

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

ΣΥΝΘΕΣΗ
ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

ΕΡΓΑΣΙΑ #4

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.

7^ο ΕΞΑΜΗΝΟ

Όνομα : ΑΡΓΥΡΙΟΣ ΚΟΚΚΙΝΗΣ

A.E.M. : 8459

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2020

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα.....	2
Εργασία #4 : Σχεδίαση Ανωδιαβατών φίλτρων.....	3
Α. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου.....	3
• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	3
• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	7
• Ρύθμιση Κέρδους.....	7
Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB.....	9
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM.....	14

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Εργασία #4 : Σχεδίαση Ανωδιαβατών φίλτρων

ΑΝΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSHEV

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

$$f_p = 3\text{KHz} \quad , \quad f_s = 1.66\text{KHz} \quad ,$$

και

$$a_{\max} = 0.65 \text{ dB} \quad , \quad a_{\min} = 26.66 \text{ dB} \quad .$$

A. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Υπολογίζουμε αρχικά τις κυκλικές συχνότητες των προδιαγραφών που ορίζουν την ζώνη διέλευσης και αποκοπής.

$$\omega_p = 2\pi f_p = 18850 \text{ r/s}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s = 10472 \text{ r/s}$$

Έπειτα παίρνουμε τις προδιαγραφές του πρωτότυπου κατωδιαβατού φίλτρου.

$$\Omega_p = 1 \text{ και } \Omega_s = \frac{\omega_p}{\omega_s} = 1.8$$

Μετασχηματίζουμε αυτές τις συχνότητες ώστε να είναι κατάλληλες για φίλτρο Inverse Chebyshev , δηλαδή : $\Omega_s = 1$ και $\Omega_p = \frac{\Omega_p}{\Omega_s} = 0.5556$

Στο πλαίσιο της διαδικασίας σχεδίασης θα πρέπει να υπολογίσουμε την τάξη του φίλτρου που απαιτείται. Για να γίνει αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο :

$$n = \frac{\cosh^{-1}[\frac{10^{a_{min}/10} - 1}{10^{a_{max}/10} - 1}]^{1/2}}{\cosh^{-1}[\frac{1}{\Omega_p}]} = 3.918$$

Μετά την αντικατάσταση των δεδομένων μας από τον τύπο προκύπτει η τιμή $n=3.918$.

Επειδή το n που προέκυψε δεν είναι ακέραιος το στρογγυλοποιούμε στον αμέσως μεγαλύτερο ακέραιο Δηλαδή ,

$$\mathbf{n = 4}$$

Θα υπολογίσουμε τώρα τους συντελεστές ε και α καθώς και την συχνότητα ημίσειας ισχύος από τους παρακάτω τύπους:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{a_{min}/10} - 1}} = 0.0465, \alpha = \frac{1}{n} \left(\sinh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right) = 0.9407$$

$$\text{Και } \omega_{hp} = \frac{1}{\cosh \left[\frac{1}{n} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right]} = 0.6776$$

Για φίλτρο 4^{ης} τάξης οι γωνίες Butterworth είναι : $\pm 22.5^\circ, \pm 67.5^\circ$

Και οι πόλοι της απόκρισης Chebyshev προκύπτουν από την σχέση:

$$p_k = -\sinh(a) \cos(\psi_k) \pm j \cosh(a) \sin(\psi_k) = \sigma_k \pm j\omega_k$$

Απ' όπου προκύπτει :

$$p_{1,2} = -1.003 \pm j0.5649, \text{ για } \psi_k = \pm 22.5^\circ$$

$$p_{3,4} = -0.4155 \pm j1.3637, \text{ για } \psi_k = \pm 67.5^\circ$$

$$\text{Με } \Omega_{01} = \Omega_{02} = \sqrt{\sigma_1^2 + \omega_1^2} = 1.1512 \text{ και } \Omega_{03} = \Omega_{04} = \sqrt{\sigma_3^2 + \omega_3^2} = 1.4256$$

$$\text{Τα } Q \text{ των πόλων προκύπτουν : } Q = \frac{\sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2}}{2|\sigma_k|} \text{ με } Q_{1,2} = 0.5738 \text{ και } Q_{3,4} = 1.7156$$

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

ψ_k	Q	Ω	p_k
$\pm 22.5^\circ$	0.5738	1.1515	$-1.003 \pm j0.5649$
$\pm 67.5^\circ$	1.7156	1.4256	$-0.4155 \pm j1.3637$

Αντιστρέφουμε τους παραπάνω πόλους και παίρνουμε τους πόλους της Inverse Chebyshev απόκρισης

$$p_k = -0.7569 \pm j0.4263, \psi_k = \pm 22.5^\circ$$

$$p_k = -0.2044 \pm j0.6710, \psi_k = \pm 67.5^\circ$$

Οι πόλοι του ICH παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα

ψ_k	Q	Ω	p_k
$\pm 22.5^\circ$	0.5738	0.8687	$-0.7569 \pm j0.4263$
$\pm 67.5^\circ$	1.7156	0.7015	$-0.2044 \pm j0.6710$

Υπολογίζουμε τα μηδενικά της ICH απόκρισης από την σχέση

$$\omega_k = \sec\left(\frac{k\pi}{2n}\right), k = 1,3$$

$$\text{Με } \Omega_{z1,2} = 1.0824 \text{ και } \Omega_{z3,4} = 2.6131$$

Αντιστρέφουμε τους πόλους της κατωδιαβατής απόκρισης λαμβάνοντας υπόψιν τον μετασχηματισμό συχνοτήτων:

$$\omega_{012} = \frac{\omega_p}{2\Omega_{01,2}} = 10849 \text{ r/s}$$

$$\omega_{034} = \frac{\omega_p}{2\Omega_{03,4}} = 13436 \text{ r/s}$$

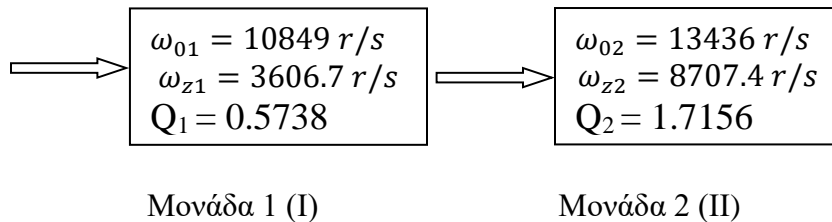
$$\omega_{z12} = \frac{\omega_p}{2\Omega_{z1,2}} = 8707.4 \text{ r/s}$$

$$\omega_{z34} = \frac{\omega_p}{2\Omega_{z3,4}} = 3606.7 \text{ r/s}$$

Συνδυάζουμε ένα ζεύγος μιγαδικών πόλων με ένα ζεύγος μιγαδικών μηδενικών και παίρνουμε δύο ζωνοφρακτικές μονάδες . Επειδή το μέτρο των πόλων είναι μεγαλύτερο από αυτό των μηδενικών οι μονάδες αντιστοιχούν σε HPN φίλτρα δεύτερης τάξης.

Οι μονάδες αυτές υλοποιούνται με το κύκλωμα Boctor της 7.24

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



• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

Η υλοποίηση των συναρτήσεων μεταφοράς των μονάδων γίνεται χρησιμοποιώντας την μεθοδολογία που αναφέρεται στο boctorHPN.pdf και γίνεται χρήση της συνάρτησης BoctorHighPass.m από την οποία υπολογίζονται οι κυκλωματικοί παράμετροι των μονάδων.

Από την εκφώνηση μας ζητείται οι πυκνωτές να έχουν χωρητικότητα 1μF ενώ θέλουμε το φίλτρο να έχει κέρδος 10dB στις υψηλές συχνότητες.

Δεδομένου ότι το φίλτρο μας αποτελείται από δύο μονάδες θέλουμε η κάθε μονάδα να έχει κέρδος 5dB (1.78). Έτσι , ρυθμίζουμε το H στην συνάρτηση BoctorHighPass να είναι ίσο με 1.78 , ενώ η τιμή της αντίστασης $R_4 = 100 \text{ Ohm}$, ώστε να συγκλίνει η συνάρτηση.

Με βάση τα παραπάνω προκύπτουν οι ακόλουθες τιμές για τις δύο μονάδες.

MONAAA (I)

$$R_1 = 562.1 \text{ Ohm} , R_2 = 136.76 \text{ Ohm} , R_3 = 126.65 \text{ Ohm} , R_4 = 100 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = 78 \text{ Ohm} , R_6 = 48.83 \text{ Ohm}$$

MONAAA (II)

$$R_1 = 425.75 \text{ Ohm} , R_2 = 30.97 \text{ Ohm} , R_3 = 83.8 \text{ Ohm} , R_4 = 100 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = 78 \text{ Ohm} , R_6 = 79.68 \text{ Ohm}$$

• Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου να είναι 10dB στις υψηλές συχνότητες. Αυτό όπως αναφέρθηκε παραπάνω το επιτυγχάνουμε ρυθμίζοντας κατάλληλα το κέρδος στην συνάρτηση BoctorHighPass.m για την κάθε μια μονάδα. Οπότε δεν χρειάζεται κάποια επιπλέον ρύθμιση.

Συναρτήσεις Μεταφοράς Μονάδων

1. Για την πρώτη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς είναι :

$$T_1(s) = \frac{s^2 + \omega_{z1}s}{s^2 + \frac{\omega_{01}}{Q_1}s + \omega_{01}^2} H_1 = \frac{1.78s^2 + 2.3155 * 10^7}{s^2 + 18907s + 1.1771 * 10^8}$$

2. Για την δεύτερη μονάδα, η συνάρτηση μεταφοράς είναι :

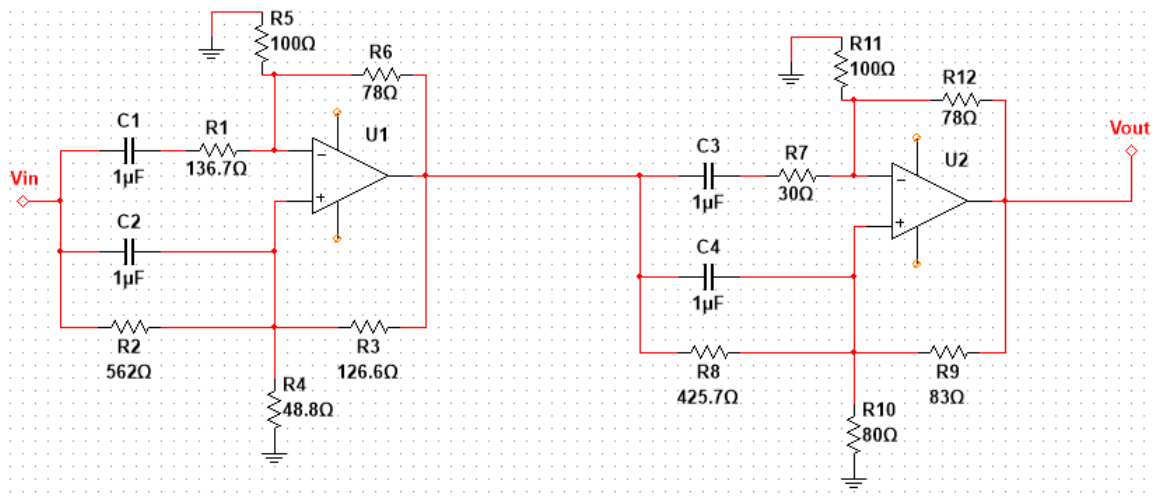
$$T_2(s) = \frac{s^2 + \omega_{z2}s}{s^2 + \frac{\omega_{02}}{Q_2}s + \omega_{02}^2} H_2 = \frac{1.78s^2 + 1.3496 * 10^8}{s^2 + 7831.5s + 1.8052 * 10^8}$$

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του ανωδιαβατού φίλτρου Inverse Chebyshev είναι

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

$$T_{HP}(s) = \frac{3.1684s^4 + (2.814 * 10^8)s^2 + 3.1249 * 10^{15}}{s^4 + 26738s^3 + (4.462 * 10^8)s^2 + (4.334 * 10^{12})s + 2.124 * 10^{16}}$$

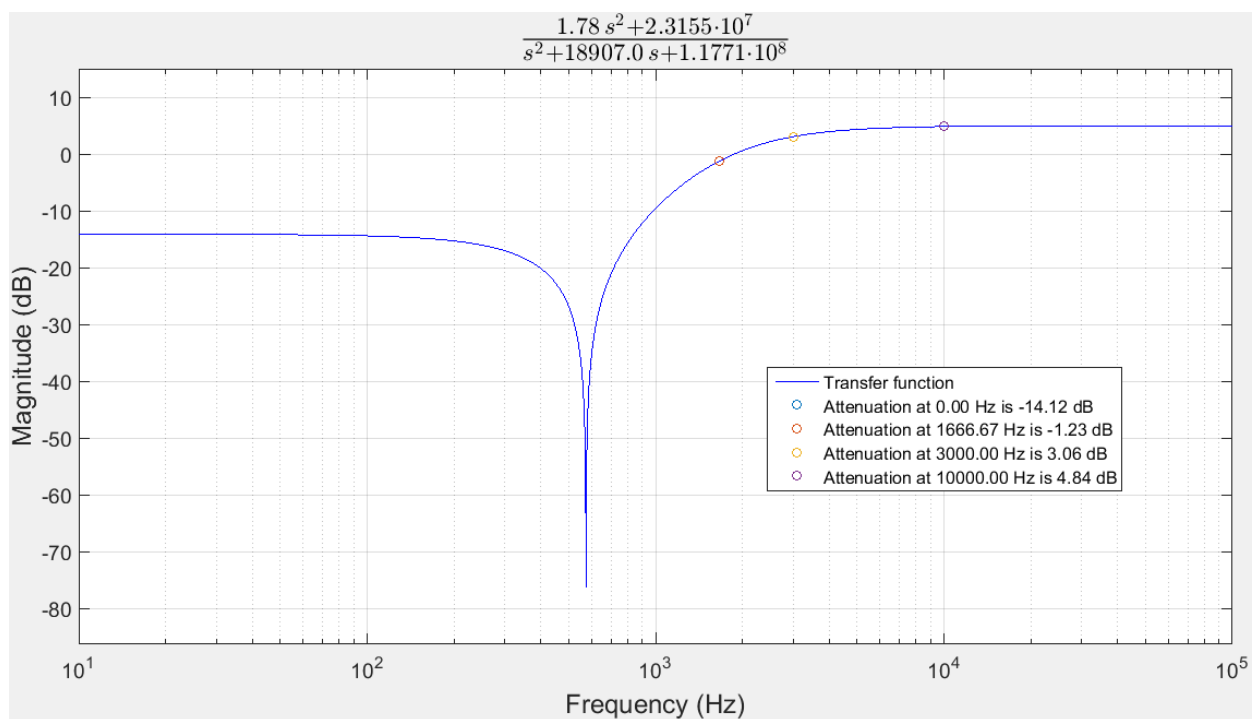
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι δύο μονάδες



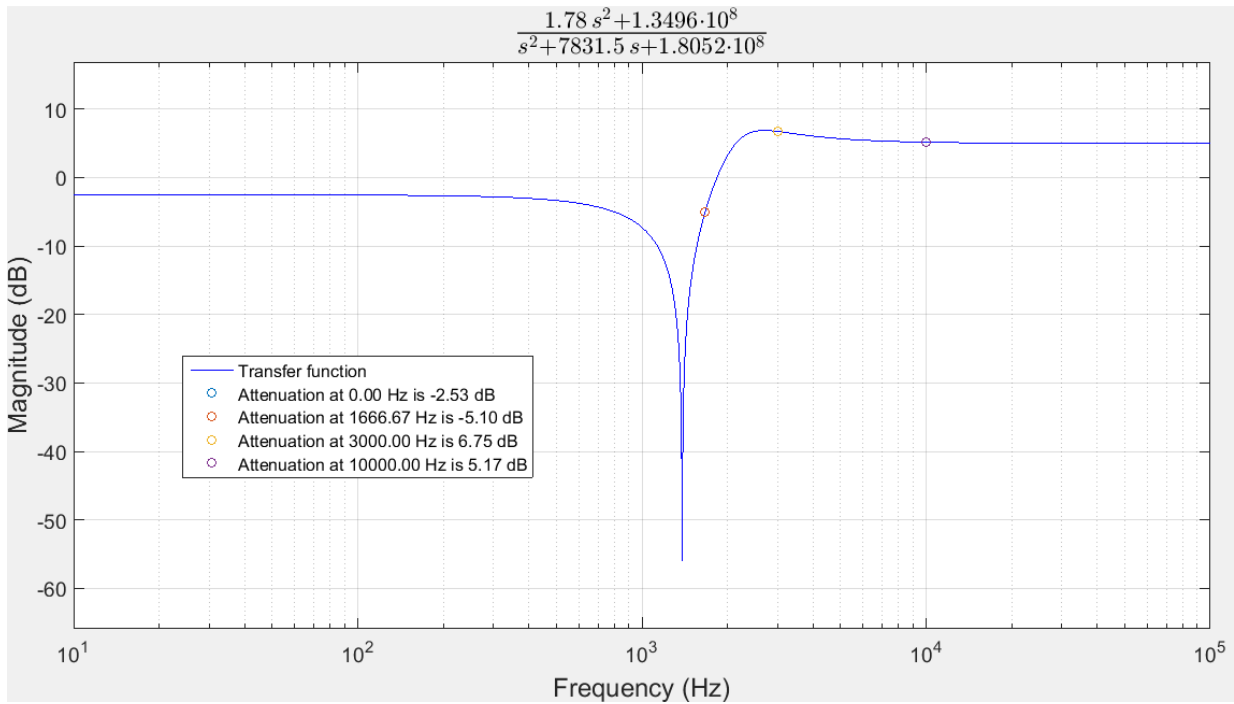
B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των δύο μονάδων 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.

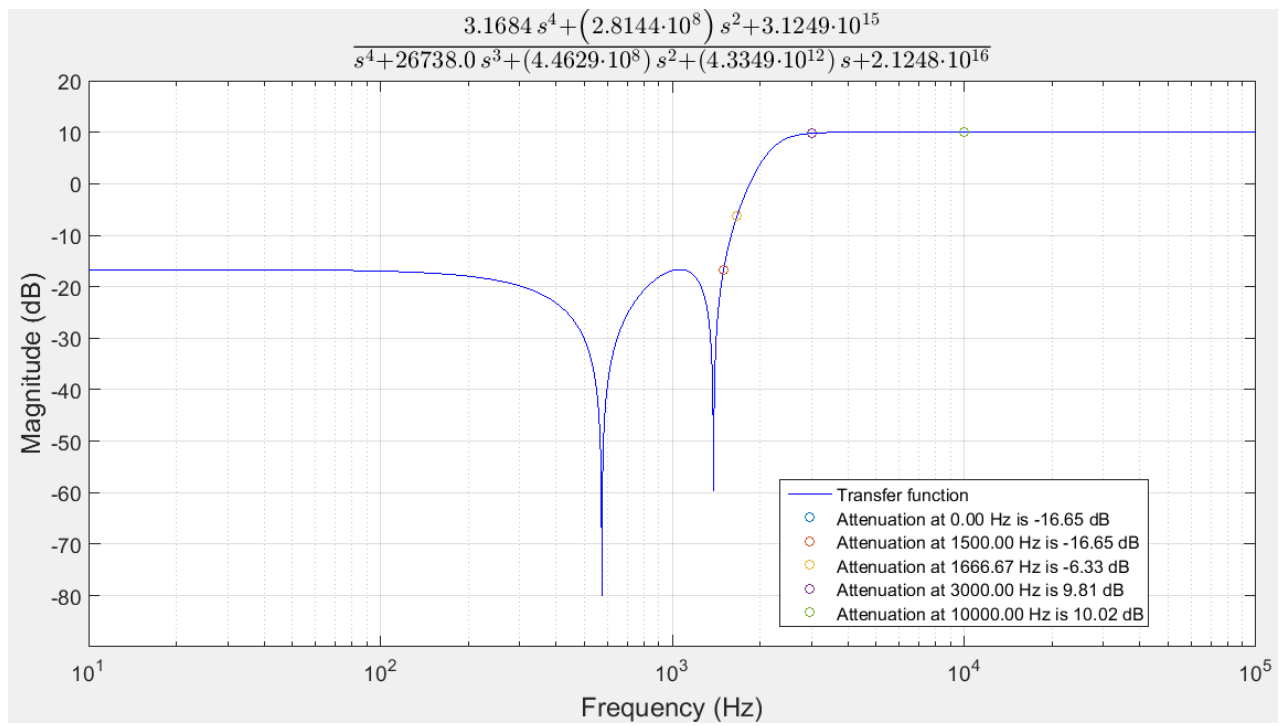
1^η Μονάδα : Ζωνοφρακτικό φίλτρο δεύτερης τάξης.



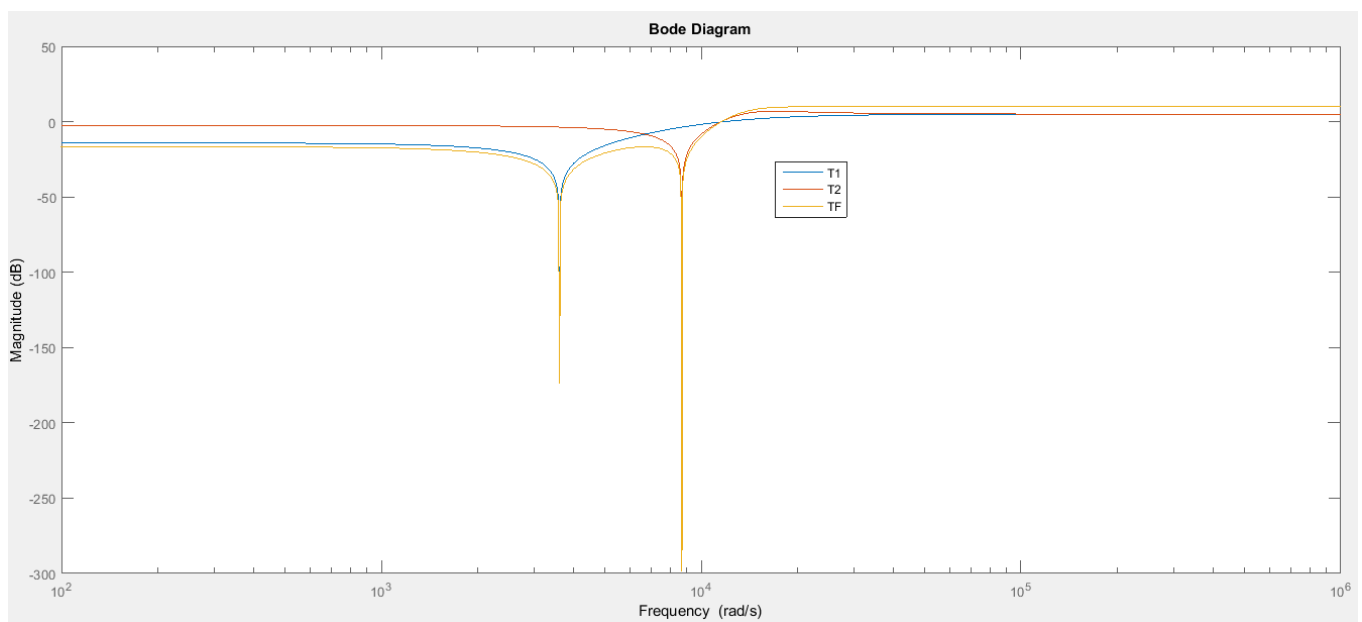
2η Μονάδα : Ζωνοφρακτικό φίλτρο δεύτερης τάξης



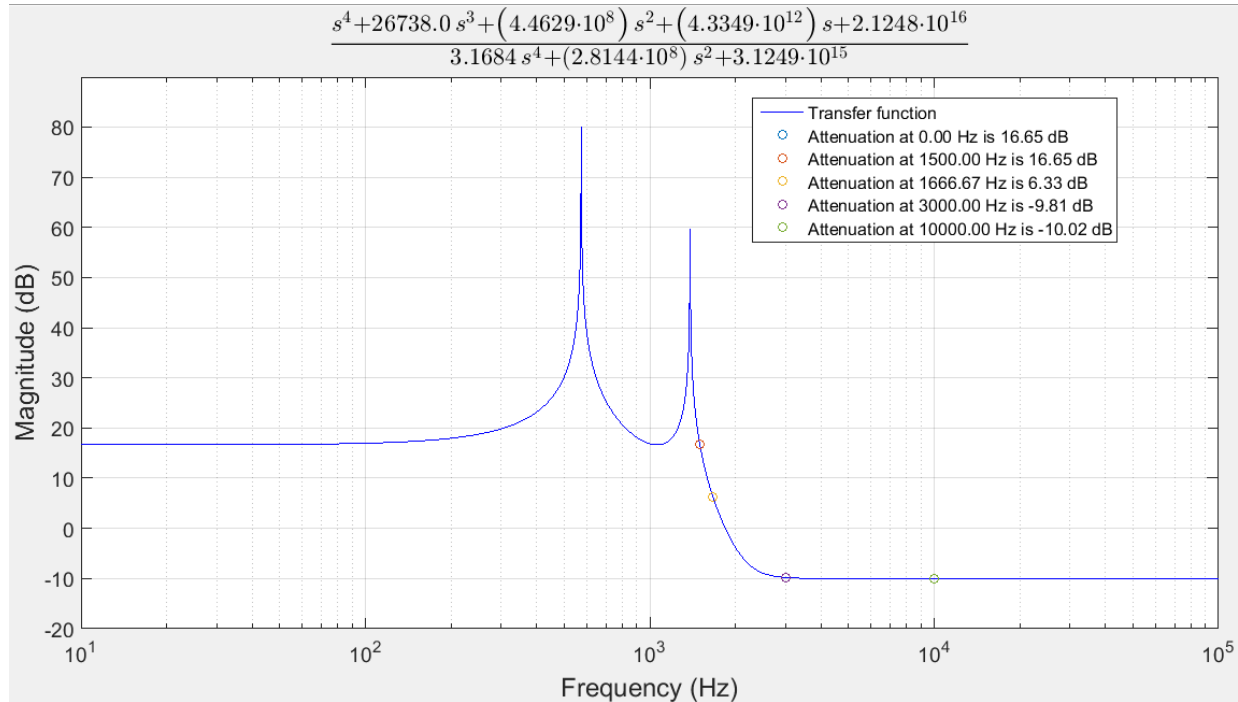
Παρακάτω βλέπουμε την απόκριση πλάτους της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας με χρήση της συνάρτησης `plot_transfer_function`.



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 τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής, δηλαδή την $f_p=3$ kHz και την $f_s=1.66$ kHz, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις. Αρχικά παρατηρούμε ότι στις υψηλές συχνότητες (από 3kHz και πάνω) έχουμε κέρδος 10 dB όπως και μας ζητήθηκε εξ αρχής. Συγκεκριμένα στο όριο της ζώνης διόδου (στα 3 kHz) έχουμε κέρδος 9.81 dB πολύ κοντά στα 10 dB που θέλουμε.

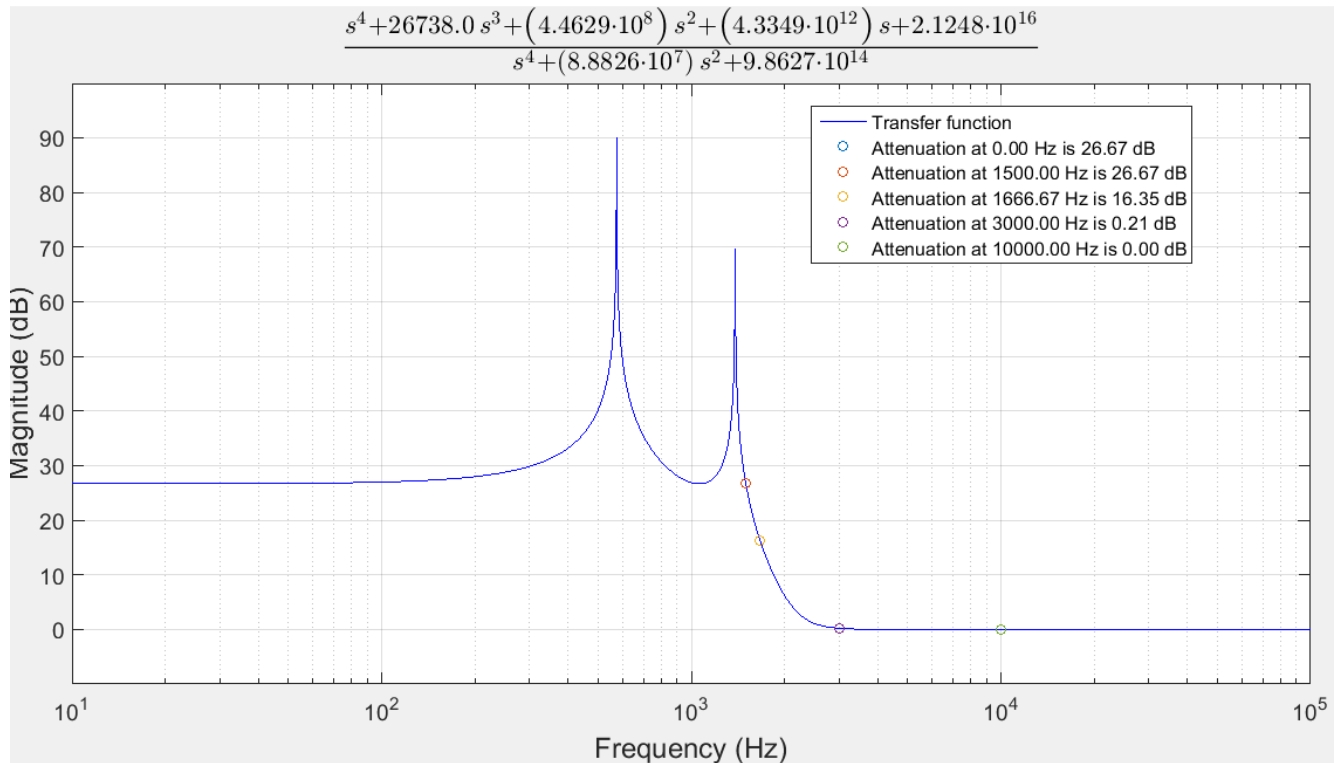
Ακόμη, βλέπουμε ότι η απόσβεση στην ζώνη διόδου δεν ξεπερνάει τα 0.19 dB, αρκετά μικρότερη από το $a_{max} = 0.65$ dB, δηλαδή ικανοποιείται η συγκεκριμένη προδιαγραφή.

Παρατηρώντας την ζώνη αποκοπής, δηλαδή τις συχνότητες από 0 μέχρι 1.66kHz διαπιστώνουμε τα εξής. Στις συχνότητες από 0 μέχρι 1.5 kHz έχουμε απόσβεση τουλάχιστον (16.65+10), 26.65 dB δηλαδή πρακτικά ικανοποιούμε οριακά την απαίτηση για απόσβεση τουλάχιστον 26.66 dB που ζητήθηκε. Μια απόκλιση από τις απαιτήσεις παρατηρείται στις συχνότητες από 1.5kHz μέχρι 1.66kHz όπου η απόσβεση σταδιακά

μειώνεται και καταλήγουμε να έχουμε απόσβεση μόλις 16.63 dB στην συχνότητα των 1.66 kHz.

Συμπερασματικά καταλήγουμε ότι η συμπεριφορά του φίλτρου είναι ικανοποιητική με βάση τις ζητούμενες απαιτήσεις ενώ στο συχνοτικό φάσμα μεταξύ των 1.5 kHz και 1.66 kHz παρατηρείται μια απόκλιση καθώς η απόσβεση είναι μικρότερη από την επιθυμητή.

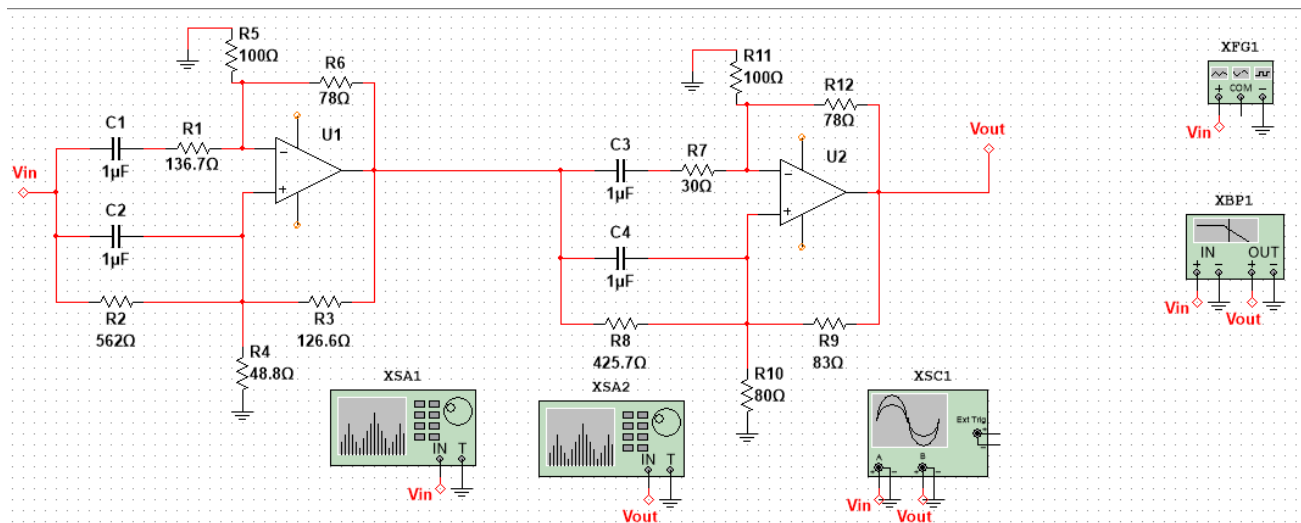
Με ρύθμιση κέρδους στα 0dB η συνάρτηση απόσβεσης δίνεται από το παρακάτω διάγραμμα όπου φαίνεται πιο καθαρά ότι καλύπτονται οι προδιαγραφές που έχουν τεθεί καθώς και η απόκλιση στην συχνότητα των 1.66 kHz



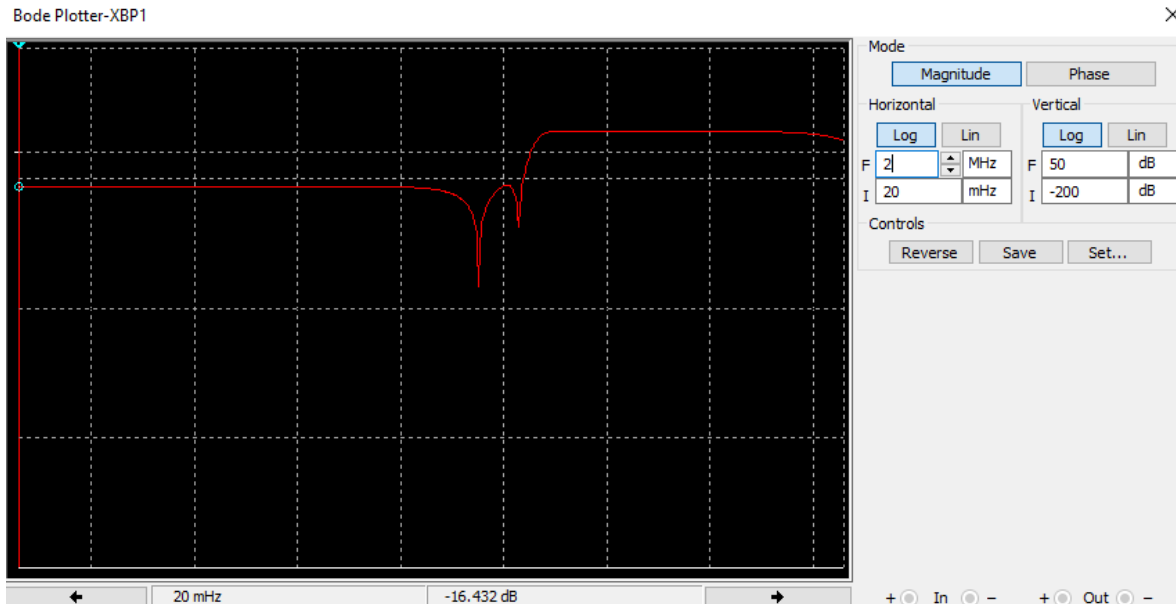
Παρατηρούμε ότι καταλήγουμε στα ίδια συμπεράσματα με προηγουμένως. Δηλαδή βλέπουμε ότι ικανοποιούνται οι απαιτήσεις απόσβεσης για την ζώνη διέλευσης καθώς για την ζώνη αποκοπής στο φάσμα μέχρι τα 1.5 kHz. , ενώ έχουμε μικρότερη απόσβεση από την επιθυμητή στην συχνοτική ζώνη από 1.5 μέχρι 1.66 kHz.

Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

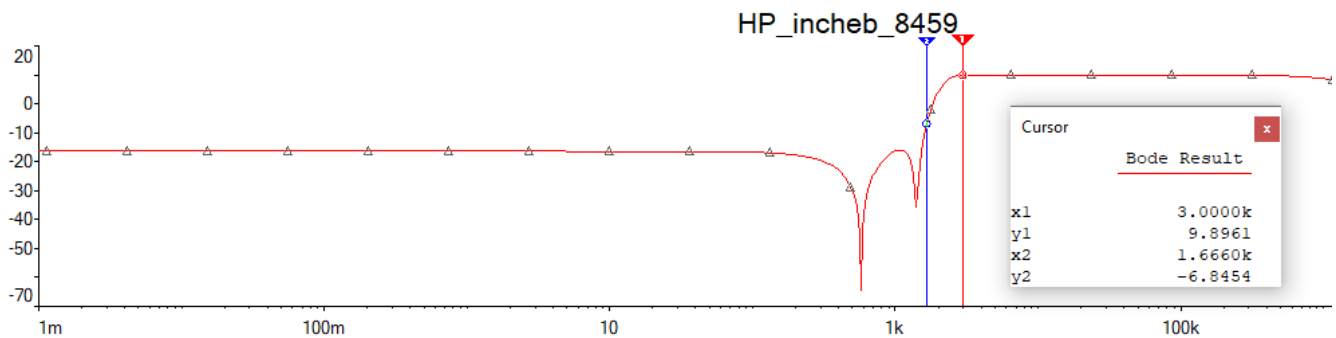
Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο ElectronicWorkBench (MULTISIM) προκειμένου να ελέγξουμε αν υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας αλλά και για να διερευνήσουμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα. Εισάγουμε λοιπόν όπως φαίνεται τις δύο ζωνοφρακτικές μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας χρησιμοποιώντας το κύκλωμα HPN Boctor 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. Για σήμα εισόδου χρησιμοποιείται ένα ημίτονο συχνότητας 1kHz και πλάτους 1Vpp. Το διάγραμμα που παίρνουμε φαίνεται παρακάτω :



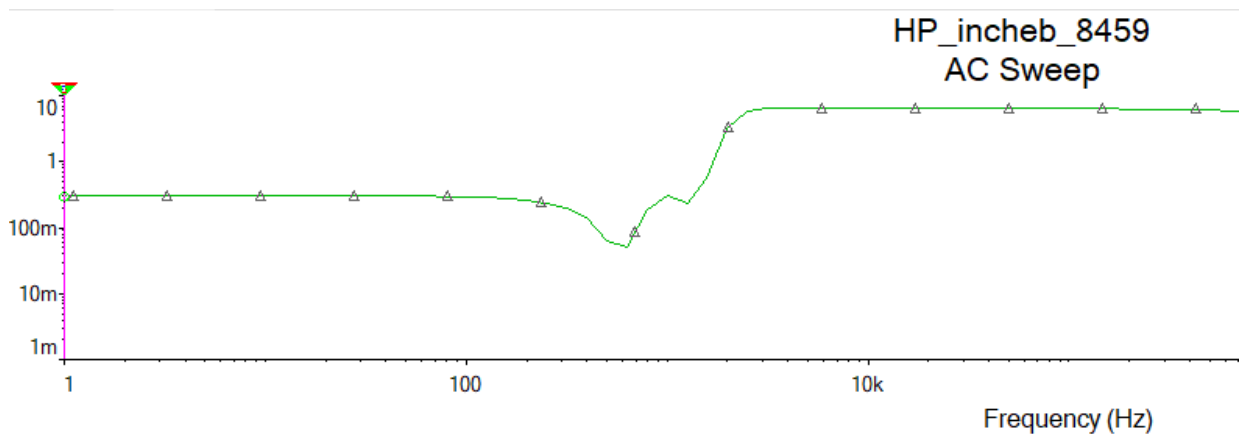
Το παρακάτω διάγραμμα του Multisim απεικονίζει ότι ακριβώς και το προηγούμενο αλλά με δυνατότητα ανάγνωσης των τιμών.



Από αυτά τα διαγράμματα στα οποία απεικονίζονται οι κρίσιμες συχνότητες και η απόκριση του φίλτρου σε αυτές γίνεται αντιληπτό ότι τα αποτελέσματα που προκύπτουν είναι αντίστοιχα με αυτά της θεωρητικής ανάλυσης μέσω του MATLAB. Δηλαδή, βλέπουμε ότι το κέρδος που επιτυγχάνουμε στις υψηλές συχνότητες είναι κοντά στα 10 dB όπως θέλαμε και όπως προέκυψε και μέσω MATLAB. Επιπλέον, στην ζώνη διέλευσης η απόσβεση που έχουμε είναι κοντά στα 0.12 dB αρκετά μικρότερη από τα 0.65 dB όπως και θέλαμε. Αντίστοιχες τιμές με μικρές αποκλίσεις εμφανίστηκαν και στην θεωρητική

ανάλυση. Στην ζώνη αποκοπής παρατηρούμε ότι συμβαίνει αυτό που είδαμε και από το MATLAB, ότι δηλαδή στις συχνότητες μέχρι τα 1.5 kHz έχουμε απόσβεση τουλάχιστον 26.43 dB , αρκετά κοντά στην 26.66 που θέλουμε (και έβγαλε και το MATLAB) , ενώ στις συχνότητες από 1.5 kHz μέχρι 1.66 kHz έχουμε μικρότερη απόσβεση από την επιθυμητή με απόκλιση αντίστοιχη με αυτή της θεωρητικής ανάλυσης.

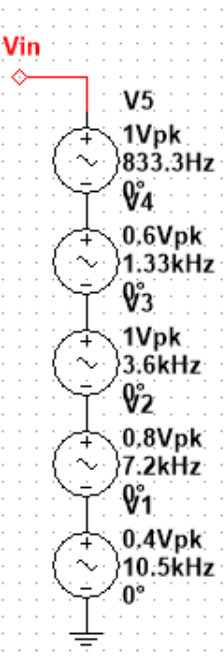
Εφαρμόζοντας AC sweep στο κύκλωμα μας προκύπτει το ακόλουθο διάγραμμα το οποίο οδηγεί στα ίδια συμπεράσματα με αυτά που διατυπώθηκαν παραπάνω.



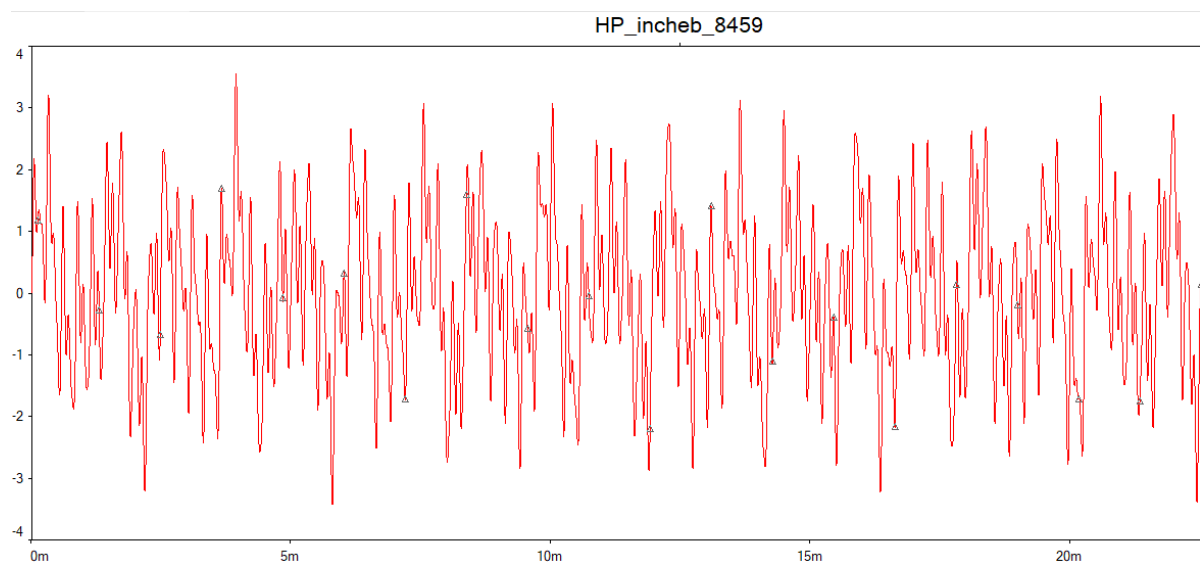
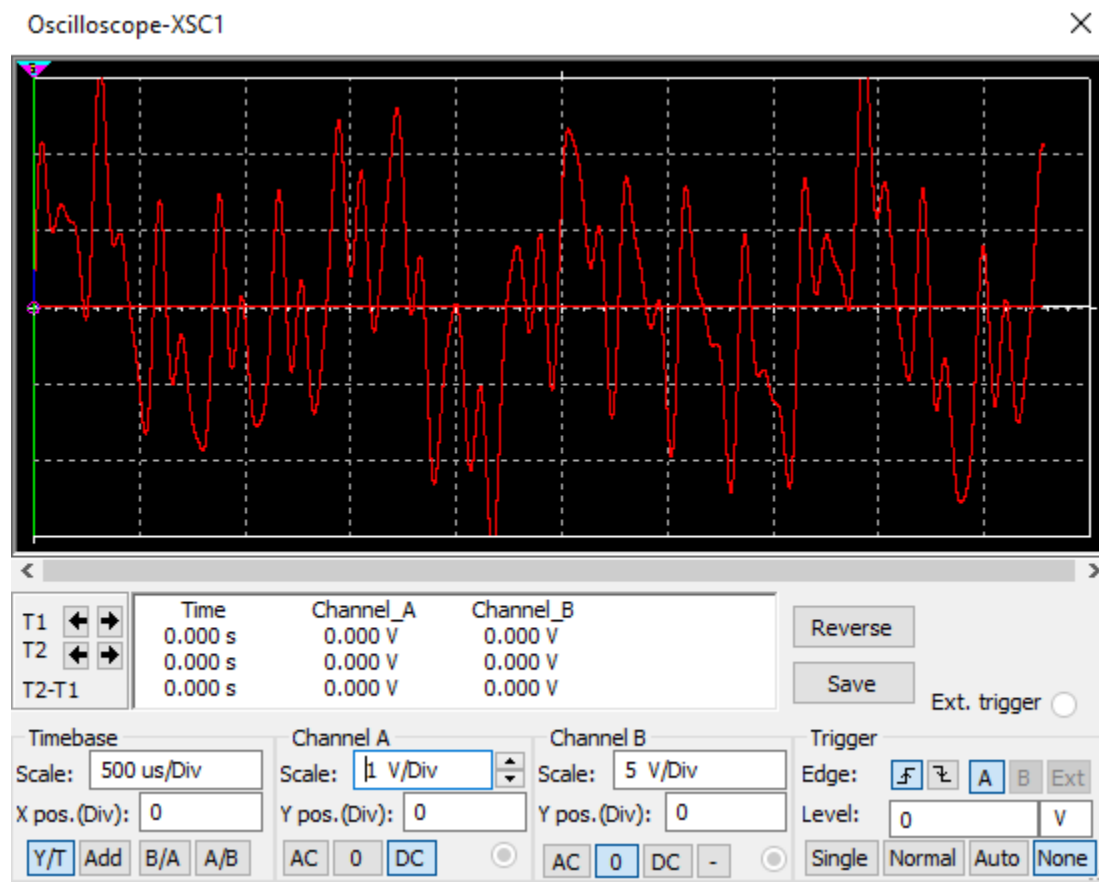
- Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα μια πηγή διέγερσης που αποτελείται από άθροισμα συνημιτόνων διαφορετικών συχνοτήτων.

$$f(t) = \cos(0.5\omega_s t) + 0.6 \cos(0.8\omega_s t) + \cos(1.2\omega_p t) + 0.8 \cos(2.4\omega_p t) + 0.4 \cos(3.5\omega_p t)$$

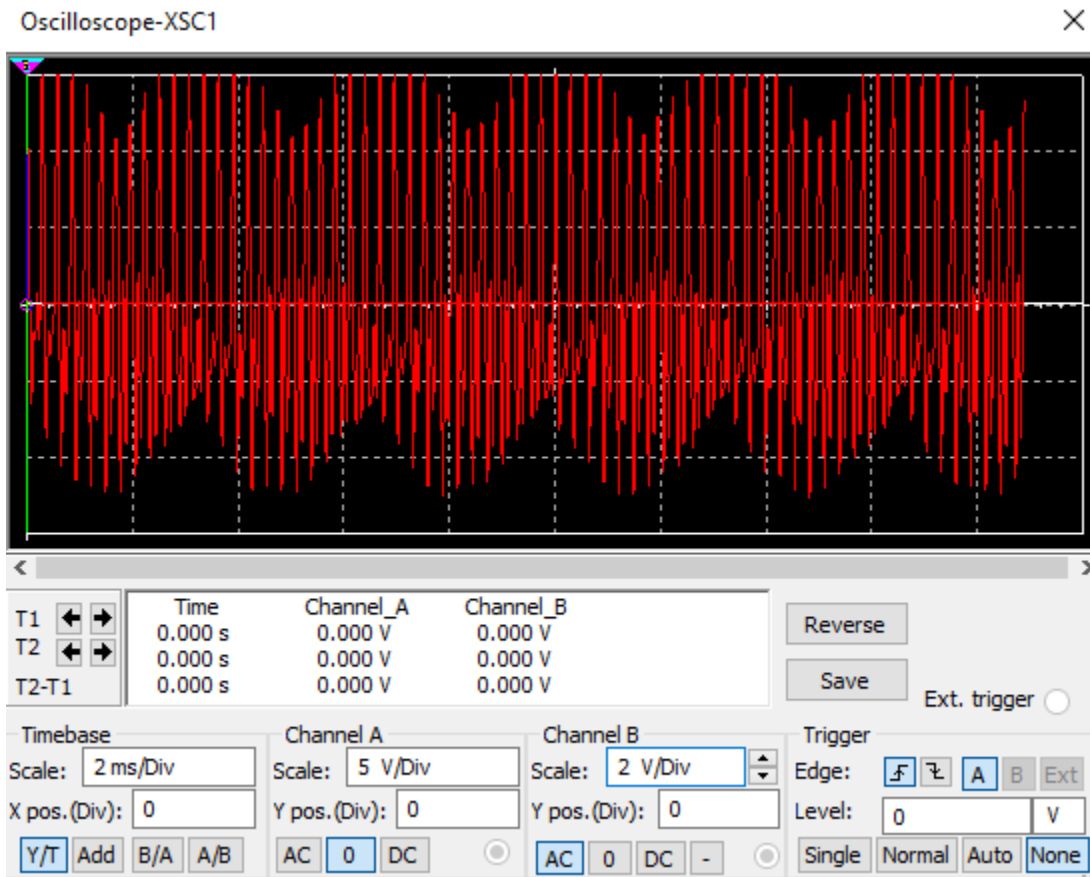
Το σήμα αυτό το υλοποιούμε στο Multisim με 5 διαφορετικές AC πηγές σε σειρά. Όπως φαίνεται στο διπλανό σχήμα. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην επόμενη σελίδα.



Σήμα Εισόδου :

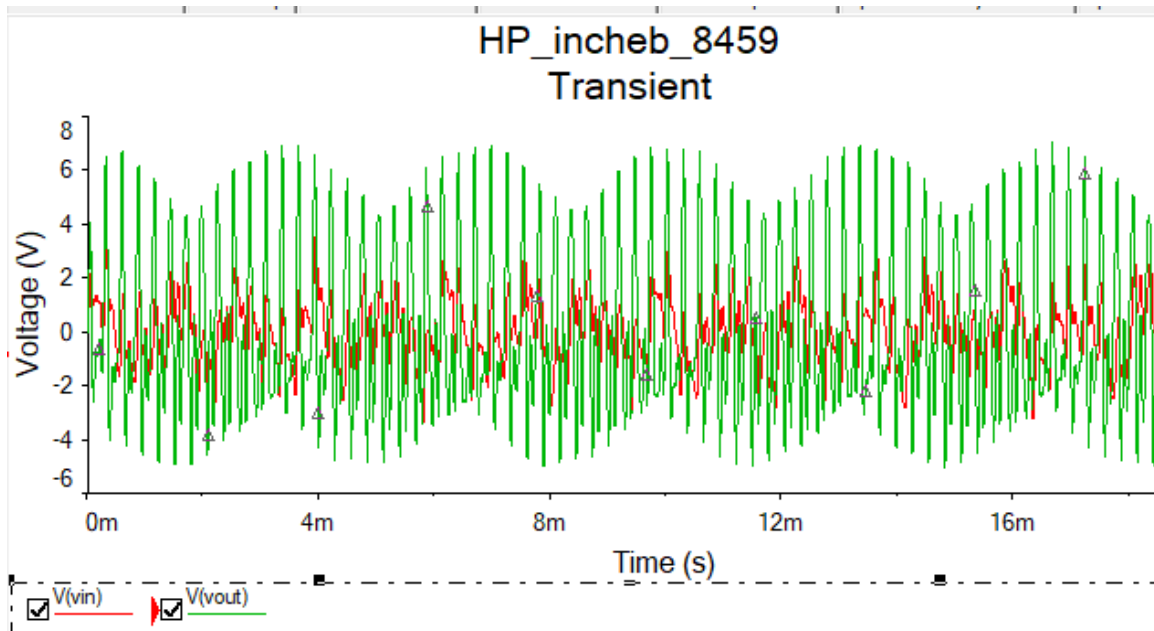


Σήμα Εξόδου :

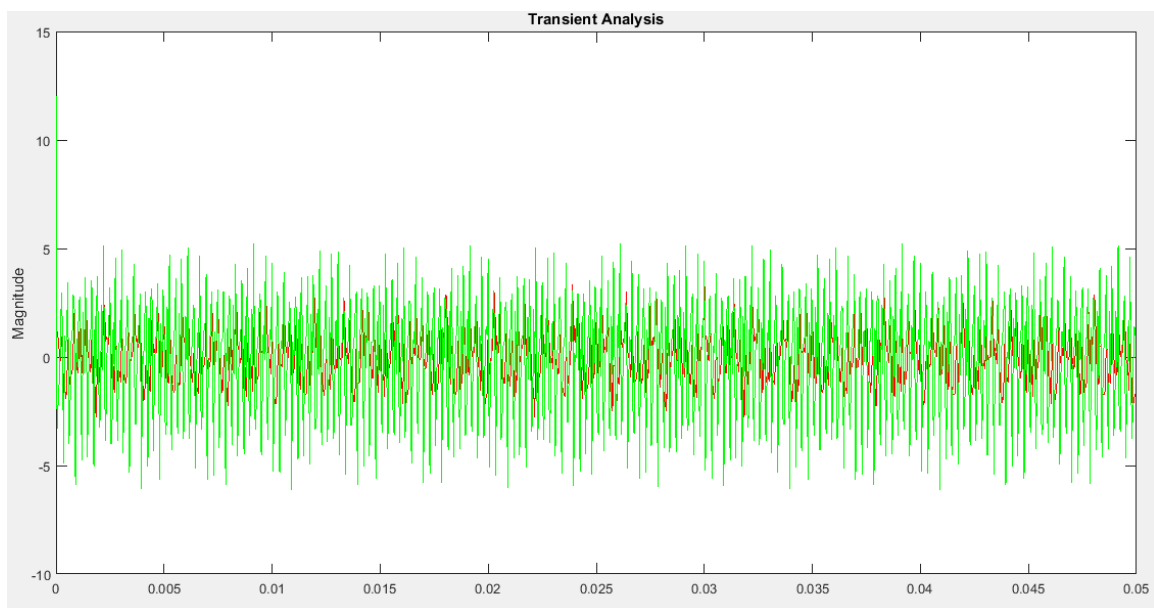


Στα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά τα σήματα εισόδου και εξόδου , σε κάθε σχήμα φαίνονται οι επιλογές που κάναμε στον παλμογράφο για να προκύψουν οι αντίστοιχες παραστάσεις (για παράδειγμα: V/Div , sec/Div κτλ.).

Transient analysis σήματος εισόδου και εξόδου.



Transient analysis (πράσινο έξοδος-κόκκινο είσοδος) (MATLAB)



Από τα παραπάνω σχήματα διαπιστώνουμε τα εξής.

Αρχικά το πρώτο πράγμα που γίνεται αντιληπτό είναι η ενισχυτική λειτουργία του φίλτρου που εμφανίζεται τόσο στην κυκλωματική ανάλυση όσο και στην ανάλυση μέσω του MATLAB (όπως είναι και λογικό). Γνωρίζοντας ότι το φίλτρο στην ζώνη διέλευσης ενισχύει το σήμα με 10 dB , δηλαδή με 3.16 αυτό το οποίο αναμέναμε να δούμε (και όντως βλέπουμε) είναι η έξοδος να είναι 3.16 φορές μεγαλύτερη της εισόδου.

Επιπλέον μπορούμε να διαπιστώσουμε την ανωδιαβατή συμπεριφορά του φίλτρου καθώς ενώ η είσοδος αποτελείται από πολλές συχνότητες κάποιες πιο μικρές (αργές μεταβολές) και κάποιες πιο μεγάλες (γρήγορες μεταβολές) παρατηρούμε ότι στην έξοδο έχουν μείνει μόνο οι γρήγορες μεταβολές δηλαδή οι πιο υψηλές συχνότητες , οι οποίες έχουν και το πλάτος τους ενισχυμένο.

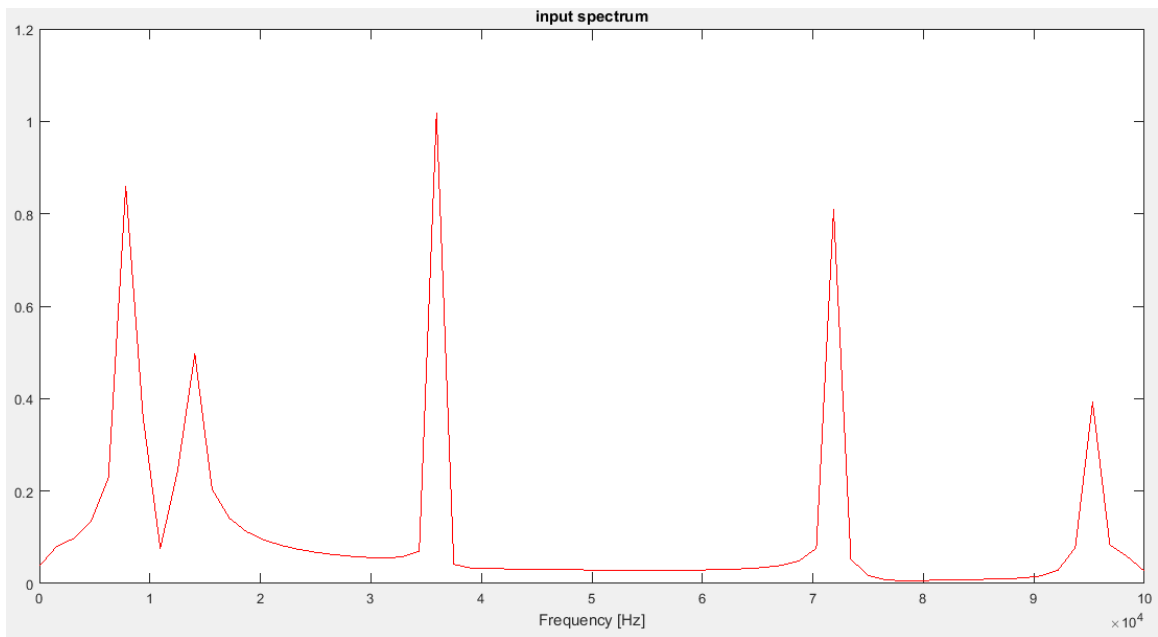
Γνωρίζοντας την πηγή διέγερσης καθώς και την συμπεριφορά του φίλτρου στις διάφορες συχνότητες μπορούμε να κάνουμε την εξής παρατήρηση, Βλέπουμε ότι από τις πέντε θεμελιώδεις συχνότητες που αποτελούν το σήμα εισόδου μόνο τρεις ανήκουν στην ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Επομένως συμπεραίνουμε ότι η έξοδος αποτελείται κυρίως από τις τρεις αυτές ώσεις και από μικρές αρμονικές των άλλων ώσεων που ανήκουν στην ζώνη διέλευσης του φίλτρου.

Την παραπάνω παρατήρηση θα προσπαθήσουμε να την επαληθεύσουμε παρακάτω μέσω της Fourier ανάλυσης.

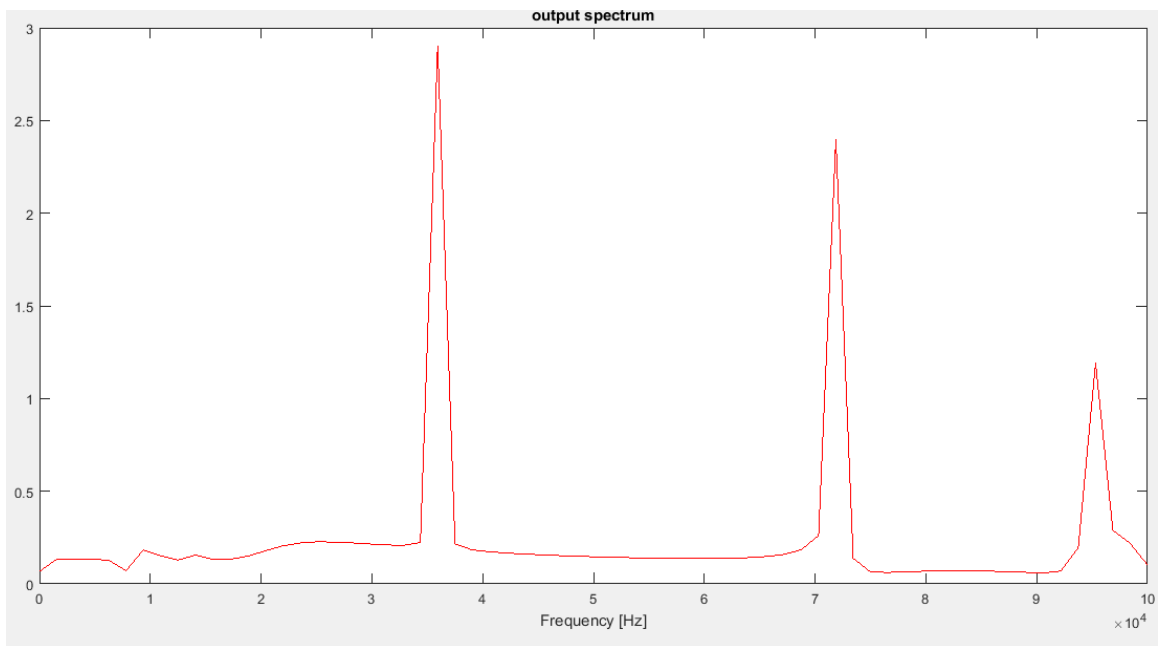
- Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα εξετάσουμε τα φάσματα τόσο στο Multisim όσο και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

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

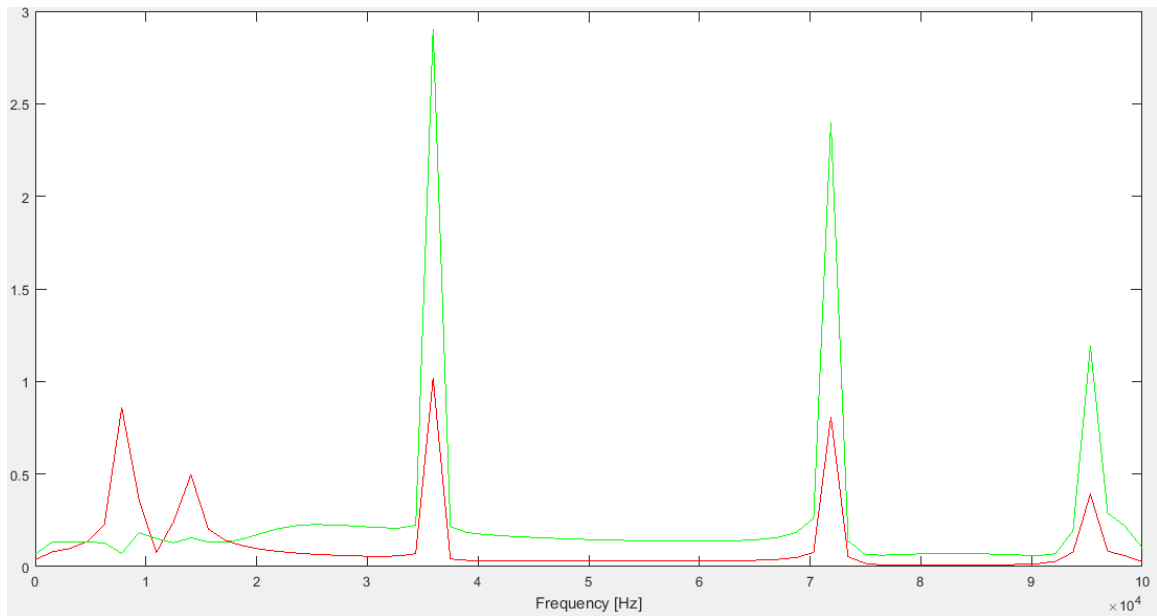
Φάσμα Σήματος Εισόδου (MATLAB) :



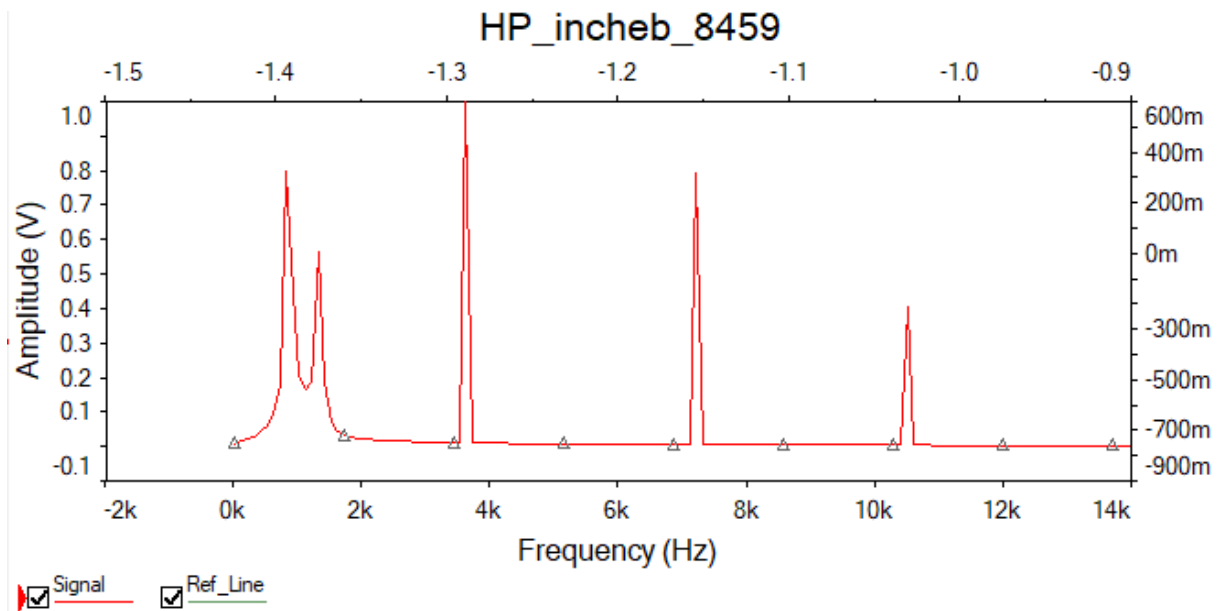
Φάσμα Σήματος Εξόδου (MATLAB) :



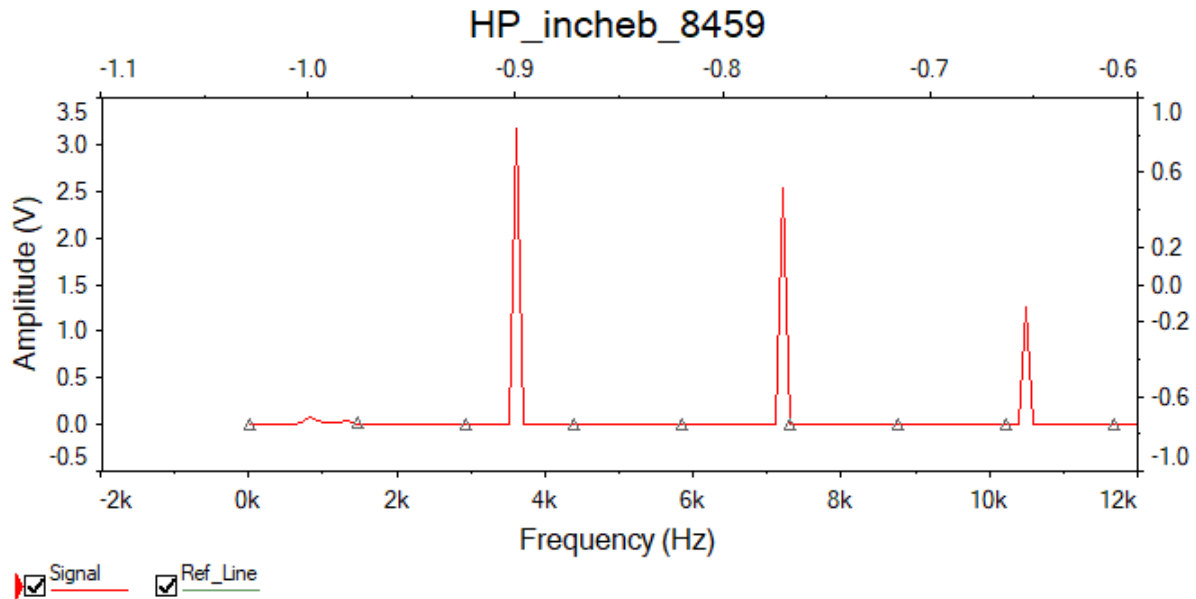
Κοινό διάγραμμα φάσματος εισόδου (κόκκινο) – εξόδου(πράσινο) (MATLAB):



Φάσμα Σήματος Εισόδου Multisim:



Φάσμα Σήματος Εξόδου Multisim:



Καταρχάς διαπιστώνουμε ότι τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την ανάλυση μέσω του Multisim και την ανάλυση μέσω του MATLAB είναι αντίστοιχα γεγονός που σημαίνει ότι η θεωρητική ανάλυση εφαρμόστηκε σωστά στο Multisim.

Ακόμη επαληθεύεται αυτό που παρατηρήσαμε προηγουμένως, ότι δηλαδή μόλις τρεις από τις πέντε ώσεις του σήματος εισόδου είναι μεγαλύτερες από 3 kHz και εμφανίζονται στην έξοδο. Οι ώσεις που εμφανίζονται στην έξοδο είναι ενισχυμένες κατά 10 dB (3.16) σε σχέση με τα αντίστοιχα πλάτη τους στην είσοδο, γεγονός που επαληθεύει την σωστή ενισχυτική λειτουργία του φίλτρου, όπως δηλαδή ζητήθηκε.

Ακόμη, βλέπουμε πώς έχουν αποσβεστεί οι δύο μικρότερες ώσεις του σήματος εισόδου καθώς στην έξοδο στις συγκεκριμένες συχνότητες εμφανίζονται δύο πολύ μικρά πλάτη.

Συμπερασματικά, από τα παραπάνω μπορούμε να καταλήξουμε ότι το φίλτρο σχεδιάστηκε σωστά με κάποιες μικρές αποκλίσεις, ενώ τα παραπάνω πειράματα επαληθεύουν την ορθή του λειτουργία.