

ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

1ο Τμήμα (Α - Κ): Αμφιθέατρο 4, Νέα Κτίρια ΣΗΜΜΥ

Διαμόρφωση Πλάτους

Ασκήσεις 3.6, 3.7, 3.9, 3.14, 3.18

καθ. Βασίλης Μάγκλαρης

maglaris@netmode.ntua.gr

www.netmode.ntua.gr

Τρίτη 19/3/2019

Άσκηση 3.6

Φωρατής Τετραγωνικού Νόμου (Αποδιαμόρφωση μέσω Square-law Detector):

$$v_2(t) = a_1 v_1(t) + a_2 v_1^2(t)$$

Είσοδος: $v_1(t) = A_c[1 + k_a m(t)]\cos(2\pi f_c t)$

α) Έξοδος:

$$\begin{aligned} v_2(t) &= a_1 v_1(t) + a_2 v_1^2(t) = \\ &a_1 A_c [1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} a_2 A_c^2 [1 + 2k_a m(t) + k_a^2 m^2(t)] [1 + \cos(4\pi f_c t)] \\ &\text{επειδή } \cos(4\pi f_c t) = 2 \cos^2(2\pi f_c t) - 1 \end{aligned}$$

β) Για την αποδιαμόρφωση, η έξοδος $v_2(t)$ θα προωθηθεί σε low-pass filter που θα κόψει παράγοντες με $\cos(2\pi f_c t)$ και $\cos(4\pi f_c t)$. Προκύπτει σήμα

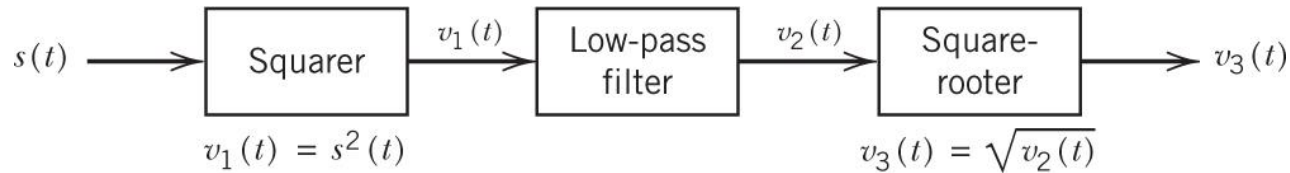
$$v_0(t) = \frac{1}{2} a_2 A_c^2 [1 + 2k_a m(t) + k_a^2 m^2(t)]$$

Το $v_0(t)$ περιλαμβάνει το ζητούμενο $2k_a m(t)$ με παραμόρφωση που προκύπτει από τον όρο $k_a^2 m^2(t)$. Για να είναι ο λόγος ζητούμενου σήματος προς παραμόρφωση $2/[k_a m(t)]$ ανεκτός θα πρέπει το **ποσοστό διαμόρφωσης** $100 \times \max_t |k_a m(t)|$ να είναι σημαντικά μικρότερο από την ελάχιστη τιμή 100%

ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ – 1ο Τμήμα

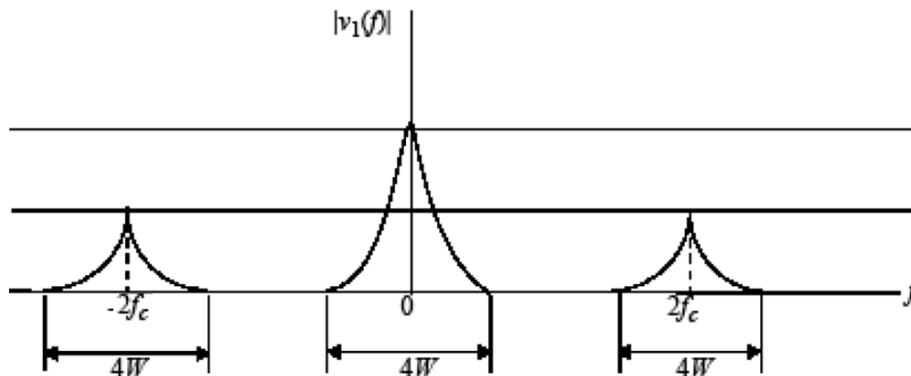
Άσκηση 3.7

Αποδιαμόρφωση AM μέσω μη-γραμμικών Φίλτρων Τετραγωνισμού



$$v_1(t) = A_c^2 [1 + k_a m(t)]^2 \cos^2(2\pi f_c t) = \frac{A_c^2}{2} [1 + k_a m(t)]^2 [1 + \cos(4\pi f_c t)]$$

Αν το $m(t)$ έχει bandwidth $(-W, W)$ Hz, το φάσμα $V_1(f)$ της $v_1(t)$ δίνεται από το σχήμα κατωτέρω: Ο κεντρικός λοβός αντιστοιχεί στο φάσμα της $[1 + k_a m(t)]^2$ το οποίο καταλαμβάνει διπλάσια ζώνη $(-2W, 2W)$ (προκύπτει από τον Μετασχηματισμό Fourier γινομένου χρονικών συναρτήσεων που οδηγεί σε **συνέλιξη** των επιμέρους Μετασχηματισμών*)



Αν $f_c > 2W$, $2f_c - 2W > 2W$ και με βαθυπερατό φίλτρο αποκόβουμε τις συχνότητες εκτός του κεντρικού λοβού

οπότε απομένει $v_2(t) = \frac{A_c^2}{2} [1 + k_a m(t)]^2$
Τελικά η έξοδος της διάταξης τετραγωνικής ρίζας θα δώσει

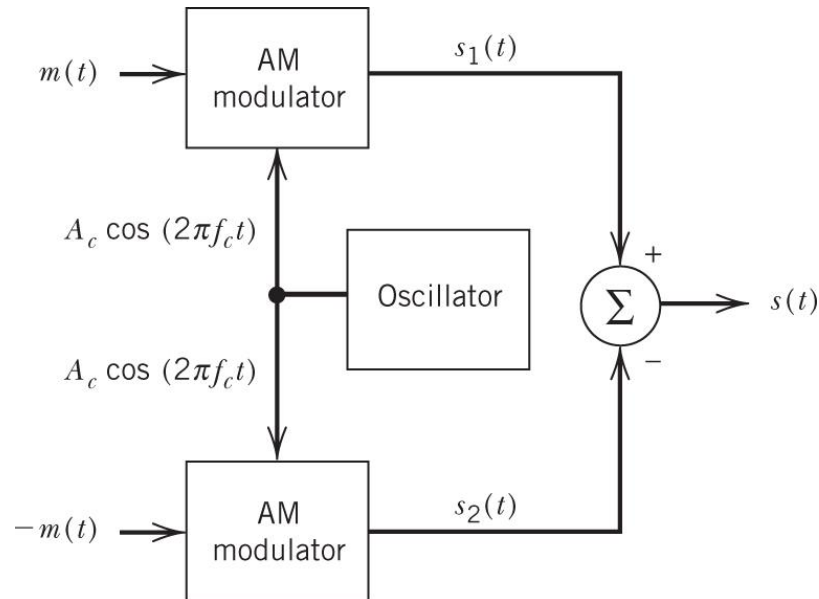
$$v_3(t) = \frac{A_c}{\sqrt{2}} [1 + k_a m(t)]$$

* Αν $m(t) = \int_{-W}^W e^{j2\pi ft} M(f) df$ τότε $m^2(t) = m(t) \times m(t) = \int_{-2W}^{2W} e^{j2\pi ft} \left\{ \int_{-W}^W M(\lambda) M(f - \lambda) d\lambda \right\} df$
συνέλιξη $M(f) * M(f)$

ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ – 1ο Τμήμα

Άσκηση 3.9

Balanced Modulator για DSB-SC



Με **AM Modulators** ίσων παραμέτρων A_c, k_a έχουμε:

$$s_1(t) = A_c[1 + k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

$$s_2(t) = A_c[1 - k_a m(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

και

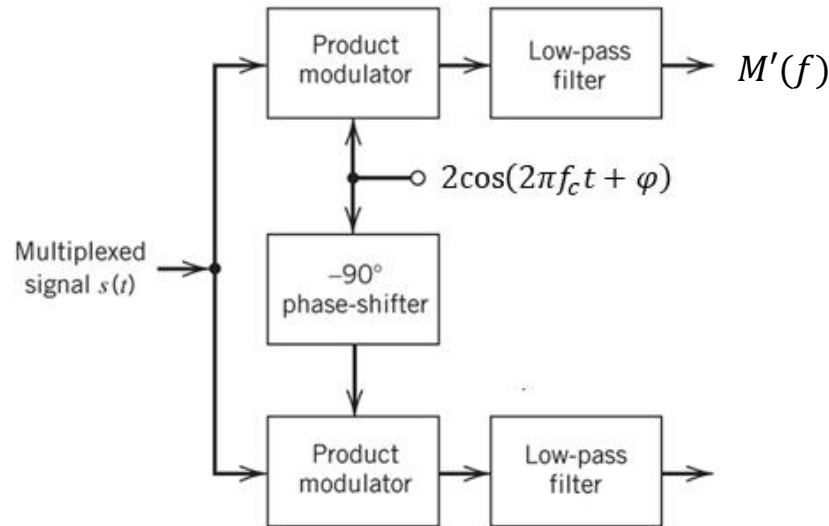
$$s(t) = s_1(t) - s_2(t) = 2k_a A_c m(t) \cos(2\pi f_c t)$$

που αντιστοιχεί σε διαμόρφωση **DSB-SC**

ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ – 1ο Τμήμα

Άσκηση 3.14

Δέκτης QAM με Ταλαντωτή Συχνότητας f_c και Διαφορά Φάσης φ (παραμόρφωση cross-talk)



Το πολυπλεγμένο σήμα που λαμβάνεται στον δέκτη QAM είναι:

$$s(t) = A_c m_1(t) \cos(2\pi f_c t) + A_c m_2(t) \sin(2\pi f_c t)$$

Θεωρώ πως τα σήματα $m_1(t) \leftrightarrow M_1(f)$ και $m_2(t) \leftrightarrow M_2(f)$ έχουν βασική ζώνη διέλευσης W και πως $f_c \gg W$

Αν ταλαντωτής του δέκτη QAM εισάγει απόκλιση φάσης φ τότε δημιουργείται πρόβλημα στο διαχωρισμό των $m_1(t)$, $m_2(t)$, ακόμα και για μικρές αποκλίσεις φάσης:

Με ιδεατό Low-pass filter που αποκόβει συχνότητες $f > W$ και δεδομένου ότι

$$2\cos(2\pi f_c t + \varphi) = \cos(2\pi f_c t) \cos \varphi - \sin(2\pi f_c t) \sin \varphi$$

προκύπτει πως η πάνω έξοδος του δέκτη θα έχει Μετασχηματισμό Fourier (φάσμα):

$$M'(f) = \frac{A_c}{2} [\cos \varphi \cdot M_1(f) - \sin \varphi \cdot M_2(f)]$$

που εισάγει συχνότητες του σήματος $m_2(t)$ στο φάσμα του $m_1(t)$ (cross-talk) ανάλογες του $\sin \varphi \cong \varphi$

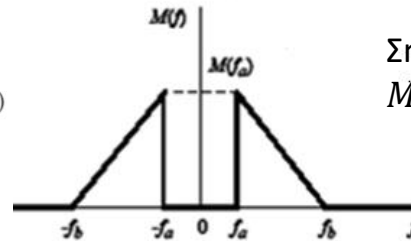
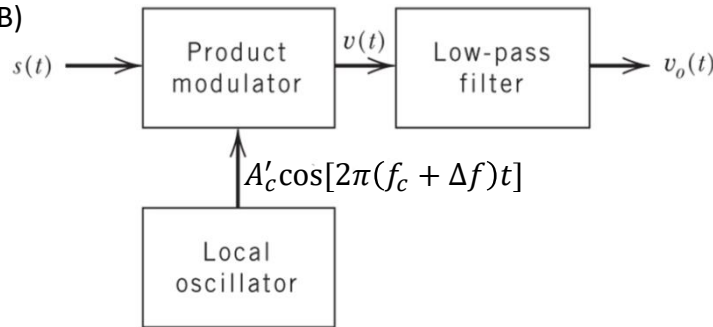
ΣΤΟΧΑΣΤΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ – 1ο Τμήμα

Άσκηση 3.18

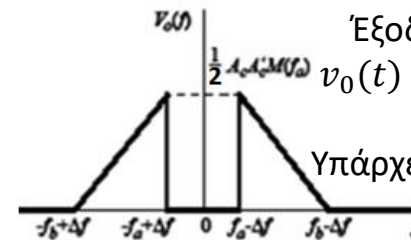
Αποδιαμόρφωση SSB-USB από συχνότητα φέροντος f_c με απόκλιση Δf στον Ταλαντωτή του Δέκτη

$$s(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) - A_c m_h(t) \sin(2\pi f_c t)$$

(SSB-USB)



Σήμα Baseband: $m(t) \leftrightarrow M(f)$
 $M(f) = 0, |f| \leq f_a \text{ ή } |f| > f_b$
 Υπάρχει κενό στις (f_a, f_{-a})



Έξοδος αποδιαμορφωτή SSB-USB:
 $v_o(t) \leftrightarrow V_o(f)$ με απόκλιση συχνότητας Δf ,
 $f_a > \Delta f > 0$
 Υπάρχει μικρότερο κενό στις $(f_a - \Delta f, f_{-a} + \Delta f)$

$$\cos(A) \cos(B) = \frac{1}{2} [\cos(A+B) + \cos(A-B)]$$

$$\sin(A) \cos(B) = \frac{1}{2} [\sin(A+B) + \sin(A-B)]$$

- Η απόκλιση Δf δημιουργεί παραμόρφωση του σήματος στο δέκτη που πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο σήμα με $A'_c \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t]$ και δημιουργεί το $v(t) = s(t)A'_c \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] =$
 $A_c [m(t) \cos(2\pi f_c t) - m_h(t) \sin(2\pi f_c t)] A'_c \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] = A_c A'_c m(t) \cos(2\pi f_c t) \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] -$
 $A_c A'_c m_h(t) \sin(2\pi f_c t) \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] = \frac{1}{2} A_c A'_c m(t) \cos(2\pi \Delta f \cdot t) - A_c A'_c m_h(t) \sin(-2\pi \Delta f \cdot t) + \dots$ όροι σε ανώτερες συχνότητες του $2f_c$ οι οποίες φιλτράρονται από βαθυπερατό φίλτρο (Low-pass Filter)
- Μετά το φίλτρο η έξοδος του δέκτη $v_o(t)$ είναι **σαν διαμόρφωση SSB-USB** του $m(t)$ σε φέρουσα συχνότητα $(-\Delta f)$

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_c A'_c \{m(t) \cos[2\pi(-\Delta f) \cdot t] - m_h(t) \sin[2\pi(-\Delta f) \cdot t]\}$$

Αποτέλεσμα: Σε μετάδοση SSB-USB, απόκλιση $\Delta f > 0$ στον Ταλαντωτή Δέκτη προκαλεί παραμόρφωση λόγω μετατόπισης του φάσματος USB κατά $(-\Delta f)$ προς τη τιμή $f = 0$ αριστερά και του LSB κατά Δf προς τα δεξιά. Άρα το κενό συχνοτήτων $(-f_a, f_a)$ στο φάσμα baseband $M(f)$ συρρικνώνεται κατά $2\Delta f$