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

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΙΑ #2

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.

7ο ΕΞΑΜΗΝΟ

Όνομα : ΚΑΜΠΑΣ ΠΡΟΔΡΟΜΟΣ

Α.Ε.Μ. : 8151

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2018

Περιεχόμενα

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ
ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Εργασία #2 : Σχεδίαση Ζωνοδιαβατών φίλτρων

ΖΩΝΟΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSHEV

Να σχεδιασθεί ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev το οποίο να πληροί τις παρακάτω προδιαγραφές συχνότητας και απόσβεσης :

f_0 = 1.7KHz , f_1 = 1.425KHz , f_2 = 2.0281KHz , D = 2.1107KHz

f_3 = 945.5799Hz , f_4 = 3.0563KHz ,

a_{max} =0.4278 dB , a_{min} =35.7778 dB .

A. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Στο πλαίσιο της διαδικασίας σχεδίασης θα πρέπει αρχικά να υπολογίσουμε την τάξη του φίλτρου που απαιτείται. Αρχικά, σύμφωνα με τις προδιαγραφές της άσκησης έχουμε:

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 8953.50\, rad/s$$
$$\omega_2 = 2\pi f_2 = 12743\, rad/s$$
$$\omega_3 = 2\pi f_3 = 5941.3\, rad/s$$
$$\omega_4 = 2\pi f_4 = 19203\, rad/s$$

Για να γίνει αυτό θα υπολογίσουμε την τάξη του αντίστοιχου πρωτότυπου κατωδιαβατού φίλτρου με κανονικοποιημένες προδιαγραφές.

$$\Omega_p = 1, \qquad \Omega_s = \frac{\omega_4 - \omega_3}{\omega_2 - \omega_1} = 3.5$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1} = 10681 \frac{rad}{s}, \qquad bw = \omega_2 - \omega_1 = 3789.2\, rad/s$$

Για τον υπολογισμό της τάξης χρησιμοποιούμε τον παρακάτω τύπο :

$$n = \frac{\cosh^{-1}\left[\left(10^{\frac{a_{min}}{10}}-1\right)\Big/\left(10^{\frac{a_{max}}{10}}-1\right)\right]^{\frac{1}{2}}}{\cosh^{-1}(\omega_s)} = \frac{\cosh^{-1}\left[\left(10^{\frac{35.7778}{10}}-1\right)\Big/\left(10^{\frac{0.4278}{10}}-1\right)\right]^{\frac{1}{2}}}{\cosh^{-1}(3.5)}$$

$$== 3.08912$$

Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε το ε, από τον τύπο:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{a_{min}}{10}}-1}} = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{35.78}{10}}-1}} = 0.0163$$

Θα υπολογίσουμε τώρα την συχνότητα ημίσειας ισχύος του πρωτότυπου φίλτρου Inverse Chebyshev από τον παρακάτω τύπο:

$$\Omega_{hp} = \frac{1}{\cosh\left[\frac{1}{n}*\cosh^{-1}\frac{1}{\varepsilon}\right]} = \frac{1}{\cosh\left[\frac{1}{2}*\cosh^{-1}\frac{1}{0.0162576}\right]} = 0.5509 \ < 1$$

Επίσης:

$$\alpha = \frac{1}{n}*\sinh^{-1}\frac{1}{\varepsilon} = \frac{1}{4}*\sinh^{-1}\frac{1}{0.0163} = 1.203$$

Οι γωνίες Butterworth για $n = 4$ είναι $\boldsymbol{\psi_\kappa \pm 22.5°}$ και $\boldsymbol{\pm 67.5°}$.

Οι πόλοι Chebyshev προκύπτουν από την $s_k = -\sinh a \cos\psi_\kappa \pm j\cosh a \sin\psi_\kappa$

$\boldsymbol{p_{12} = -1.3996 \pm j0.6947}$, $\Omega_{012} = 1.5626$, $Q_{12} = 0.5582$

$\boldsymbol{p_{34} = -0.5798 \pm j1.6771}$, $\Omega_{034} = 1.7745$, $Q_{34} = 1.5304$

Τα Ω_0, Q υπολογίστηκαν μέσω των σχέσεων:

$$\Omega_0 = \omega_o^2 = \sqrt{\sigma_\kappa^2 + \omega_\kappa^2} \qquad , \qquad Q = \frac{\sqrt{\sigma_\kappa^2 + \omega_\kappa^2}}{2\sigma_\kappa}$$

Οι πόλοι της απόκρισης ICH προκύπτουν δια αντιστροφής των πόλων της απόκρισης CH.

$\widetilde{\Omega_{012}} = \dfrac{1}{\Omega_{012}} = 0.64$, $Q_{12} = 0.5582$

$\widetilde{\Omega_{034}} = \dfrac{1}{\Omega_{034}} = 0.5636$, $Q_{34} = 1.5304$

Οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς , οι γωνίες καθώς και τα αντίστοιχα Q των ριζών φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

ψ_κ	**Q**	$\mathbf{p_\kappa}$
$\pm 22.5°$	0.5582	$p_{12} = -1.3996 \pm j0.6947$
$\pm 67.5°$	1.5304	$p_{34} = -0.5798 \pm j1.6771$

Κλιμακοποιούμε την συχνότητα έτσι ώστε να μεταφερθούμε στο αρχικό πεδίο προδιαγραφών

$\widetilde{\Omega_{012}} = 0.64 * \Omega_s = 2.2399$

$\widetilde{\Omega_{034}} = 0.5636 * \Omega_s = 1.9724$

Η θέση των πόλων είναι:

$\Sigma_{1,2} = -\dfrac{\widetilde{\Omega_{012}}}{2Q_{12}} = -2.0064$ και $\Omega_{1,2} = \sqrt{\widetilde{\Omega_{012}}^2 - \Sigma_{1,2}^2} = 0.9958$

$\Sigma_{3,4} = -\dfrac{\widetilde{\Omega_{034}}}{2Q_{34}} = -0.6444$ και $\Omega_{1,2} = \sqrt{\widetilde{\Omega_{012}}^2 - \Sigma_{1,2}^2} = 1.8642$

Επομένως:

$\boldsymbol{p_{12} = -2.0064 \pm j0.9958}$

$\boldsymbol{p_{34} = -0.6444 \pm j1.8642}$

Τα μηδενικά της ICH προκύπτουν από την

sec (kπ/8) για k=1,3

Επομένως, έχουμε:

$\Omega_{z1} = 1.0824$

$\Omega_{z2} = 2.6131$

Κλιμακοποιούμε τα μηδενικά ως εξής:

$\widetilde{\Omega_{z1}} = \Omega_{z1} * \Omega_s = 3.7884$

$\widetilde{\Omega_{z2}}$ = $\Omega_{z2} * \Omega_s$ = 9.1459

Μετασχηματίζουμε τώρα τους πόλους και τα μηδενικά της κατωδιαβατής απόκρισης εφαρμόζοντας τον ζωνοδιαβατό μετασχηματισμό συχνότητας LP → BP.

Μετασχηματισμός μιγαδικού πόλου: $p_{12} = -2.0064 \pm j0.9958$

$$\Sigma = 2.0064, \quad \Omega = 0.9958$$

$q_c = \frac{\omega_0}{bw} = 2.8189$

Εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο Geffe:

$C = \Sigma^2 + \Omega^2 = 5.0173$

$D = \frac{2\Sigma}{q_c} = 1.4235$

$E = 4 + \frac{C}{q_c^2} = 4.6314$

$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 3.6530$

$Q = \frac{1}{D}\sqrt{\frac{1}{2}(E + G)} = 1.4297$

$K = \frac{\Sigma Q}{q_c} = 1.0176$

$W = K + \sqrt{K^2 - 1} = 1.2062$

Επομένως,

$$\omega_{01} = W\omega_0 = 12883\frac{rad}{s}, \quad \omega_{02} = \frac{1}{W}\omega_0 = 8855.8\frac{rad}{s}$$

Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι η δημιουργία δύο ζευγών μιγαδικών πόλων και δύο μηδενικών στο μηδέν.

Μετασχηματισμός μιγαδικού πόλου: $p_{34} = -0.6444 \pm j1.8642$

$$\Sigma = 0.6444, \quad \Omega = 1.8642$$

$q_c = \frac{\omega_0}{bw} = 2.8189$

Εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο Geffe:

$C = \Sigma^2 + \Omega^2 = 3.8905$

$D = \frac{2\Sigma}{q_c} = 0.4572$

$E = 4 + \frac{C}{q_c^2} = 4.4896$

$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 4.3955$

$Q = \frac{1}{D}\sqrt{\frac{1}{2}(E+G)} = 4.6098$

$K = \frac{\Sigma Q}{q_c} = 1.0539$

$W = K + \sqrt{K^2 - 1} = 1.3865$

Επομένως,

$$\omega_{03} = W\omega_0 = 14810\frac{rad}{s}, \quad \omega_{04} = \frac{1}{W}\omega_0 = 7703.9\frac{rad}{s}$$

Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι η δημιουργία δύο ζευγών μιγαδικών πόλων και δύο μηδενικών στο μηδέν.

<u>Μετασχηματισμός φανταστικού πόλου:</u> $\widetilde{\Omega_{z1}}$ = 3.7884

Εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο ζωνοδιαβατού μετασχηματισμού των μηδενικών και έχουμε:

q_c = 2.8189

$K = 2 + \frac{\widetilde{\Omega_{z1}}^2}{q_c^2} = 3.8061$

$x = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4}}{2} = 3.5222$

$\omega_{z1} = \omega_o\sqrt{x} = 20046\, rad/s$

$\omega_{z2} = \frac{\omega_o}{\sqrt{x}} = 5691.4\, rad/s$

Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι η δημιουργία δύο ζευγών φανταστικών μηδενικών και δύο πόλων στο μηδέν.

<u>Μετασχηματισμός φανταστικού πόλου:</u> $\widetilde{\Omega_{z2}}$ = 9.1459

Εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο ζωνοδιαβατού μετασχηματισμού των μηδενικών και έχουμε:

$q_c = 2.8189$

$$K = 2 + \frac{\widetilde{\Omega_{z2}}^2}{q_c^2} = 12.5268$$

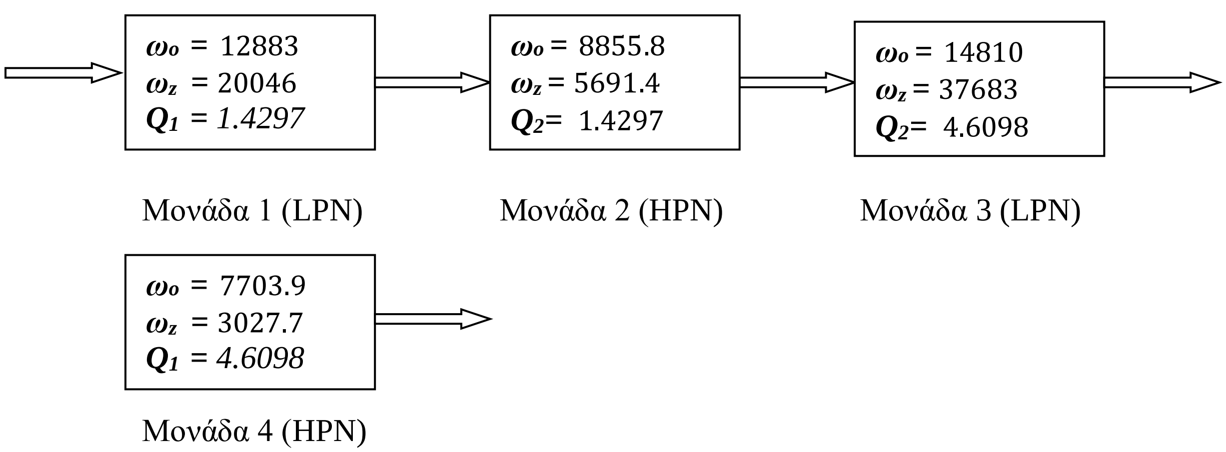
$$x = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4}}{2} = 12.4464$$

$$\omega_{z3} = \omega_o \sqrt{x} = 37683\, rad/s$$

$$\omega_{z4} = \frac{\omega_o}{\sqrt{x}} = 3027.7\, rad/s$$

Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι η δημιουργία δύο ζευγών φανταστικών μηδενικών και δύο πόλων στο μηδέν.

Έτσι με τις παραπάνω διαδικασίες βρίσκουμε τους πόλους και τα μηδενικά του ζωνοδιαβατού φίλτρου Inverse Chebyshev. Στη συνέχεια χωρίζουμε τους πόλους και τα μηδενικά της ζωνοδιαβατής απόκρισης όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Η πρώτη μονάδα αντιστοιχεί σε φίλτρο LPN ($\omega_0 < \omega_z$), η δεύτερη σε ένα φίλτρο HPN ($\omega_0 > \omega_z$), η τρίτη σε ένα φίλτρο LPN και η τέταρτη σε HPN. Άρα η συνάρτηση μεταφοράς θα αποτελείται από 4 μονάδες που θα υλοποιηθούν με ζωνοδιαβατά κυκλώματα Boctor (καθώς ΑΕΜ = 81**5**1).



• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

Για την υλοποίηση των μονάδων (Ι), (ΙΙ) χρησιμοποιήθηκαν τόσο για το LPN όσο και για το HPN τα κυκλώματα Boctor. Επειδή υλοποιείται το φίλτρο κατά Inverse Chebyshev, κάθε πόλος έχει το δικό του μέτρο και επομένως η κλιμακοποίηση γίνεται για κάθε μονάδα ξεχωριστά. Θεωρείτε αρχικά ότι **ω_0 = 1** και κλιμακοποιούμε την συχνότητα αργότερα.

<u>ΜΟΝΑΔΑ (Ι)</u>

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με κύκλωμα Boctor του σχήματος 7.24(α) για φίλτρα LPN. Θεωρούμε προσωρινά ότι $\omega_0 = 1,$ $\omega_z = 1.5560$ και $Q_1 = 1.4297.$ Επιλέγουμε $k_1 = 0.8$ ώστε να ικανοποιείται η σχέση $\frac{{\omega_0}^2}{\omega_z} = 0.4130 < k_1 < 1$

Τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος είναι:

$$C_1 = \frac{k_1}{2Q_2} = 0.2798$$

$$C_2 = 2Q_2 = 2.8594$$

$$R_1 = \frac{2}{k_1\,{\omega_z}^2 - 1} = 2.1348$$

$$R_2 = \frac{1}{1 - k_1} = 5$$

$$R_3 = \frac{1}{2}\left(\frac{k_1}{Q_2} + k_1\,{\omega_z}^2 - 1\right) = 0.6641$$

$$R_4 = \frac{1}{k_1} = 1.25$$

$$R_5 = R_6 = 1$$

$$k_I = \frac{1}{\frac{1}{2}\left(\frac{k_1}{Q_2} + k_1\,{\omega_z}^2 + 1\right)} = 0.6009$$

<u>Κλιμακοποίηση</u>

Έχουμε **k_f = 12883** αφού ω_o = 12883 rad/s.

Το k_m υπολογίζεται από τον τύπο $C_{new} = \frac{1}{k_f k_m} C_{old}$ ώστε να έχουμε έναν τουλάχιστον πυκνωτή ίσο με 0.01μF και προκύπτει:

$$10^{-8} = \frac{1}{12883\; k_m} * 0.2798 \Rightarrow \; k_m = 2171.6$$

Έτσι έχουμε τα πραγματικά μεγέθη:

$R_1 = 4.6359 k\Omega$

$R_2 = 10.858 k\Omega$

$R_3 = 1.4422 k\Omega$

$R_4 = 2.7145 k\Omega$

$R_5 = R_6 = 2.1716 k\Omega$

$C_1 = 0.01 \mu F, C_2 = 0.1022 \mu F$

ΜΟΝΑΔΑ (ΙΙ)

Η μονάδα αυτή υλοποιείται σύμφωνα με το κύκλωμα του σχήματος 7.24(β) του βιβλίου για φίλτρα Boctor HPN. Θεωρούμε και πάλι $\omega_0 = 1$ άρα $\omega_z = 0.6427$. Για να μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα που μας ζητείται από την εκφώνηση θα πρέπει να ικανοποιείται ο περιορισμός $Q = 1.4297 < \frac{1}{1 - \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2}} = 1.7037$ που τελικά ικανοποιείται. Έτσι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την συνάρτηση που βρίσκεται στο αρχείο BoctorHighPass.m και να εξάγουμε αμέσως τις τιμές όλων των στοιχείων του κυκλώματος. Έτσι έχουμε:

$R_1 = 23.028\; k\Omega$

$R_2 = 13.406\; k\Omega$

R_3 = 63.3283 Ω

$R_4 = 100\; \Omega$

R_5 = 100 Ω

R_6 = 63.0818 Ω

$C_1 = 0.01\; \mu F$

$C_2 = 0.01\; \mu F$

$H = 2$

ΜΟΝΑΔΑ (ΙΙΙ)

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με κύκλωμα Boctor του σχήματος 7.24(α) για φίλτρα LPN. Θεωρούμε προσωρινά ότι $\omega_0 = 1,$ $\omega_z = 2.5445$ και $Q_2 = 4.6098$. Επιλέγουμε $k_1 = 0.8$ ώστε να ικανοποιείται η σχέση $\frac{\omega_0}{\omega_z}^2 = 0.1545 < k_1 < 1$

Τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος είναι:

$$C_1 = \frac{k_1}{2Q_2} = 0.0868$$

$$C_2 = 2Q_2 = 9.2197$$

$$R_1 = \frac{2}{k_1\ \omega_z{}^2 - 1} = 0.4785$$

$$R_2 = \frac{1}{1 - k_1} = 5$$

$$R_3 = \frac{1}{2}\left(\frac{k_1}{Q_2} + k_1\ \omega_z{}^2 - 1\right) = 2.1087$$

$$R_4 = \frac{1}{k_1} = 1.25$$

$$R_5 = R_6 = 1$$

$$k_{III} = \frac{1}{\frac{1}{2}\left(\frac{k_1}{Q_2} + k_1\ \omega_z{}^2 + 1\right)} = 0.3217$$

Κλιμακοποίηση

Έχουμε $\mathbf{k_f = 14810}$ αφού $\omega_o = 14810$ rad/s.

Το k_m υπολογίζεται από τον τύπο $C_{new} = \frac{1}{k_f k_m} C_{old}$ ώστε να έχουμε έναν τουλάχιστον πυκνωτή ίσο με 0.01μF και προκύπτει:

$$10^{-8} = \frac{1}{14810\ k_m} * 0.0868 \Rightarrow\ k_m = 585.9092$$

Έτσι έχουμε τα πραγματικά μεγέθη:

$$R_1 = 280.3617\ \Omega$$

$$R_2 = 2.9295\ k\Omega$$

$$R_3 = 1.2355\ k\Omega$$

$$R_4 = 732.3865\ \Omega$$

$R_5 = R_6 = 585.9092\,\Omega$

$C_1 = 0.01\mu F, C_2 = 1.0625\mu F$

<u>ΜΟΝΑΔΑ (IV)</u>

Η μονάδα αυτή υλοποιείται σύμφωνα με το κύκλωμα του σχήματος 7.21 για φίλτρα HPN διότι δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το φίλτρο Boctor καθώς ο περιορισμός $Q = 4.6098 < \frac{1}{1-\frac{\omega_z^2}{\omega_0^2}} = 1.1827$ δεν ικανοποιείται. Θεωρούμε και πάλι $\omega_0 = 1$ άρα $\omega_z = 0.3930$. Έτσι έχουμε:

$k_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_z^2} - 1 = 5.4746$

$R_1 = R_3 = 1$

$R_2 = Q^2(k_1 + 2)^2 = 1.1873\,k\Omega$

$R_4 = Q^2(k_1 + 2) = 158.8387\,\Omega$

$C = \frac{1}{Q(k_1+2)} = 0.029$

$C_1 = k_1 C = 0.1589$

$k_{II} = \frac{(2+k_1)\,Q^2}{(2+k_1)\,Q^2+1} = 0.9937$ (κέρδος στις χαμηλές συχνότητες)

k = $k_{II}\,\frac{\omega_0^2}{\omega_z^2}$ = 6.4341

<u>Κλιμακοποίηση</u>

Αφού έχουμε $\omega_0 = 7703.9$ θεωρούμε $k_f = 7703.9$. Για να έχουμε έναν τουλάχιστον πυκνωτή με χωρητικότητα $0.01\mu F$, από τον τύπο $C_{new} = \frac{1}{k_f k_m} C_{old}$ παίρνουμε:

$$10^{-8} = \frac{1}{7703.9\,k_m} * 0.029 \Rightarrow k_m = 376.7175$$

Έτσι έχουμε τα πραγματικά μεγέθη:

$R_1 = R_3 = 376.7175\,\Omega$

$R_2 = 447.26\,k\Omega$

$R_4 = 59.837\,k\Omega$

$C = 0.01\ \mu F$

$C_1 = 0.054746\ \mu F$

• Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου να είναι $10dB$ στη ζώνη διέλευσης, όπως δίνεται από τις προδιαγραφές του φίλτρου. Ο υπολογισμός τη ενίσχυσης ή απόσβεσης θα γίνει παρακάτω αφού υπολογίσουμε τις συναρτήσεις μεταφοράς των μονάδων.

Συναρτήσεις Μεταφοράς Μονάδων

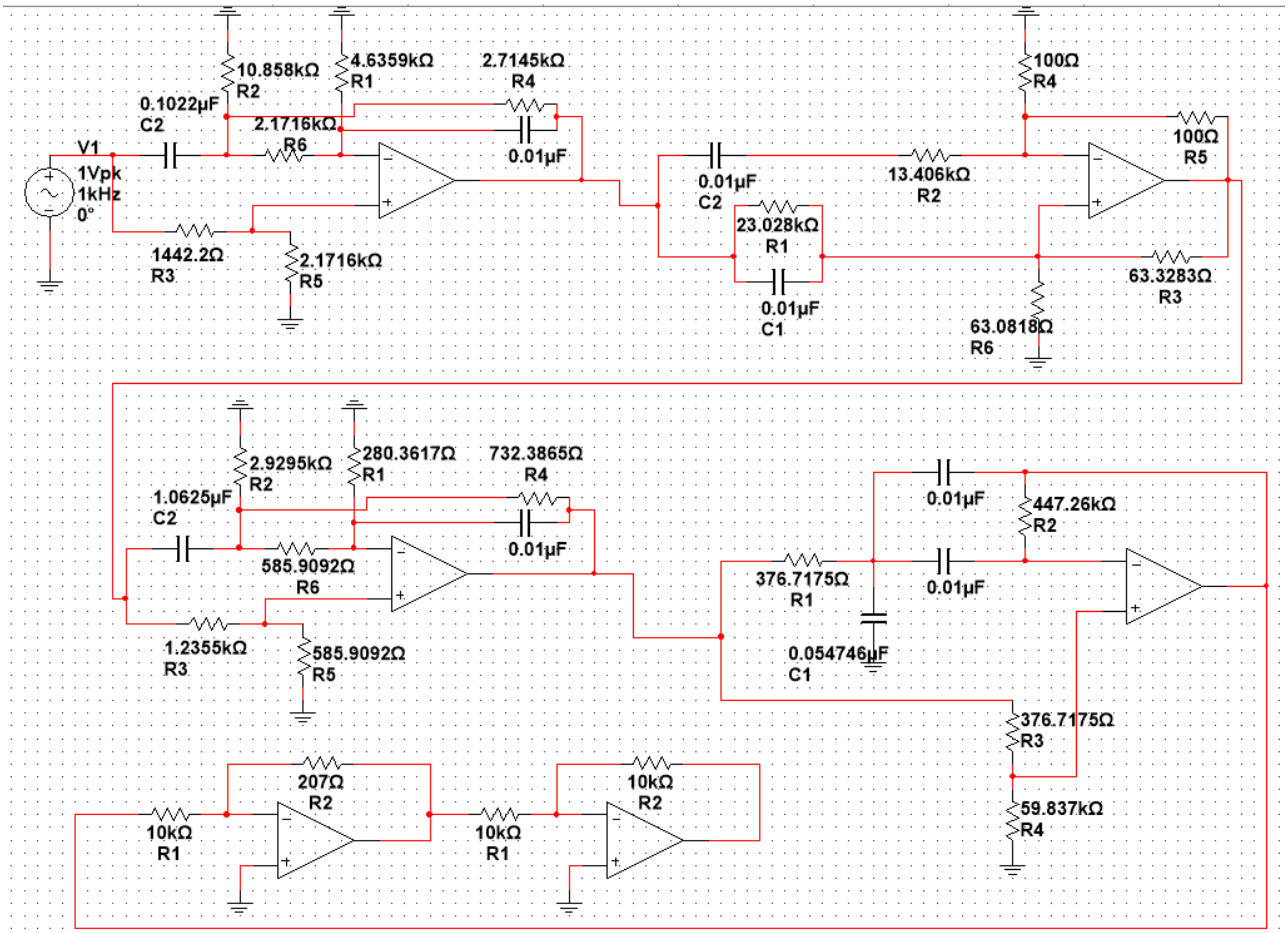
1. $T_1(s) = k_I \frac{s^2+\omega_{Z1}^2}{s^2+\frac{\omega_{01}}{Q_1}s+\omega_{01}^2} = 0.6009 \frac{s^2+20046^2}{s^2+\frac{12883}{1.4297}s+12883^2}$
2. $T_2(s) = k_{II} \frac{s^2+\omega_{Z2}^2}{s^2+\frac{\omega_{02}}{Q_1}s+\omega_{02}^2} = 2.0000 \frac{s^2+5691.4^2}{s^2+\frac{8855.8}{1.4297}s+8855.8^2}$
3. $T_1(s) = k_I \frac{s^2+\omega_{Z3}^2}{s^2+\frac{\omega_{03}}{Q_2}s+\omega_{03}^2} = 0.5621 \frac{s^2+37683^2}{s^2+\frac{14810}{4.6098}s+14810^2}$
4. $T_4(s) = k_{IV} \frac{s^2+\omega_{Z4}^2}{s^2+\frac{\omega_{04}}{Q_2}s+\omega_{04}^2} = 2.6011 \frac{s^2+3027.7^2}{s^2+\frac{7703.9}{4.6098}s+7703.9^2}$

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει από τη σχέση $T_{BE} = KT_1(s)T_2(s)T_3(s)T_4(s)$ και είναι:

$$T_{BE}(s) = K * 0.6009 \frac{s^2+20046^2}{s^2+\frac{12883}{1.4297}s+12883^2} * 2.0000 \frac{s^2+5691.4^2}{s^2+\frac{8855.8}{1.4297}s+8855.8^2} * 0.5621 \frac{s^2+37683^2}{s^2+\frac{14810}{4.6098}s+14810^2} * 2.6011 \frac{s^2+3027.7^2}{s^2+\frac{7703.9}{4.6098}s+7703.9^2}$$

Αν θέσουμε όπου $s = j\omega$ και $\omega = 10681\ rad/sec$, την κεντρική συχνότητα δηλαδή, προκύπτει το κέρδος του φίλτρου στην κεντρική συχνότητα. Το κέρδος είναι $1.5814 * 2.1739 * 3.7954 * 11.7248 = 152.9847$. Για να έχουμε κέρδος $10dB$ πρέπει $20 \log 152.9847K = 10 \Rightarrow K = 0.0207$. Χρειαζόμαστε δηλαδή απόσβεση με συντελεστή 0.0207. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε μια αναστρέφουσα συνδεσμολογία με λόγο $\alpha = 0.0207$. Επιλέγουμε αντιστάσεις $r_1 = 10k\Omega, r_2 = 207\Omega$. Θα προσθέσουμε τέλος μια μονάδα αναστρέφουσας συνδεσμολογίας μοναδιαίου κέρδους έτσι ώστε συνολικά να μην έχουμε αντιστροφή της φάσης. Έτσι ολοκληρώνεται και η ρύθμιση κέρδους του προηγούμενου ερωτήματος.

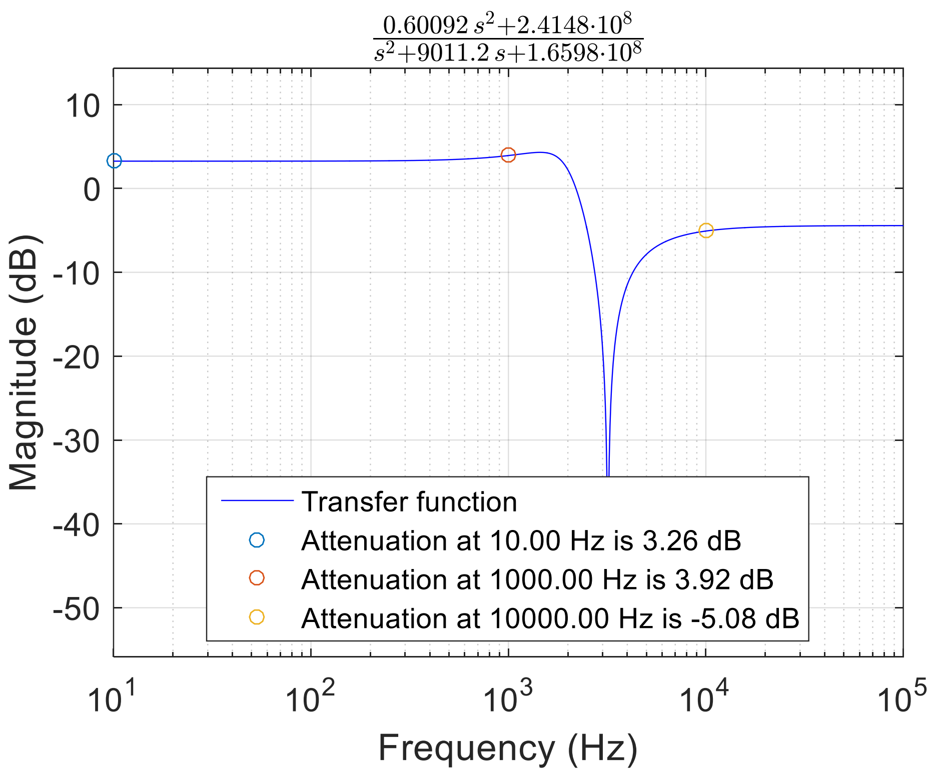
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κανονικοποιημένο κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τρεις μονάδες αλλά και η απομόνωση μεταξύ 1^{ης} και 2^{ης} μονάδας προκειμένου να μην αλληλοεπιδρούν η μια στην άλλη. Τέλος, φαίνεται και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.



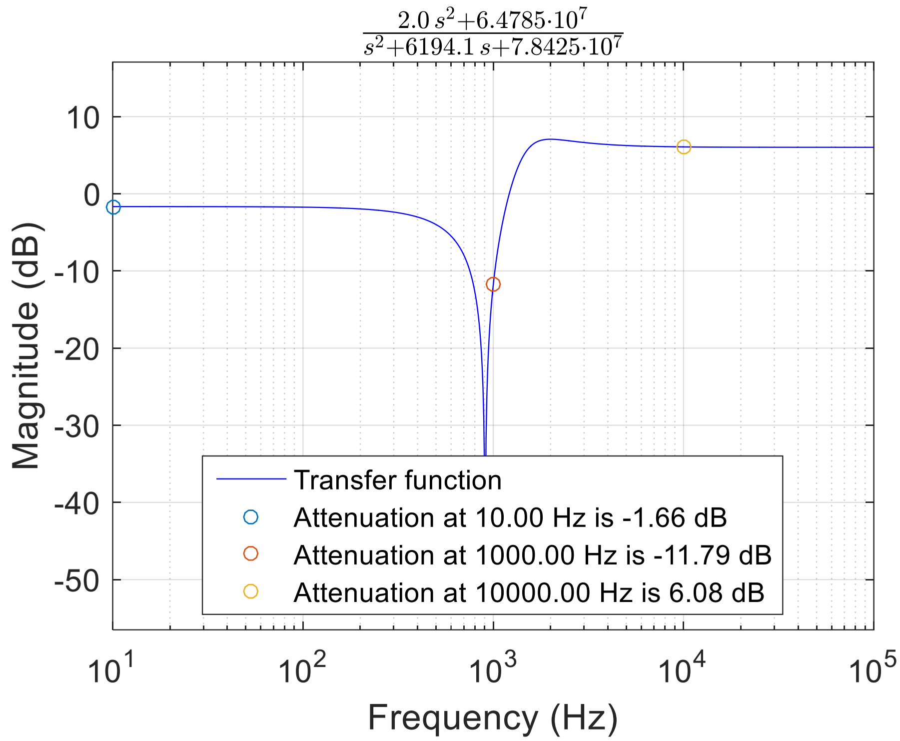
Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων μονάδων αλλά και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Η απόκριση πλάτους σε dB για την πρώτη, την δεύτερη, την τρίτη μονάδα και την τέταρτη 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.

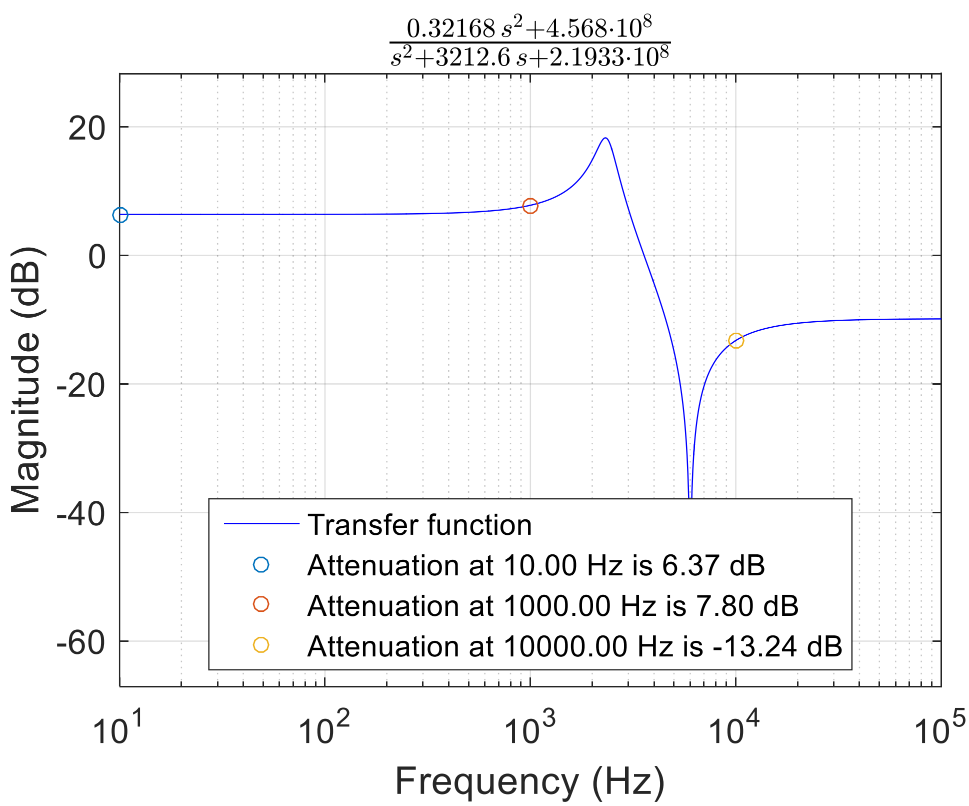
$1^{η}$ Μονάδα : ζωνοφρακτικό φίλτρο Boctor LPN .



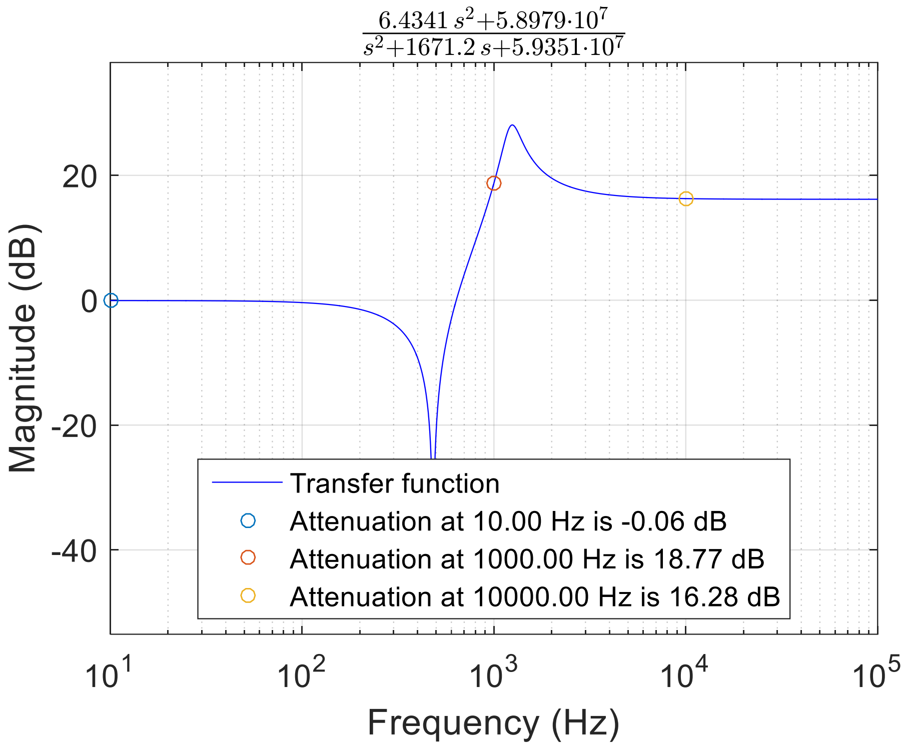
2η Μονάδα : Ζωνοφρακτό φίλτρο Boctor HPN



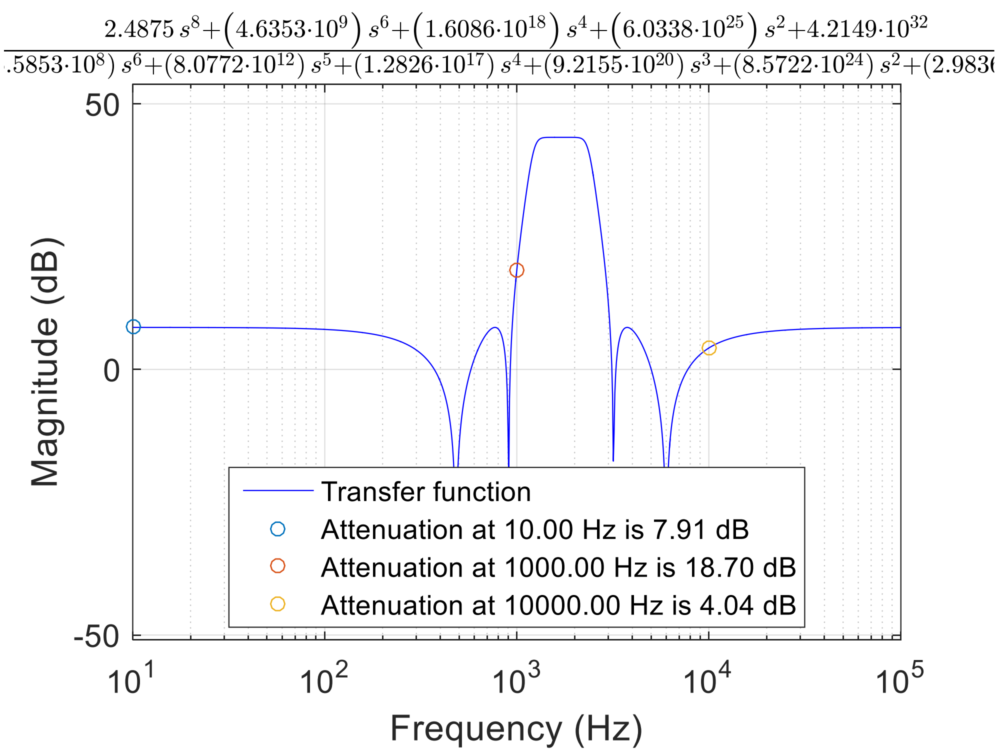
3η Μονάδα : ζωνοφρακτικό φίλτρο Boctor LPN .



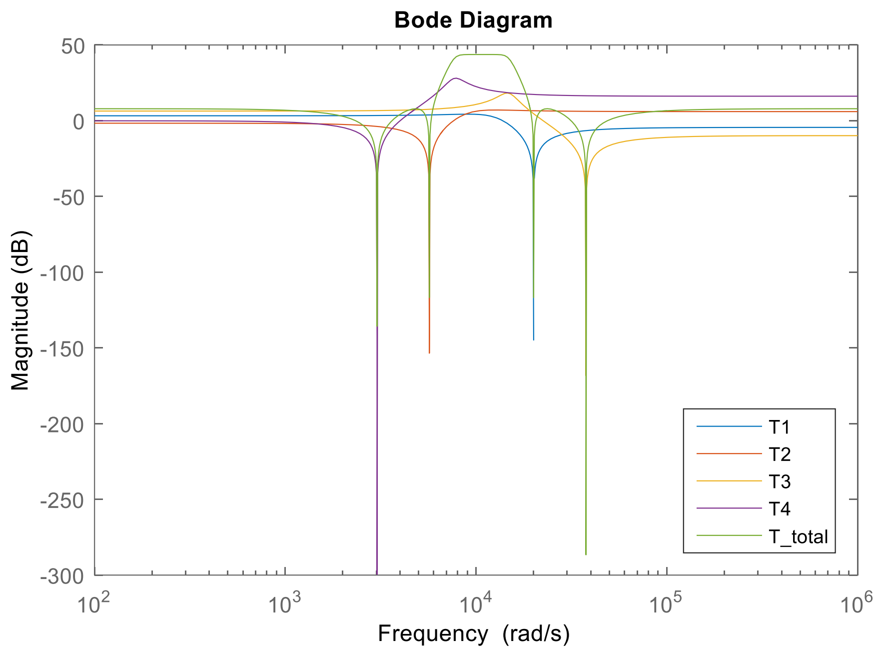
4η Μονάδα : Ζωνοφρακτό φίλτρο HPN



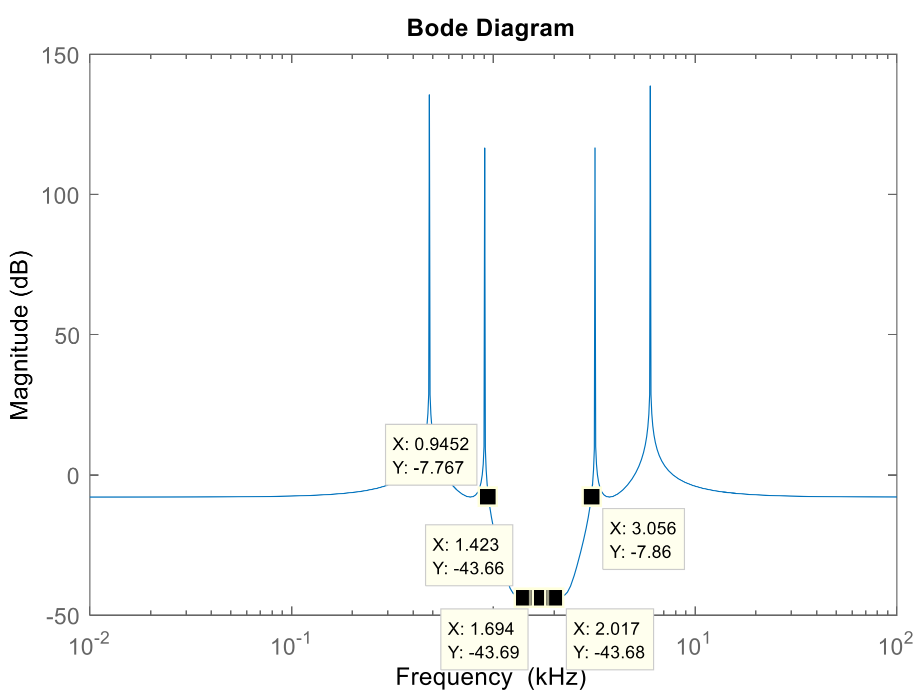
Παρακάτω βλέπουμε την απόκριση πλάτους της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας.



Σε αυτό το σημείο παραθέτουμε όλες τις παραπάνω αποκρίσεις σε ένα κοινό διάγραμμα Bode.



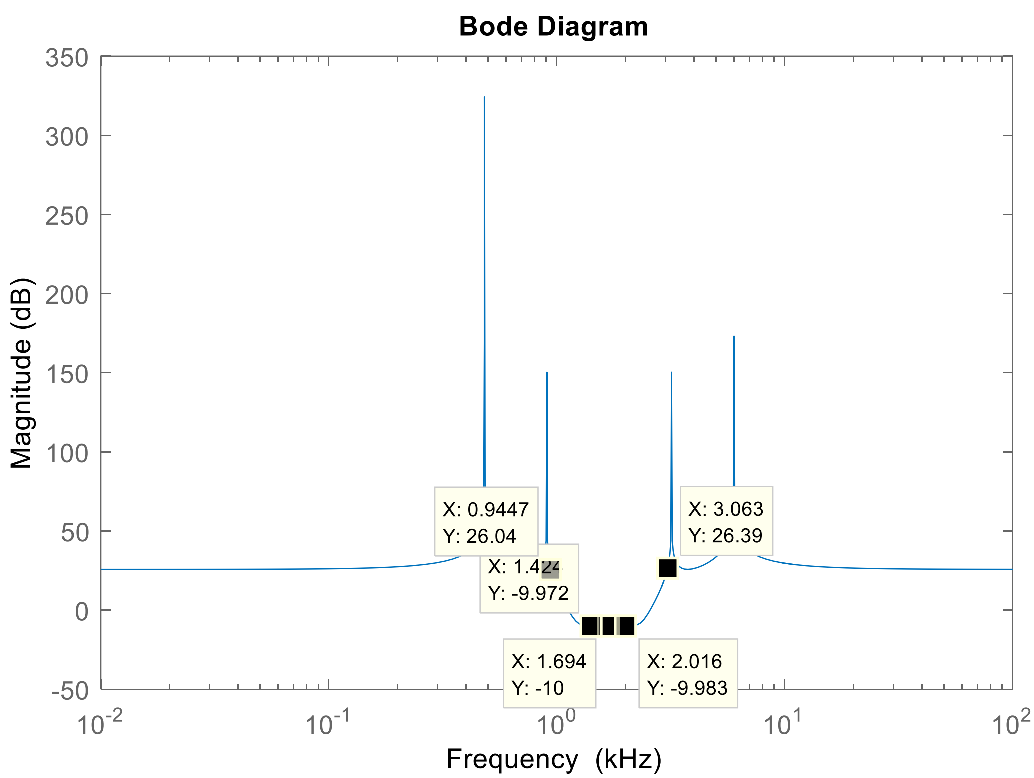
Παρακάτω φαίνεται η συνάρτηση απόσβεσης σε dB της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας.



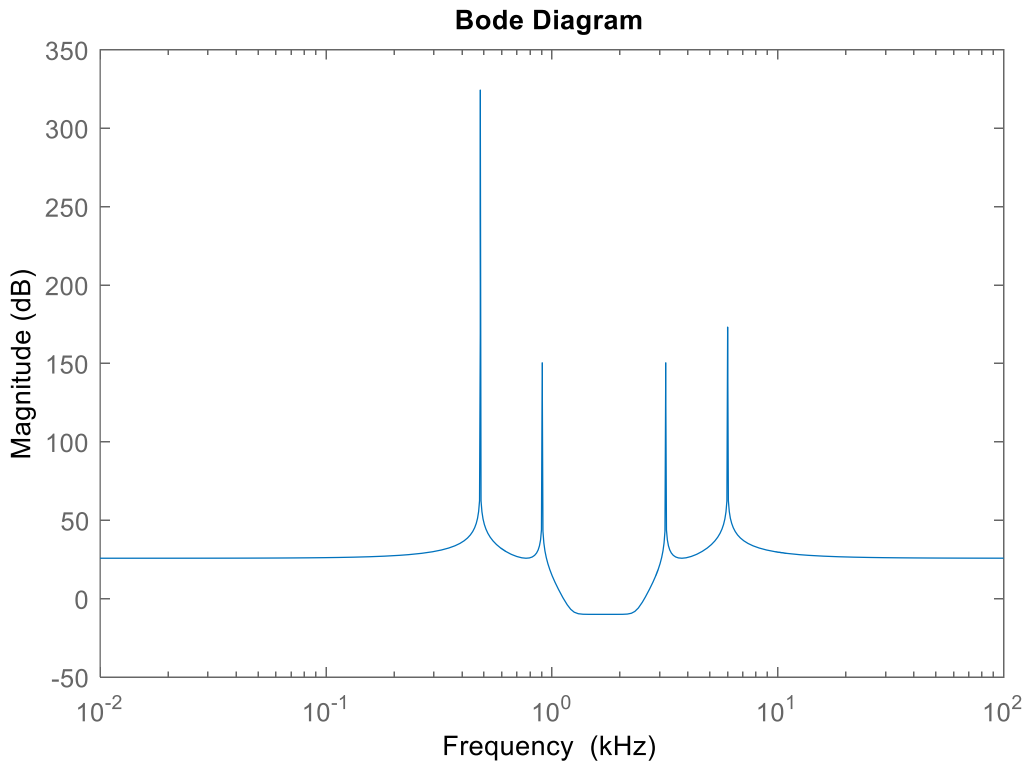
Στη συνάρτηση απόσβεσης σημειώνουμε την κεντρική συχνότητα f_0 και το κέρδος στην συχνότητα αυτή, τις κρίσιμες συχνότητες f_1, f_2, f_3, f_4 καθώς και τα αντίστοιχα κέρδη. Παρατηρούμε ότι η απόκριση πληροί όλες τις προδιαγραφές που τέθηκαν από την εκφώνηση εκτός από το κέρδος στην κεντρική συχνότητα, το οποίο ζητήθηκε 10dB. Πιο συγκεκριμένα:

- Στις συχνότητες f_1 = 1.425kHz και f_2 = 2.0281kHz όπου ζητήθηκε απόσβεση α_{max} = 0.4278 το α_{max} είναι πολύ μικρότερο, α_{max} < 0.03 και για τις 2 συχνότητες.
- Στις συχνότητες f_3 = 945Hz και f_4 = 3.0563kHz όπου ζητήθηκε απόσβεση α_{min} = 35.7778 το α_{min} είναι μεγαλύτερο, ακόμα και με μικρή διαφορά, δηλαδή α_{min} = 43.69-7.767 = 35.923 στην f_3 και α_{min} = 43.69-7.86 = 35.83 στην f_4.

Το διάγραμμα της συνάρτησης απόσβεσης έπειτα της ρύθμισης του κέρδους δίνεται παρακάτω. Όπως είναι φανερό, όλες οι προδιαγραφές πληρούνται.

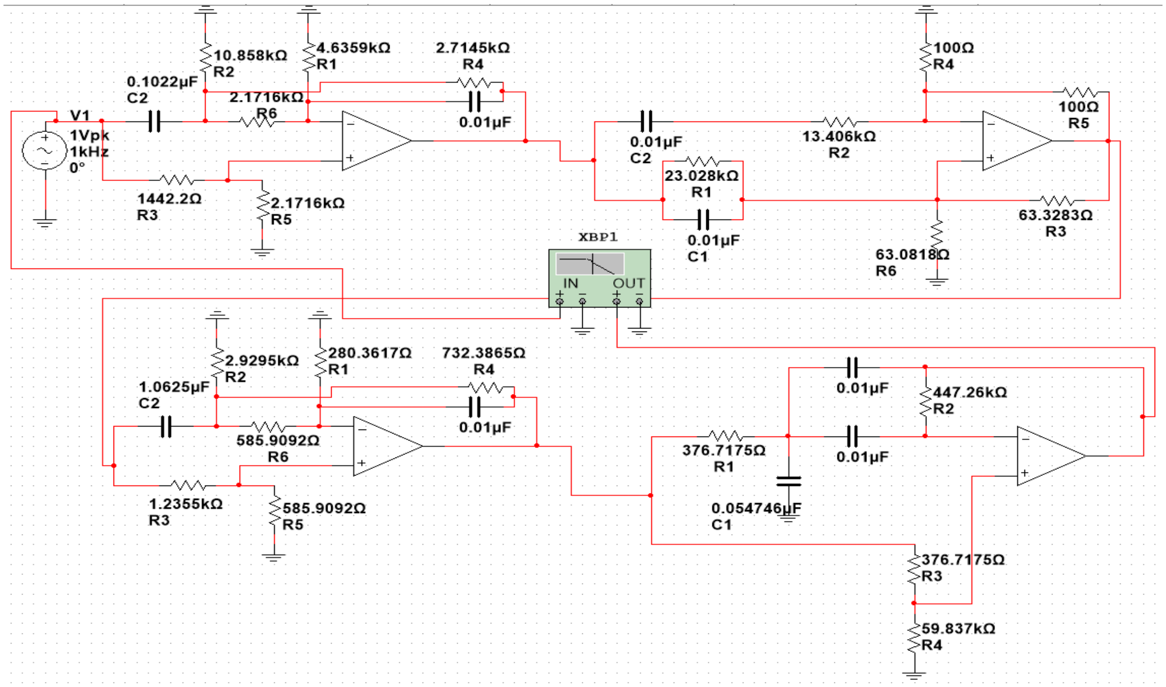


Το ίδιο διάγραμμα χωρίς τιμές σε συγκεκριμένες συχνότητες:

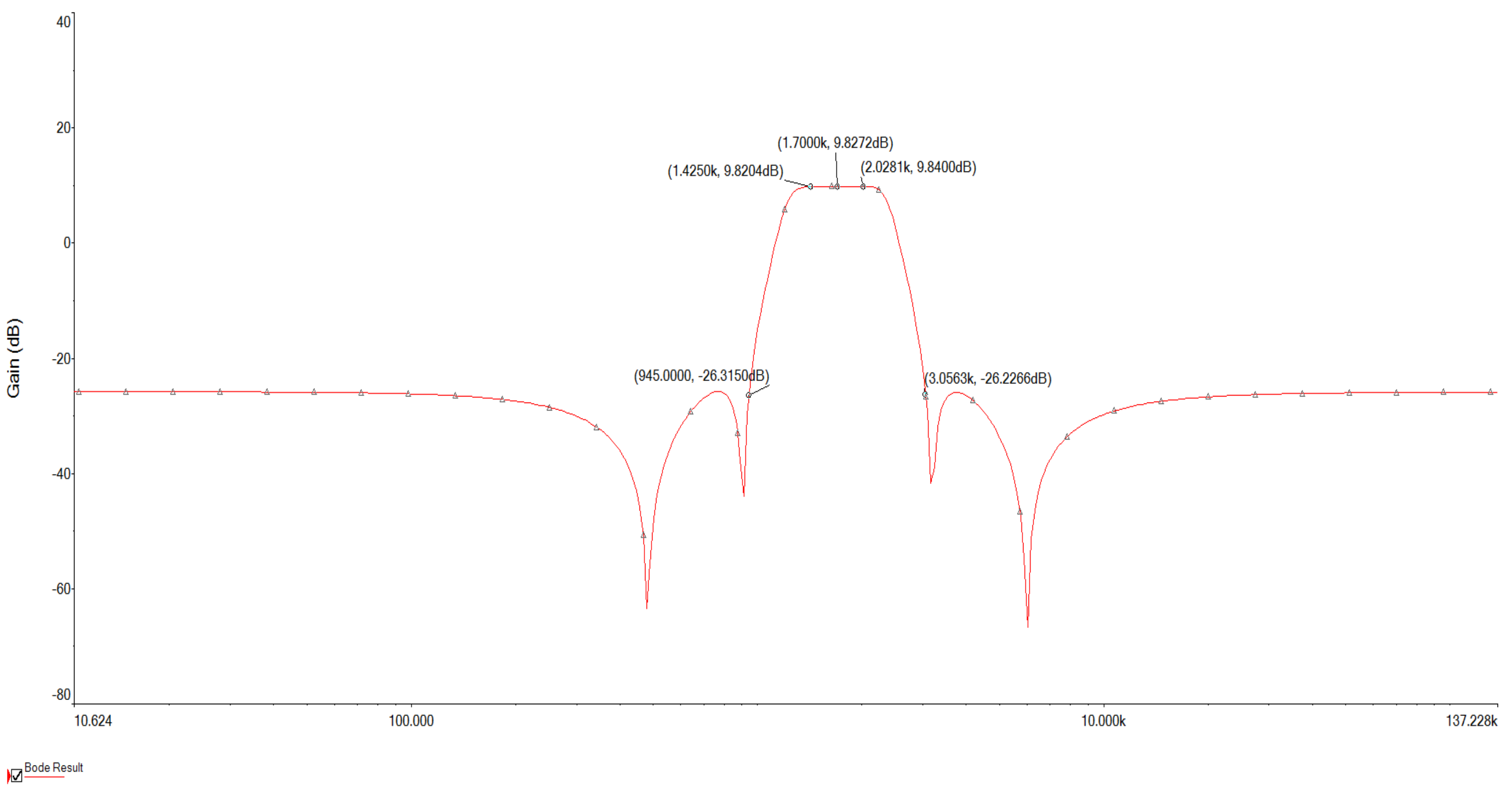


Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

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 :

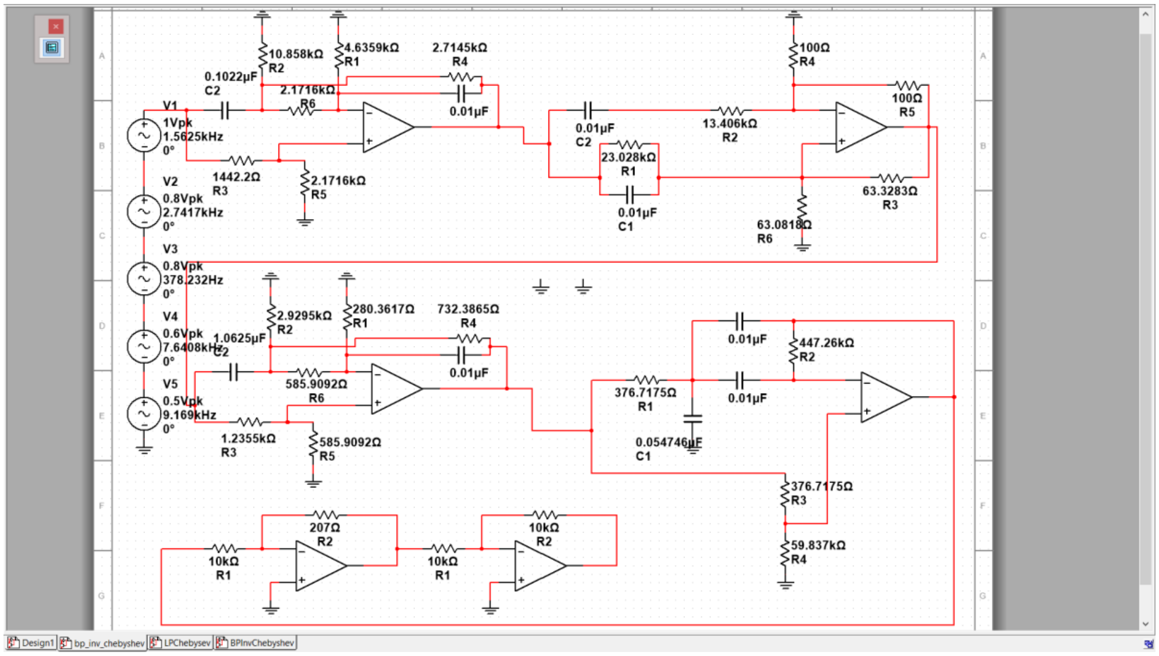


Από αυτά τα διαγράμματα λοιπόν γίνεται φανερό ότι το φίλτρο που υλοποιήθηκε πληροί τις προδιαγραφές που τέθηκαν από την εκφώνηση. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα, το κέρδος στην ζώνη διέλευσης είναι 9.82 κατά μέσο όρο εξ' ολοκλήρου. Στις συχνότητες f_1 και f_2 η προδιαγραφή $α_{max}$ = 0.4278dB ικανοποιείται κατά πολύ καθώς το κέρδος σε αυτές τις συχνότητες σε σχέση με το κέρδος της κεντρικής συχνότητας είναι 0.0068dB και 0.0128dB αντίστοιχα. Επίσης, στις συχνότητες f_3 και f_4 όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε η προδιαγραφή $α_{min}$ = 35.7778 dB ικανοποιείται και στις δύο συχνότητες με τιμές 36.1422dB και 36.0538dB αντίστοιχα.
Συγκριτικά με τα αντίστοιχα διαγράμματα που εξήχθησαν από το MATLAB υπάρχει πολύ μεγάλη ομοιότητα τόσο στην μορφή όσο και στις τιμές. Στο MATLAB βέβαια το κέρδος στην ζώνη διέλευσης είναι 10dB ενώ στο MULTISIM είναι 9.8272dB. Σε κάθε περίπτωση, η υλοποίηση στο MULTISIM επιβεβαιώνει ότι το ζωνοδιαβατό φίλτρο που σχεδιάστηκε λειτουργεί σωστά.
Πιο συγκεκριμένα, ελέγχοντας κατάλληλα τις κλίμακες συχνότητας και απόσβεσης διαπιστώνουμε ότι το φίλτρο .....το οποίο συμφωνεί με τη θεωρητική ανάλυση καθώς …

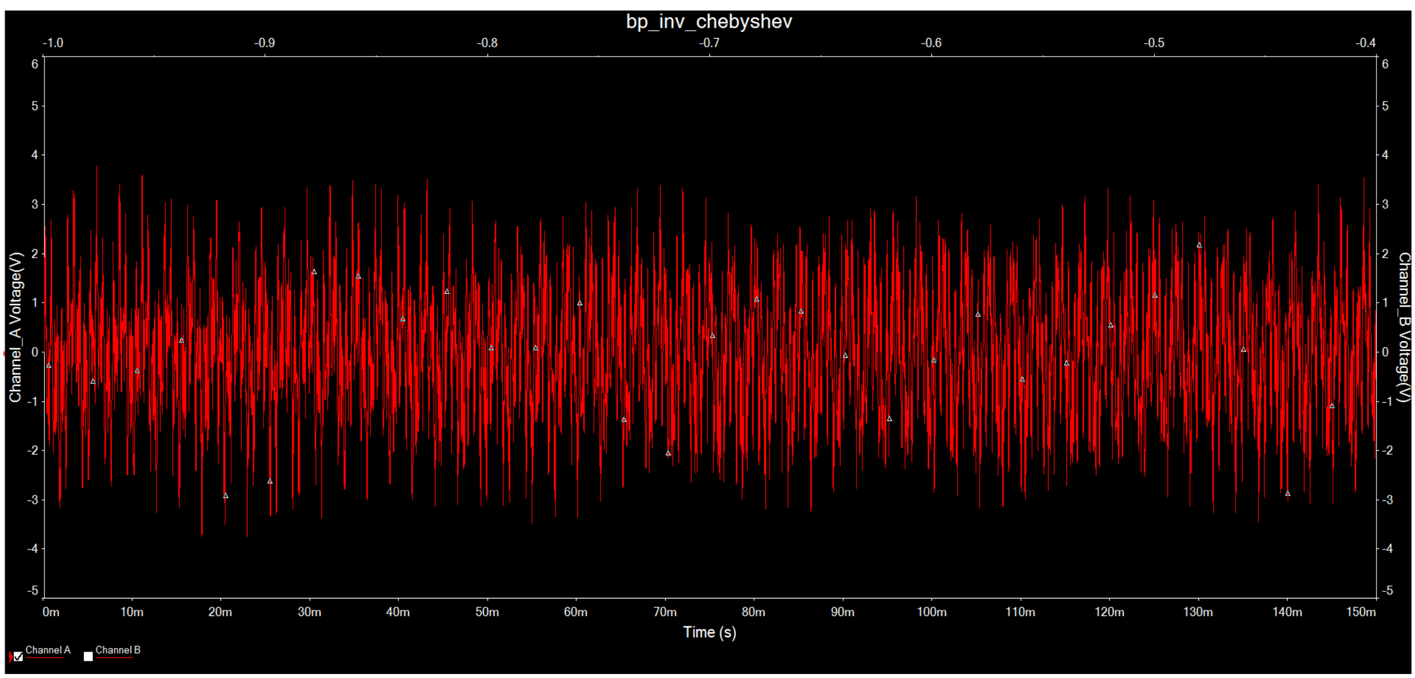
- Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα μια πηγή διέγερσης με περιοδικό σήμα το οποίο αποτελεί ένα άθροισμα συνημιτόνων όπως ζητήθηκε από την εκφώνηση. Συγκεκριμένα το σήμα εισόδου είναι:

$$f(t) = cos(2π * 1562.5t) + 0.8cos(2π * 2741.7t) + 0.8cos(2π * 378.232t) + 0.6cos(2π * 7640.8t) + 0.5cos(2π * 9169t)$$

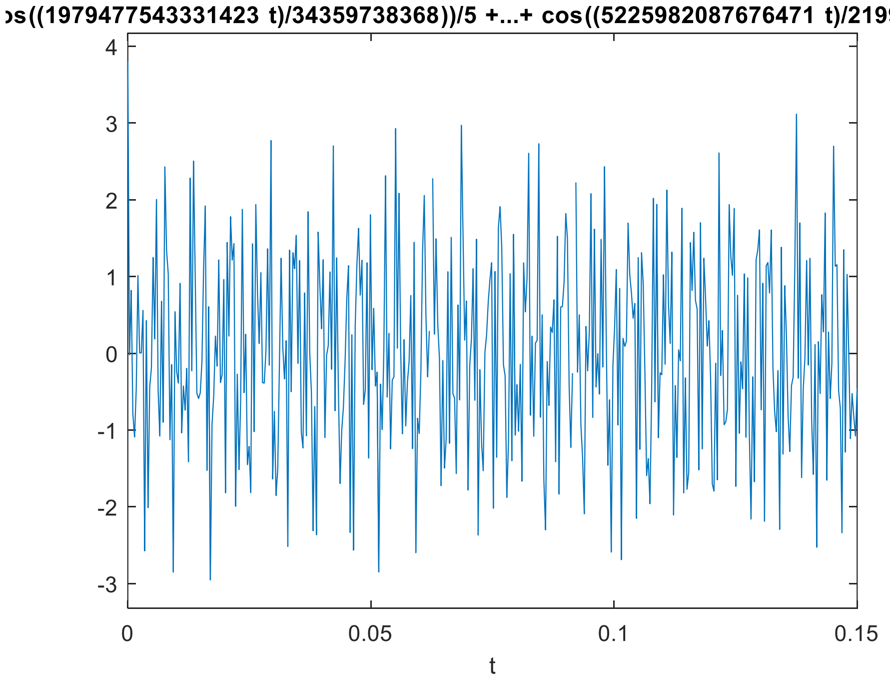
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα. Το κύκλωμα μετά την προσθήκη των πηγών διέγερσης είναι το παρακάτω:



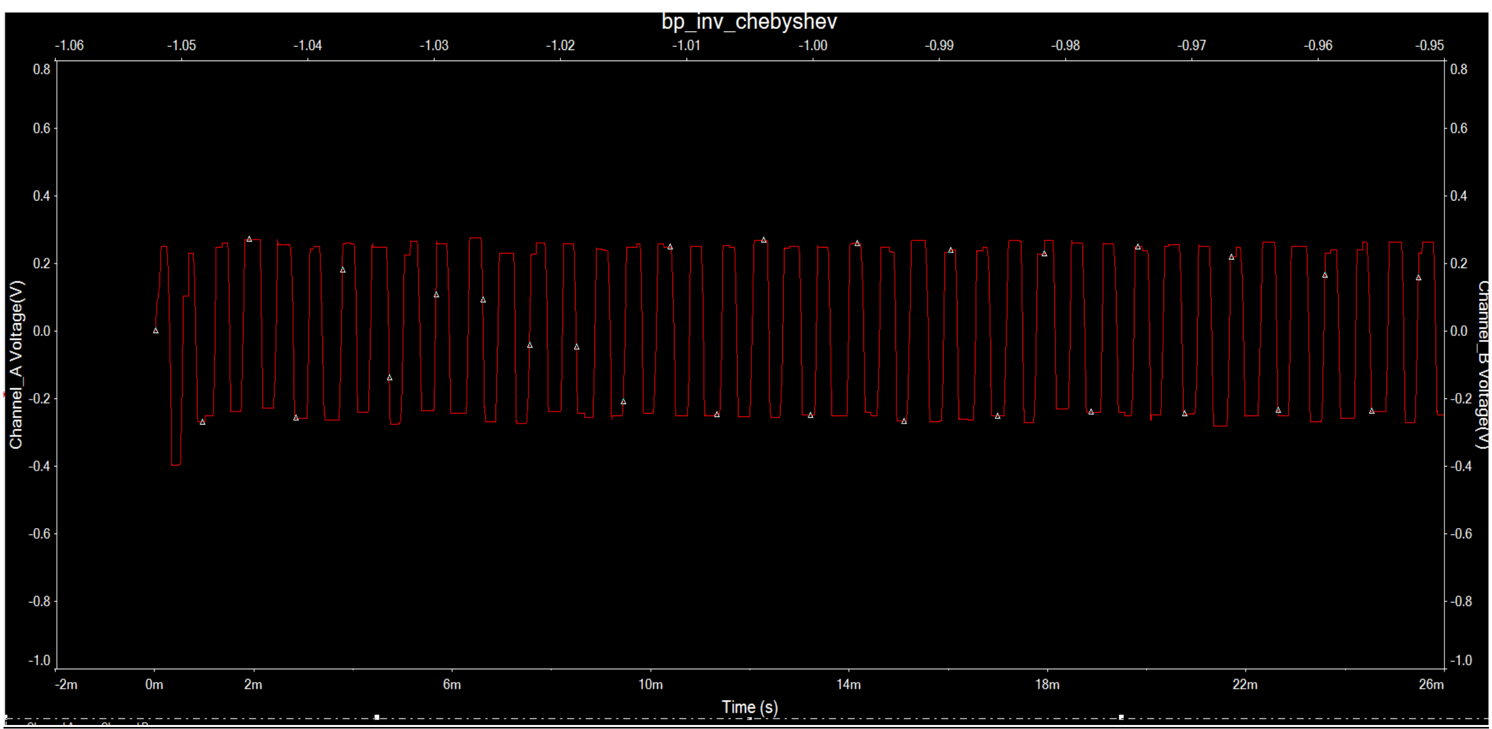
<u>Σήμα Εισόδου Multisim:</u>



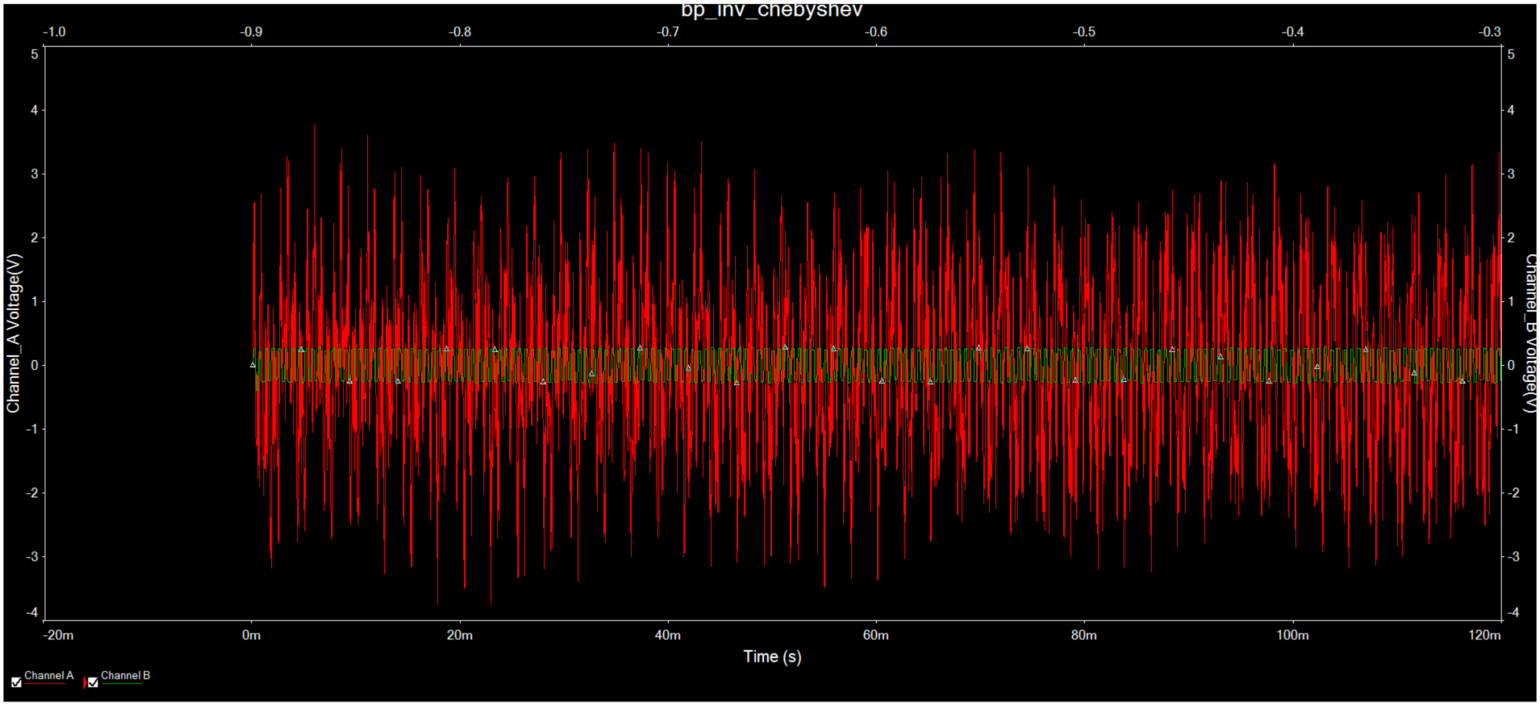
Σήμα Εισόδου Matlab:



Σήμα Εξόδου Multisim:



Τα σήματα εισόδου και εξόδου σε κοινό διάγραμμα:

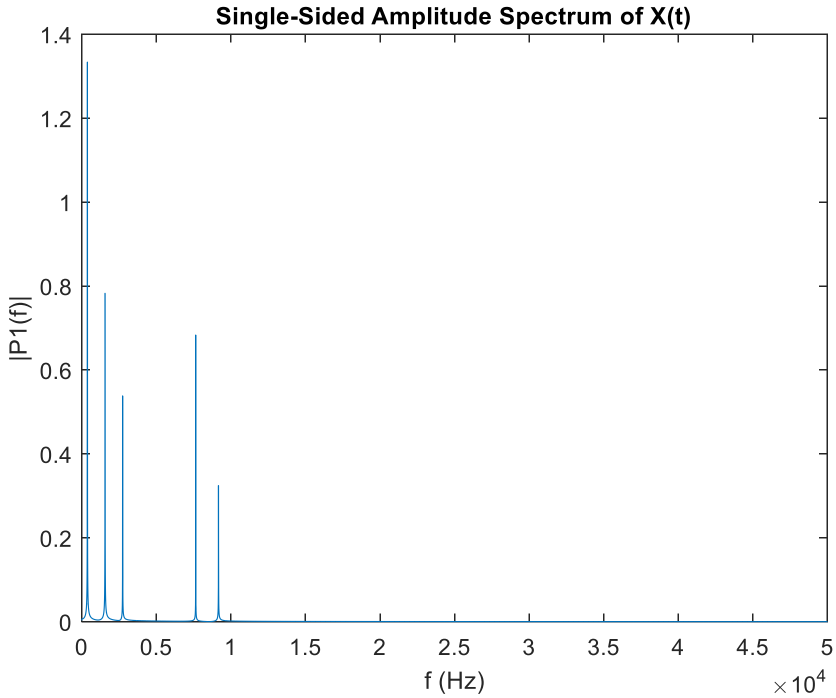


Στα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά τα σήματα εισόδου και εξόδου. Παρατηρούμε ότι όντως το σήμα εξόδου είναι κατά πολύ μικρότερο σε πλάτος από το σήμα εισόδου, όπως είχαμε προβλέψει με την θεωρητική ανάλυση κατά την ρύθμιση κέρδους του φίλτρου. Επίσης, κάτι ακόμα που αξίζει να σημειώσουμε είναι ότι ενώ το σήμα εισόδου είναι ένα άθροισμα συνημιτόνων, το σήμα εξόδου είναι ένας παλμός.

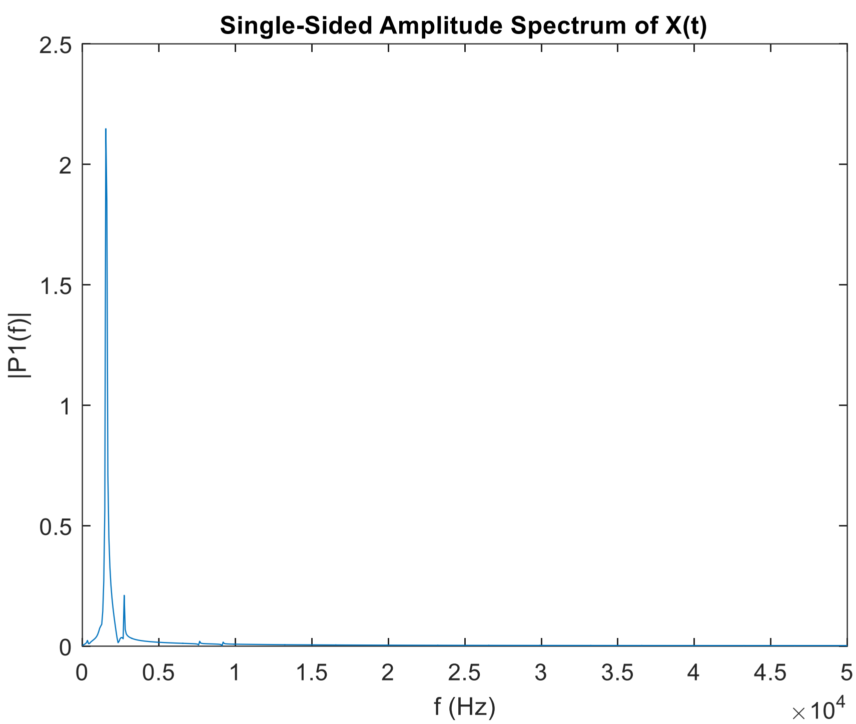
- Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του ζωνοδιαβατού φίλτρου Inverse Chebyshev που υλοποιήσαμε. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα εξετάσουμε τα φάσματα τόσο στο Multisim όσο και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε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

Κατά συνέπεια, στην επόμενη σελίδα παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT και τα οποία θα σχολιάσουμε στην συνέχεια.

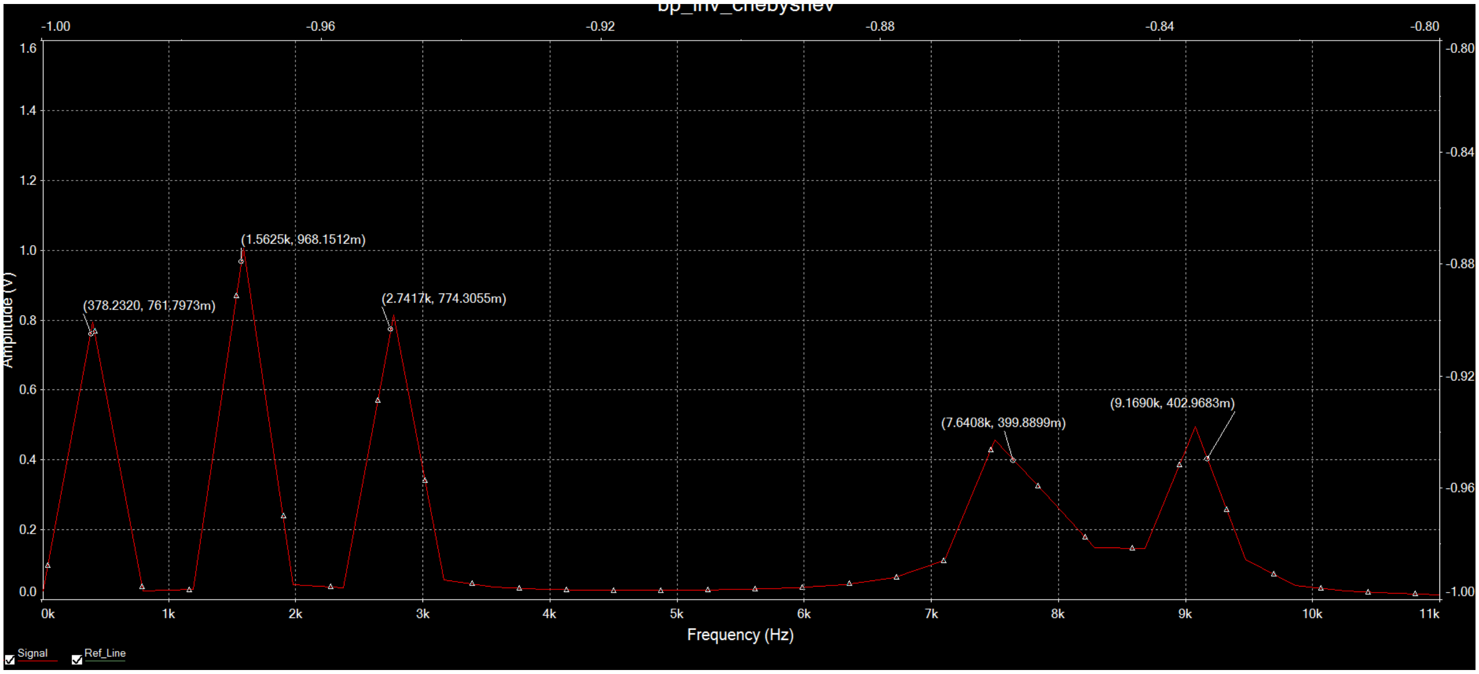
Φάσμα Σήματος Εισόδου Matlab:



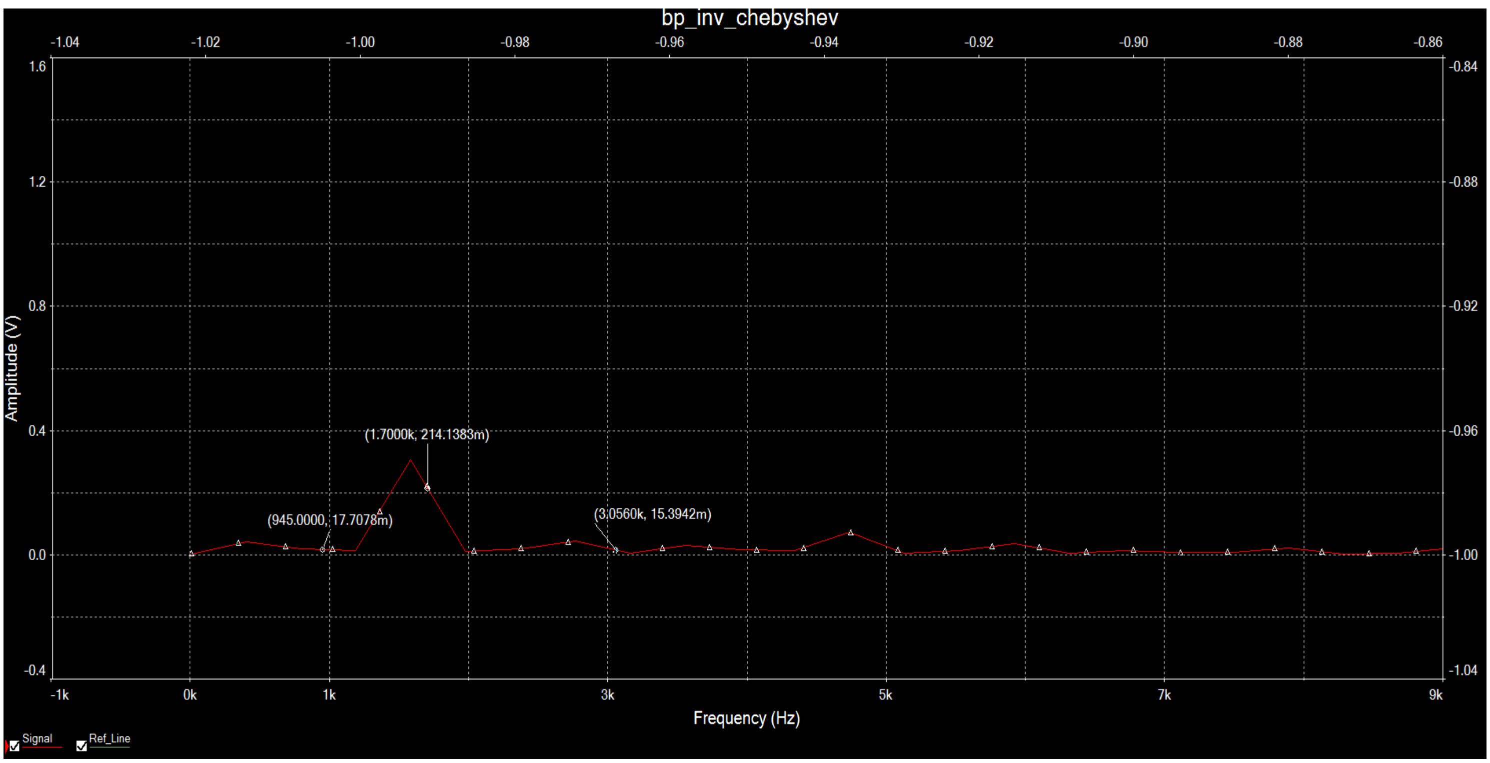
Φάσμα Σήματος Εξόδου Matlab:



Φάσμα Σήματος Εισόδου Multisim:



Φάσμα Σήματος Εξόδου Multisim:



Όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε πολύ εύκολα, το φάσμα του σήματος εισόδου έχει 5 κεντρικές συχνότητες, ακριβώς αναμέναμε διότι το σήμα εισόδου, όπως προαναφέρθηκε είναι ένα άθροισμα συνημιτόνων. Επιπλέον, στο φάσμα του σήματος εξόδου παρατηρούμε ότι το φίλτρο όντως «κόβει» τις συχνότητες που δεν βρίσκονται στο διάστημα f_3 – f_4 και διαπιστώνουμε ότι λειτουργεί ως ζωνοδιαβατό. Τέλος, αξίζει να σημειώσουμε ότι τα φάσματα εισόδου και εξόδου που δημιουργήθηκαν από τα 2 προγράμματα (Matlab και Multisim) έχουν την ίδια μορφή.