

ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΙΑ #1

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.

7^ο ΕΞΑΜΗΝΟ

Όνομα : Μπεκιάρης Θεοφάνης

A.E.M. : 8200

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2018

Πίνακας περιεχομένων

Εργασία #1 : Σχεδίαση Κατωδιαβατών φίλτρων.....	3
Προδιαγραφές Φίλτρου.....	3
Α. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου.....	3
• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	3
Τάξη φίλτρου.....	3
Συχνότητα ημίσειας ισχύος.....	4
Υπολογισμός πόλων και ριζών.....	5
Κυκλωματική σχεδίαση φίλτρου.....	7
• Ρύθμιση Κέρδους.....	10
• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς Μονάδων.....	11
Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB.....	14
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM.....	18

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Εργασία #1 : Σχεδίαση Κατωδιαβατών φίλτρων

ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ Inverse Chebyshev

Προδιαγραφές Φίλτρου

Οι προδιαγραφές σύμφωνα με την εκφώνηση προκύπτουν από τους παρακάτω τύπους. Άρα για ΑΕΜ:8200 το κατωδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev πρέπει να πληρεί τις παρακάτω προδιαγραφές συχνότητας και απόσβεσης :

$$f_p = 1.1 \cdot (3+1) = 4.4 \text{ KHz} \quad f_s = 2.1 \cdot f_p = 9.24 \text{ KHz}$$

και

$$a_{\max} = 0.6 + (1 - 5) / 16 = 0.35 \text{ dB} \quad a_{\min} = 23 + (1 - 5) \cdot 3/4 = 20 \text{ dB}$$

Α. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Τάξη φίλτρου

Στο πλαίσιο της διαδικασίας σχεδίασης θα πρέπει αρχικά να υπολογίσουμε την τάξη του φίλτρου που απαιτείται. Για να γίνει αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο (chapter09 σελίδα 49 τύπος 9-137):

$$n = \frac{\cosh^{-1} \left[\left(10^{a_{\min}/10} - 1 \right) / \left(10^{a_{\max}/10} - 1 \right) \right]^{1/2}}{\cosh^{-1} \left(\frac{1}{\omega_p} \right)}$$

Ο παραπάνω τύπος ισχύει για τη κανονικοποιημένη συχνότητα ω_p ως προς ω_s (άρα $\omega_s=1$).

Έχουμε αρχικά:

$$\omega_{p0} = 2\pi \cdot f_p = 27632 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_{s0} = 2\pi \cdot f_s = 58027 \text{ rad/sec}$$

Μετά από την κανονικοποίηση των συχνοτήτων έχουμε:

$$\omega_p = 27632 / 58027 = 0.4761 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_s = 1 \text{ rad/sec}$$

Με την αντικατάσταση των δεδομένων μας από τον τύπο προκύπτει η τιμή n.

$$\begin{aligned} n &= \cosh^{-1}([(10^{20/10}-1)/(10^{0.35/10}-1)]^{1/2}) / \cosh^{-1}(1/0.4761) \\ &= \cosh^{-1}([99/0.0839]^{1/2}) / \cosh^{-1}(2.1) \\ &= \cosh^{-1}(34.34) / \cosh^{-1}(2.1) \end{aligned}$$

Τελικά:

$$n = 3.08$$

Επειδή το n που προέκυψε δεν είναι ακέραιος θα πρέπει να στρογγυλοποιήσουμε προς τον αμέσως επόμενο ακέραιο, δηλαδή η τάξη του φίλτρου:

$$\mathbf{n = 4}$$

Συχνότητα ημίσειας ισχύος

Θα υπολογίσουμε τώρα την συχνότητα ημίσειας ισχύος από τον τύπο (9-139 σελίδα 49 chapter09)

$$\omega_{hp} = \frac{1}{\cosh\left[\frac{1}{n} \cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]} < 1 \quad \text{και} \quad \varepsilon = \left[10^{a_{\min}/10} - 1\right]^{-1/2}$$

για το αντίστροφο φίλτρο Cebyshev ισχύει ότι για την συχνότητα αποκοπής $\omega_s = 1$ είναι:

$$a_n(1) = a_{\min} = 10 \log\left(\frac{1 + \varepsilon^2}{\varepsilon^2}\right), \quad (C_n^2(1) = 1, \forall n)$$

και άρα από αυτόν τον τύπο προκύπτει το ε.

Με τον τύπο που επιλέξαμε για τον υπολογισμό της συχνότητας ημίσειας ισχύος σε αυτή την περίπτωση, για $\omega = \omega_s$ θα έχουμε $a > a_{\min}$, δηλαδή υπερκαλύπτονται οι προδιαγραφές στην συχνότητα αποκοπής.

Έτσι λοιπόν έπειτα από αντικατάσταση θα έχουμε ότι η συχνότητα ημίσειας ισχύος ω_{0ph} είναι :

$$\omega_{0ph} = 0.773 \text{ rad/sec}$$

η κανονική συχνότητα λαμβάνοντας υπόψη την κανονικοποίηση που κάναμε θα είναι

$$\omega_{ph} = 0.773 * 58027 \Rightarrow \omega_{ph} = 44903 \text{ rad/sec ή } 7.146 \text{ KHz}$$

Υπολογισμός πόλων και ριζών

Αλγόριθμος GUILLEMIN

Σύμφωνα με τον προηγούμενο τύπο για το ε έχουμε ότι:

$$1/\varepsilon = \text{ρίζα}(10^2 - 1) = 9.949 \Rightarrow \varepsilon = 0.1005$$

άρα

$$a = 1/n * \sinh^{-1}(1/\varepsilon) = 1/4 * \sinh^{-1}(9.949) \Rightarrow a = 0.7482$$

Οι γωνίες Butterworth για $n=4$ σύμφωνα με τους παρακάτω τύπους είναι:

$$\phi_k = -\frac{(2k-1)\pi}{2n}, \quad k=1, 2, \dots, n \quad (9-100)$$

$$\psi_k = 90^\circ - \phi_k \quad (9-101)$$

$\psi_k = \pm 22.5^\circ, \pm 67.5^\circ$ σε σχέση με τον αρνητικό πραγματικό άξονα.

Οι πόλοι του φίλτρου Chebyshev προκύπτουν από τούς παρακάτω τύπους όπως φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

$$-\sigma_k = \sinh a \cdot \cos \psi_k$$

$$\pm \omega_k = \cosh a \cdot \sin \psi_k$$

και

$$\Omega_{\sigma_k} = \sqrt{\sigma_k^2 + \Omega_k^2} \quad (9-150)$$

$$Q_k = \frac{1}{2 \cos \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{\Omega_k}{\sigma_k} \right) \right\}} \quad (9-151)$$

ψ_k	K	σ_k	$j\Omega_k$	Γωνία	Ω_{σ_k}	Q_k
$\pm 22.5^\circ$	1	-0.7575	$\pm j 0.4948$	33.15°	0.9047	0.5972
$\pm 67.5^\circ$	2	-0.3137	$\pm j 1.1947$	75.28°	1.2351	1.9687

Χρησιμοποιώντας τώρα τον τύπο

$$\bar{p}_{1,2} = \frac{1}{p_{1,2}} = \frac{1}{|p|} \arg(\pm\theta) \quad (9-146)$$

και λαμβάνοντας υπόψη ότι $Qk' = Qk_0$ και ότι $\omega_k = 1/\Omega_{k0}$

Υπολογίζουμε τους αντίστροφους πόλους του φίλτρου Chebyshev

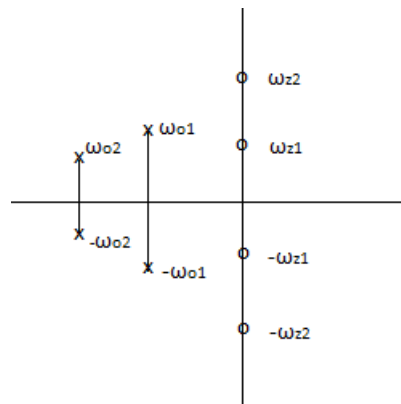
k	ω_{0_k}	Q_k'	$\sigma_k + j\omega_k$
1	$1/0.9047 = 1.1053$	0.5972	$-0.9253 \pm j 0.6044$
2	$1/1.2351 = 0.8096$	1.9687	$-0.2056 \pm j 0.7830$

Βρίσκουμε τα μηδενικά της συνάρτησης όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα σύμφωνα με τον τύπο:

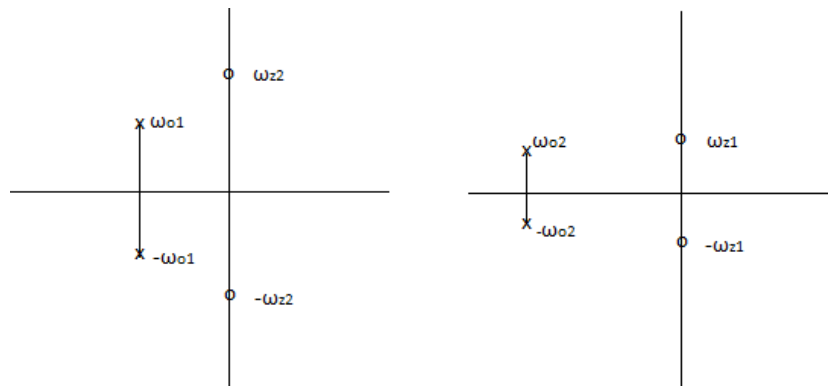
$$\omega_k = \sec\left(\frac{k\pi}{2n}\right), \quad k=1,3,5,\dots \quad (9-143)$$

k	ω_{z_k}
1	1.0823
3	2.6131

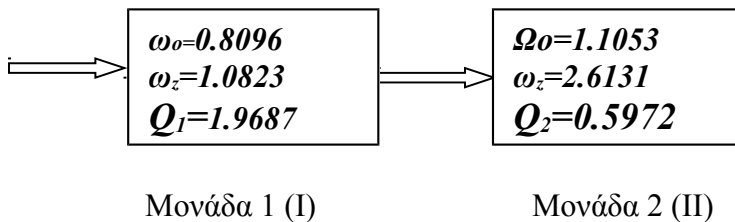
Οι πόλοι και τα μηδενικά δίνονται στο παρακάτω σχήμα



Θα τα ομαδοποιήσουμε τους πόλους και τα μηδενικά ως εξής



Άρα η συνάρτηση μεταφοράς που πρέπει να υλοποιηθεί θα αποτελείται από 2 μονάδες οι οποίες και φαίνονται παρακάτω σε διαγραμματική μορφή.



Κυκλωματική σχεδίαση φίλτρου

Σύμφωνα με τις οδηγίες της εργασίας για την υλοποίηση της συνάρτησης μεταφορά (αφού $a_2=2$, $a_3=0$, $a_4=0$) θα χρησιμοποιηθούν κυκλώματα Bactor του Σχ. 7.24(α) αφού έχουμε $\omega_z > \omega_o$ και για τα δύο κυκλώματα και άρα χρειαζόμαστε LPN τύπου φίλτρα.

Επίσης θα έχουμε ένα τουλάχιστον πυκνωτή με τιμή

$$C = 0.1\mu F$$

και κέρδος στις χαμηλές συχνότητες

$$K = 0 \text{ dB}$$

ΜΟΝΑΔΑ (I)

Η πρώτη αυτή μονάδα υλοποιείται από ένα **Φίλτρο Low-pass Notch (LPN) Bactor**,

θα χρησιμοποιήσουμε το κατωδιαβατό φίλτρο του σχήματος Σχ. 7.24(α).

Έχουμε $\omega_o=0.8096$, $\omega_z=1.0823$ όπου $\omega_z > \omega_o$ (άρα LPN τύπου) και

$Q=1.9687$, κανονικοποιούμε τις συχνότητες

$$\Omega_o = 1 \text{ και}$$

$$\Omega_z = \omega_z/\omega_o = 1.0823 / 0.8096 \Rightarrow \Omega_z = 1.3368$$

Χρησιμοποιώντας τις παρακάτω στρατηγικές σχεδίασης του Boctor θα πάρουμε:

Στρατηγική σχεδίασης

$$\frac{\omega_o^2}{\omega_z^2} < k_1 < 1 \quad (7-159)$$

$$R_1 = \frac{2}{k_1 \omega_z^2 - 1} \quad , \quad (\omega_o=1) \quad (7-160)$$

$$R_2 = \frac{1}{1 - k_1} \quad (7-161)$$

$$R_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{k_1}{Q^2} + k_1 \omega_z^2 - 1 \right) \quad (7-162)$$

$$R_4 = \frac{1}{k_1} \quad (7-163)$$

$$R_5 = R_6 = 1 \quad (7-164)$$

$$C_1 = \frac{k_1}{2Q} \quad , \quad C_2 = 2Q \quad (7-165)$$

Εχουμε $\omega_o^2/\omega_z^2 = 0.5595$, από την 7-159 επιλέγουμε μία τιμή για το $k_1 = 0.8$ και άρα:

$$R_1 = 4.6552$$

$$R_2 = 5$$

$$R_3 = 0.318$$

$$R_4 = 1.25$$

$$R_5 = R_6 = 1$$

$$C_1 = 0.203$$

$$C_2 = 3.937$$

Το κέρδος της μονάδας στις υψηλές συχνότητες είναι

$$K_h = R_5/(R_3+R_5) = 1/(0.318+1) \Rightarrow K_h = 0.7587$$

ενώ το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι

$$K_L = K_h * \omega_z^2/\omega_o^2 = 0.7587 * 1.7873 \Rightarrow K_L = 1.356$$

Κλιμακοποίηση

Επεδή $\omega_s = 58027$ rad/sec αντί 1 και επειδή το κύκλωμα υλοποιεί $\Omega_o = 1$ αντί $\omega_o = 0.8096$,

$$kf = 58027 * 0.8096 \Rightarrow kf = 46978.6592$$

Για πυκνωτή $C = 0.1 \mu F$ που ζητείται το k_m γίνεται.

$$(1/kf * k_m) * C_1 = 0.1 \mu F \Rightarrow k_m = 43.2111$$

Για την κλιμακοποίηση ισχύει ότι $R_n = k_m \cdot R_o$ και $C_n = C_o / k_f \cdot k_m$ (σχέσεις κλιμακοποίησης)

Άρα **μετά την κλιμακοποίηση** τα μεγέθη του κυκλώματος γίνονται

$$R_1 = 201.15 \, \Omega$$

$$R_2 = 216 \, \Omega$$

$$R_3 = 13.74 \, \Omega$$

$$R_4 = 54 \, \Omega$$

$$R_5 = R_6 = 43.21 \, \Omega$$

$$C_1 = 0.1 \, \mu F \text{ (όπως ζητείται στις προδιαγραφές)}$$

$$C_2 = 1939 \, nF \approx 1.94 \, \mu F$$

ΜΟΝΑΔΑ (II)

Όπως και πριν χρησιμοποιούμε **LPN Bactor φίλτρο** και έχουμε ομοίως με πριν.

Έχουμε $\omega_o = 1.1053$, $\omega_z = 2.6131$ όπου $\omega_z > \omega_o$ (άρα LPN τύπου) και $Q = 0.5972$, κανονικοποιούμε τις συχνότητες

$$\underline{\Omega_o = 1} \text{ και}$$

$$\Omega_z = \omega_z / \omega_o = 2.6131 / 1.1053 \Rightarrow \underline{\Omega_z = 2.3641}$$

Άρα χρησιμοποιώντας τις στρατηγικές σχεδίασης του Bactor θα πάρουμε:

Έχουμε $\omega_o^2 / \omega_z^2 = 0.1789$, από την 7-159 επιλέγουμε μία τιμή για το $\underline{k_1 = 0.5}$ και άρα:

$$R_1 = 1.1145$$

$$R_2 = 2$$

$$R_3 = 1.5982$$

$$R_4 = 2$$

$$R_5 = R_6 = 1$$

$$C_1 = 0.4186$$

$$C_2 = 1.1944$$

Το κέρδος της μονάδας στις υψηλές συχνότητες είναι

$$K_h = R_5 / (R_3 + R_5) = 1 / (1.5982 + 1) \Rightarrow \underline{K_h = 0.3848}$$

ενώ το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι

$$K_L = K_h \cdot \omega_z^2 / \omega_o^2 = 0.3848 \cdot 5.5897 \Rightarrow \underline{K_L = 2.1509}$$

Επεδή $\omega_s = 58027 \text{ rad/sec}$ αντί 1 και επειδή το κύκλωμα υλοποιεί $\Omega_o = 1$ αντί $\omega_o = 1.1053$,

$$k_f = 58027 * 1.1053 \Rightarrow \underline{k_f = 64137.2431}$$

Για πυκνωτή $C = 0.1 \mu\text{F}$ που ζητείται το k_m γίνεται.

$$(1/k_f * k_m) * C = 0.1 \mu\text{F} \Rightarrow \underline{k_m = 65.2663}$$

Για την κλιμακοποίηση ισχύει ότι $R_n = k_m * R_o$ και $C_n = C_o / k_f * k_m$ (σχέσεις κλιμακοποίησης)

Άρα **μετά την κλιμακοποίηση** τα μεγέθη του κυκλώματος γίνονται

$$R_1 = 72.74 \Omega$$

$$R_2 = 130.55 \Omega$$

$$R_3 = 104.3 \Omega$$

$$R_4 = 130.55 \Omega$$

$$R_5 = R_6 = 65.27 \Omega$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F} \text{ (όπως ζητείται στις προδιαγραφές)}$$

$$C_2 = 285 \text{ nF}$$

• Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες να είναι 0dB δηλαδή $|T| = 1$. Έχουμε $k_{1L} * k_{2L} = 1.356 * 2.1509 = 2.9166$

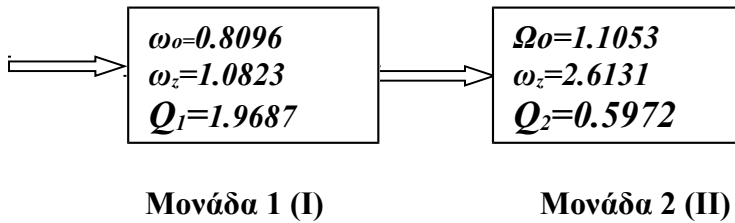
Επομένως αποσβένουμε στο τέλος με μια αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος

$$K = 1/2.9166 = 0.342$$

όπου $r_2/r_1 = 0.342$ και επιλέγουμε $r_1 = 10 \text{ K}\Omega$ άρα $r_2 = 3.42 \text{ K}\Omega$

• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς Μονάδων

Υπενθυμίζουμε ότι τα συστήματα έχουν τιμές



Τα συστήματα Notch έχουν συνάρτηση μεταφοράς της μορφής

$$T_{BE}(s) = H \cdot \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (7-121)$$

και μετά την κλιμακοποίηση γνωρίζουμε ότι μόνο η κλιμακοποίηση κατά συχνότητα επηρεάζει την μορφή της συνάρτησης, άρα

Μονάδα 1

Για την πρώτη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς για κλιμακοποίηση

$k_f = 58027$ rad/sec και για $\omega_o = 0.8096$, $\omega_z = 1.0823$ και $Q_1 = 1.9687$ είναι από την 7-121

και λαμβάνοντας υποψη ότι $s \rightarrow s / 58027$:

$$\omega_o = 0.8096 * 58027 = 46978.6592 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_z = 1.0823 * 58027 = 62802.6221 \text{ rad/sec}$$

και κέρδος $H = 0.7587$ στις υψηλές συχνότητες

Άρα

$$T_1 = 0.7585 * \frac{s^2 + (62802.6221)^2}{s^2 + 23862.7821 s + (46978.6592)^2}$$

Με χρήση της συνάρτησης tf() του matlab έχουμε:

$$T1 = \frac{0.7585 \ s^2 + 2.992e09}{s^2 + 2.386e04 \ s + 2.207e09}$$

Μονάδα 2

Για την δεύτερη μονάδα όπως και πριν έχουμε για την συνάρτηση μεταφοράς με κλιμακοποίηση

$k_f = 58027 \text{ rad/sec}$ και για $\omega_o = 1.1053$, $\omega_z = 2.6131$ και $Q_z = 0.5972$ είναι από την 7-121 και λαμβάνοντας υποψη ότι $s \rightarrow s/58027$:

$$\omega_o = 1.1053 * 58027 = 64137.2431 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_z = 2.6131 * 58027 = 151630.3537 \text{ rad/sec}$$

και κέρδος $H = 0.3848$ στις υψηλές συχνότητες

Άρα

$$T_2 = 0.3848 * \frac{s^2 + (151630.3537)^2}{s^2 + 107396.5893s + (64137.2431)^2}$$

Με χρήση της συνάρτησης `tf()` του matlab έχουμε:

$$T_2 = \frac{0.3848 s^2 + 8.847e09}{s^2 + 1.074e05 s + 4.114e09}$$

Η ρύθμιση κέρδους με την αναστρέφουσα συνδεσμολογία απλά εισάγει στην συνάρτηση μεταφοράς τον όρο $K = 0.342$.

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του τελικού κατωδιαβατού φίλτρου:

$$T_{LP}(s) = K * T_1(s) * T_2(s) :$$

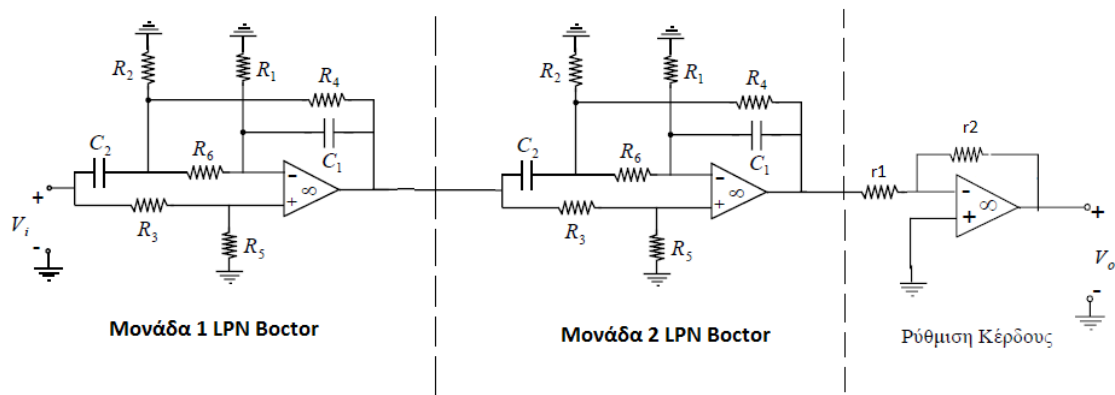
$$T_{LP}(s) = 0.1 * \frac{s^2 + (62802.6221)^2}{s^2 + 23862.7821s + (46978.6592)^2} * \frac{s^2 + (151630.3537)^2}{s^2 + 107396.5893s + (64137.2431)^2}$$

Με χρήση της συνάρτησης `tf()` του matlab έχουμε:

$$T_{LP} = \frac{0.09982 s^4 + 2.689e09 s^2 + 9.052e18}{s^4 + 1.313e05 s^3 + 8.883e09 s^2 + 3.352e14 s + 9.079e18}$$

Επιπλέον βλέπουμε ότι από την παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς για $s=j0$ ($\omega=0$ χαμηλές συχνότητες) προκύπτει ότι $T_{LP}(j0) = 1$ ή 0dB όπως ζητείται από τις προδιαγραφές. Πολύ μικρή απόκλιση υπάρχει λόγω στρογγυλοποιήσεων που έγιναν στις τιμές των συχνοτήτων και κερδών.

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται το κανονικοποιημένο κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι δύο μονάδες Bactor. Τα κυκλώματα λόγω των τελεστικών είναι απομονωμένα μεταξύ τους. Τέλος, φαίνεται και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.



Όπου για τις κανονικοποιημένες μονάδες οι τιμές των παραπάνω στοιχείων του κυκλώματος όπως έχουμε ήδη αναφέρει δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις

Στρατηγική σχεδίασης

$$\frac{\omega_o^2}{\omega_z^2} < k_1 < 1 \quad (7-159)$$

$$R_1 = \frac{2}{k_1 \omega_z^2 - 1}, \quad (\omega_o=1) \quad (7-160)$$

$$R_2 = \frac{1}{1 - k_1} \quad (7-161)$$

$$R_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{k_1}{Q^2} + k_1 \omega_z^2 - 1 \right) \quad (7-162)$$

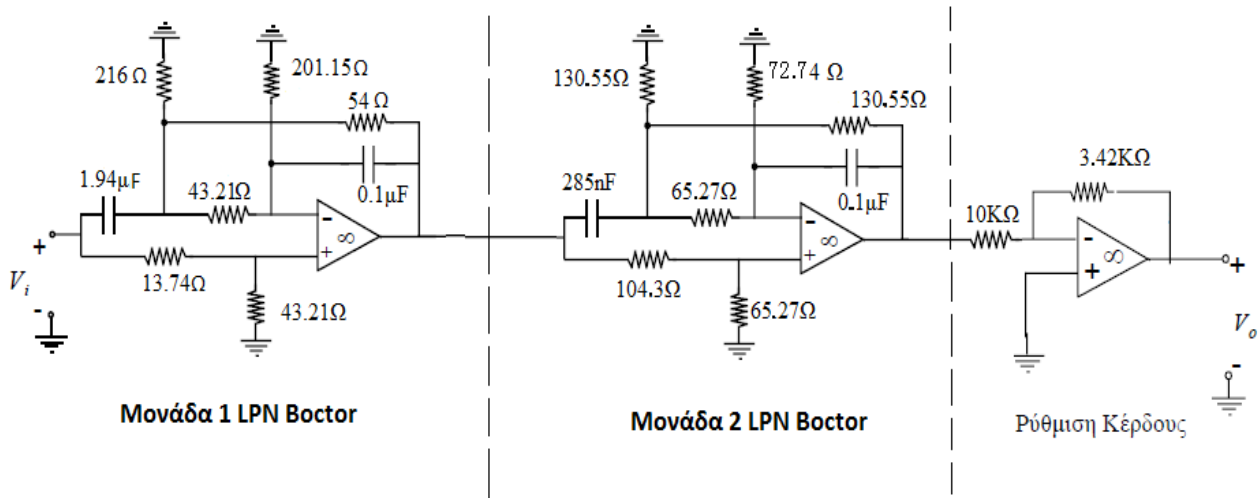
$$R_4 = \frac{1}{k_1} \quad (7-163)$$

$$R_5 = R_6 = 1 \quad (7-164)$$

$$C_1 = \frac{k_1}{2Q}, \quad C_2 = 2Q \quad (7-165)$$

και $K = -r_2/r_1$ για την ρύθμιση κέρδους

Στην επόμενη σελίδα φαίνεται το τελικό κύκλωμα, το επιθυμητό δηλαδή κατωδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev με ότι στοιχείο είναι απαραίτητο αλλά και με τις απαιτούμενες τιμές όλων των στοιχείων για την ικανοποίηση των ζητούμενων προδιαγραφών.



B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των LPN Bactor υλοποιήσεων αλλά και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Η απόκριση πλάτους σε dB για την πρώτη, και την δεύτερη μονάδα φαίνονται στις επόμενες σελίδες. Τα παρακάτω διαγράμματα προέκυψαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την παρεχόμενη συνάρτηση `plot_transfer_function.m` με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων, καθώς και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών. Ο κώδικας που υλοποιεί τις συναρτήσεις στο Matlab βρίσκεται στο αρχείο με όνομα `lp_InvCheb.m`. Επιπλέον στα παρακάτω διαγράμματα έχουν σημειωθεί οι κρίσιμες συχνότητες διόδου και αποκοπείς καθώς και οι συχνότητες για $\omega = 0$ Hz (χαμηλές) και $\omega = 1$ MHz (υψηλές).

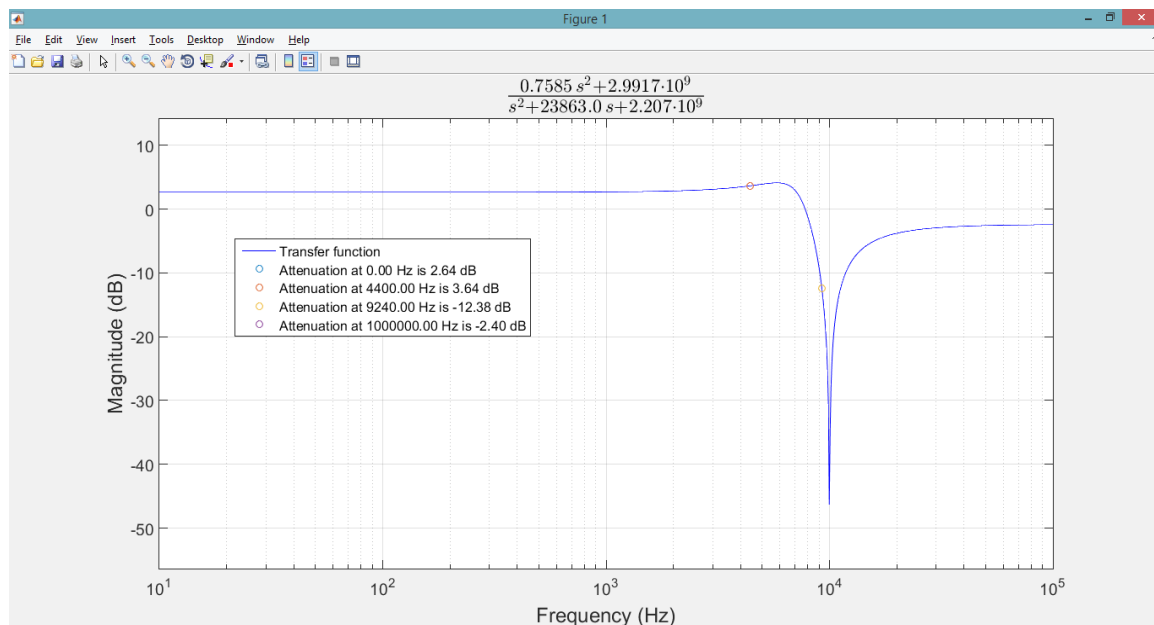
Υπενθυμίζουμε ότι οι προδιαγραφές είναι.

$$f_p = 4.4 \text{ KHz} \quad f_s = 9.24 \text{ KHz}$$

και

$$a_{\max} = 0.35 \text{ dB} \quad a_{\min} = 20 \text{ dB}$$

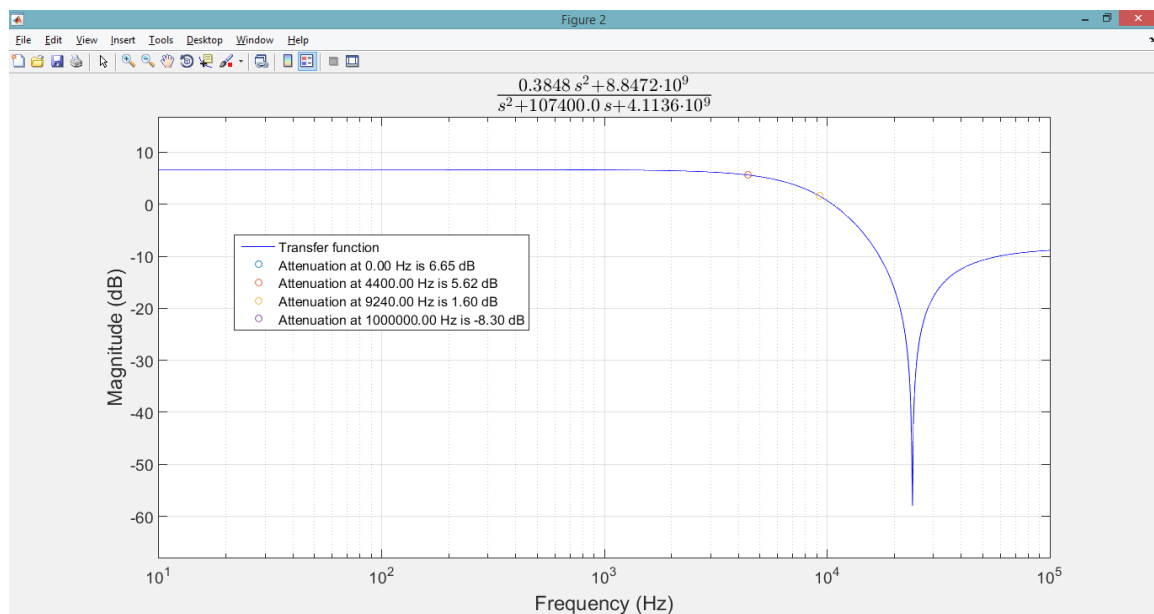
1^η Μονάδα T₁ : Low Pass Notch Bactor φίλτρο.



Αρχικά είχαμε βρει κέρδος στις χαμηλές και υψηλές συχνότητες αντίστοιχα

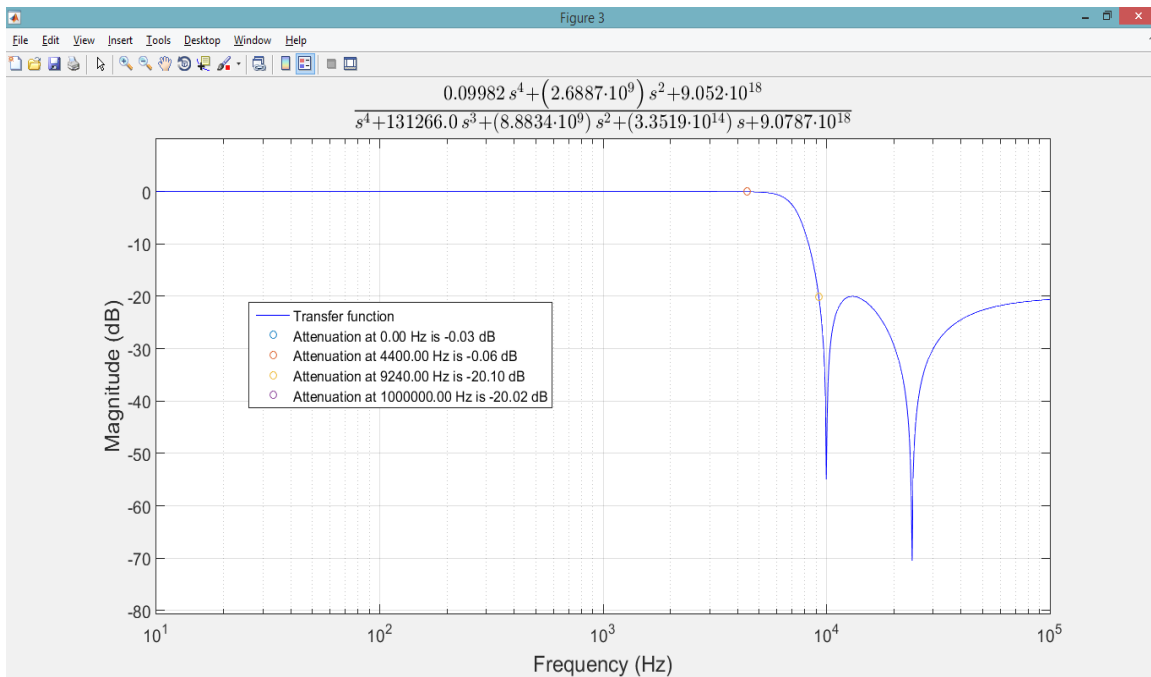
$K_L = 1.356$, $K_h = 0.7587$ όπου σε dB είναι $20\log(1.356) = 2.64\text{dB}$ και $20\log(0.7587) = -2.4\text{dB}$ που όπως βλέπουμε από το διάγραμμα επαληθεύεται

2^η Μονάδα T₂ : Low Pass Notch Bactor φίλτρο.

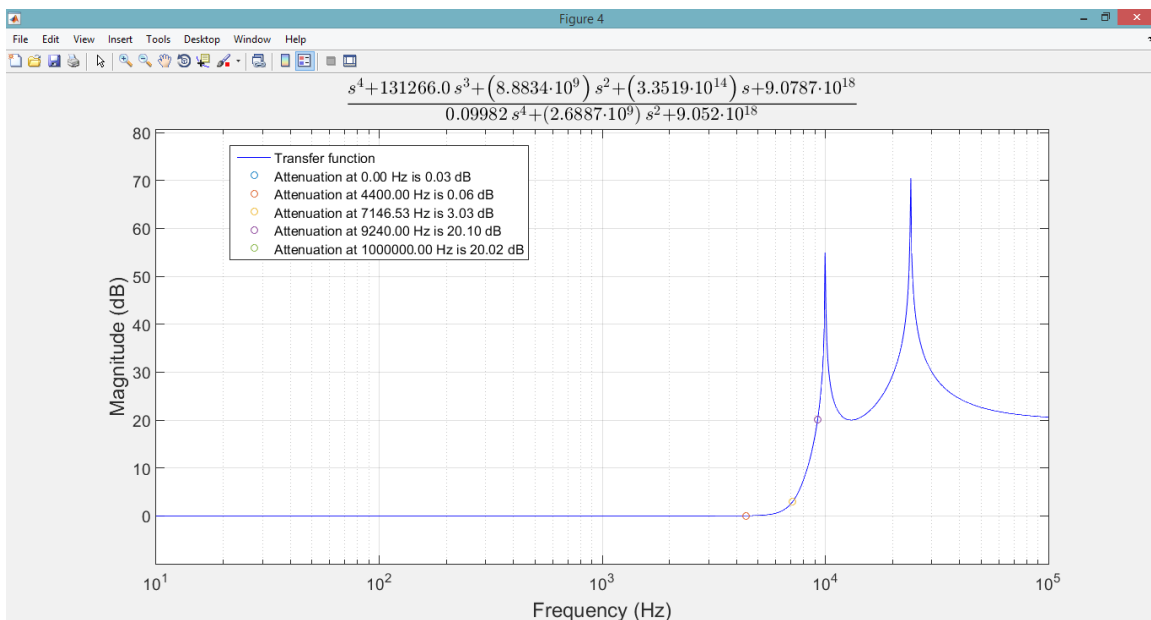


Ομοίως με παραπάνω βλέπουμε ότι $K_L = 2.1509$, $K_h = 0.3848 \Rightarrow 6.65\text{dB}$ και -8.295dB .

Παρακάτω βλέπουμε την απόκριση πλάτους της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου μαζί με την διόρθωση πλάτους συναρτήσει της συχνότητας.



Τέλος παρακάτω φαίνεται η συνάρτηση απόσβεσης σε dB της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας.



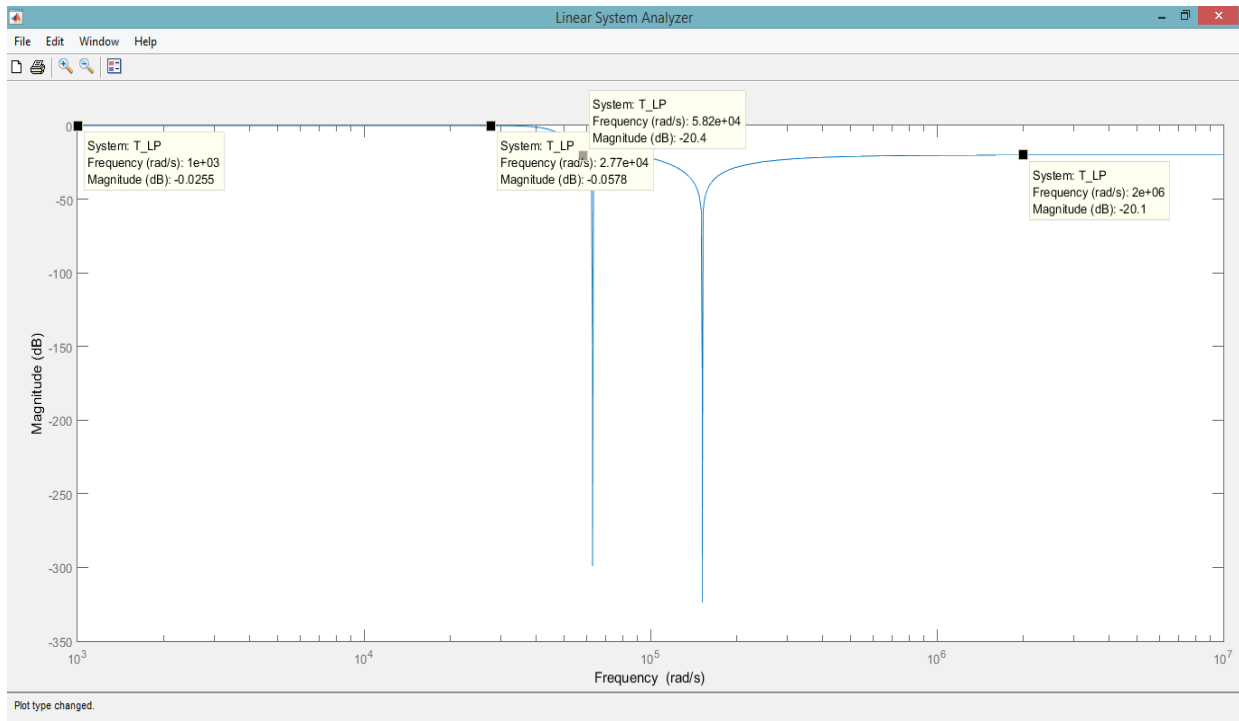
Στο τελευταίο διάγραμμα έχουμε σημειώσει και την συχνότητα ημίσειας ισχύος που είχαμε υπολογίσει αρχικά και βλέπουμε ότι η απόσβεση είναι στα 3dB. Στο διάγραμμα απόσβεσης σημειώνουμε επίσης τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής, δηλαδή την $f_p=4.4\text{KHz}$ και την $f_s=9.24\text{KHz}$ και βλέπουμε τις αντίστοιχες αποσβέσεις. Από τα προηγούμενα διαγράμματα βλέπουμε ότι οι προδιαγραφές υπερκαλύπτονται αφού για την συχνότητα $f_p=4.4\text{KHz}$ η απόσβεση είναι $a=0.06\text{dB} < 0.35\text{dB}$ και για $f_s=9.24\text{KHz}$ $a=20.1\text{dB} > 20\text{dB}$. Επιπλέον για χαμηλές συχνότητες έχουμε $0.03\text{dB} \Rightarrow |T_{LP}| = 1.0034 \approx 1$ όπως ζητείται. Τέλος και για υψηλές (1MHz) συχνότητες προκύπτει ότι η απόσβεση είναι $20.02\text{dB} > 20\text{dB}$.

Τέλος σε συχνότητες rad/sec οι κρίσιμες συχνότητες γίνονται

$$\omega_{p0} = 2\pi \cdot f_p = 27632 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_{s0} = 2\pi \cdot f_s = 58027 \text{ rad/sec}$$

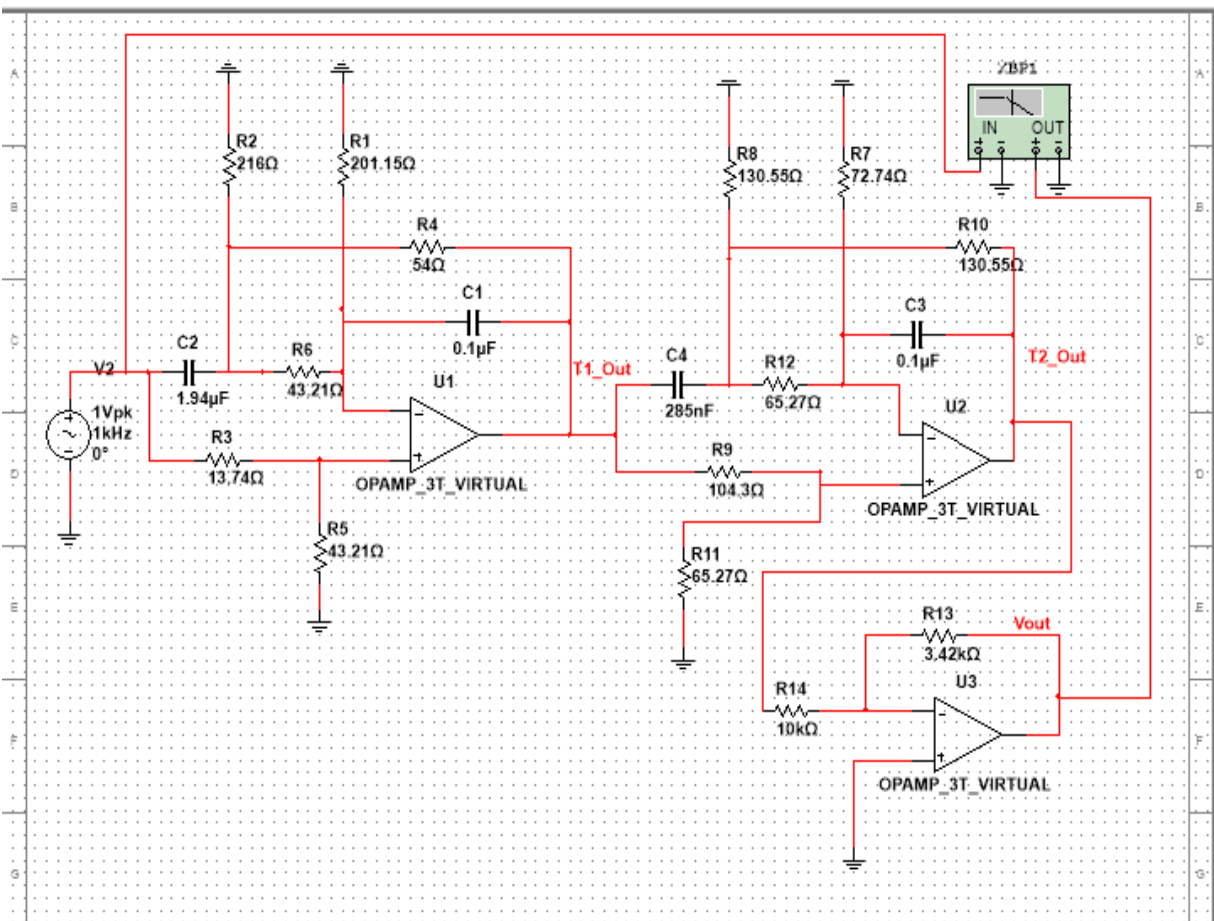
Για την δημιουργία των αποκρίσεων στο πεδίο της συχνότητας ω σε rad/sec θα χρησιμοποιήσουμε τη συνάρτηση **ltiview(Sys)** του Matlab για να σχεδιάσουμε το διάγραμμα Bode της τελικής συνάρτησης μεταφορά αλλά σε rad/sec, επιπλέον σημειώνουμε τις κρίσιμες συχνότητες.



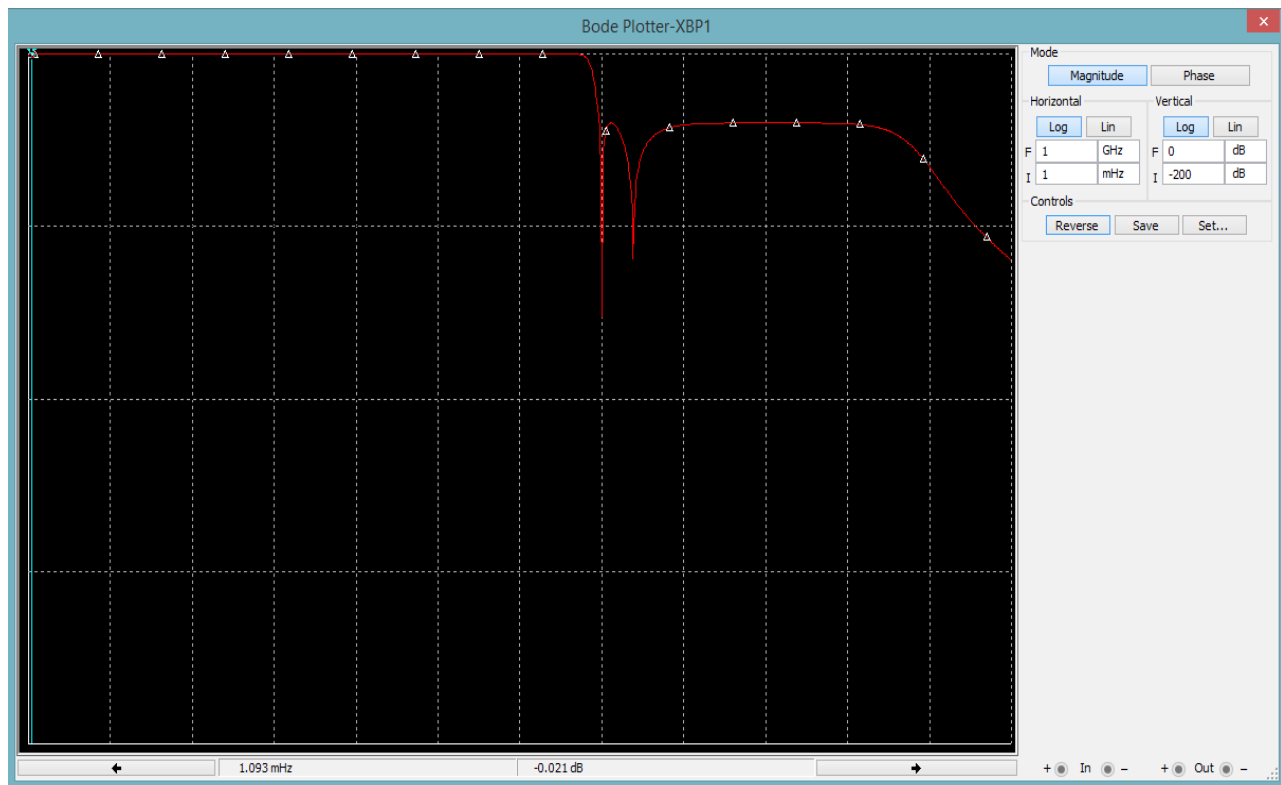
Προφανώς όπως περιμέναμε ξανά βλέπουμε ότι για τις αντίστοιχες συχνότητες διόδου και αποκοπής καθώς και για τις χαμηλές και υψηλές συχνότητες έχουμε ικανοποίηση των προδιαγραφών.

Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο ElectronicWorkBench (MULTISIM) προκειμένου να ελέγξουμε αν υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας αλλά και για να διερευνήσουμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα. Εισάγουμε λοιπόν τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.

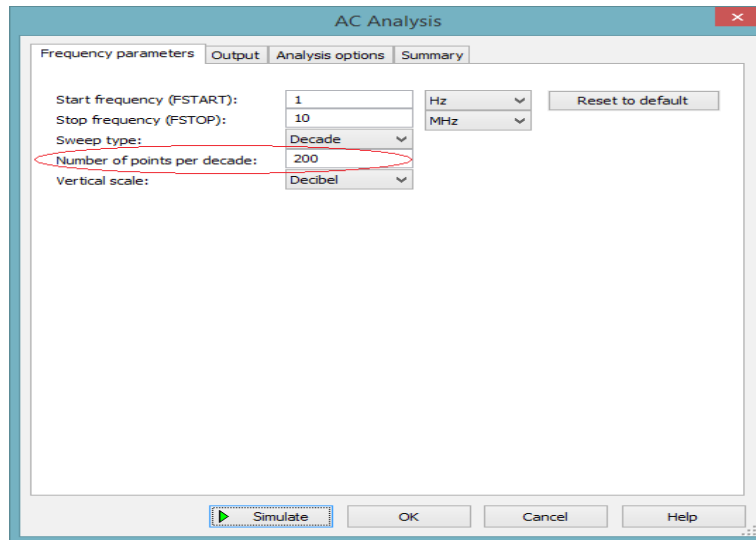


- Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου-κυκλώματος. Το διάγραμμα που παίρνουμε φαίνεται παρακάτω.

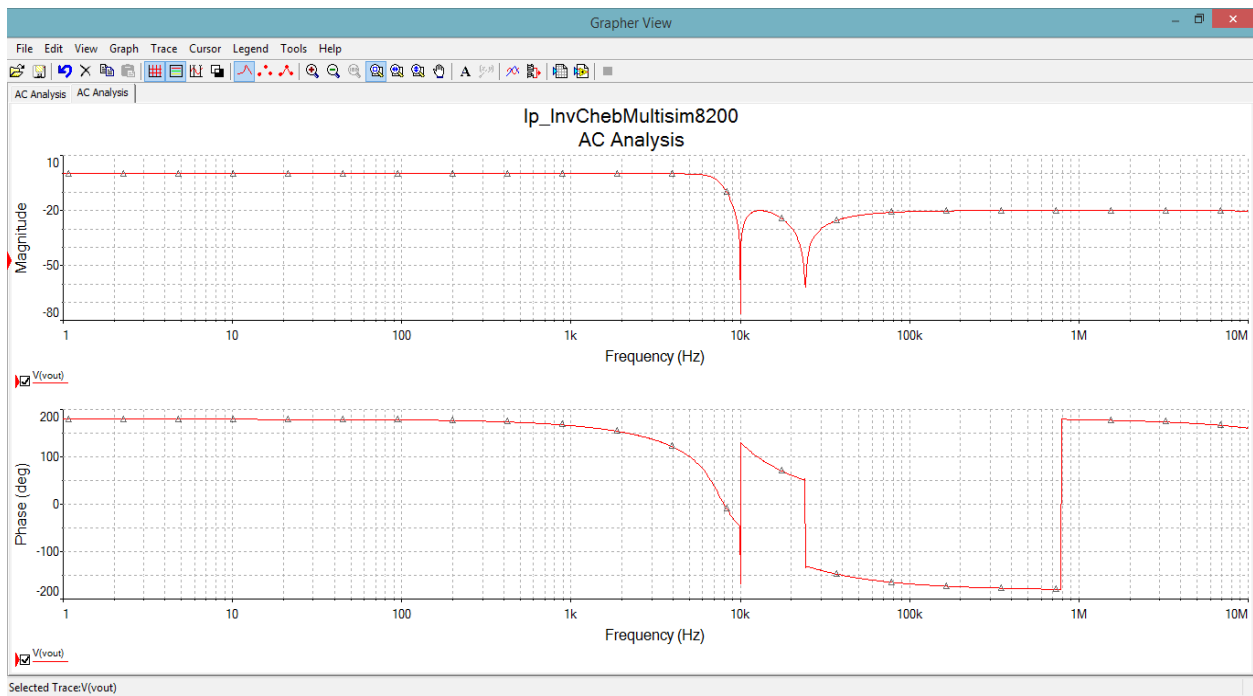


Με την χρήση του Bode-Plotter παίρνουμε μια γρήγορη ιδέα για την μορφή της απόκρισης του κυκλώματος. Όπως φαίνεται όμως το παραπάνω διάγραμμα είναι δύσκολο για την μελέτη και την παρατήρηση των αποτελεσμάτων, γι' αυτό θα χρησιμοποιήσουμε την AC ανάλυση που παρέχεται από το πρόγραμμα μέσω των επιλογών Simulate→Analyses→AC analysis

Για να έχουμε καλή ανάλυση και μεγάλη ακρίβεια στις τιμές που παίρνουμε από το διάγραμμα πρέπει να ορίσουμε μεγάλη πυκνότητα σημείων ανά δεκάδα κατά την AC ανάλυση που πραγματοποιούμε. Επομένως για την ανάλυση μας θα θεωρήσουμε 200 σημεία ανά δεκάδα όπως φαίνεται παρακάτω.

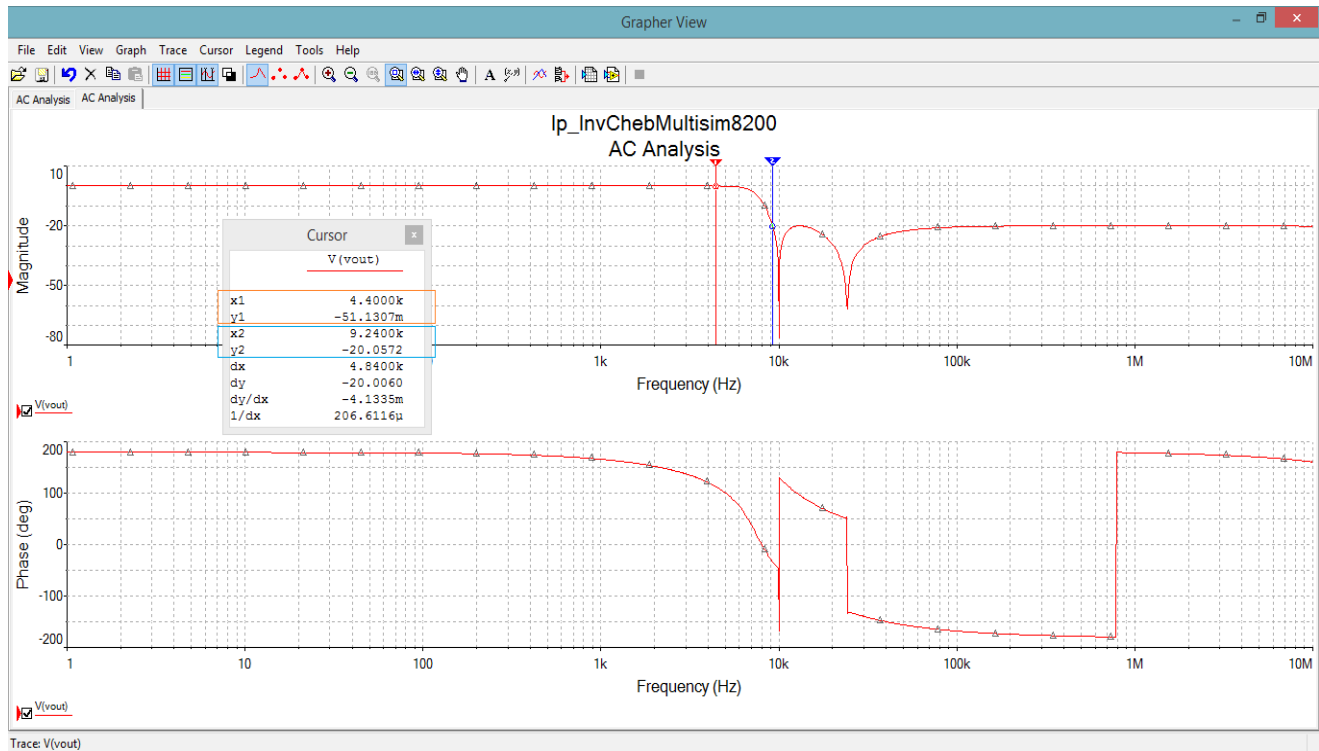


Με την χρήση λοιπόν της AC analysis παίρνουμε το παρακάτω διάγραμμα του Multisim που απεικονίζει ότι ακριβώς και το προηγούμενο αλλά με δυνατότητα ανάγνωσης των τιμών.



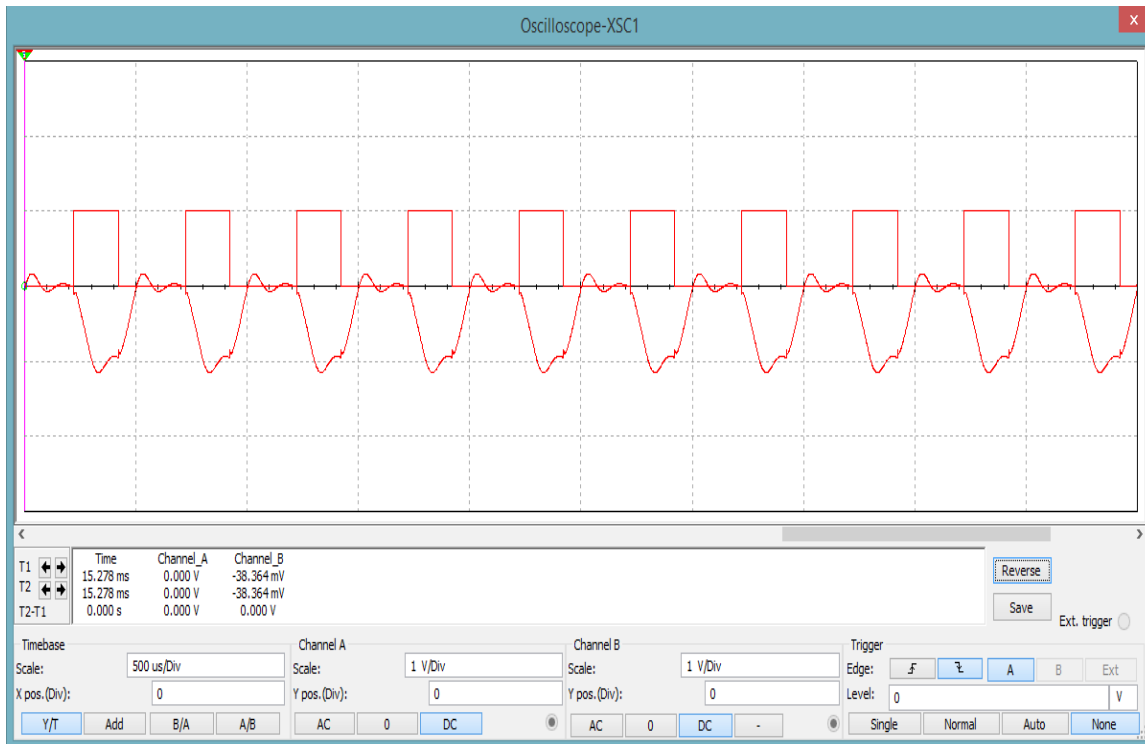
Από αυτά τα διαγράμματα λοιπόν γίνεται φανερό ότι η ανάλυση που ακολουθήθηκε ήταν σωστή και τελικά η σχεδίαση του κυκλώματος ήταν επιτυχής και ικανοποιούνται οι προδιαγραφές που έχουν τεθεί από την εκφώνηση της εργασίας. Επιπλέον βλέπουμε ότι η κυκλωματική ανάλυση καθώς και η θεωρητική ανάλυση της συνάρτησης μεταφοράς στο

Matlab συμφωνούν . Πιο συγκεκριμένα με την βοήθεια του παρακάτω σχήματος παρατηρούμε τις τιμές της απόκρισης της συνάρτησης μεταφοράς για τις κρίσιμες τιμές διόδου **4.4KHz** και αποκοπής **9.24KHz** .



Για την συχνότητα των 4.4KHz βλέπουμε ότι η απόκριση έχει τιμή -51.13 mdB ή απόσβεση των 0.05dB (μέσα στο κόκκινο πλαίσιο) .Από την ανάλυση στου Matlab είχε προκύψει η τιμή 0.06dB. Επιπλέον για την συχνότητα αποκοπής 9.24KHz βλέπουμε (μπλε πλαίσιο) ότι έχουμε τιμή -20.05 dB ίδια με αυτή που είχαμε πάρει από την ανάλυση στο Matlab όπως φαίνεται στα αντίστοιχα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Επιπλέον παρατηρούμε την ικανοποίηση των προδιαγραφών στις χαμηλές και τις υψηλές συχνότητες όπως είχε προβλεφθεί στην θεωρητική ανάλυση. Συνοψίζοντας το παραπάνω κύκλωμα αποτελεί ένα κατωδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev που ικανοποιεί τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί.

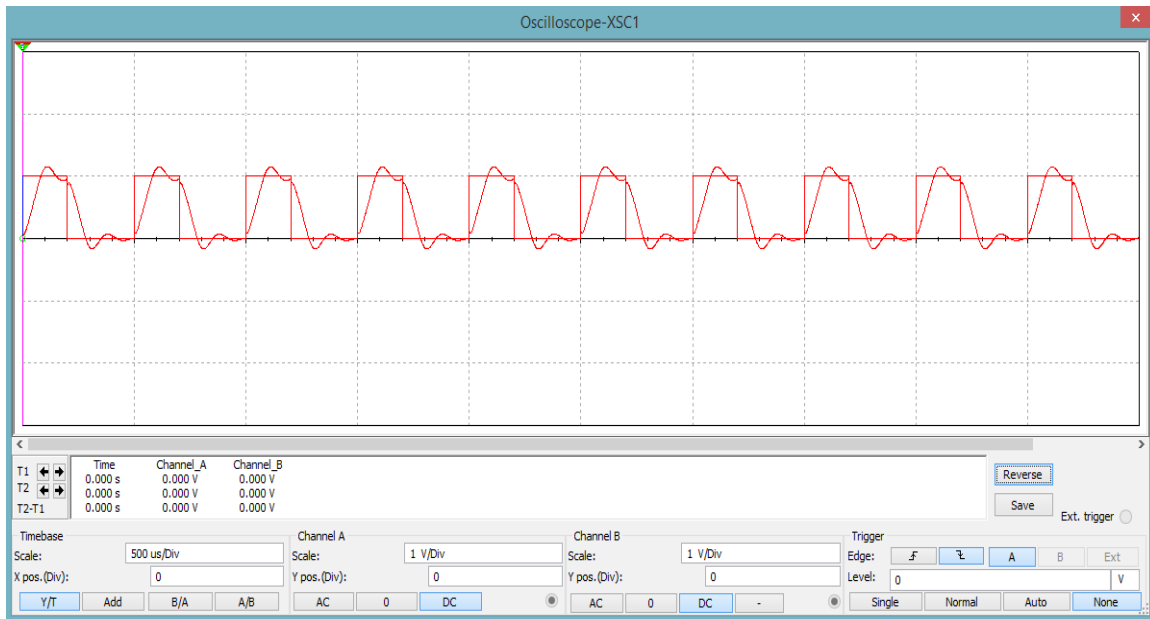
•Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα **τετραγωνικό περιοδικό σήμα** (δεδομένου ότι $a4 = 0$) συχνότητας $f = 2\text{KHz}$ και πλάτους 1Volt και εύρους(pulse width) ίσου με $\tau = 0.4T = 0.2\text{ms}$ όπου $T = 1/f = 0.5\text{ms}$. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα.



Στο παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά το σήμα εισόδου τετραγωνικού παλμού συχνότητας 2KHz του φίλτρου και το σήμα στην έξοδο του φίλτρου. Στο σχήμα φαίνονται οι επιλογές που κάναμε στον παλμογράφο για να προκύψουν οι αντίστοιχες παραστάσεις .

Παρατήρηση:

Παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου παίρνει αρνητικές τιμές για θετική διέγερση. Αυτό οφείλεται στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία που έχουμε χρησιμοποιήσει για την διόρθωση του κέρδους του ενισχυτή. Θα μπορούσαμε να προσθέσουμε άλλη μία αναστρέφουσα συνδεσμολογία κέρδους ίσο με μονάδα ώστε να παράγουμε θετικές τιμές στην έξοδο του φίλτρου μας. Για καλύτερη παρατήρηση συνδέουμε τους ακροδέκτες του παλμογράφου της εξόδου αντίστροφα ώστε να παραγάγουμε το $-V_{out}$ όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί στο οποίο φαίνεται το σήμα εξόδου ανεστραμμένο.

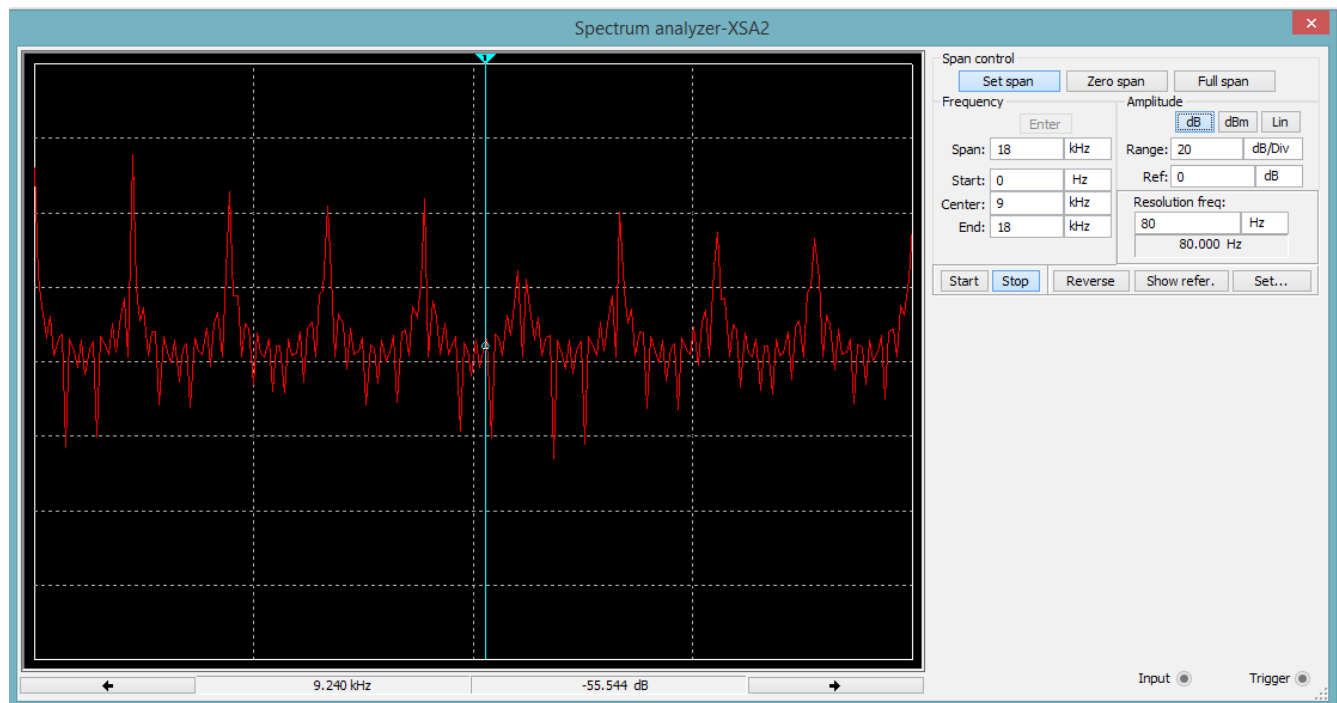


Από το σχήμα βλέπουμε την συμπεριφορά του κυκλώματος με ένα παλμικό σήμα εισόδου, μπορούμε να διακρίνουμε την υπερύψωση χαρακτηριστικό που εμφανίζεται σε ένα φίλτρο Inverse Chebyshev. Από το διάγραμμα θα μπορούσαν να εξαχθούν και άλλες χρήσιμες πληροφορίες για την συμπεριφορά του κυκλώματος στο πεδίο του χρόνου όπως η καθυστέρηση διάδοση(propagation delay), ο χρόνο αποκατάστασης(setting time) και το slew rate του σήματος εξόδου.

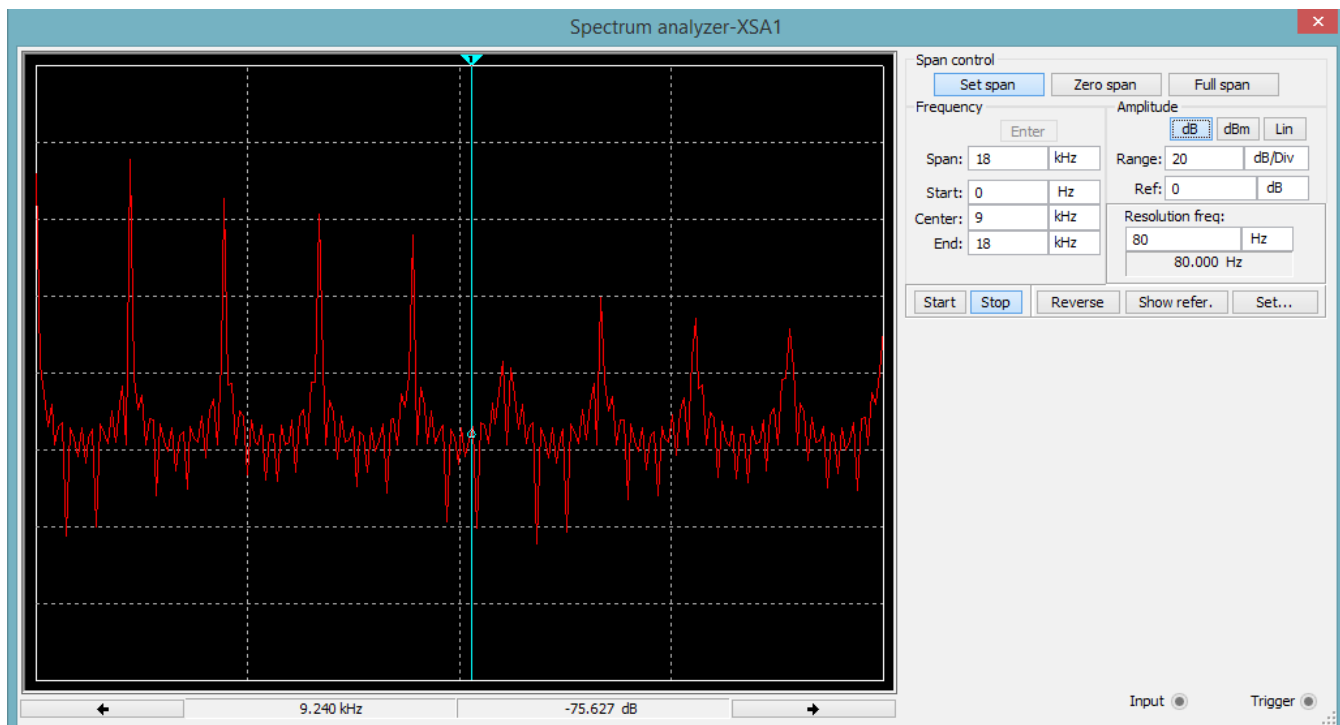
- Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του χαμηλοπερατού φίλτρου Inverse Chebyshev. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα εξετάσουμε τα φάσματα τόσο στο Multisim όσο και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

Φάσματα από το Multisim

Φάσμα Σήματος Εισόδου :

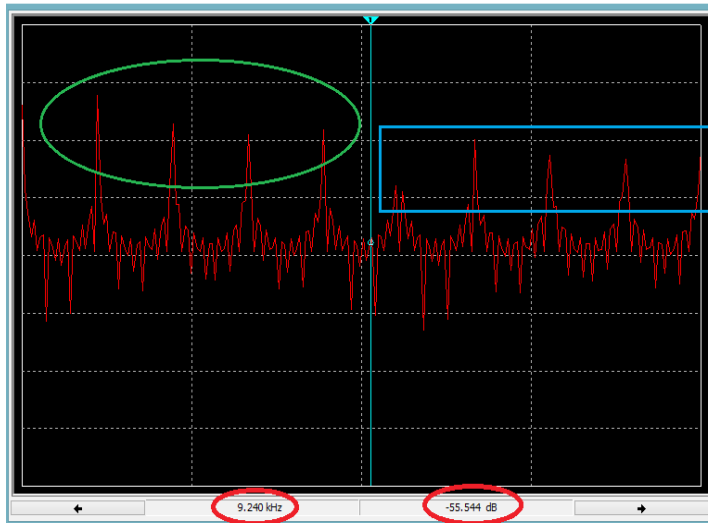


Φάσμα Σήματος Εξόδου :

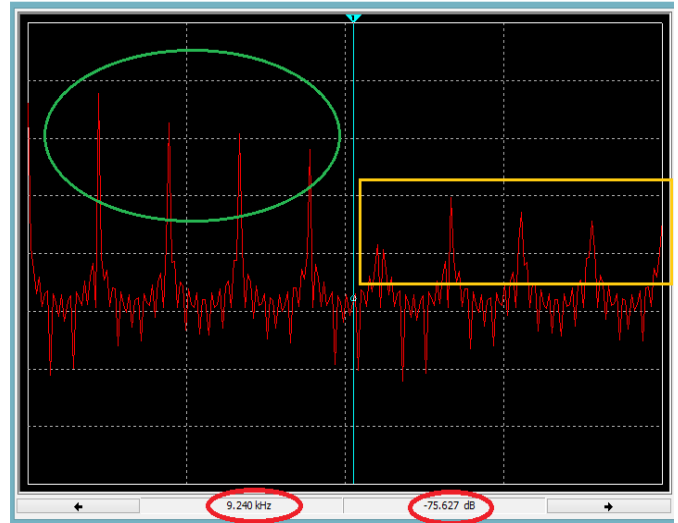


Τα φάσματα έχουν δημιουργηθεί για εύρος συχνοτήτων από 0 ως 18KHz και ο κατακόρυφος άξονας είναι σε κλίμακα decibel, η ευκρίνεια σχεδίασης έχει οριστεί για 80 Hz (resolution freq.) . Στην συνέχεια παραθέτουμε παρακάτω τα δύο διαγράμματα παράλληλα για να για καλύτερη παρατήρηση των αποτελεσμάτων.

Φάσμα σήματος εισόδου



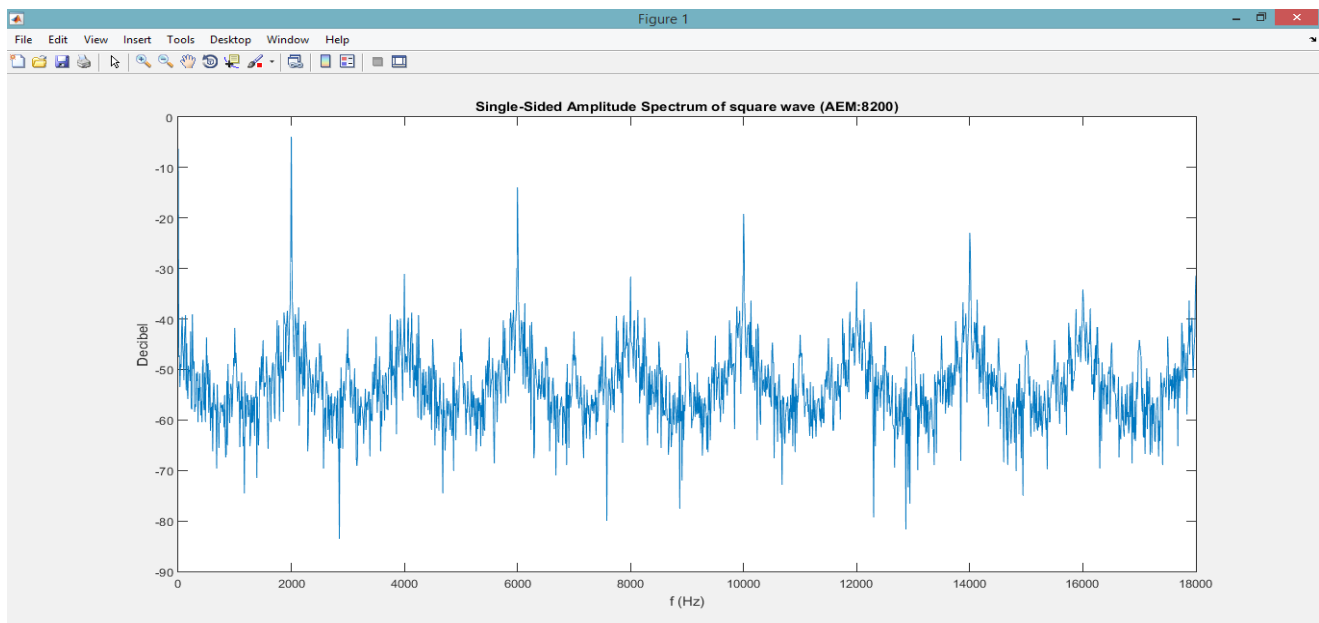
Φάσμα σήματος εξόδου του φίλτρου



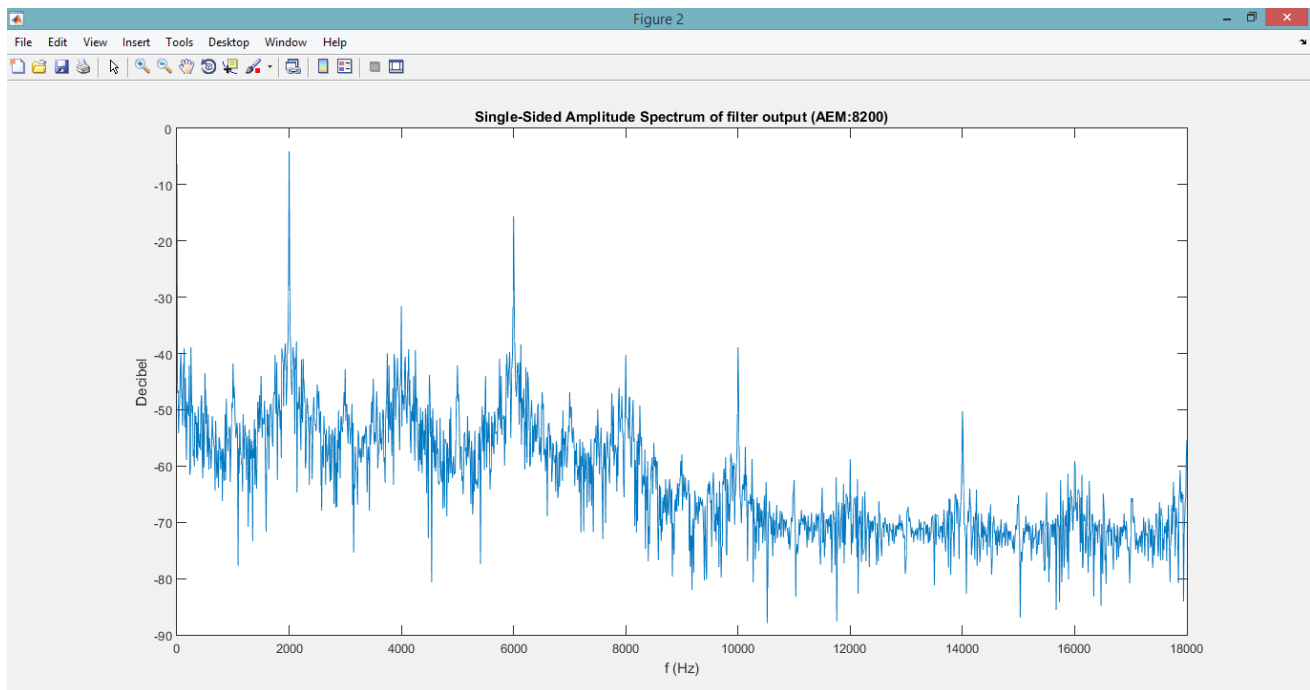
Το αποτέλεσμα που εξάγουμε από την σύγκριση των διαγραμμάτων είναι το εξής. Το φασματικό περιεχόμενο του σήματος εισόδου που αντιστοιχεί σε συχνότητες μικρότερες των 9.24KHz (κατακόρυφη γαλάζια γραμμή) από ότι μπορούμε να διακρίνουμε παραμένει αναλλοίωτο και για το σήμα εξόδου, με πιο απλά λόγια οι συχνότητες του σήματος εισόδου που είναι μικρότερες από την συχνότητα αποκοπής 9.24KHz περνάνε στο σήμα εξόδου χωρίς να υποβαθμιστούν από το φίλτρο. Με τους πράσινους κύκλους έχουν σημειωθεί η αναλλοίωτες συχνότητες. Για συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής 9.24KHz φαίνεται ότι υπάρχει υποβάθμιση αυτών των συχνοτήτων στο σήμα εξόδου κατά 20dB. Στο σχήμα δυο παράλληλες άσπρες γραμμές έχουν διαφορά 20dB και οι συχνότητες μεγαλύτερες των 9.24KHz για το σήμα εισόδου (μπλε τετράγωνο) έχουν μετακινηθεί κατά 20dB προς τα κάτω για σήμα εξόδου (κίτρινο τετράγωνο). Τέλος μέσα στους κόκκινους κύκλους φαίνονται οι τιμές για την συχνότητα αποκοπής που όπως διακρίνουμε έχουνε διαφορά περίπου 20 dB όπως προβλέπεται, αν και η σωστή ακρίβεια για μεμονωμένες τιμές εξαρτάται από το resolution frequency. Λαμβάνοντας όλα τα παραπάνω υπόψη, βλέπουμε ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά ως κατωδιαβατό με τις αντίστοιχες προδιαγραφές που έχουν τεθεί .

Φάσματα από το Matlab

Φάσμα Σήματος Εισόδου Matlab:



Φάσμα Σήματος Εξόδου Matlab:



Οι παραπάνω γραφικές σχεδιάζονται με το script lp_InvCheb_spectrum8200.m . Μέσα στο αρχείο αναλύεται η λογική του κώδικα μέσω μορφής σχολίων. Τα διαγράμματα κατασκευάζονται για χρόνο σήματος 0.1s ο οποίος επηρεάζει την μορφή – ευκρίνεια του φάσματος και για συχνότητα δειγματοληψίας 36 KHz ώστε τελικά να πάρουμε τα παραπάνω διαγράμματα από 0 ως 18KHz. Τα φάσματα των σημάτων στο Matlab είναι φανερό ότι ταυτίζονται με τα προηγούμενα από την ανάλυση στο multisim και ισχύουν τα ίδια με αυτά που αναφέρθηκαν προηγουμένως για τα διαγράμματα του multisim, δηλαδή παρατηρούμε εξασθένηση για συχνότητες μεγαλύτερες των 9.24KHz κατά 20dB. Τελικά μετά από την θεωρητική και κυκλωματική ανάλυση σε Matlab και multisim το κύκλωμα που κατασκευάστηκε αντιστοιχεί σε low pass Inverse Chebyshev και ικανοποιεί τις ζητούμενες προδιαγραφές.