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

# ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

## ***ΕΡΓΑΣΙΑ #3***

*ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.*

7ο ΕΞΑΜΗΝΟ

**Όνομα : Εξάρχου Δημήτριος-Μάριος**

**Α.Ε.Μ. : 8805**

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2019

## Περιεχόμενα

## ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ

## ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

# Εργασία #3 : Σχεδίαση Ζωνοφρακτικών φίλτρων

### ΖΩΝΟΦΡΑΚΤΙΚΟ ΦΙΛΤΡΟ CHEBYSHEV

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

$f_0 = 2.5$ kHz, $f_1 = 1.7$ kHz, $f_2 = 3.6765$ kHz, $f_3 = 2.0733$ kHz, $f_4 = 3.0145$ kHz

και $\alpha_{min} = 27$ dB, $\alpha_{max} = 0.5389$ dB

## Α. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

### • Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Αρχικά θα υπολογιστούν οι προδιαγραφές του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου. Οι συχνότητες μετατρέπονται στις αντίστοιχες κυκλικές:

$$\omega_0 = 15708\, rad/sec \quad \omega_1 = 10681\, rad/sec, \qquad \omega_2 = 23100\, rad/sec$$

$$\omega_3 = 13027\, rad/\sec \qquad \omega_4 = 18941\, rad/sec$$

Για επαλήθευση ισχύει $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 * \omega_2} = \sqrt{\omega_3 * \omega_4}$

Από γνωστούς τύπους μετασχηματισμού: $\Omega(\omega) = \frac{(\omega_2-\omega_1)*\omega}{{\omega_0}^2-\omega^2}$ ,$όπου$ $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 * \omega_2}$

Επομένως:

$$\Omega_p = \Omega(\omega_1) = 1, \qquad \Omega_s = \Omega(\omega_3) = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_4 - \omega_3} = 2.1, \quad bw = \omega_2 - \omega_1 = 12419\, rad/sec$$

Από την παρακάτω εξίσωση έχουμε την τάξη του φίλτρου:

$$n = \frac{\cosh^{-1}[(10^{\frac{a_{min}}{10}} - 1)/(10^{\frac{a_{max}}{10}} - 1)]^{1/2}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} = 3.5056$$

Επειδή το n που προέκυψε δεν είναι ακέραιος, πρέπει να στρογγυλοποιηθεί στον αμέσως μεγαλύτερο ακέραιο. Δηλαδή , **n = 4** .

Στη συνέχεια υπολογίζονται οι συντελεστές ε, α και η συχνότητα ημίσειας ισχύος από τους παρακάτω τύπους:

$$\varepsilon = \left(10^{\frac{a_{max}}{10}} - 1\right)^{1/2} = 0.3635$$

$$a = \frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) = 0.4342$$

$$\omega_{hp} = \cosh\left(\frac{1}{n}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) = 1.0885 > 1$$

Οι γωνίες Butterworth ενός φίλτρου 4ης τάξης είναι $\psi_\kappa = \pm 22.5°, \pm 67.5°$ .

Συνεπώς οι πόλοι Chebyshev προκύπτουν από τον τύπο:

$$\boldsymbol{p_k = -\sinh(a) * \cos(\psi_k) \pm \cosh(a) * \sin(\psi_k)}$$

$$p_{1,2} = -0.4138 \pm j0.4193$$

$$p_{3,4} = -0.1714 \pm j1.0123$$

Επίσης ισχύει:

$$\Omega_{0\kappa} = \sqrt{Re(p_k)^2 + Im(p_k)^2} \quad \kappa\alpha\iota \quad Q_\kappa = \frac{\Omega_{0\kappa}}{-2Re(p_k)}$$

| **ψκ** | **Q** | **pκ** | ***Ω0κ*** |
|---|---|---|---|
| $\pm 22.5°$ | 0.7118 | $-0.4138 \pm j0.4193$ | 0.5892 |
| $\pm 67.5°$ | 2.9948 | $-0.1714 \pm j1.0123$ | 1.0267 |

Αντιστρέφοντας τους πόλους έχουμε τις προδιαγραφές τις πρότυπης ανωδιαβατής απόκρισης:

| **Q** | **pκ** | $\widetilde{\boldsymbol{\Omega_\kappa}}$ |
|---|---|---|
| 0.7118 | $-1.19236 \pm j1.2082$ | 1.6973 |
| 2.9948 | $-0.1626 \pm j0.9603$ | 0.9739 |

Όπου:

$$\widetilde{\Omega_1} = \frac{1}{\Omega_{01,2}} = 1.6973 \quad \kappa\alpha\iota \quad \widetilde{\Omega_2} = \frac{1}{\Omega_{03,4}} = 0.9739$$

- Μετασχηματισμός πόλων και μηδενικών

Μετασχηματίζουμε τώρα τους πόλους και τα μηδενικά της ανωδιαβατής απόκρισης εφαρμόζοντας το ζωνοφρακτικό μετασχηματισμό συχνότητας HP→BE. Αρχικά υπολογίζουμε τον συντελεστή ποιότητας $q_c = \frac{\omega_0}{bw} = 1.2649$. Στην συνέχεια εφαρμόζουμε τον *αλγόριθμο Geffe.*

*Μετασχηματισμός μιγαδικού πόλου:* $\boldsymbol{p_{1,2} = -1.19236 \pm j1.2082}$

$\Sigma_{1,2} = 1.1923 \;\; \kappa\alpha\iota \;\; \Omega_{1,2} = 1.2082$

$C = 2.8810, D = 1.8852, E = 5.8007$

$G = 4.4082, Q = 1.1984, k = 1.1296, W = 1.6551$

$\omega_{01} = 9490.6 rad/\sec \quad \kappa\alpha\iota \quad \omega_{02} = 25998\, rad/sec$

Από τη διαδικασία μετασχηματισμού προκύπτει ότι οι πόλοι $P_{1,2} = -\Sigma_{1,2} \pm j\,\Omega_{1,2}$ της συνάρτησης μεταφοράς, μετασχηματίζονται σε δύο ζεύγη μιγαδικών πόλων $\omega_{01}$, $\omega_{02}$ καθώς και δύο μηδενικά στον φανταστικό άξονα σε απόσταση $\omega_o$.

*Μετασχηματισμός μιγαδικού πόλου:* $\boldsymbol{p_{3,4} = -0.1626 \pm j0.9603}$

$\Sigma_{3,4} = 0.1626 \;\; \kappa\alpha\iota \;\; \Omega_{3,4} = 0.9603$

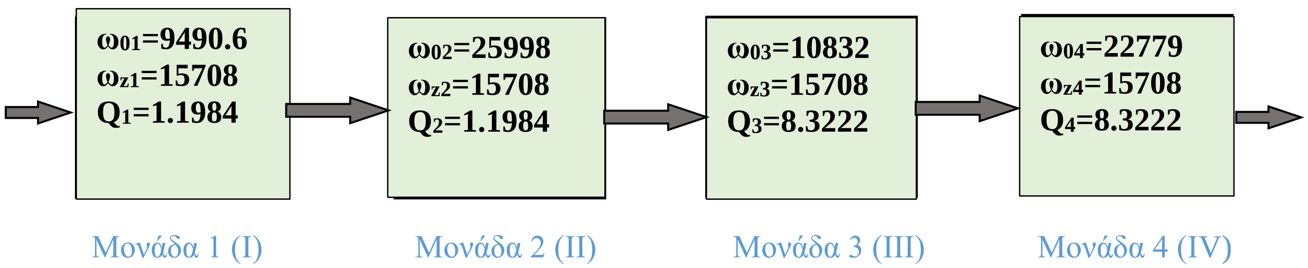
$C = 0.9486, D = 0.2571, E = 4.5929$

$G = 4.5640, Q = 8.3222, k = 1.0699, W = 1.4501$

$\omega_{03} = 10832\, rad/\sec \quad \kappa\alpha\iota \quad \omega_{04} = 22779\, rad/sec$

Από τη διαδικασία μετασχηματισμού προκύπτει ότι οι πόλοι $P_{3,4} = -\Sigma_{3,4} \pm j\,\Omega_{3,4}$ της συνάρτησης μεταφοράς, μετασχηματίζονται σε δύο ζεύγη μιγαδικών πόλων $\omega_{03}$, $\omega_{04}$ καθώς και δύο μηδενικά στον φανταστικό άξονα σε απόσταση $\omega_o$.

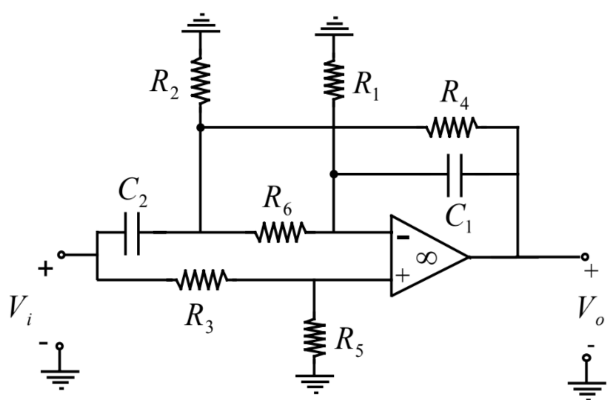
Ομαδοποιούμε τους πόλους και τα μηδενικά της ζωνοφρακτικής απόκρισης όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Συνδυάζουμε ένα ζεύγος φανταστικών μηδενικών και ένα ζεύγος μιγαδικών πόλων και δημιουργούμε μια ζωνοφρακτική μονάδα δεύτερης τάξης.



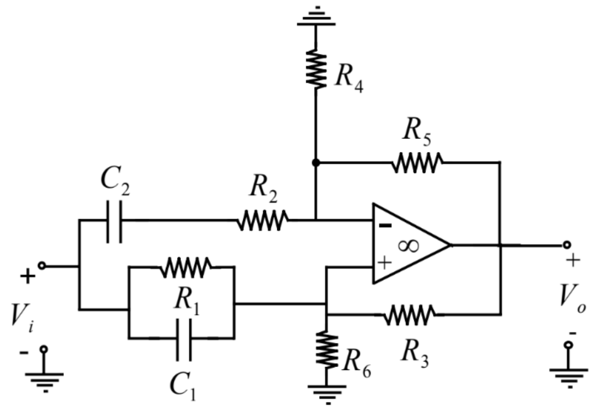

## Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

Επειδή στην πρώτη τρίτη μονάδα το μέτρο του μηδενικού είναι μεγαλύτερο από το μέτρο των πόλων έχουμε φίλτρα LPN. Αντίθετα, επειδή στην δεύτερη και τέταρτη μονάδα το μέτρο του μηδενικού είναι μικρότερο από το μέτρο των πόλων έχουμε φίλτρα HPN.

Για την υλοποίηση των φίλτρων LPN, HPN χρησιμοποιούμε τα ζωνοφρακτικά κυκλώματα του σχήματος 7.21 για τα φίλτρα Notch και επίσης τα κυκλώματα Boctor του σχήματος 7.24 για την υλοποίηση των HPN και LPN:




*Σχήμα 1 – Boctor LPN*




*Σχήμα 2 – Boctor HPN*

Στο φίλτρο Chebyshev, κάθε πόλος έχει το δικό του μέτρο και επομένως η κλιμακοποίηση γίνεται για κάθε μονάδα ξεχωριστά. Θα θεωρήσουμε προσωρινά $\omega_0$ = 1 rad/sec ώστε να υλοποιήσουμε τις κανονικοποιημένες μονάδες και στην συνέχεια θα κάνουμε κλιμακοποίηση με βάση την συχνότητα.

**ΜΟΝΑΔΑ ( Ι )**

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με το φίλτρο LPN, καθώς $\omega_{01} < \omega_{z1}$.

Προσωρινά θεωρούμε: $\omega_0 = 1$ άρα $\omega_z = 1.6551$, $Q = 1.1984$

Για τις ανάγκες της σχεδίασης εισάγουμε την μεταβλητή $k_{11}$ η οποία επιλέγεται στο διάστημα:

$\frac{\omega_{01}^2}{\omega_{z1}^2} < \mathrm{k}_{11} < 1$, έστω $k_{11} = 0.8$

Με βάση τη στρατηγική σχεδίασης έχουμε τα παρακάτω κανονικοποιημένα στοιχεία:

$$R_1 = 1.6785,\ R_2 = 5,\ R_3 = 0.8743,\ R_4 = 1.25\ ,\ R_5 = 1\ ,\ R_6 = 1$$
$$C_1 = 0.3338,\ C_2 = 2.3968$$

Το κέρδος είναι: $k = 0.5335$

**Κλιμακοποίηση**

Επειδή $\omega_{01} = 9490.6\, rad/sec$ έχουμε $k_f = 9490.6$ . Επίσης θέλουμε στο κύκλωμα να έχουμε πυκνωτή C = 0.01 μF. Άρα ο συντελεστής κλιμακοποίησης του πλάτους προκύπτει από την εξίσωση:

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k_{m1}k_{f1}} \Leftrightarrow k_{m1} = \frac{C_{old}}{k_{f1}C_{new}} = \frac{0.3338}{9490.6 * 0.01 * 10^{-6}} = 3516.9$$

Συνεπώς τα πραγματικά στοιχεία της μονάδας θα είναι:

$$R_1 = 5.9032\ k\Omega,\ \ R_2 = 17.584\ k\Omega,\ \ R_3 = 3.0747\ k\Omega,\ R_4 = 4.3961\ k\Omega,$$
$$R_5 = 3.5169\ k\Omega,\ \ R_6 = 3.5169\ k\Omega\ ,\ C_1 = 0.01\ \mu F\ ,\ C_2 = 71.811\ nF$$

**<u>ΜΟΝΑΔΑ ( II )</u>**

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με το φίλτρο HPN, καθώς $\omega_{02} > \omega_{z2}$.

Χρησιμοποιώντας την συνάρτηση BoctorHighPass.m προκύπτουν τα πραγματικά στοιχεία της μονάδας:

$$R_1 = 9.9953\ k\Omega,\ \ R_2 = 4.0548\ k\Omega,\ \ R_3 = 1.6238\ k\Omega,\ R_4 = 2\ k\Omega,$$
$$R_5 = 2\ k\Omega,\ \ R_6 = 1.2661\ k\Omega\ ,\ C_1 = 0.01\mu F\ ,\ C_2 = 0.01\mu F$$
$$\kappa\alpha\iota\ \ H = k_2 = 2$$

**<u>ΜΟΝΑΔΑ ( III )</u>**

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με το φίλτρο LPN, καθώς $\omega_{03} < \omega_{z3}$.

Προσωρινά θεωρούμε: $\omega_0 = 1$ άρα $\omega_z = 1.4501,\quad Q = 8.3222$

Για τις ανάγκες της σχεδίασης εισάγουμε την μεταβλητή $k_{31}$ η οποία επιλέγεται στο διάστημα:

$\frac{\omega_{03}^2}{\omega_{z3}^2} < k_{31} < 1$, έστω $k_{31} = 0.7$

Με βάση τη στρατηγική σχεδίασης έχουμε τα παρακάτω κανονικοποιημένα στοιχεία:

$$R_1 = 4.2369,\ \ R_2 = 3.3333,\ \ R_3 = 0.2411,\ R_4 = 1.4286,\ R_5 = 1\ \ ,R_6 = 1$$
$$C_1 = 0.0421,\ C_2 = 16.6445$$

Το κέρδος είναι: $k = 0.8058$

**<u>Κλιμακοποίηση</u>**

Επειδή $\omega_{03} = 10832\ rad/sec$ έχουμε $k_f = 10832$ . Επίσης θέλουμε στο κύκλωμα να έχουμε πυκνωτή C = 0.01 μF. Άρα ο συντελεστής κλιμακοποίησης του πλάτους προκύπτει από την εξίσωση:

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k_{m3}k_{f3}} \Leftrightarrow k_{m3} = \frac{C_{old}}{k_{f3}C_{new}} = \frac{0.0421}{10832 * 0.01 * 10^{-6}} = 388.2576$$

Συνεπώς τα πραγματικά στοιχεία της μονάδας θα είναι:

$$R_1 = 1.645\ k\Omega,\ \ R_2 = 1.2942\ k\Omega,\ \ R_3 = 93.5997\ \Omega,\ R_4 = 554.6537\ \Omega,$$
$$R_5 = 388.2576\ \Omega,\ \ R_6 = 388.2576\ \Omega\ ,\ C_1 = 0.01\mu F\ ,\ C_2 = 3.9577\ \mu F$$

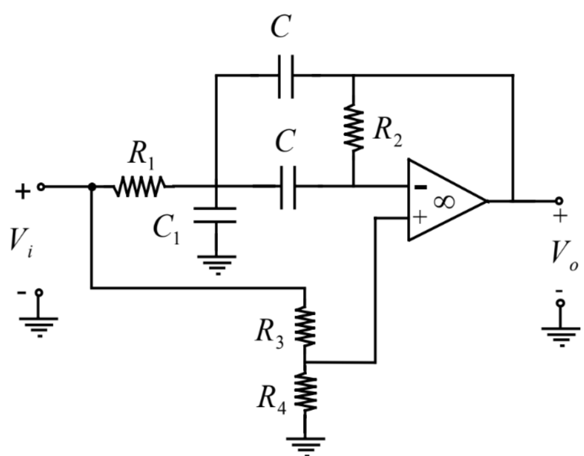
**<u>ΜΟΝΑΔΑ ( IV )</u>**

Η μονάδα αυτή υλοποιείται με το φίλτρο HPN, καθώς $\omega_{04} > \omega_{z4}$.

Χρησιμοποιώντας την συνάρτηση BoctorHighPass.m προκύπτει ό,τι δεν ισχύει η σχέση:

$$Q_{3,4} < \frac{1}{1 - \frac{\omega_z^2}{\omega_0^2}}$$

Συνεπώς για την υλοποίηση του κυκλώματος χρησιμοποιούμε το κύκλωμα HPN του παρακάτω σχήματος:




*Σχήμα 3 – High Pass Notch(7.21)*

Προσωρινά θεωρούμε: $\omega_0 = 1$ άρα $\omega_z = 0.6896$, $Q = 8.3222$

Με βάση τη στρατηγική σχεδίασης της σελίδας 7-33 έχουμε τα παρακάτω κανονικοποιημένα στοιχεία:

$$k_1 = 1.1029,\ k_2 = 0.9954$$

$$R_1 = R_3 = 1,\ \ R_2 = 666.8395,\ \ R_4 = 214.9069,\ \ C_{42} = 0.0387,\ \ \ C_{41} = 0.0427$$

Το κέρδος στις υψηλές συχνότητες είναι: 2.0932.

**Κλιμακοποίηση**

Επειδή $\omega_{04} = 22779\ rad/sec$ έχουμε $k_f = 22779$. Επίσης θέλουμε στο κύκλωμα να έχουμε πυκνωτή C = 0.01 μF. Άρα ο συντελεστής κλιμακοποίησης του πλάτους προκύπτει από την εξίσωση:

$$C_{42new} = \frac{C_{42old}}{k_{m4}k_{f4}} \Leftrightarrow k_{m4} = \frac{C_{42old}}{k_{f4}C_{42new}} = \frac{0.0387}{22779 * 0.01 * 10^{-6}} = 170.0035$$

Συνεπώς τα πραγματικά στοιχεία της μονάδας θα είναι:

$R_1 = R_3 = 170\ \Omega$, $R_2 = 113.365\ k\Omega$, $R_4 = 36.535\ k\Omega$, $C_{42} = 0.01\ \mu F$, $C_{41} = 11.029\ nF$

- Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες να είναι 5 dB. Το συνολικό κέρδος του φίλτρου είναι $K = |T_{BP}(j0)| = 1.7997$

Για να φτάσουμε τα 5 dB θα πρέπει να μειώσουμε το κέρδος του συνολικού φίλτρου.

$$20\log aK = 5 \Leftrightarrow aK = 10^{0.25} \Leftrightarrow a = 0.9881$$

Αφού $\alpha < 1$ , η είσοδος θα πρέπει να υφίσταται εξασθένιση. Χρησιμοποιούμε για αυτό τον σκοπό μια αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος k = - $r_2$ / $r_1$ = -0.9881. Επιλέγουμε $r_1$ = 10 ΚΩ και άρα $r_2$ = 9.881 ΚΩ.

## Συναρτήσεις Μεταφοράς Μονάδων

1. Για την πρώτη μονάδα, όπως είναι γνωστό η συνάρτηση μεταφοράς είναι :

$$T_1(s) = k_1 \frac{s^2 + \omega_{z1}^2}{s^2 + \frac{\omega_{01}}{Q_1} s + \omega_{01}^2} = \frac{0.533\, s^2 + 1.316 * 10^8}{s^2 + 7919\, s + 9.007 * 10^7}$$

2. Για την δεύτερη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$T_2(s) = k_2 \frac{s^2 + \omega_{z2}^2}{s^2 + \frac{\omega_{02}}{Q_2} s + \omega_{02}^2} = \frac{2s^2 + 4.935 * 10^8}{s^2 + 2.169 * 10^4\, s + 6.759 * 10^8}$$

3. Για την τρίτη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$T_3(s) = k_3 \frac{s^2 + \omega_{z3}^2}{s^2 + \frac{\omega_{03}}{Q_3} s + \omega_{03}^2} = \frac{0.8058\, s^2 + 1.988 * 10^8}{s^2 + 1302\, s + 1.173 * 10^8}$$

4. Για την τέταρτη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$T_4(s) = k_4 \frac{s^2 + \omega_{z4}^2}{s^2 + \frac{\omega_{04}}{Q_4} s + \omega_{04}^2} = \frac{2.093\, s^2 + 5.165 * 10^8}{s^2 + 2737\, s + 5.189 * 10^8}$$

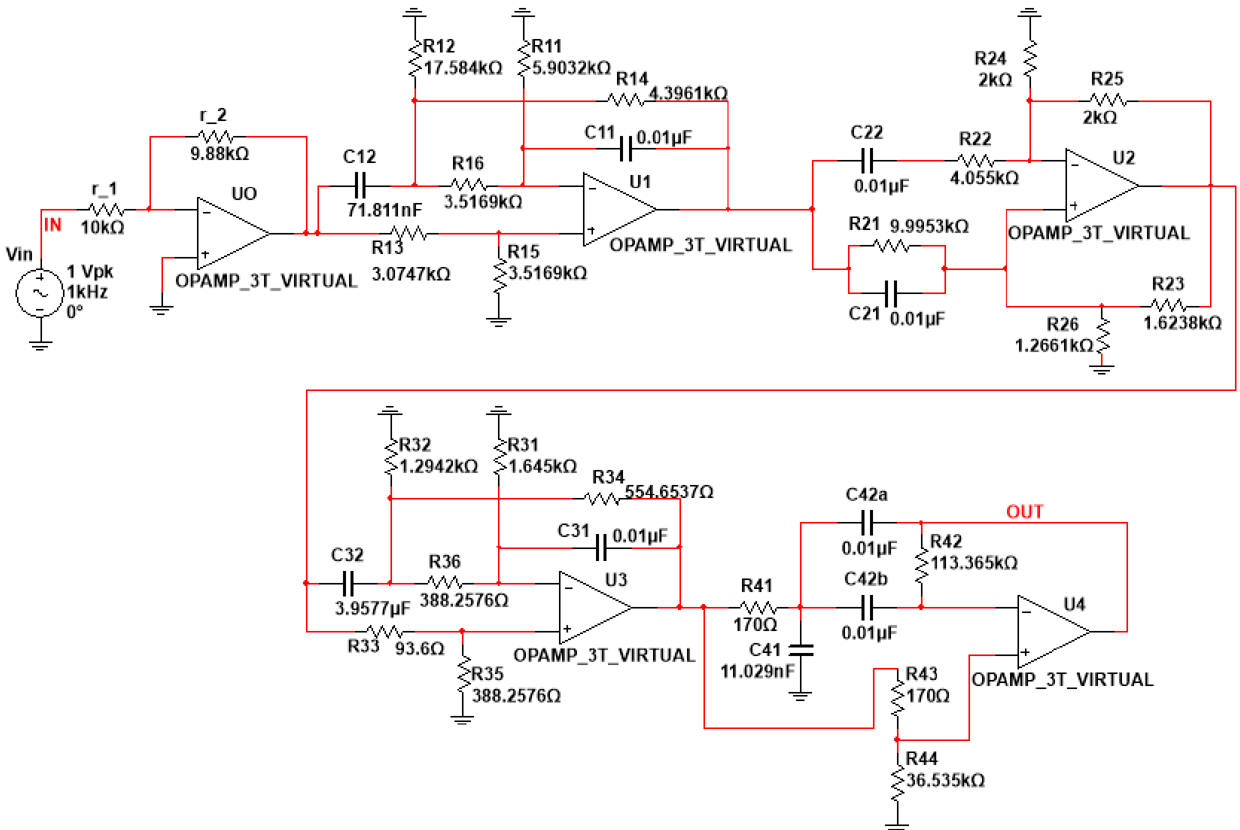
Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του ζωνοφρακτικού φίλτρου:

$$T_{BE}(s) = a * T_1 * T_2 * T_3 * T_4$$

$$T_{BE}(s) = 0.9881 * \frac{0.533\, s^2 + 1.316 * 10^8}{s^2 + 7919\, s + 9.007 * 10^7} * \frac{2s^2 + 4.935 * 10^8}{s^2 + 2.169 * 10^4\, s + 6.759 * 10^8} * \frac{0.8058\, s^2 + 1.988 * 10^8}{s^2 + 1302\, s + 1.173 * 10^8} * \frac{2.093\, s^2 + 5.165 * 10^8}{s^2 + 2737\, s + 5.189 * 10^8}$$

$$= \frac{1.778 s^8 + 1.755 * 10^9 s^6 + 6.496 * 10^{17} s^4 + 1.069 * 10^{26} s^2 + 6.591 * 10^{33}}{s^8 + 3.365 * 10^4 s^7 + 1.697 * 10^9 s^6 + 3.1 * 10^{13} s^5 + 7.8 * 10^{17} s^4 + 7.66 * 10^{21}\, s^3 + 1.03 * 10^{26}\, s^2 + 5.05 * 10^{29}\, s + 3.706 * 10^{33}}$$

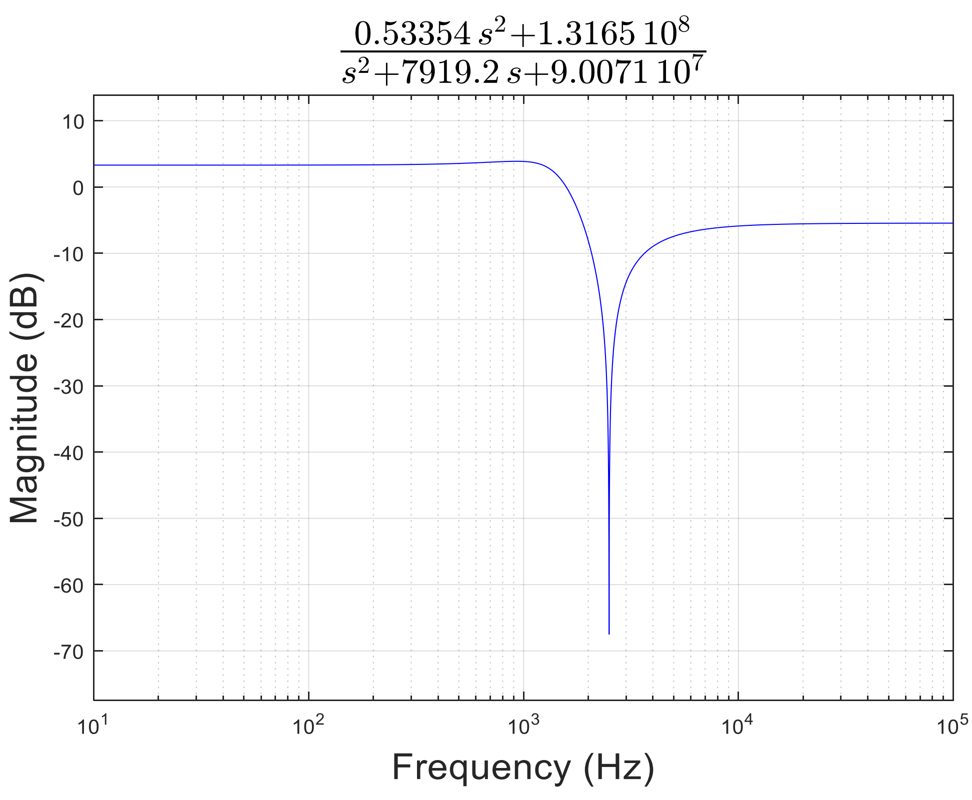
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το πραγματικό κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τέσσερις μονάδες αλλά και η απομόνωση μεταξύ 1ης, 2ης , 3ης και 4ης μονάδας προκειμένου να μην αλληλοεπιδρούν η μια στην άλλη. Τέλος, φαίνεται και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.



## Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

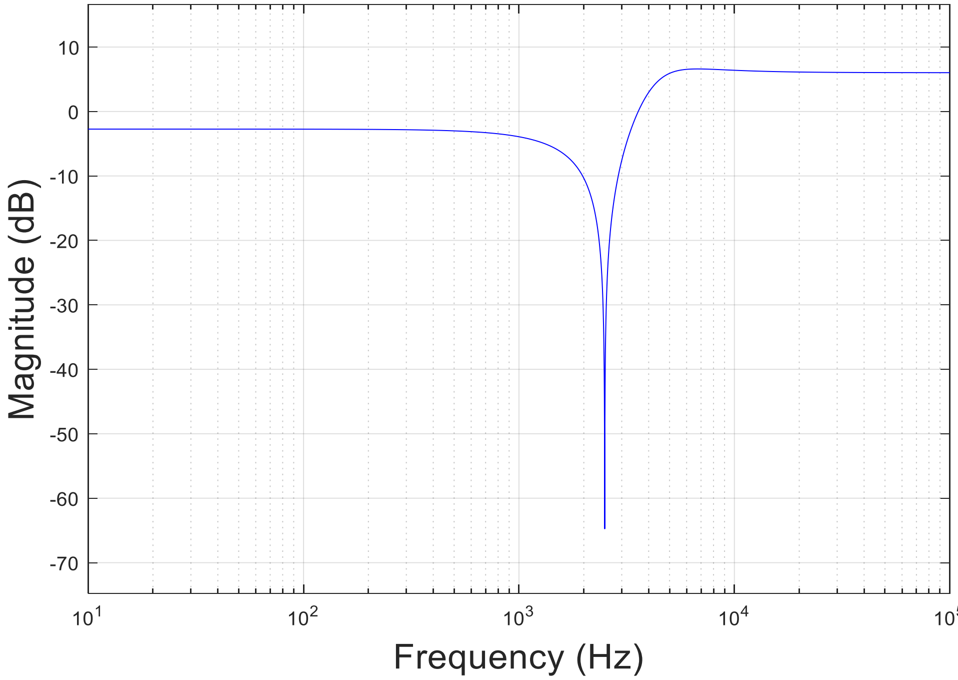
Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων μονάδων αλλά και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Η απόκριση πλάτους σε dB για την πρώτη, την δεύτερη, την τρίτη και την τέταρτη μονάδα φαίνονται στις επόμενες σελίδες.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

**1η Μονάδα : Κύκλωμα Boctor LPN**



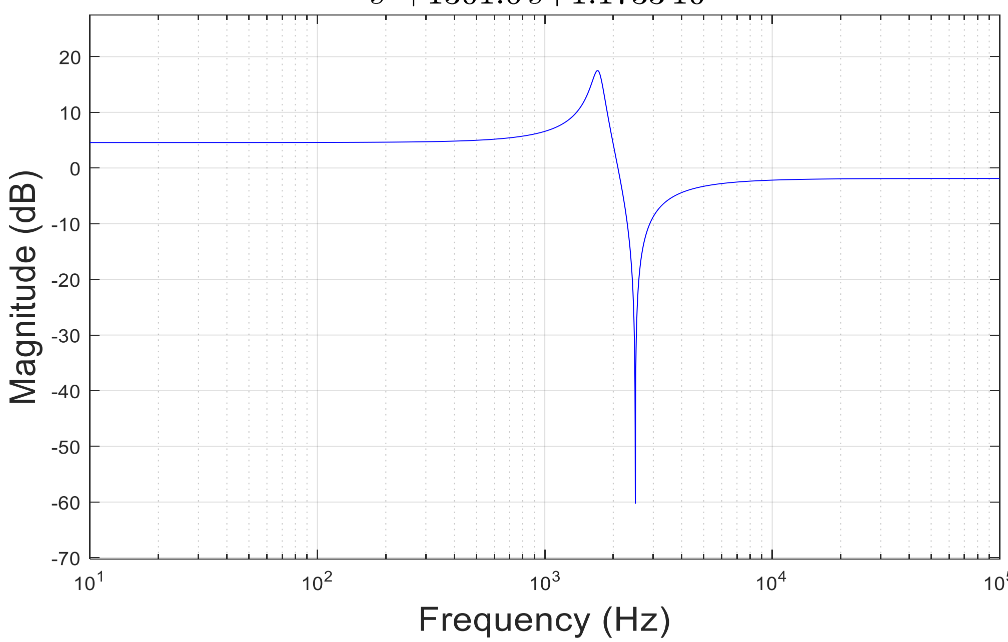
**2η Μονάδα : Κύκλωμα Boctor HPN**

$$\frac{2.0\,s^2+4.9348\,10^8}{s^2+21694.0\,s+6.7592\,10^8}$$

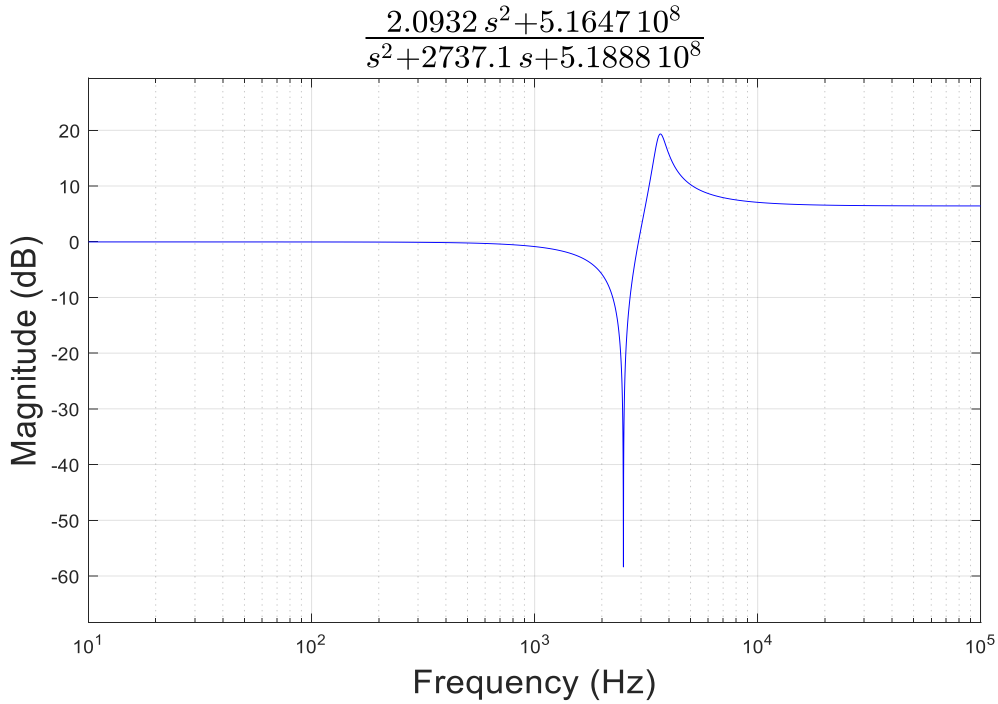



**3η Μονάδα : Κύκλωμα Boctor LPN**

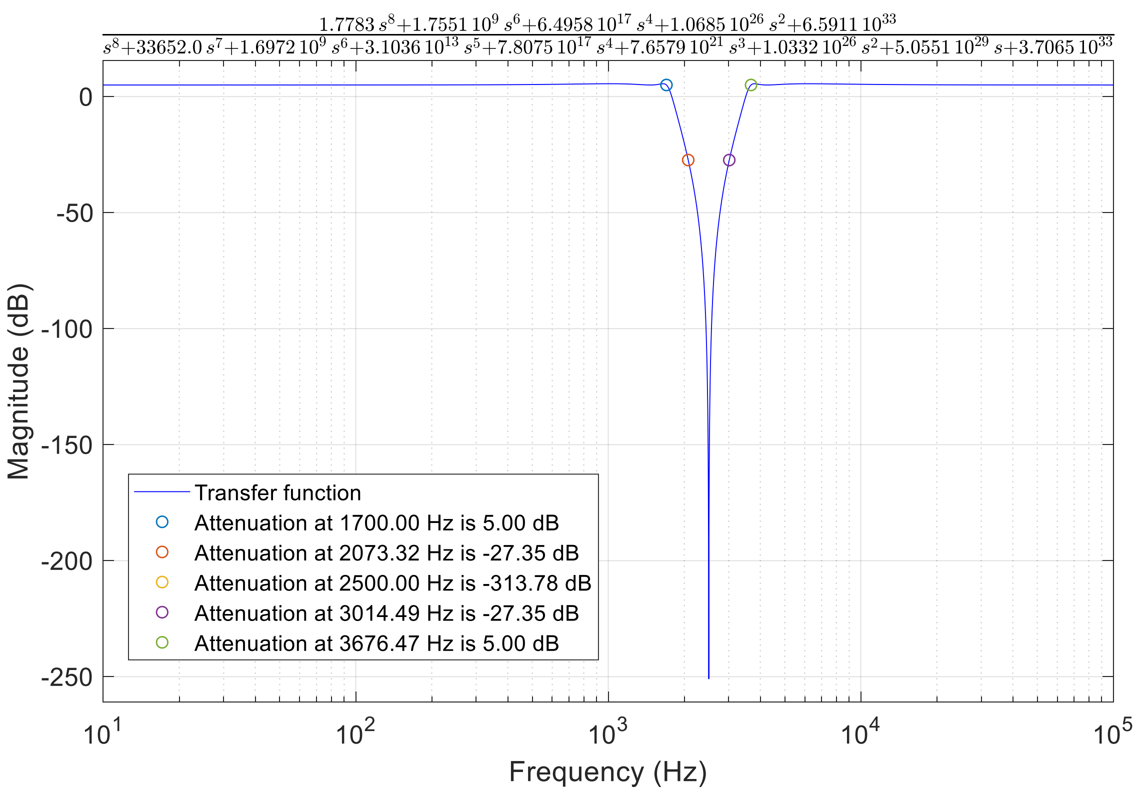
$$\frac{0.80575\,s^2+1.9881\,10^8}{s^2+1301.6\,s+1.1733\,10^8}$$



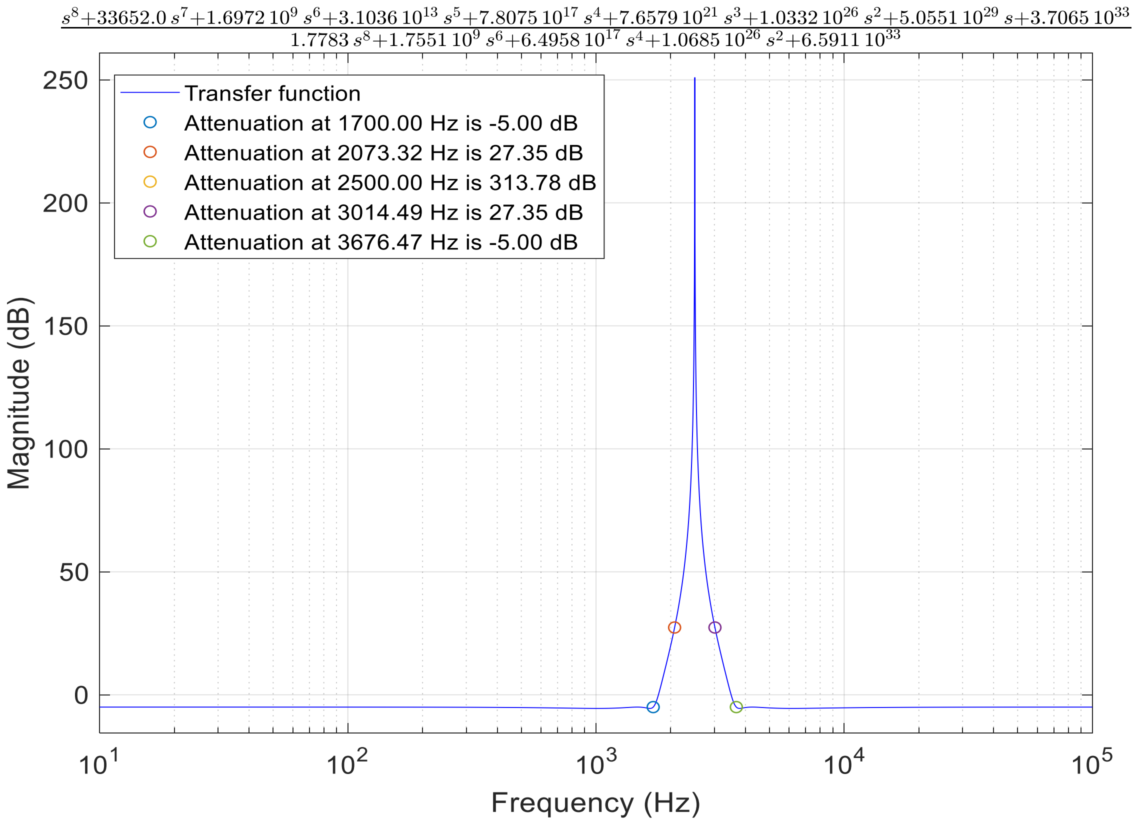
## 4η Μονάδα : Φίλτρο Notch




**Απόκριση πλάτους συνολικής συνάρτησης μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας**



**Συνάρτηση απόσβεσης σε dB της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς**




Στη συνάρτηση απόσβεσης σημειώνουμε τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις.

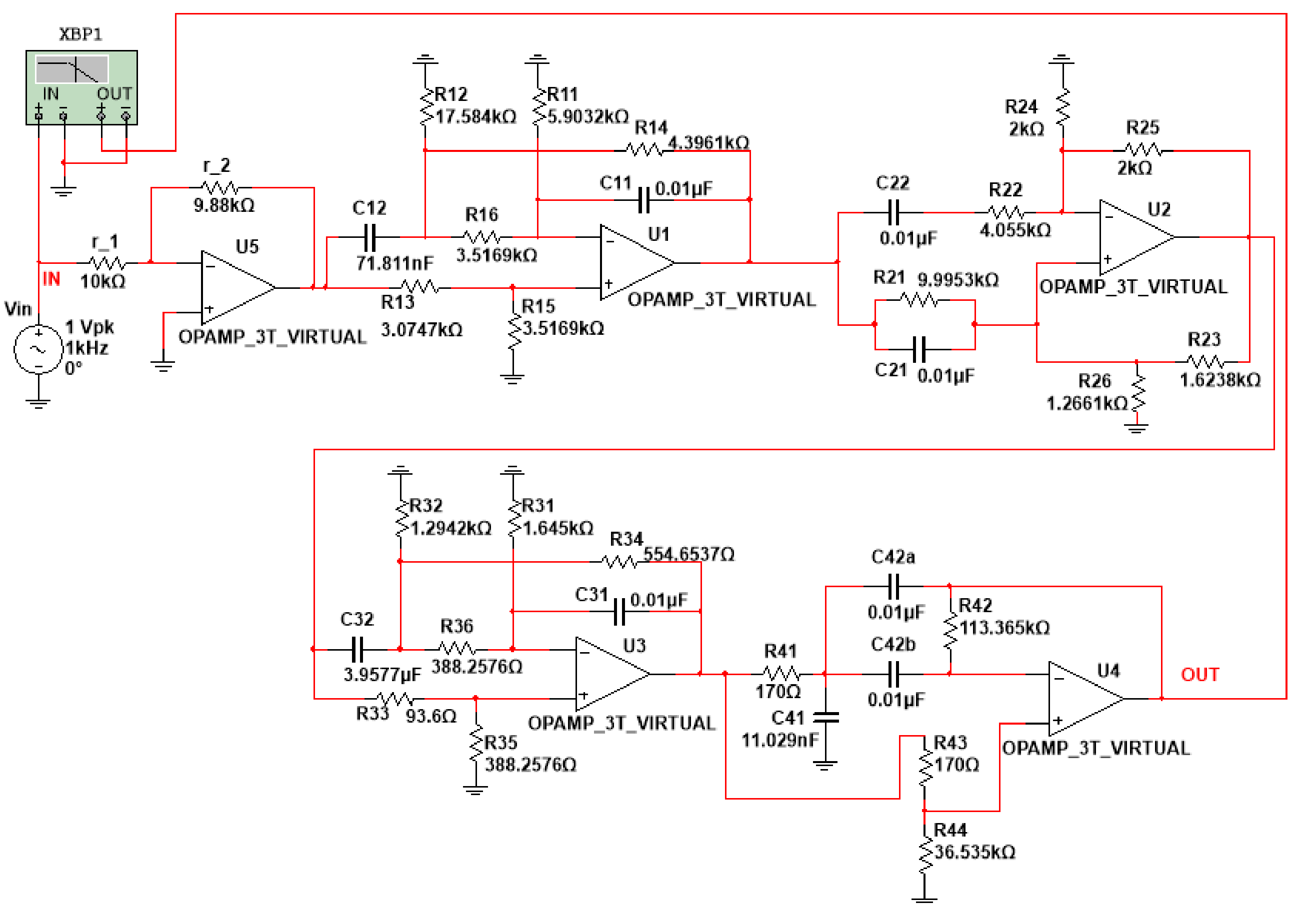
Στη συχνότητα των 1.7 kHz και στην 3.676 kHz θέλουμε να έχουμε $α_{max}$ = 0.5389 dB. Από το διάγραμμα παρατηρούμε ότι στις συχνότητες αυτές έχουμε -5+5=0 dB που είναι μικρότερο από τη ζητούμενη απόσβεση άρα η προδιαγραφή αυτή καλύπτεται.

Στη συχνότητα των 2.073 kHz και στην 3.014 kHz θέλουμε να έχουμε $α_{min}$ = 27 dB. Από το διάγραμμα παρατηρούμε ότι στις συχνότητες αυτές έχουμε 27.35+5 =32.35 dB που είναι πολύ μεγαλύτερο από τη ζητούμενη απόσβεση άρα και η προδιαγραφή αυτή υπερκαλύπτεται.

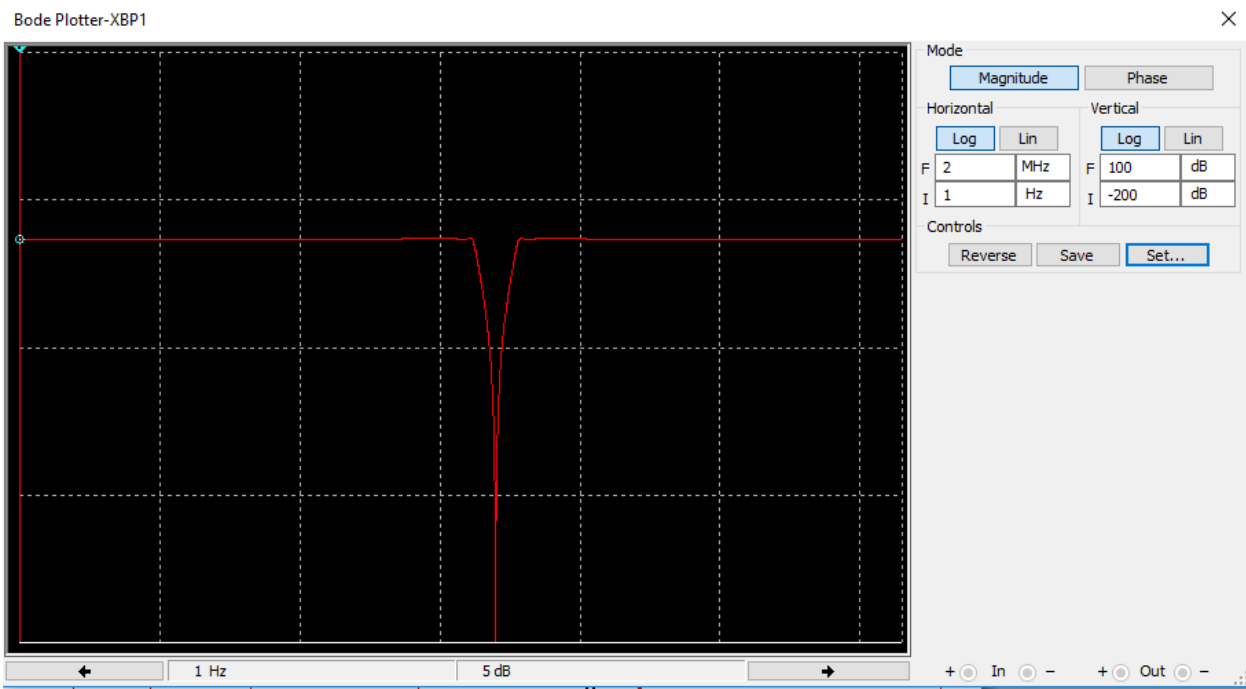
## Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

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.

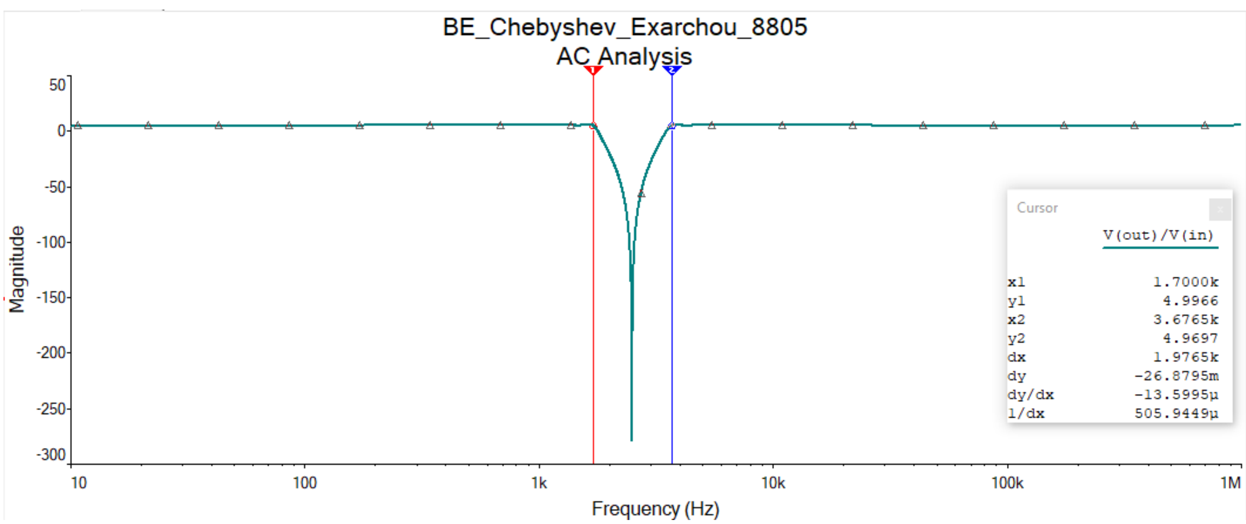
Εισάγουμε λοιπόν τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.

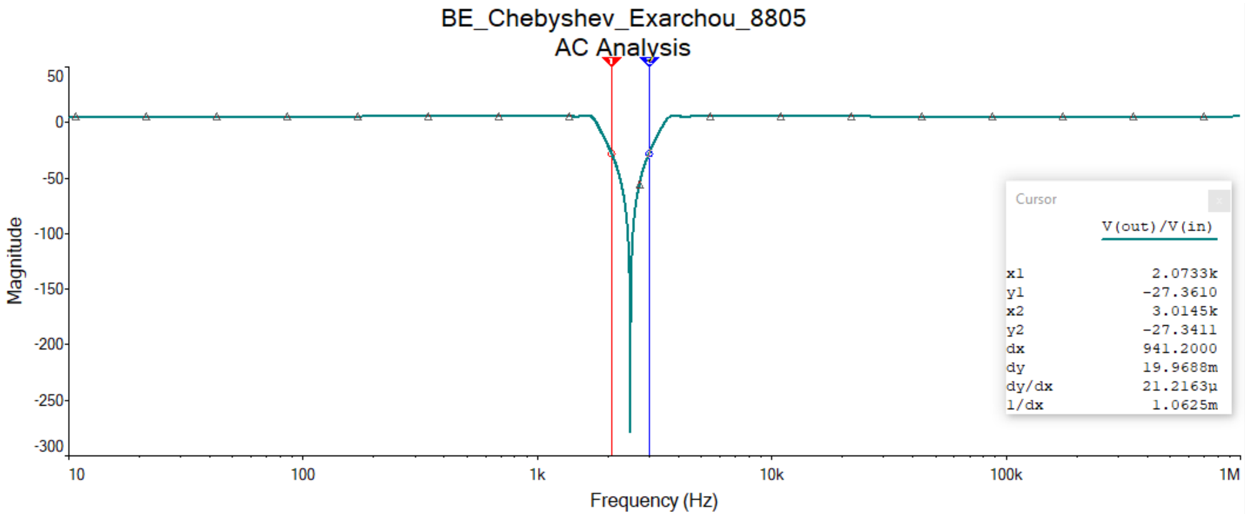


Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου-κυκλώματος. Το διάγραμμα που παίρνουμε φαίνεται παρακάτω :




Το παρακάτω διάγραμμα του Multisim απεικονίζει ότι ακριβώς και το προηγούμενο αλλά με δυνατότητα ανάγνωσης των τιμών.






Από αυτά τα διαγράμματα λοιπόν γίνεται φανερό ότι οι προδιαγραφές για το κύκλωμα καλύπτονται, καθώς οι τιμές της απόσβεσης συμπίπτουν με τις τιμές του Matlab.

### • Απόκριση σε περιοδική κυματομορφή

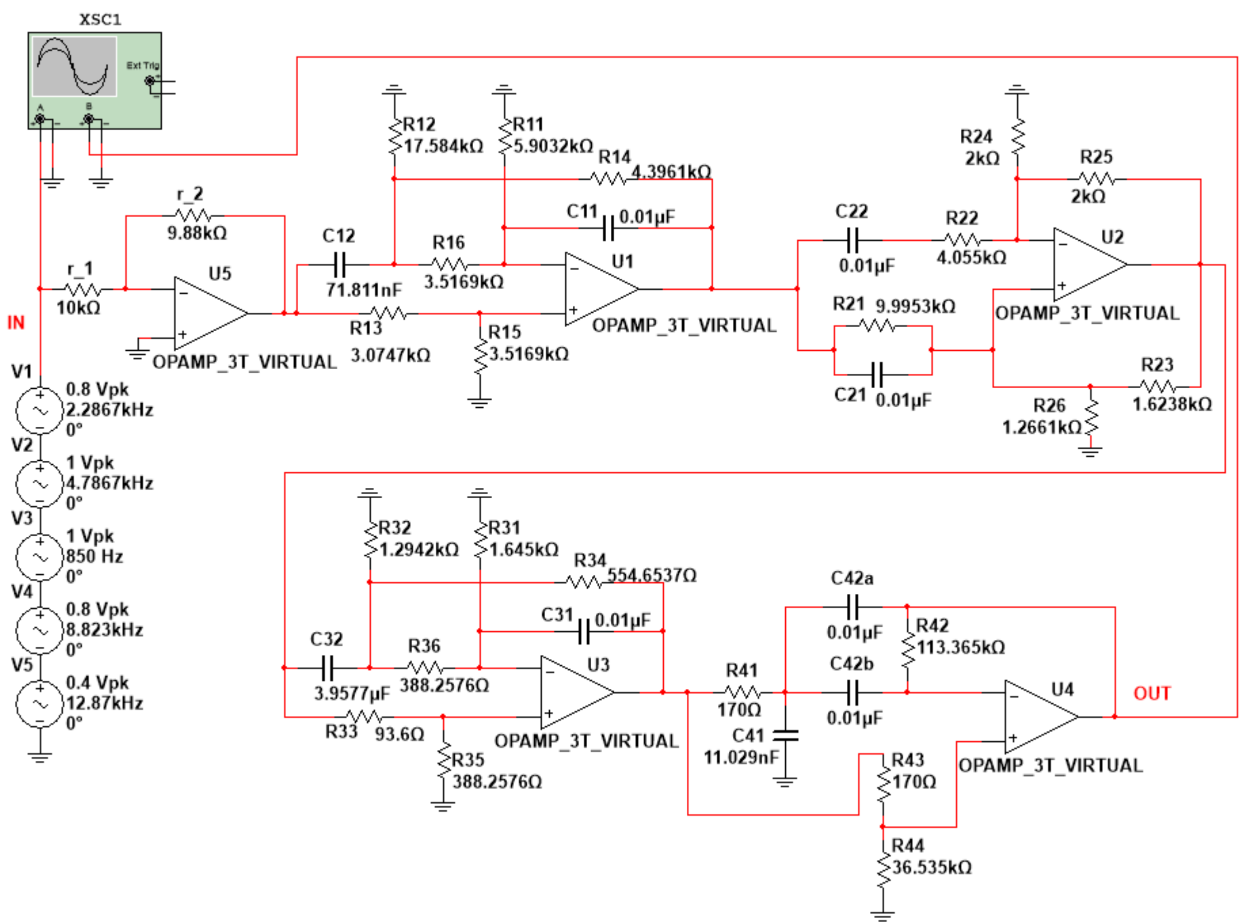
Δίνεται ως είσοδος ένα άθροισμα συνημιτόνων:

$$f(t) \;=\; 0.8\cos\left(\left(\omega_0 - \frac{\omega_0 - \omega_3}{2}\right)t\right) + \cos\left(\left(\omega_0 + \frac{\omega_0 + \omega_3}{2}\right)t\right)$$

$$+\cos(0.5\omega_1 t) + 0.8\cos(2.4\omega_2 t) + 0.4\cos(3.5\omega_2 t)$$

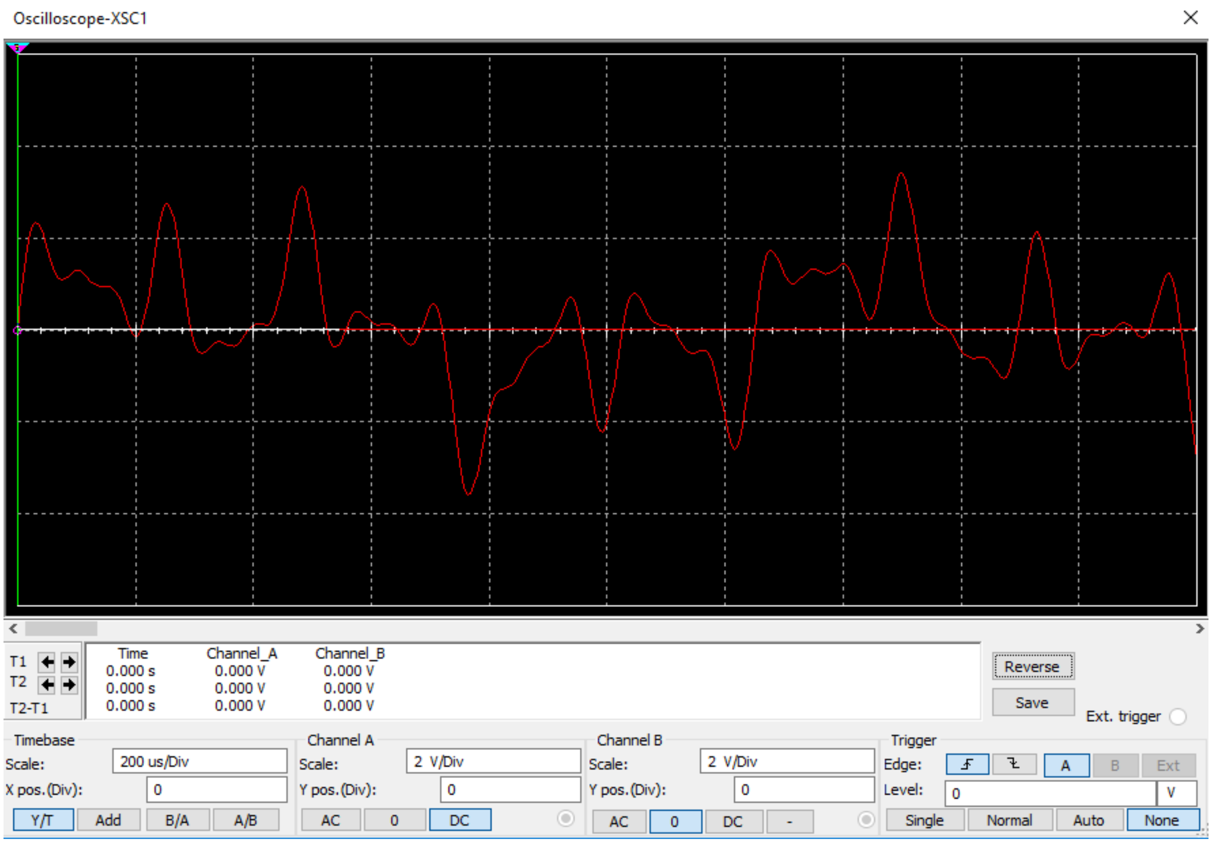
Οι συχνότητες που θα παρουσιάσει το σήμα αυτό θα είναι:

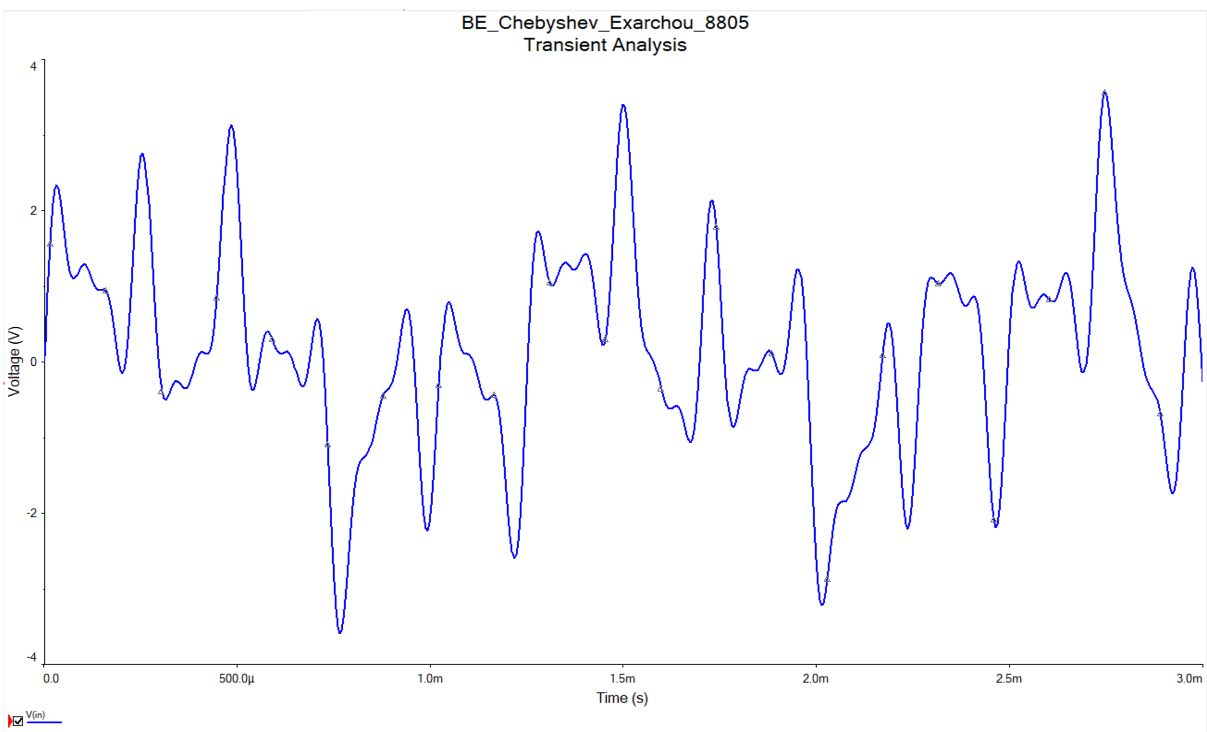
$$f_a = 2.287\ kHz, f_b = 4.786\ kHz, f_c = 850\ Hz, f_d = 8.8235\ kHz, f_e = 12.868\ kHz$$



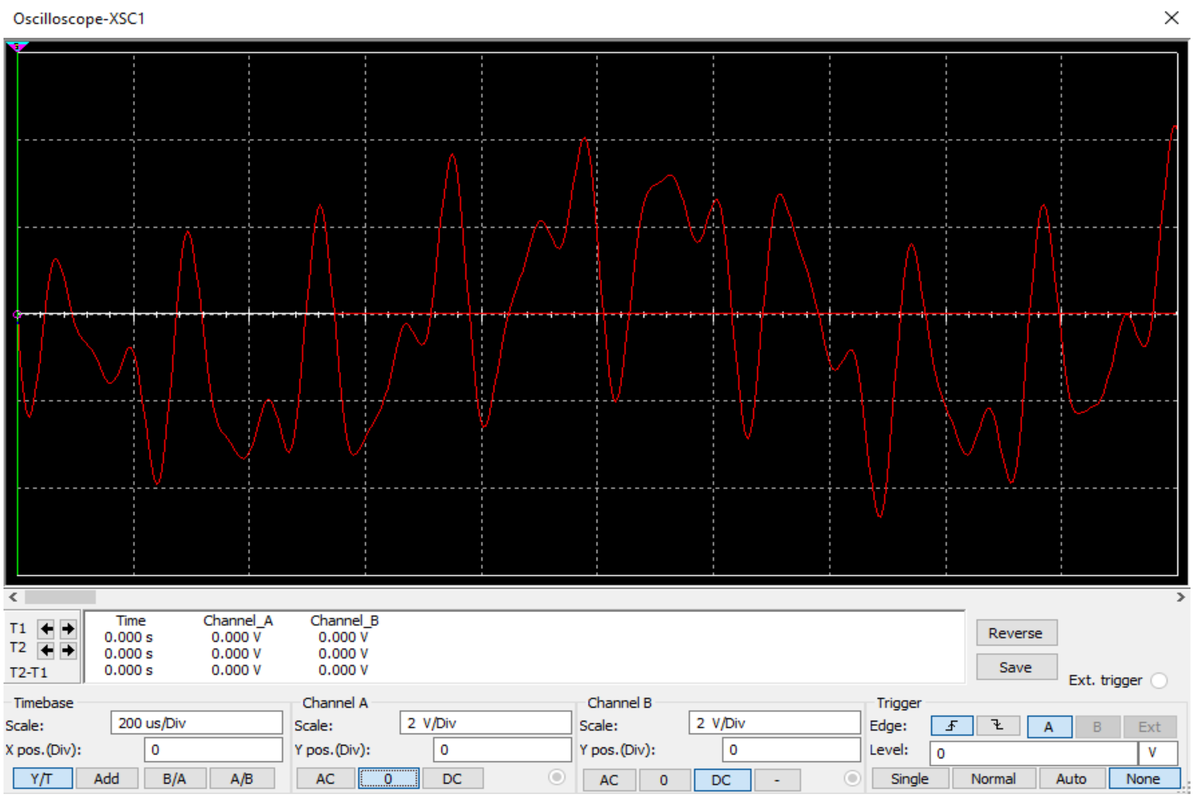

Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα.

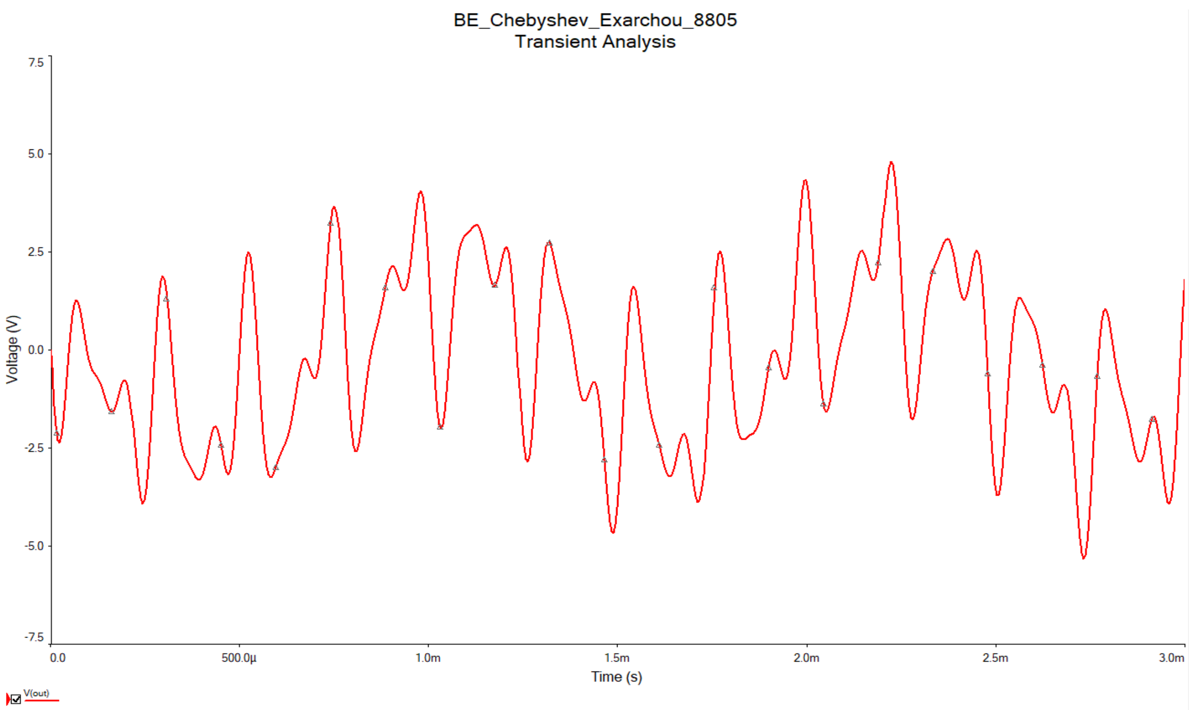
Σήμα Εισόδου :



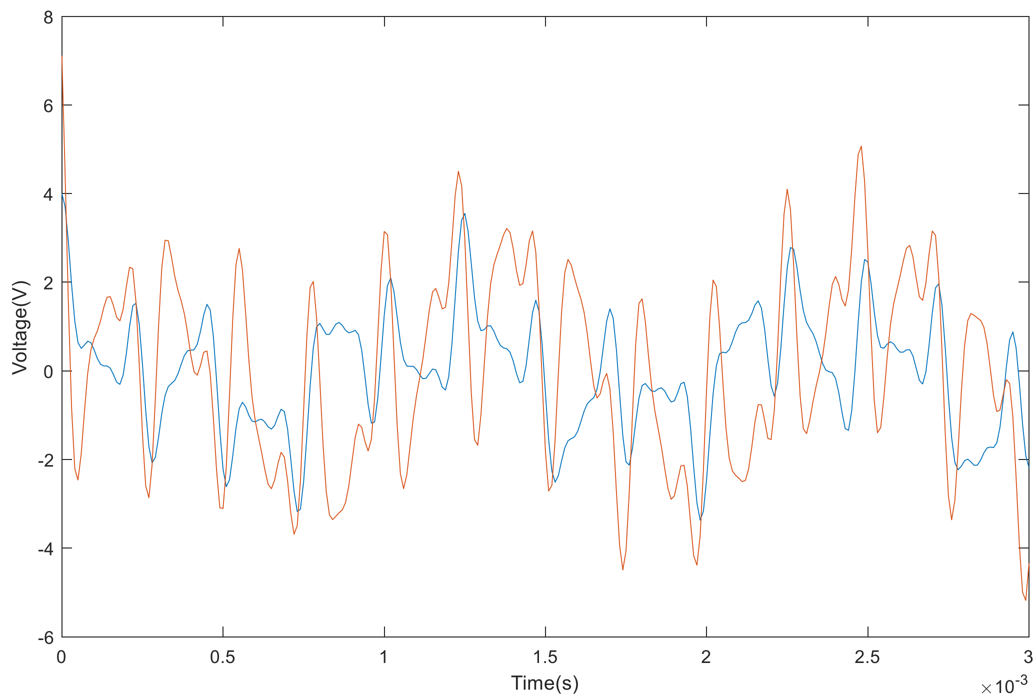



<u>Σήμα Εξόδου :</u>



Η είσοδος(μπλε) και η έξοδος(πορτοκαλί) σε κοινό διάγραμμα στο Matlab φαίνονται παρακάτω:




Στα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά τα σήματα εισόδου και εξόδου που προκύπτουν, ενώ σε κάθε σχήμα φαίνονται οι επιλογές που κάναμε στον παλμογράφο για να προκύψουν οι αντίστοιχες παραστάσεις (για παράδειγμα: V/Div , sec/Div κτλ.).

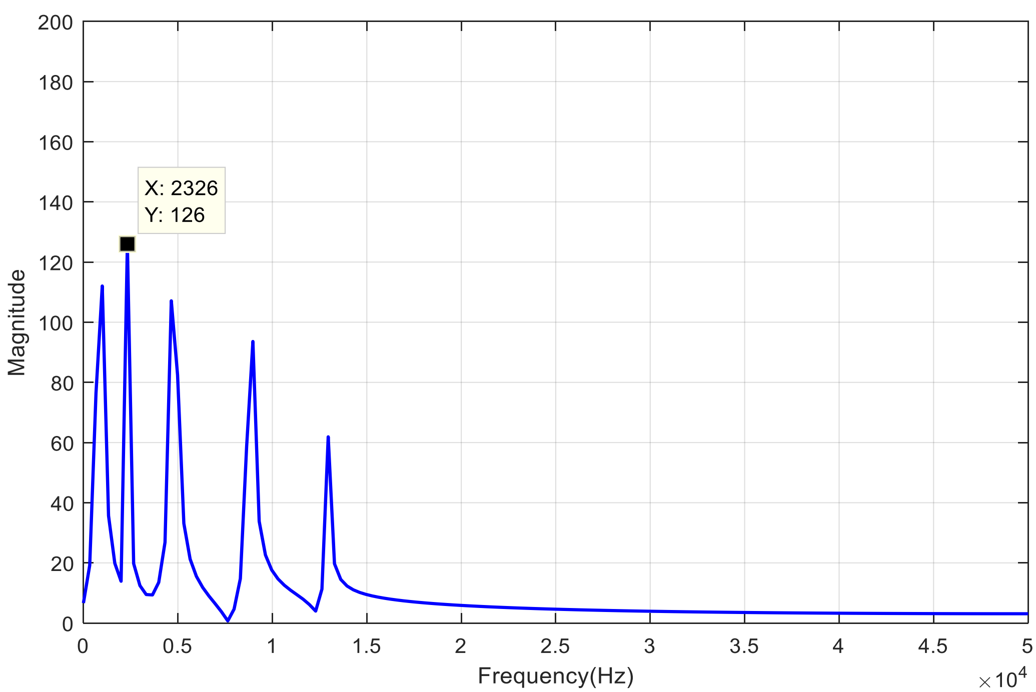
Πιο αναλυτικά, παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου είναι σε πλάτος μεγαλύτερο σε σχέση με το σήμα εισόδου. Το κέρδος του φίλτρου γίνεται φανερό, καθώς έχουμε 5dB κέρδος στις χαμηλές συχνότητες. Επίσης είναι ευδιάκριτη η απαλοιφή των μεσαίων συχνοτήτων εισόδου.

## Ανάλυση Fourier

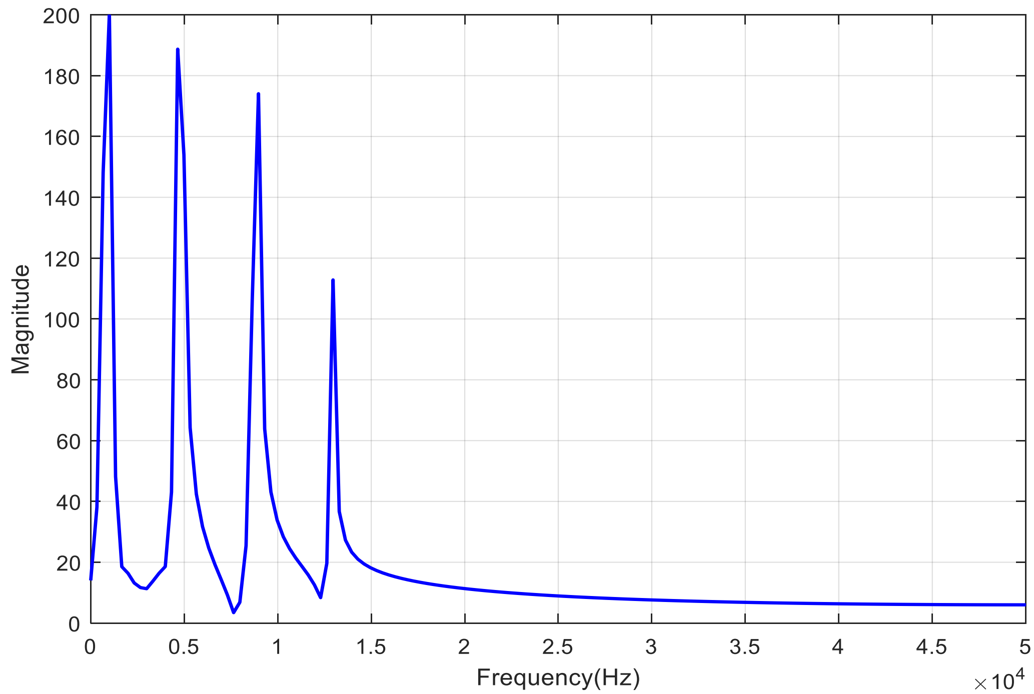
Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα εξετάσουμε τα φάσματα τόσο στο Multisim όσο και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

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

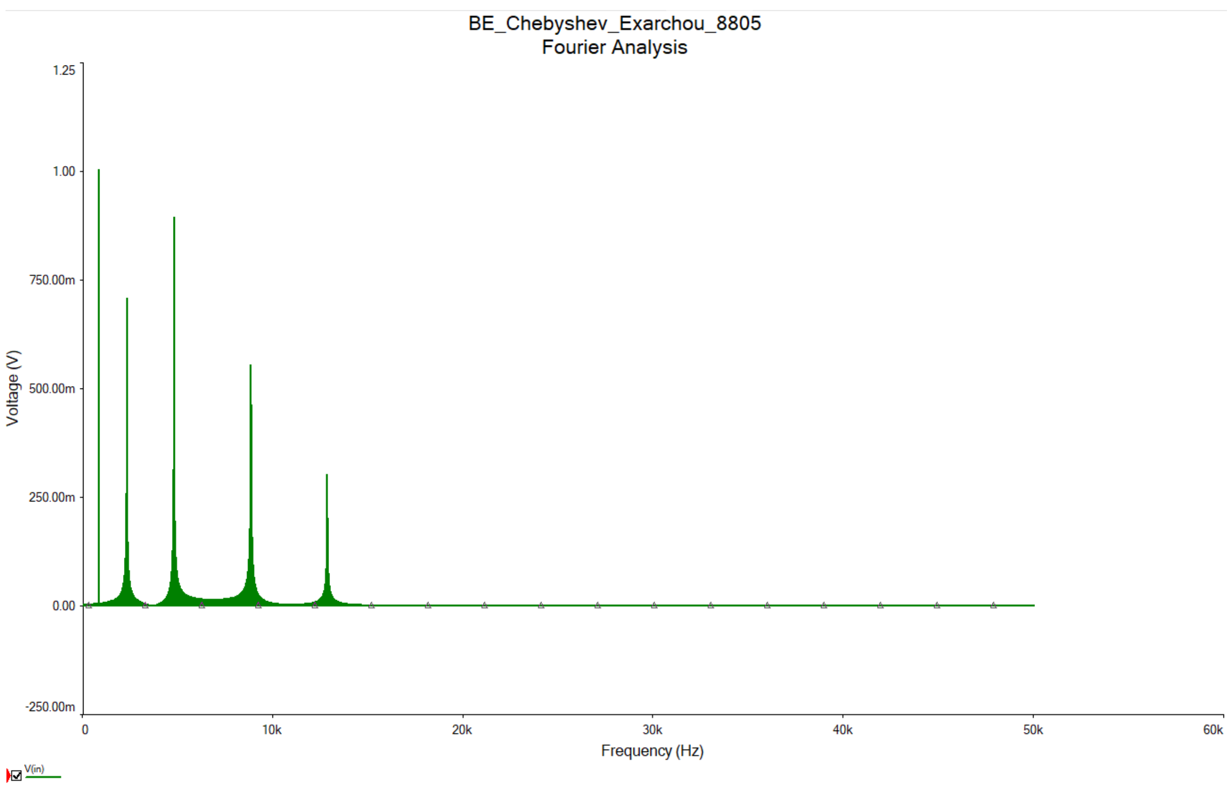
**Φάσμα Σήματος Εισόδου :**



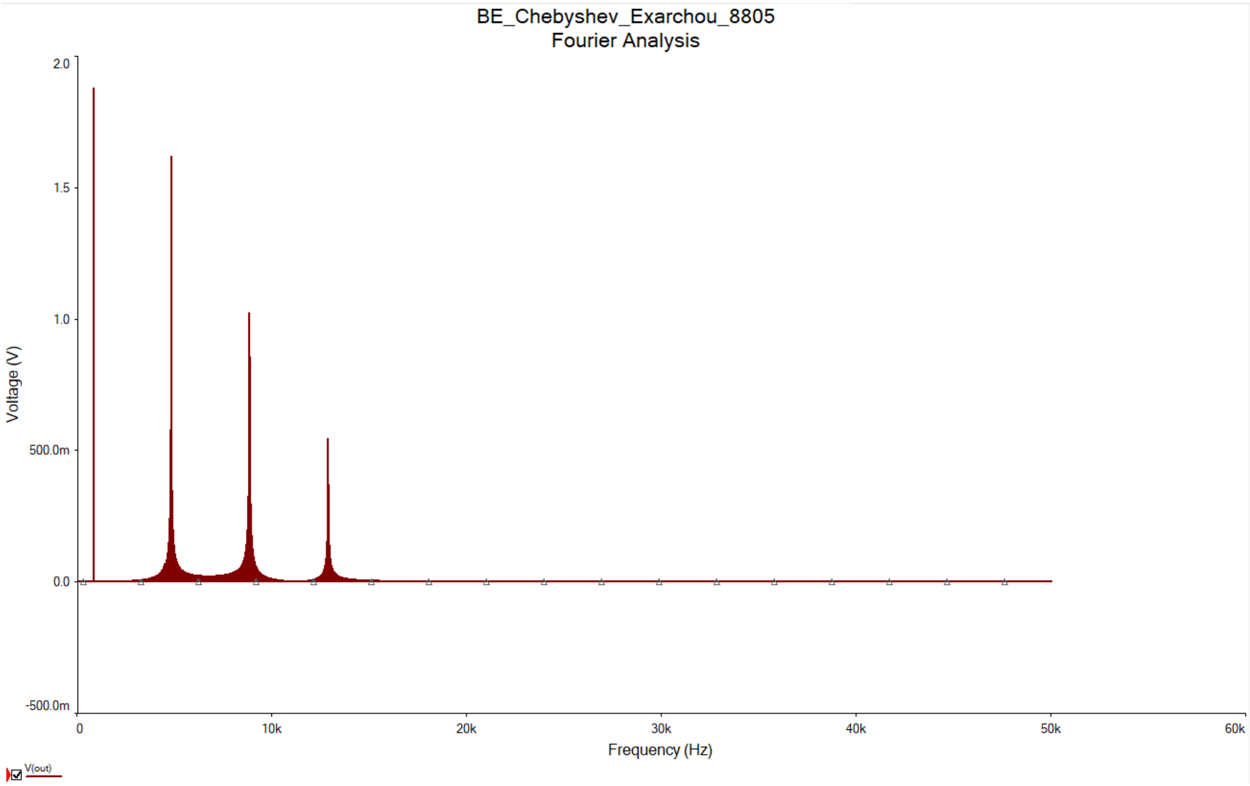
**Φάσμα Σήματος Εξόδου :**




**Φάσμα Σήματος Εισόδου Multisim:**



**Φάσμα Σήματος Εξόδου Multisim:**




Τόσο με τη βοήθεια του Matlab όσο και του Multisim παρατηρούμε ό,τι στην είσοδο του φίλτρου υπάρχουν πέντε ώσεις. Στην έξοδο μια από αυτές, δηλαδή η $f_\alpha = 2.287\ kHz$ (που πράγματι είναι ανάμεσα στις $f_3$ και $f_4$) εξαλείφεται.

Παράλληλα παρατηρείται και ο ενισχυτικός χαρακτήρας του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες. Το πλάτος των ώσεων στην έξοδο για τις χαμηλές συχνότητες (850Hz) είναι ενισχυμένο κατά 5dB σε σχέση με την είσοδο. Έτσι συνάγεται το συμπέρασμα ό,τι το φίλτρο λειτουργεί σωστά, καθώς ικανοποιούνται όλες οι προδιαγραφές της εκφώνησης.