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 : Μουρατίδης Αναστάσιος

Α.Ε.Μ. : 9040

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2020

Περιεχόμενα

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ
ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Εργασία #1 : Σχεδίαση Κατωδιαβατών φίλτρων

ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSHEV

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

$fp \ = 1.1 \cdot (3+\mu) = 5.5 \ \ KHz$, $fs \ = \ 1.7 \cdot f_p = 9.35\, KHz$,

και

$a_{max} \ = \ 0.25\, dB$, $a_{min} \ = \ 24.25\, dB$.

A. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Μετατρέπουμε τις συχνότητες σε κυκλικές συχνότητες:

$$\omega_p \ = \ 2\pi f_p \ = \ 34558\, rad/\sec \quad \kappa\alpha\iota \quad \omega_s \ = \ 2\pi f_s \ = \ 58748\, rad/sec$$

Μετασχηματίζουμε τις προδιαγραφές και έχουμε:

$$\Omega_s \ = \ 1 \ \kappa\alpha\iota \ \Omega_p \ = \frac{\omega_p}{\omega_s} = \ 0.5882$$

Έπειτα θα πρέπει να υπολογίσουμε την τάξη του φίλτρου που απαιτείται. Για να γίνει αυτό θα χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο :

$$n = \frac{cosh^{-1}\left[\left(10^{\alpha_{min}/10}-1\right)/\left(10^{\alpha_{max}/10}-1\right)\right]^{1/2}}{cosh^{-1}(\frac{1}{\Omega_p})} = 4.3589$$

Αντικαθιστούμε τα δεδομένα στον τύπο και προκύπτει η τιμή 4.3589, που δεν είναι ακέραια, οπότε πρέπει να στρογγυλοποιήσουμε στην αμέσως μεγαλύτερη ακέραια τιμή, δηλαδή:

n = 5

Υπολογίζουμε τους συντελεστές ε και α από τους παρακάτω τύπους:

$\varepsilon = \left(10^{\alpha_{min}/_{10}} - 1\right)^{-1/_2} = 0.0614 \; \kappa\alpha\iota \; a = \frac{1}{n} \; sinh^{-1}\left(\frac{1}{e}\right) = 0.6968$

Στη συνέχεια, υπολογίζουμε την συχνότητα ημίσειας ισχύος από τον τύπο

$$\omega_{hp} = \frac{1}{\cosh\left[\frac{1}{n} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]} = 0.7984$$

Η τάξη του φίλτρου είναι 5, οπότε οι γωνίες Butterworth είναι $\psi_\kappa = 0°, \pm 36°, \pm 72°$

Οι πόλοι Chebyshev προκύπτουν από τους τύπους:

$$p_k = -\sinh a \cdot \cos\psi_\kappa + \cosh a \cdot \sin\psi_\kappa \,,$$

όπου: $-\sigma_\kappa = \sinh a \cdot \cos\psi_\kappa \; \kappa\alpha\iota \; \pm\omega_\kappa = \cosh a \cdot \sin\psi_\kappa$

$$\Omega_{o_k} = \sqrt{\sigma_\kappa^2 + \omega_\kappa^2} \; \kappa\alpha\iota \; Q_k = \frac{1}{2 \cdot cos\left\{\tan^{-1}\left(\frac{\omega_k}{\sigma_k}\right)\right\}}$$

Οπότε:

$$p_1 = -0.7546, \Omega_{0_1} = 0.7546 \; \kappa\alpha\iota \; Q_1 = 0.5$$

$$p_{2,3} = -0.6105 \pm j0.7364 \,, \Omega_{0_{2,3}} = 0.9565 \; \kappa\alpha\iota \; Q_{2,3} = 0.7384$$

$$p_{4,5} = -0.2332 \pm j1.1914 \,, \Omega_{0_{4,5}} = 1.2141 \; \kappa\alpha\iota \; Q_{4,5} = 2.6032$$

Οι πόλοι φαίνονται στον παρακάτω πίνακα

K	σ_k	$j\omega_k$	Ω_{o_k}	Q_k
1	-0.7546	0	0.7546	0.5
2,3	-0.6105	$\pm j0.7364$	0.9565	0.7384
4,5	-0.2332	$\pm j1.1914$	1.2141	2.6032

Υπολογίζουμε του αντίστροφους πόλους του φίλτρου Chebyshev. Οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς , οι γωνίες καθώς και τα αντίστοιχα Q των ριζών φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

$\boldsymbol{\psi_k}$	**Q**	$\boldsymbol{p_k}$	$\boldsymbol{\Omega_{o_k}}$
$0°$	0.5	-1.3252	1.3252
$\pm 36°$	0.7384	$-0.6672 \pm j0.8048$	1.0455
$\pm 72°$	2.6032	$-0.1582 \pm j0.8083$	0.8237

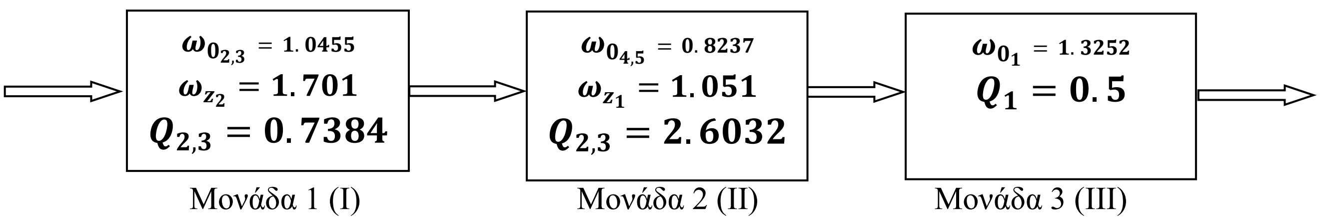
Σε επόμενο στάδιο, από την παρακάτω σχέση βρίσκουμε τα μηδενικά της συνάρτησης μεταφοράς

$$\omega_{z_k} = sec\left(\frac{k\pi}{2n}\right)$$

και φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

k	ω_{z_k}
1	1.051
3	1.701
5	∞

Άρα η συνάρτηση μεταφοράς που πρέπει να υλοποιηθεί θα αποτελείται από 3 μονάδες οι οποίες και φαίνονται παρακάτω σε διαγραμματική μορφή.



- Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

Για την υλοποίηση των μονάδων (I) και (II) χρησιμοποιούμε το κύκλωμα Boctor -Low-pass Notch , ενώ η τρίτη μονάδα αποτελεί μονάδα πρώτης τάξης.

<u>ΜΟΝΑΔΑ (I)</u>

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η μονάδα αυτή υλοποιείται από ένα ζωνοφρακτικό φίλτρο Boctor -Low-pass Notch, σύμφωνα με το σχήμα 7.24(α). Το ω_o κλιμακοποιείται έτσι ώστε $\omega_o = 1$, ενώ το ω_z κλιμακοποείται σε σχέση με το ω_o. Έτσι προκύπτει

$$\omega_z = \frac{1.701}{1.0455} = 1.6273$$

Για τις ανάγκες της σχεδίασης εισάγουμε την μεταβλητή η οποία επιλέγεται στο διάστημα:

$$\frac{\omega_o^2}{\omega_z^2} < k_{11} < 1 \Rightarrow 0.3776 < k_{11} < 1$$

Επιλέγουμε $k_{11} = 0.9$ και υπολογίζουμε τα υπόλοιπα στοιχεία με βάση τη θεωρία.

$$R_{11} = \frac{2}{k_{11}\omega_z^2 - 1} = 1.4458$$

$$R_{12} = \frac{1}{1 - k_{11}} = 10$$

$$R_{13} = \frac{1}{2}\left(\frac{k_{11}}{Q_{2,3}^2} + k_{11}\omega_z^2 - 1\right) = 1.4249$$

$$R_{14} = \frac{1}{k_{11}} = 1.1111$$

$$R_{15} = R_{16} = 1$$

$$C_{11} = \frac{k_{11}}{2Q_{2,3}} = 0.5744$$

$$C_{12} = 2Q_{2,3} = 1.5688$$

$$k_1 = \frac{1}{\frac{1}{2}\left(\frac{k_{11}}{Q_{2,3}^2} + k_{11}\omega_z^2 + 1\right)} = 0.4124$$

Το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι $k_L^1 = 0.4124^2 \cdot \left(\frac{1.701}{1.0455}\right)^2 = 1.0921$

Κλιμακοποίηση

Εφόσον, έχει γίνει κανονικοποίηση με βάση το ω_o κι είναι $\omega_s = 58748$, προκύπτει $k_{f1} = 58748 \cdot 1.0455 = 61419$. Επίσης, θέλουμε $C = 0.01\ \mu F$, άρα η σταθερά κλιμακοποίησης του πλάτους υπολογίζεται ως εξής $k_{m1} = \frac{C_{11}}{k_{f1} \cdot C} = 93.5237$. Επομένως, κλιμακοποιούμε ως εξής:

$$C_{11} = C = 0.01\ \mu F$$

$$C_{12} = \frac{C_{12}}{k_{f1} \cdot k_{m1}} = 0.2727\ \mu F$$

$$R_{11} = R_{11} \cdot k_{m1} = 135.2175\ \Omega$$

$$R_{12} = R_{12} \cdot k_{m1} = 935.2374\ \Omega$$

$$R_{13} = R_{13} \cdot k_{m1} = 133.2603\ \Omega$$

$$R_{14} = R_{14} \cdot k_{m1} = 103.9153\ \Omega$$

$$R_{15} = R_{15} \cdot k_{m1} = 93.5237\ \Omega$$

$$R_{16} = R_{16} \cdot k_{m1} = 93.5237\ \Omega$$

ΜΟΝΑΔΑ (II)

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η μονάδα αυτή υλοποιείται από ένα ζωνοφρακτικό φίλτρο Boctor -Low-pass Notch, σύμφωνα με το σχήμα 7.24(α). Το ω_o κλιμακοποιείται έτσι ώστε $\omega_o = 1$, ενώ το ω_z κλιμακοποείται σε σχέση με το ω_o. Έτσι προκύπτει

$$\omega_z = \frac{1.051}{0.8237} = 1.2765$$

Για τις ανάγκες της σχεδίασης εισάγουμε την μεταβλητή η οποία επιλέγεται στο διάστημα:

$$\frac{\omega_o^2}{\omega_z^2} < k_{21} < 1 \Rightarrow 0.6137 < k_{11} < 1$$

Επιλέγουμε $k_{21} = 0.9$ και υπολογίζουμε τα υπόλοιπα στοιχεία με βάση τη θεωρία.

$$R_{21} = \frac{2}{k_{21}\omega_z^2 - 1} = 4.2866$$

$$R_{22} = \frac{1}{1 - k_{21}} = 10$$

$$R_{23} = \frac{1}{2}\left(\frac{k_{21}}{Q_{4,5}^2} + k_{21}\omega_z^2 - 1\right) = 0.2997$$

$$R_{24} = \frac{1}{k_{11}} = 1.1111$$

$$R_{25} = R_{26} = 1$$

$$C_{21} = \frac{k_{21}}{2Q_{4,5}} = 0.1729$$

$$C_{22} = 2Q_{4,5} = 5.2064$$

$$k_2 = \frac{1}{\frac{1}{2}\left(\frac{k_{21}}{Q_{4,5}^2} + k_{21}\omega_z^2 + 1\right)} = 0.7964$$

Το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι $k_L^2 = 0.7964 \cdot \left(\frac{1.051}{0.8237}\right)^2 = 1.2538$

Κλιμακοποίηση

Εφόσον, έχει γίνει κανονικοποίηση με βάση το ω_o κι είναι $\omega_s = 58748$, προκύπτει $k_{f2} = 58748 \cdot 8237 = 48390.$ Επίσης, θέλουμε $C = 0.01\ \mu F$, άρα η σταθερά κλιμακοποίησης του πλάτους υπολογίζεται ως εξής $k_{m2} = \frac{C_{21}}{k_{f2} \cdot C} = 35.7228$. Επομένως, κλιμακοποιούμε ως εξής:

$$C_{21} = C = 0.01\ \mu F$$

$$C_{22} = \frac{C_{22}}{k_{f2} \cdot k_{m2}} = 3.019\ \mu F$$

$$R_{21} = R_{21} \cdot k_{m2} = 153.1287 \Omega$$

$$R_{22} = R_{22} \cdot k_{m2} = 357.2289\ \Omega$$

$$R_{23} = R_{23} \cdot k_{m2} = 10.7058\ \Omega$$

$$R_{24} = R_{24} \cdot k_{m2} = 39.6921\ \Omega$$

$$R_{25} = R_{25} \cdot k_{m2} = 35.7228\ \Omega$$

$$R_{26} = R_{26} \cdot k_{m2} = 35.7228\ \Omega$$

<u>ΜΟΝΑΔΑ (III)</u>

Η πρώτη μονάδα είναι πρώτης τάξης.

$$R_1 = \frac{1}{C_{31}\omega_{0_1}}, \qquad C_{31} = 1$$

Το κέρδος είναι μονάδα.

<u>Κλιμακοποίηση</u>

Είναι $\omega_s = 58748\, rad/sec$, οπότε επιλέγουμε $k_{f3} = 58748$. Επίσης, θέλουμε $C = 0.01\ \mu F$, άρα η σταθερά κλιμακοποίησης του πλάτους υπολογίζεται ως εξής $k_{m3} = \frac{C_{31}}{k_{f3} \cdot C} = 170.2192$. Επομένως, κλιμακοποιούμε ως εξής:

$$C_{31} = 0.01\ \mu F$$

$$R_{31} = R_{31} \cdot k_{m3} = 128.4463\ \Omega$$

- Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στα $0\, dB$. Το συνολικό κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι $k = k_L^1 \cdot k_L^2 = 1.3692$. Οπότε για να φτάσουμε τα 0 dB θα πρέπει:

$$20 \cdot \log(a \cdot k) = 0 \implies a \cdot 5.9796 = 1 \implies a = 0.73035$$

Εφόσον το α είναι μικρότερο του 1, πρέπει να γίνει εξασθένηση του κέρδους παθητικά. Οπότε, χρησιμοποιούμε μία αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος $k = -\frac{r_2}{r_1} =$

-0.73035. Επιλέγουμε $r_1 = 10k\Omega \ \kappa\alpha\iota \ r_2 = 7{,}3035 \ k\Omega$. Επειδή, η λύση αυτή εισάγει αλλαγή φάσης, εισάγουμε μία επί πλέον αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος μονάδα.

<u>Συναρτήσεις Μεταφοράς Μονάδων</u>

1. Για την πρώτη μονάδα η συνάρτηση μεταφοράς είναι :

$$T_1(s) = k_1 \cdot \frac{s^2+\left(\omega_{z_2}\omega_s\right)^2}{s^2+\frac{\omega_{o_{2,3}}\omega_s}{Q_{2,3}}+\left(\omega_{o_{2,3}}\omega_s\right)^2} = \frac{0.4124\cdot s^2+4.12\cdot 10^9}{s^2+7.84\cdot 10^4\cdot s+3.772\cdot 10^9}$$

2. Για την δεύτερη μονάδα με παρόμοιο τρόπο η συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει :

$$T_2(s) = k_2 \cdot \frac{s^2+\left(\omega_{z_1}\omega_s\right)^2}{s^2+\frac{\omega_{o_{4,5}}\omega_s}{Q_{4,5}}+\left(\omega_{o_{4,5}}\omega_s\right)^2} = \frac{0.7694\cdot s^2+2.936\cdot 10^9}{s^2+1.859\cdot 10^4\cdot s+2.342\cdot 10^9}$$

3. Για την τρίτη μονάδα, που είναι πρώτης τάξης, όπως είναι γνωστό η συνάρτηση μεταφοράς είναι :

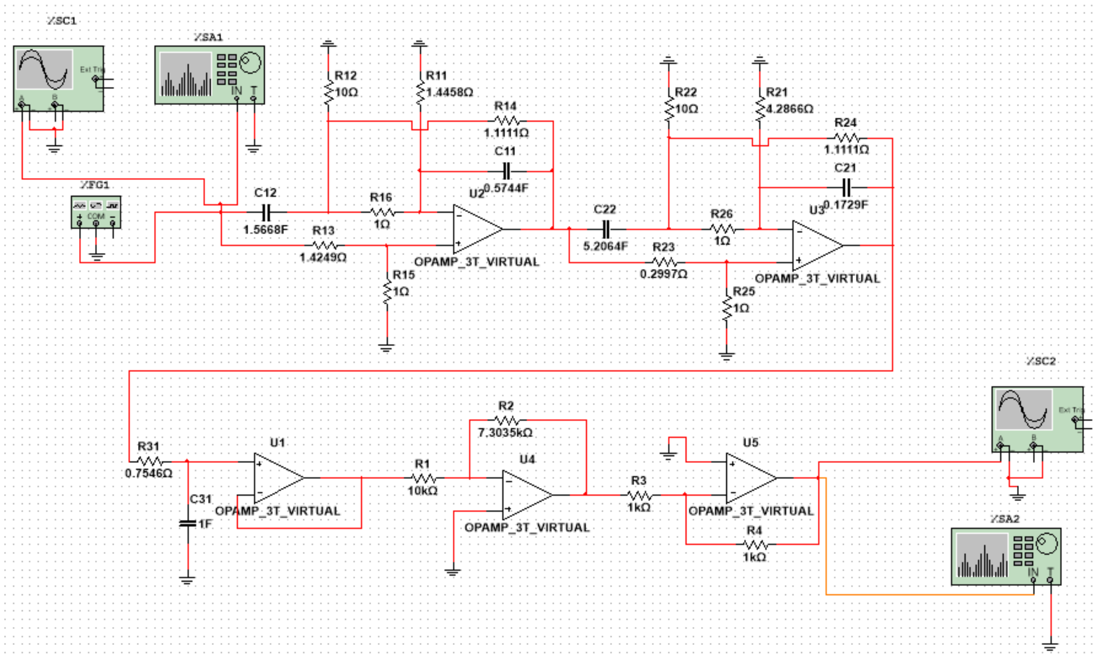
$$T_3(s) = \frac{\omega_{0_1}\omega_s}{s+\omega_{0_1}\omega_s} = \frac{7.785\cdot 10^4}{s+7.785\cdot 10^4}$$

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του κατωδιαβατού φίλτρου:

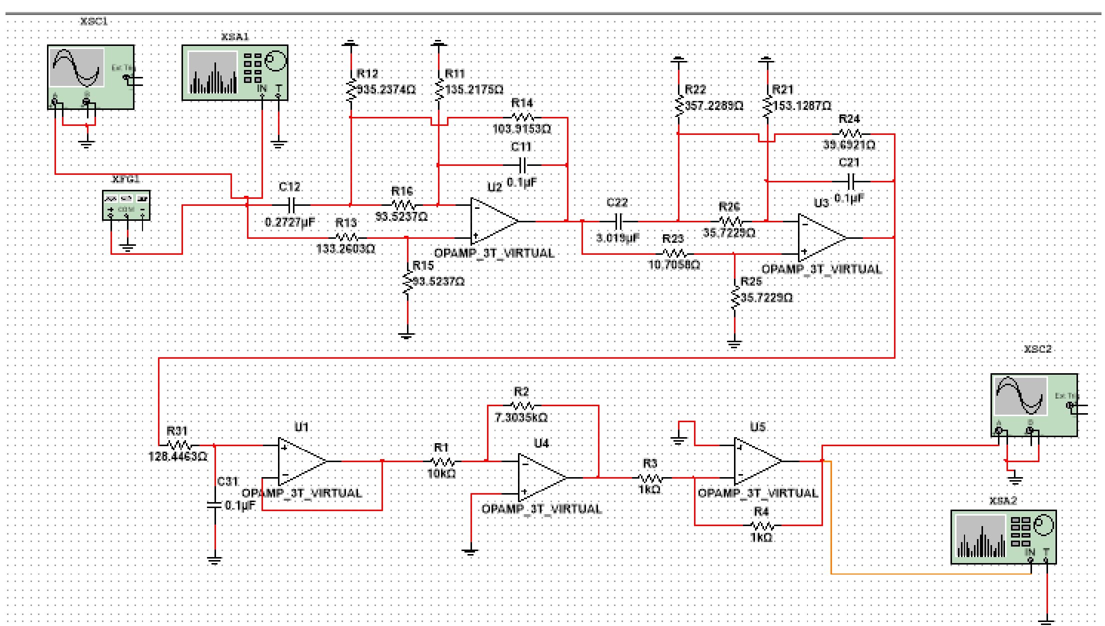
$$T_{LP}(s) = k\cdot T_1(s)\cdot T_2(s)\cdot T_3(s)$$

$$T_{LP}(s) = \frac{1.804\cdot 10^4\cdot s^4+2.491\cdot 10^{14}\cdot s^2+6.877\cdot 10^{23}}{s^5+1.748\cdot 10^5\cdot s^4+1.512\cdot 10^{10}\cdot s^3+8.431\cdot 10^{14}\cdot s^2+2.858\cdot 10^{19}\cdot s+6.877\cdot 10^{23}}$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κανονικοποιημένο κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τρεις μονάδες . Επίσης, φαίνεται και η πρώτη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους, καθώς κι η δεύτερη αναστρέφουσα συνδεσμολογία που συνδέθηκε για να αναιρέσει την αλλαγή φάσης που εισάγει η πρώτη.



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

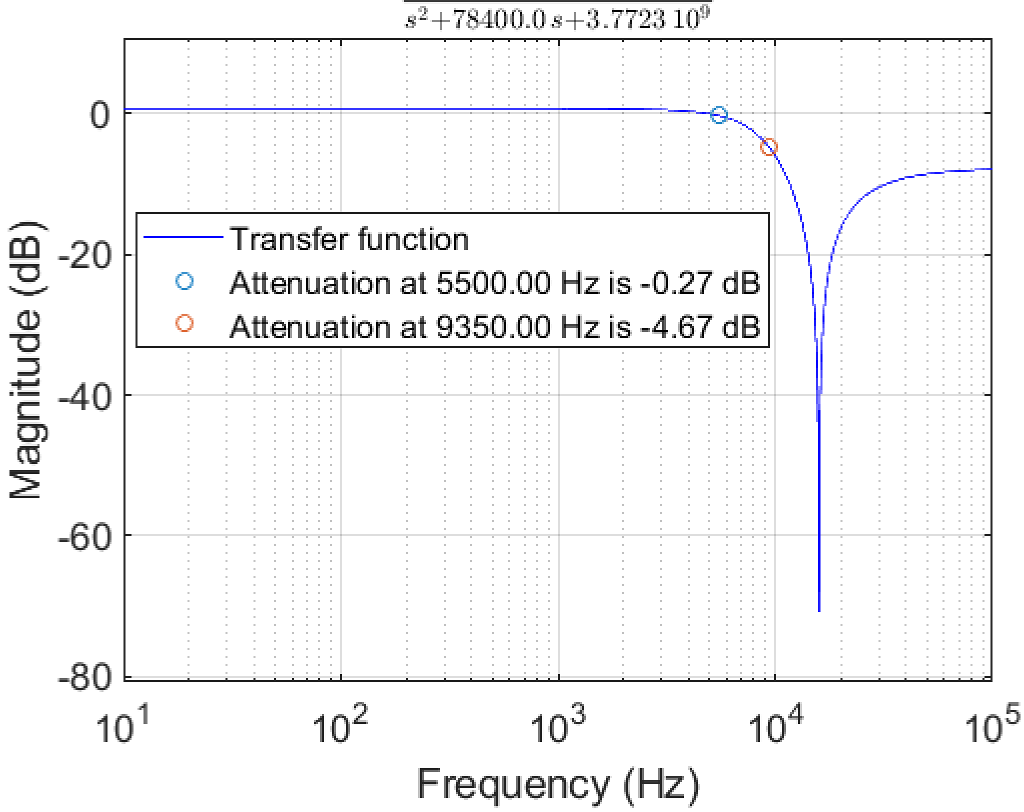


Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

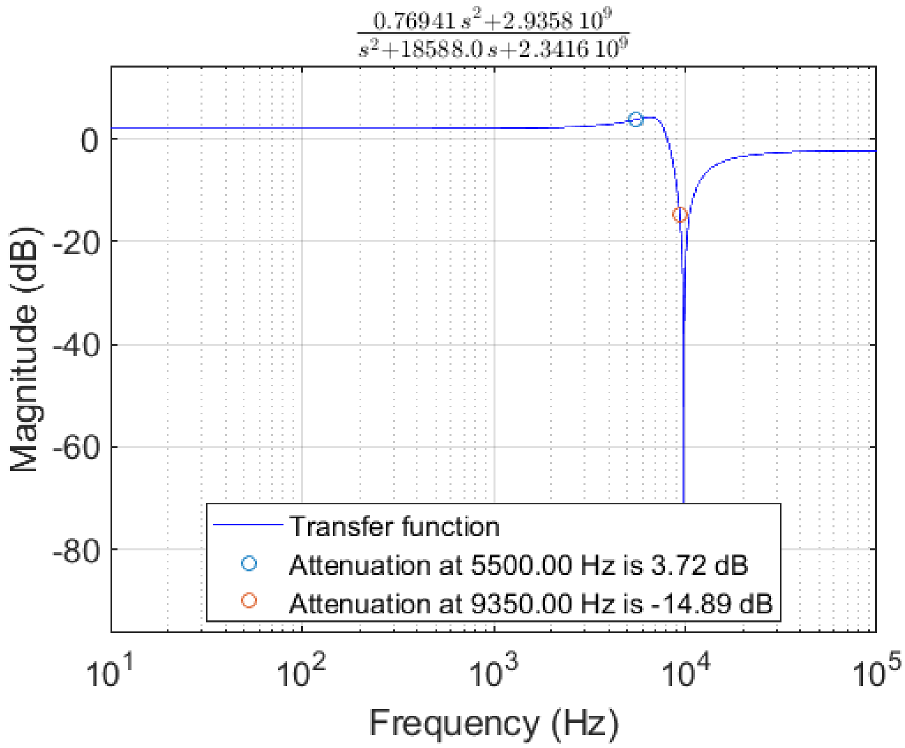
Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των τριών μονάδων αλλά και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Η απόκριση πλάτους σε dB για την πρώτη, την δεύτερη και την τρίτη μονάδα φαίνονται στις επόμενες σελίδες. Τα παρακάτω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

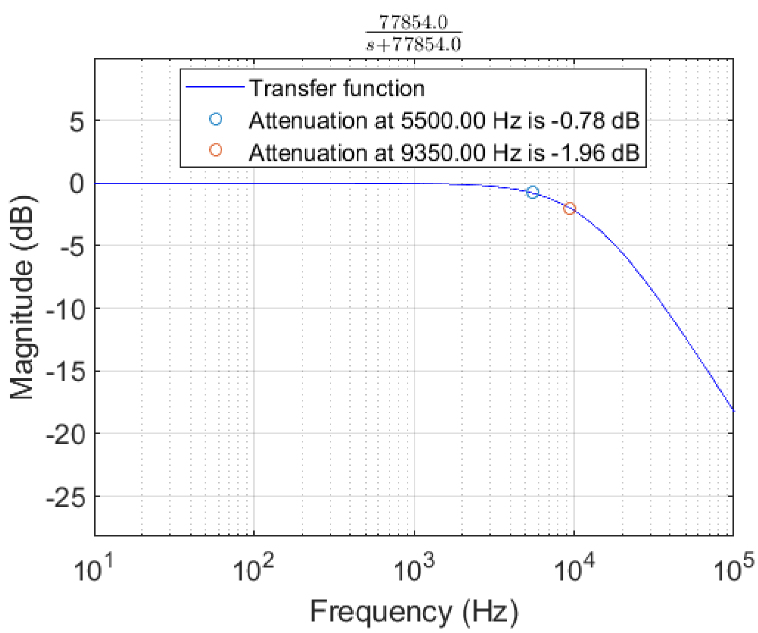
$$\frac{0.41239\,s^2+4.1196\,10^9}{s^2+78400.0\,s+3.7723\,10^9}$$



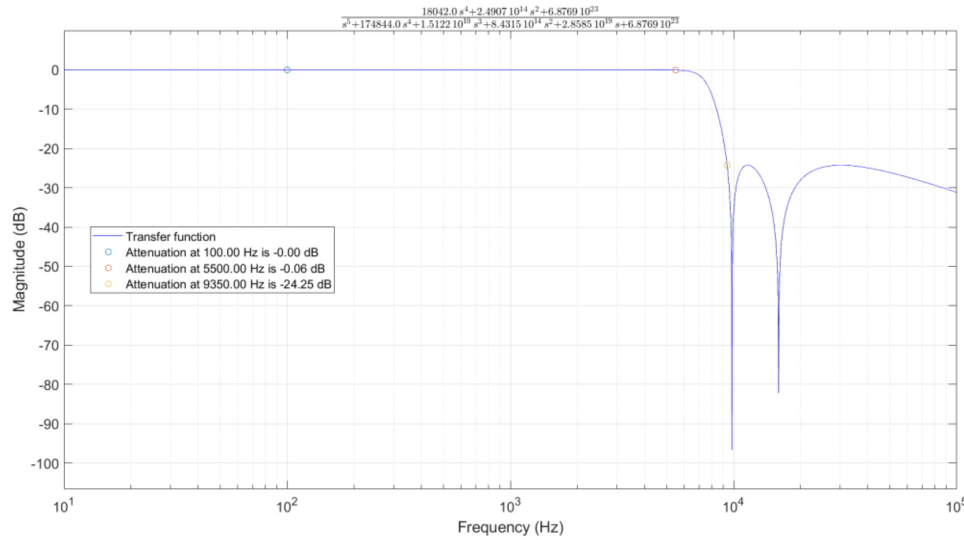
2η Μονάδα LPN-Boctor



3η Μονάδα : Πρωτοβάθμια μονάδα RC

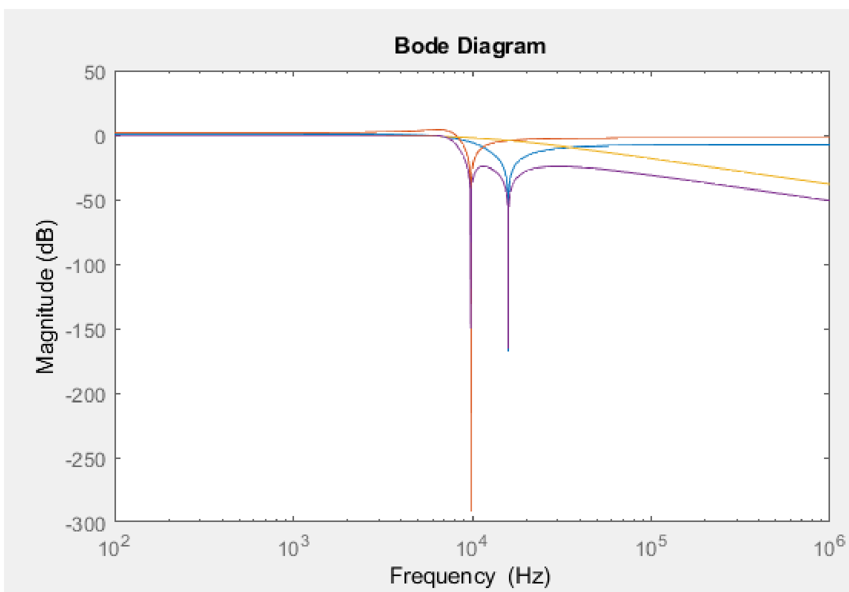


Παρακάτω βλέπουμε την απόκριση πλάτους της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας.

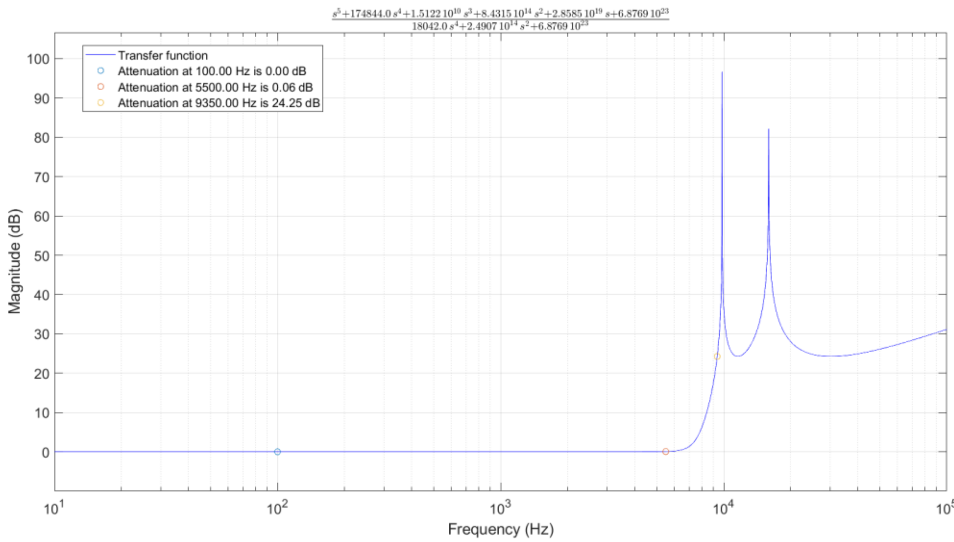


Σε αυτό το σημείο παραθέτουμε όλες τις παραπάνω αποκρίσεις σε ένα κοινό διάγραμμα Bode.

Η T_1 αντιστοιχεί στο μπλε χρώμα, η T_2 στο κόκκινο, η T_3 στο κίτρινο και η συνολική συνάρτηση μεταφοράς στο μωβ.



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 $fp = 5500\ Hz$ και την $fs =\ 9350\ Hz$, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις.

Παρατηρούμε ότι η απόκριση στη συχνότητα $f_p = 5500\ Hz$ είναι $0 + 0.06 = +0.06\ dB$. Άρα η προδιαγραφή $a_{max} = 0.25\ dB$ υπερκαλύπτεται.

Παρομοίως, παρατηρούμε ότι η απόκριση στη συχνότητα $f_s = 9350\ Hz$ είναι $0 + 24.25 = 24.25\ dB$. Άρα η προδιαγραφή $a_{min} = 24.25\ dB$ καλύπτεται οριακά.

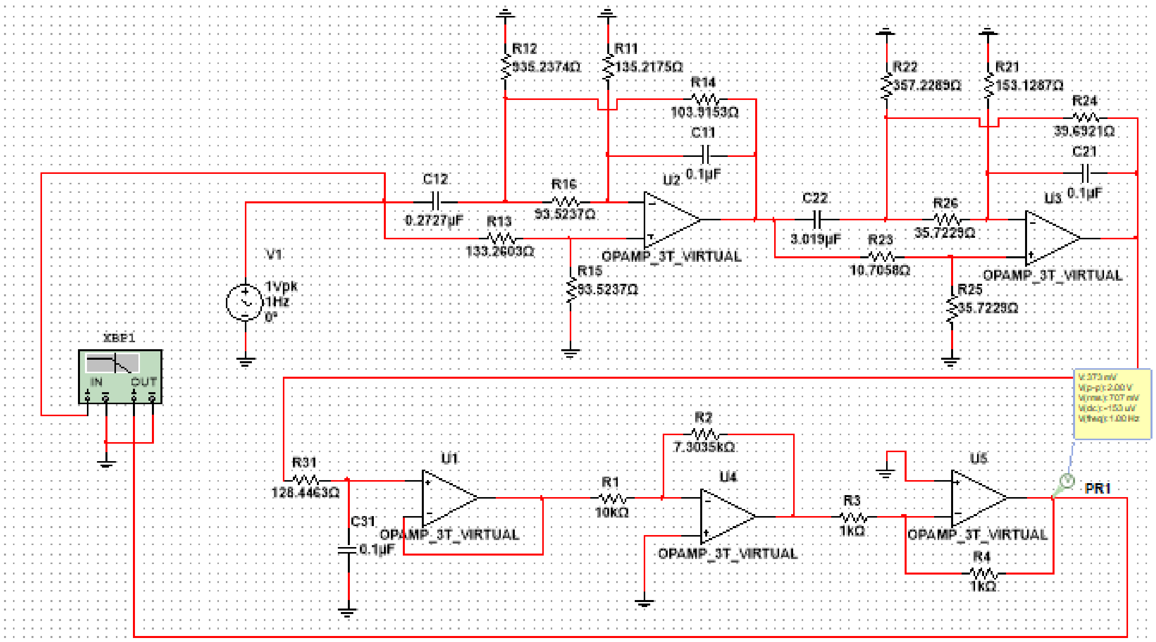
Επομένως, καλύπτονται οι προδιαγραφές που ζητούνται.

Η ρύθμιση κέρδους είναι ήδη στα 0dB, οπότε δεν χρειάζεται να παραθέσω κάποιο άλλο διάγραμμα με τη συνάρτηση απόσβεσης.

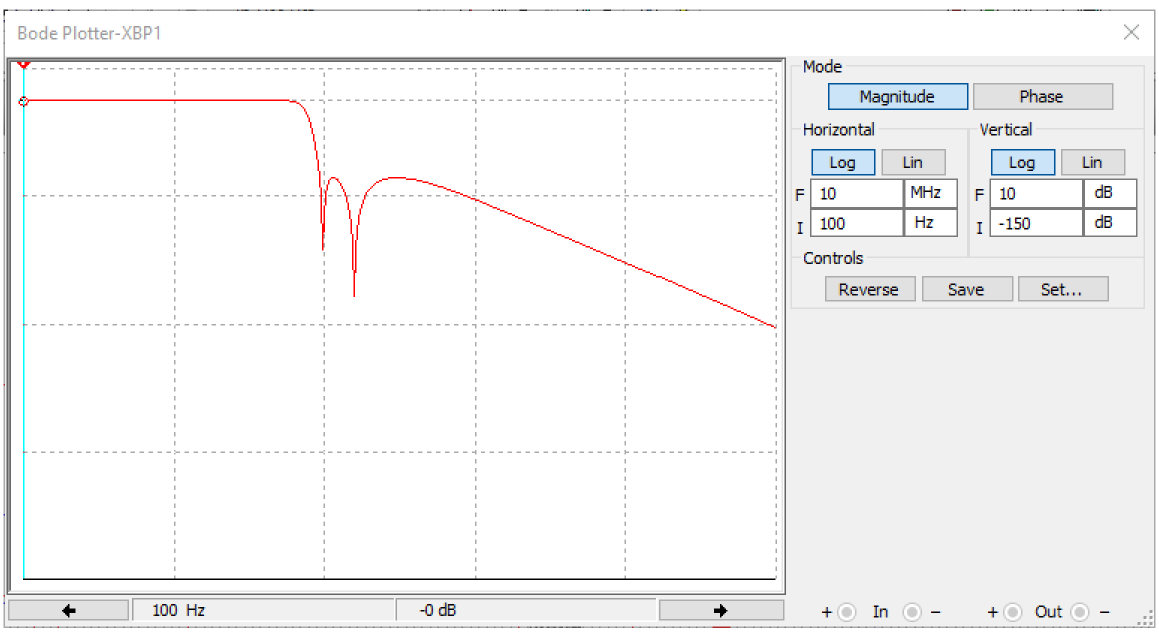
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

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.

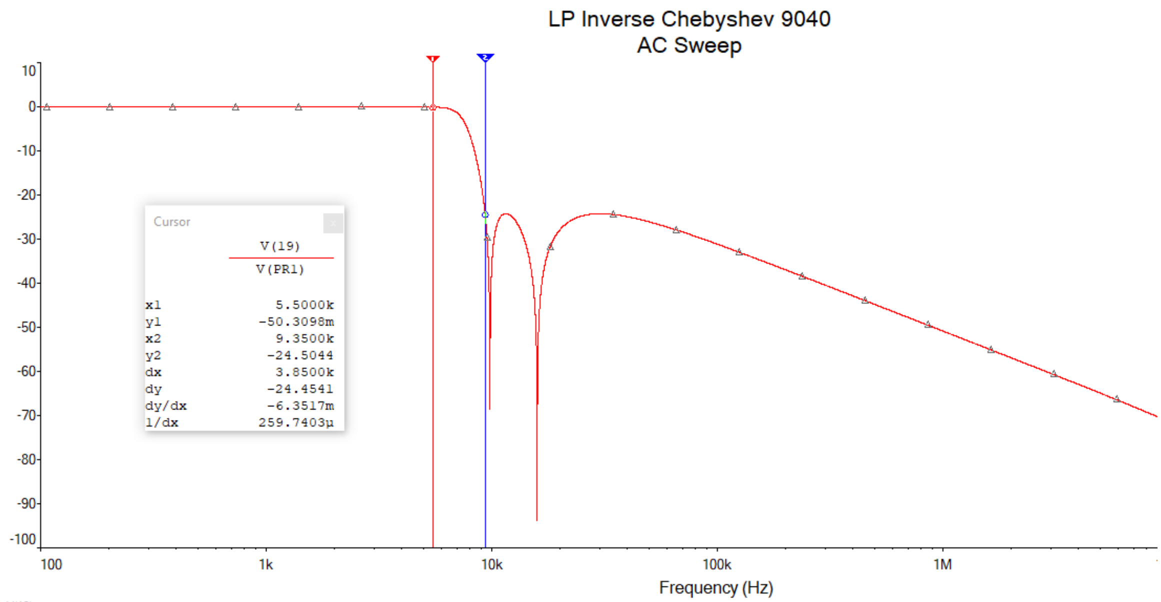
Εισάγουμε λοιπόν τις τρεις μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



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

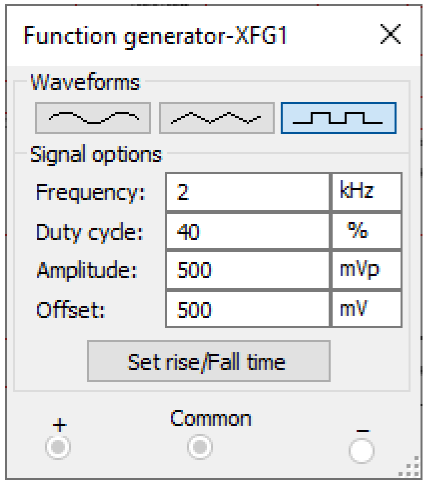


Το παρακάτω διάγραμμα του Multisim απεικονίζει ότι ακριβώς και το προηγούμενο αλλά με δυνατότητα ανάγνωσης των τιμών.

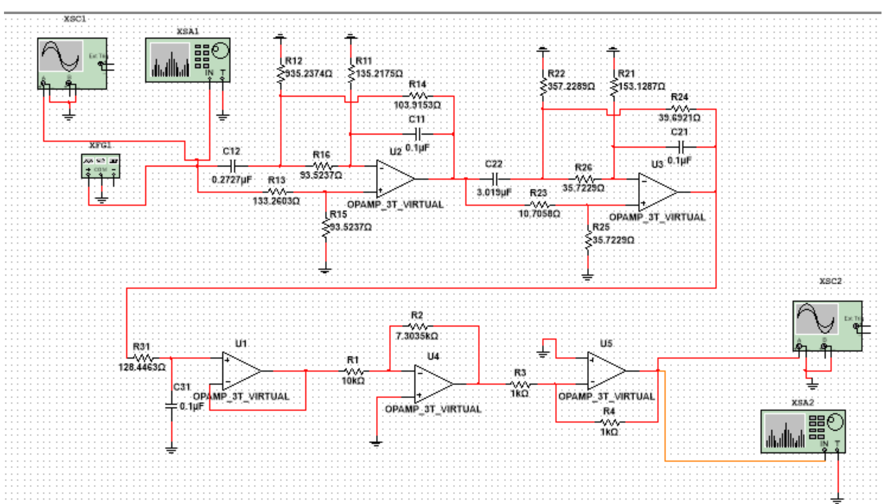


Από αυτά τα διαγράμματα λοιπόν γίνεται φανερό ότι καλύπτονται στο κύκλωμα οι προαναφερθείσες προδιαγραφές καλύπτονται στο κύκλωμα. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε πως στα 5.5 kHz η ενίσχυση είναι $-0.053\ dB$, στα 9.35 kHz η απόσβεση είναι $-24.5dB$ και το κέρδος στα $0dB$. Υπάρχουν μικρές αποκλίσεις από τις αντίστοιχες τιμές του MATLAB, λόγω των στρογγυλοποιήσεων που έγιναν, τις οποίες θεωρούμε αμελητέες.

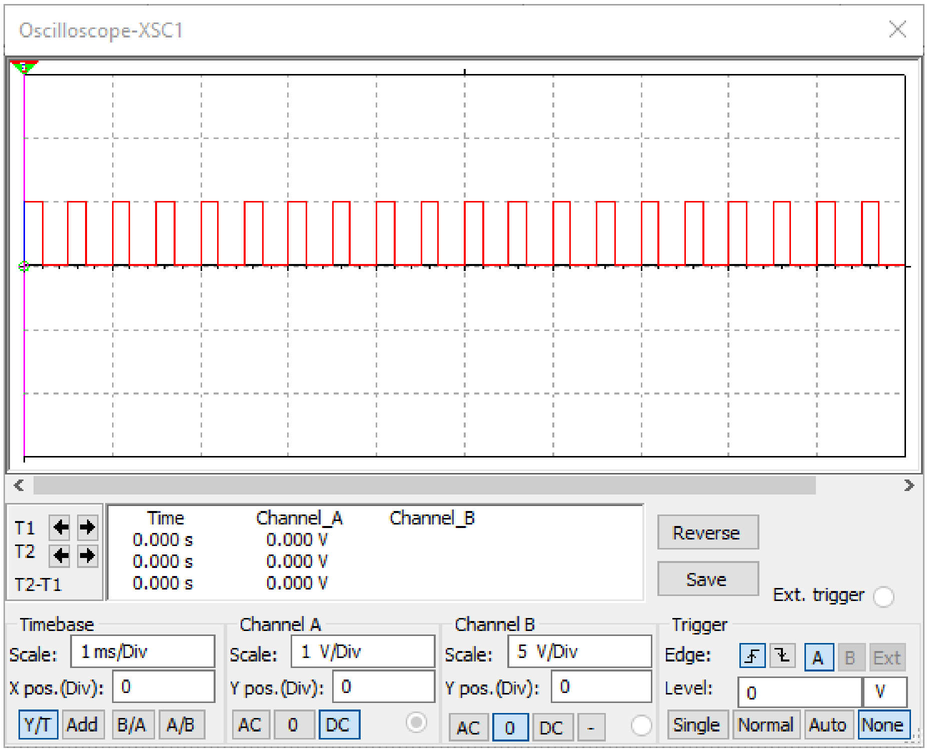
Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα με πηγή διέγερσης τετραγωνικό περιοδικό σήμα με θεμελιώδη συχνότητα 2 kHz.
Για να δημιουργήσουμε αυτό το σήμα χρησιμοποιούμε το εργαλείο του Multisim, Function Generator, όπως φαίνεται παρακάτω:



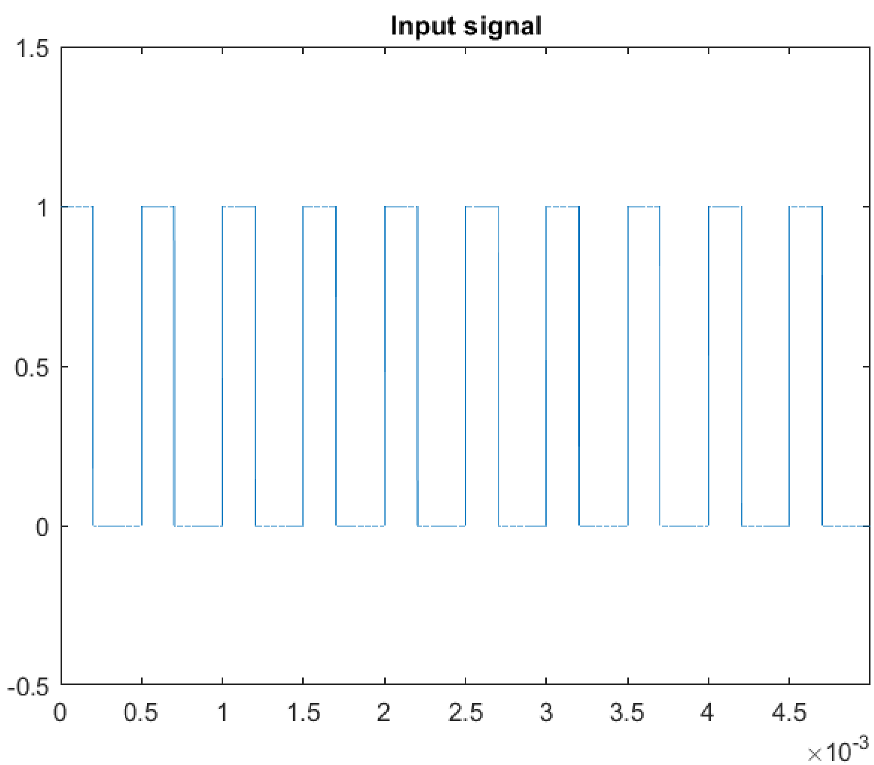
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα. Για τα φάσματα που ζητούνται συνδέουμε και τα Spectrum Analyzer. Το κύκλωμα με τα απαραίτητα όργανα για τις μετρήσεις φαίνεται παρακάτω:



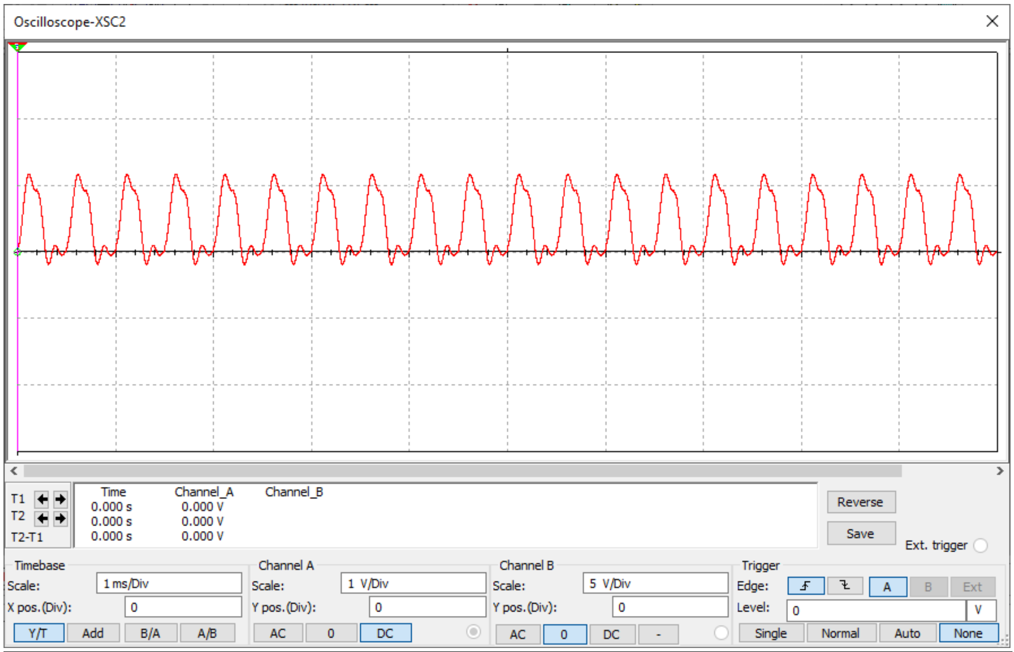
Σήμα Εισόδου :



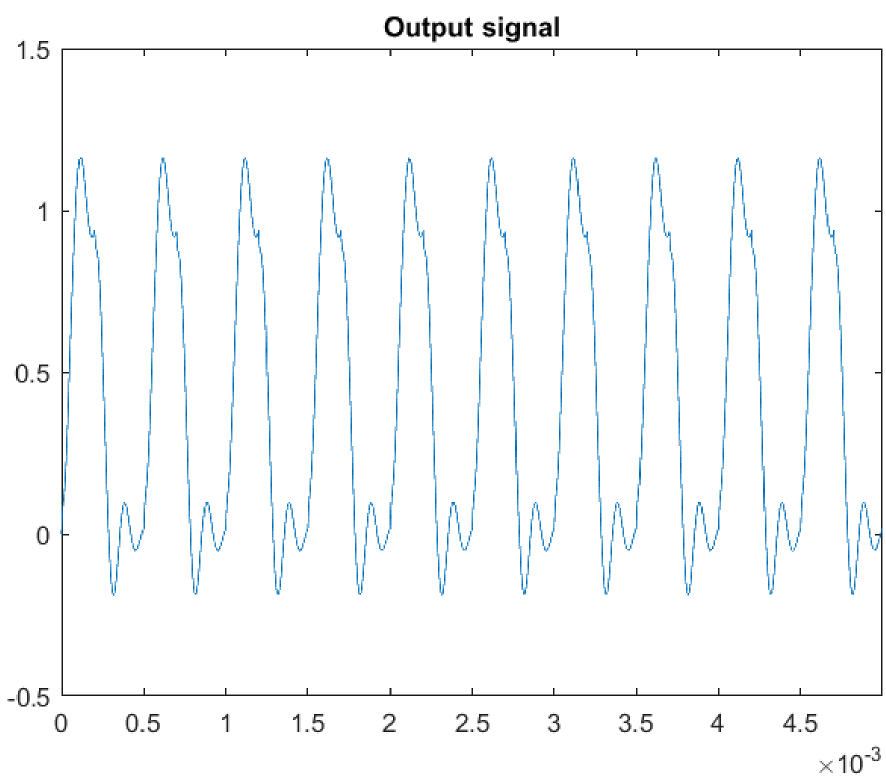
Και στο MATLAB:



Σήμα Εξόδου :



Και στο MATLAB:



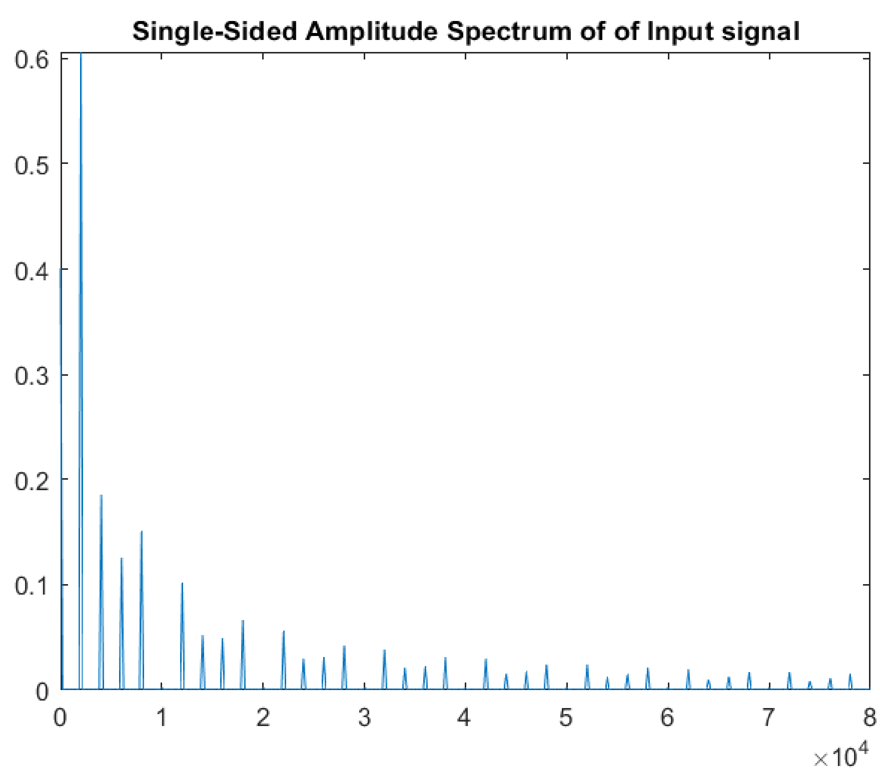
Στα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά τα σήματα εισόδου και εξόδου του κατωδιαβατού φίλτρου. Σε κάθε σχήμα φαίνονται οι επιλογές που κάναμε στον παλμογράφο για να προκύψουν οι αντίστοιχες παραστάσεις (για παράδειγμα: V/Div , sec/Div κτλ.).

Πιο αναλυτικά, παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου είναι ενισχυμένο σε σχέση με το σήμα εισόδου. Το κέρδος του φίλτρου γίνεται φανερό, καθώς οι τιμές στα πλάτη των σημάτων στα παραπάνω διαγράμματα επιβεβαιώνουν την επιθυμητή ενίσχυση κι επομένως πληρούνται οι ζητούμενες προδιαγραφές.

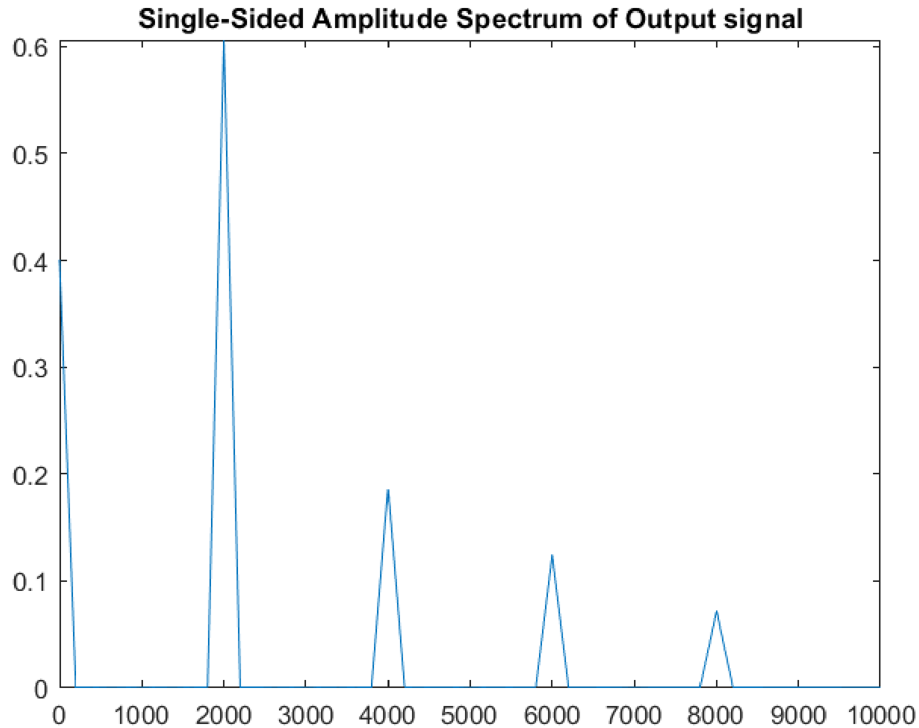
- Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου, του κατωδιαβατού φίλτρου Inverse Chebyshev. Για να γίνει κάτι τέτοιο θα εξετάσουμε τα φάσματα τόσο στο Multisim όσο και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε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

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

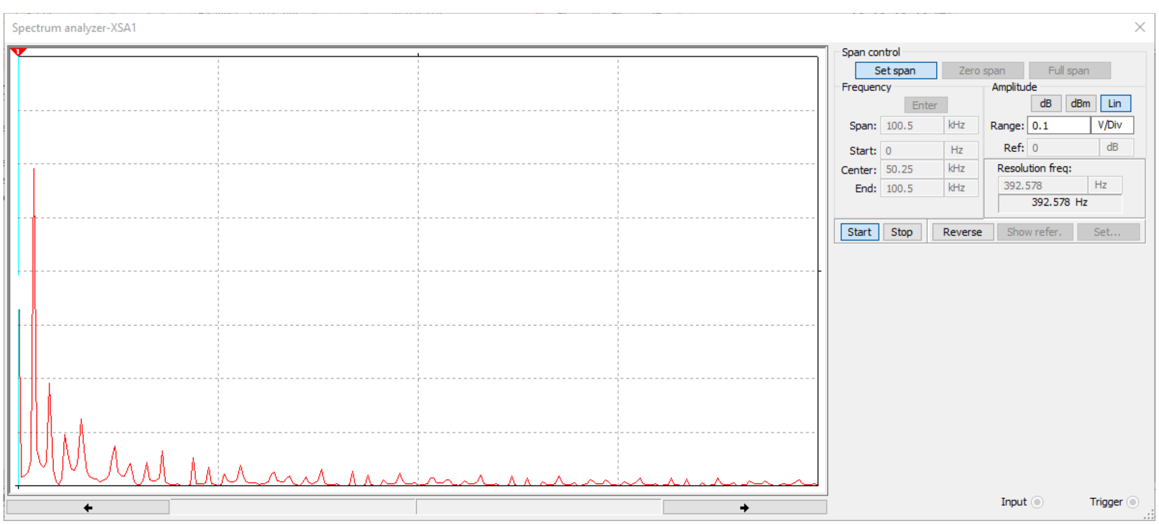
Φάσμα Σήματος Εισόδου :



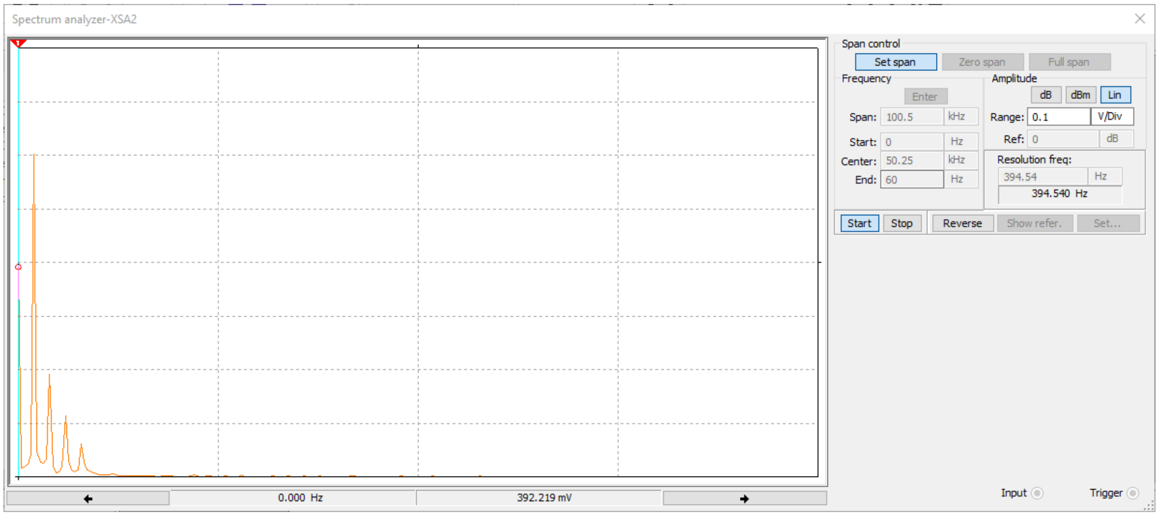
Φάσμα Σήματος Εξόδου :



Φάσμα Σήματος Εισόδου Multisim:



Φάσμα Σήματος Εξόδου Multisim:



Παρατηρούμε στο φάσμα εισόδου, τόσο στο MATLAB όσο και στο Multisim, την ώση της θεμελιώδους συχνότητας στα $2\ kHz$, αλλά και μικρότερες ώσεις στις αρμονικές συχνότητες αυτής.

Όσον αφορά το φάσμα εξόδου, παρατηρούμε ότι αποκόπτονται οι ώσεις μετά τη συχνότητα αποκοπής στα $9.35\ kHz$, κάτι το οποίο επιβεβαιώνει πως το φίλτρο μας είναι χαμηλοπερατό.

Επίσης, παρατηρούμε ότι η στη θεμελιώδη συχνότητα το πλάτος του φάσματος, τόσο στην είσοδο, όσο και στην έξοδο είναι το ίδιο, κάτι που αναμένεται εφόσον το ζητούμενο κέρδος είναι στα $0\ dB$.

Έτσι συνάγεται το συμπέρασμα ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά, καθώς πληροί όλες τις προδιαγραφές.