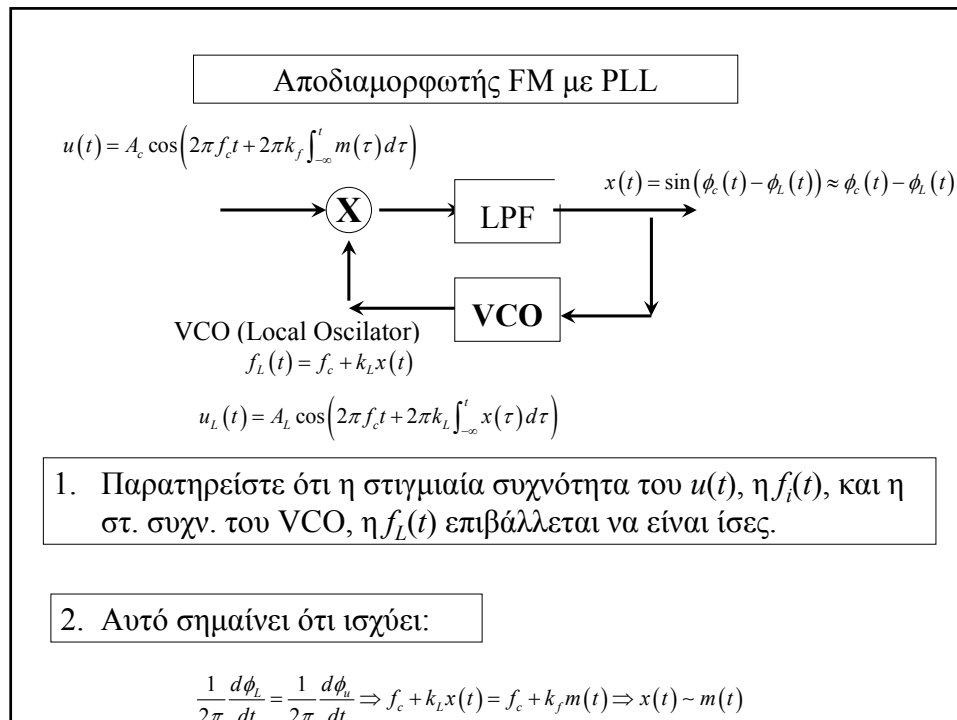
FM Ευρείας Ζώνης μπορούμε να υλοποιήσουμε όταν πολλαπλασιάσουμε τη συχνότητα ενός FM στενής ζώνης.
Για παράδειγμα:

$$u(t) = \cos \left[2\pi f_c t + \underbrace{k_f 2\pi \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau}_{\ll 1 \text{ rad}} \right]$$

Και πολλαπλασιάζοντας τη στιγμιαία συχνότητα επί n , έναν μεγάλο θετικό αριθμό

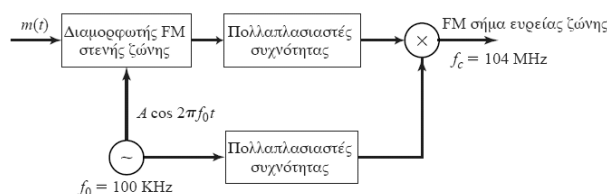
$$u(t) = \cos \left[2\pi n f_c t + n k_f 2\pi \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$$



**Πρόβλημα 4**

Ένα σήμα FM ευρείας ζώνης μπορεί να δημιουργηθεί κατασκευάζοντας πρώτα ένα σήμα FM στενής ζώνης και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας πολλαπλασιασμό συχνότητας για να επεκταθεί το εύρος-ζώνης του σήματος. Στο Σχήμα 11-3.28 φαίνεται ένα τέτοιο διάγραμμα, το οποίο καλείται **FM διαμορφωτής τύπου-Armstrong**. Το FM σήμα στενής ζώνης έχει δείκτη διαμόρφωσης $\beta_f = 0.1$ για να να ελέγχεται η παραμόρφωση.

1. Αν το σήμα μηνύματος έχει εύρος-ζώνης 15 KHz και η συχνότητα εξόδου του ταλαντωτή είναι 100 KHz, προσδιορίστε τον πολλαπλασιασμό συχνότητας που είναι αναγκαίος για να δημιουργηθεί ένα FM σήμα σε συχνότητα φέροντος $f_c = 104$ MHz και απόκλιση συχνότητας $f = 75$ KHz.
2. Αν η ακρίβεια της συχνότητας φέροντος για το σήμα ευρείας ζώνης FM πρέπει να είναι ± 2 Hz, να προσδιοριστεί η μέγιστη επιτρεπόμενη ολίσθηση του ταλαντωτή των 100 KHz.



Η ΥΛΗ ΠΟΥ ΔΙΔΑΧΘΗΚΑΤΕ

ΑΠΟ ΤΟ ΒΙΒΛΙΟ ΤΩΝ PROAKI-SALEHI

ΠΑΡΑΓΡΑΦΟΙ

3.1,3.2(χωρίς την 3.2.4 και χωρίς αποδιαμόρφωση VSB σημάτων),3.3(χωρίς 3.3.2 και σύντομα την 3.3.3)