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

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΙΑ #1,#2,#3,#4

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.

7ο ΕΞΑΜΗΝΟ

Όνομα : ΠΑΠΠΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

Α.Ε.Μ. : 8391

Περιεχόμενα

ΣΥΝΘΕΣΗ ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Εργασία #1: Σχεδίαση Κατωδιαβατών φίλτρων

ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSEV

Θα σχεδιάσουμε ένα κατωδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev το οποίο να πληροί τις παρακάτω προδιαγραφές:

f_p = 4.4 kHz
f_s = 7.48 kHz
a_{min} = 28 dB
a_{max} = 0.25 dB

Α. Σχεδίαση Φίλτρου

Α.1. Υπολογισμός Συνάρτησης Μεταφοράς

Θα μετατρέψουμε τις παραπάνω συχνότητες σε κυκλικές συχνότητες:

ω_p = 2π · f_p = 27646.01535 rad/sec

ω_s = 2π · f_s = 46998.22610 rad/sec

Υπολογίζουμε την τάξη του φίλτρου.

Κανονικοποιούμε την κυκλική συχνότητα ω_s, ώστε Ω_s = 1 rad/sec.

Για Ω_s = 1 rad/sec, έχουμε $\Omega_p = \frac{\omega_p}{\omega_s}$ = 0.58824 rad/sec.

$$\mathrm{n} = \left\lceil \frac{\cosh^{-1}\left[\left(10^{\mathrm{a_{min}}/10} - 1\right)/\left(10^{\mathrm{a_{max}}/10} - 1\right)\right]^{1/2}}{\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\Omega_\mathrm{p}}\right)} \right\rceil = \lceil 4.74434 \rceil \Rightarrow \mathrm{n} = 5$$

Στρογγυλοποιούμε το n στην πιο κοντινή και μεγαλύτερη ακέραια τιμή έτσι ώστε να υπερκαλύπτονται οι προδιαγραφές του φίλτρου.

n = 5

Υπολογίζουμε τις παραμέτρους ε και α.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\left(10^{a_{min}/10} - 1\right)}} = 0.03984$$

$$\alpha = \frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) = 0.78312$$

Υπολογίζουμε την Συχνότητα Ημίσειας Ισχύος (3 dB).

$\omega_{hp\_IC} = 1/\omega_{hp\_C} = 1/\cosh\left(\frac{1}{n}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ = 0.75607 rad/sec < 1

Προφανώς, ω_{hp_IC} < 1, διότι είναι ω_{hp_C} > 1.

Πόλοι του αντίστοιχου φίλτρου Chebyshev:

Οι γωνίες Butterworth για n=5 είναι ψ_κ= 0° , ±36° , ±72° και οι πόλοι του φίλτρου Chebyshev υπολογίζονται από τους τύπους:

$p_\kappa = -\sigma_\kappa \pm j\omega_\kappa$ όπου $-\sigma_\kappa = \sinh(\alpha) \cdot \cos(\psi_\kappa)$ και $\omega_\kappa = \cosh(\alpha) \cdot \sin(\psi_\kappa)$

Άρα οι πόλοι του φίλτρου Chebyshev είναι:

k	**$-\sigma_\kappa$**	**$\pm j\omega_\kappa$**	**$\lvert p_\kappa \rvert_c$**	**$\arg(p_\kappa)_c$**
1	0.86566	0	0.86566	180°
2	0.70033	0.77742	1.04635	132.01375°
3	0.26750	1.25790	1.28603	102.00545°

Τα $\arg(p_\kappa)_c$ υπολογίζονται από τον τύπο:

$$\arg(p_\kappa)_c = \tan^{-1}(\omega_{\kappa\_c} / \sigma_\kappa) = \begin{cases} tan^{-1}\left(\frac{\omega\kappa}{\sigma\kappa}\right) + \pi\,, & \gamma\iota\alpha\ \sigma\kappa < 0\ \kappa\alpha\iota\ \omega\kappa > 0 \\ tan^{-1}\left(\frac{-\omega\kappa}{\sigma\kappa}\right) - \pi\,, & \gamma\iota\alpha\ \sigma\kappa < 0\ \kappa\alpha\iota\ -\omega\kappa < 0 \end{cases}$$

Αντιστρέφω τους πόλους του φ. Chebyshev και παίρνω τους πόλους του Inverse Chebyshev

$p_\kappa = \lvert p_\kappa \rvert \cdot e^{\pm\arg(p\kappa)}$

$p_{\kappa\_IC} = 1 / p_\kappa = e^{\pm\arg(p\kappa)} / \lvert p_\kappa \rvert$

= $[\cos(\arg(p_\kappa)_c) \pm j\cdot\sin(\arg(p_\kappa)_c)] \,/\, |p_\kappa|$ = $\begin{bmatrix} -1.15519 \\ -0.63966 \ \pm j0.71007 \\ -0.16174 \ \pm j0.76058 \end{bmatrix}$

Οι πόλοι των p_κ (Chebyshev) και p_{κ_IC} (Inverse Chebyshev) έχουν ίδιο Q.

Q = $\frac{\sqrt{\sigma_\kappa{}^2+\omega_\kappa{}^2}}{2\sigma_\kappa}$ = Q_{IC} = Q_C = $\begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.74704 \\ 2.40383 \end{bmatrix}$

Το μέτρο των πόλων του φ. Chebyshev είναι $\Omega_{0_{\kappa\_C}} = \sqrt{\sigma_\kappa{}^2 + \omega_\kappa{}^2}$ = $\begin{bmatrix} 0.86566 \\ 1.04635 \\ 1.28603 \end{bmatrix}$

Επομένως, οι πόλοι του Inverse Chebyshev θα είναι:

$\Omega_{o\kappa\_IC}$ = 1 / $\Omega_{o\kappa\_C}$ = | p_{κ_IC} | = $\begin{bmatrix} 1.15519 \\ 0.95570 \\ 0.77759 \end{bmatrix}$

και το κανονικό μέτρο των πόλων θα είναι $\omega_{o\omega\_IC} = \Omega_{o\omega\_IC} \cdot \omega_s$ = $\begin{bmatrix} 54291.88089 \\ 44916.20468 \\ 36545.35063 \end{bmatrix}$

Οι πόλοι του φ. Inverse Chebyshev είναι:

k	$-\sigma_\kappa$	ω_κ	Ω_κ	ω_o	Q
1	1.15519	0	1.15519	54291.88089	0.5
2	0.63966	0.71007	0.95570	44916.20468	0.74704
3	0.16174	0.76058	0.77759	36545.35063	2.40383

Υπολογίζουμε τα μηδενικά του Inverse Chebyshev

$\Omega_z = \sec\left(\frac{k*\pi}{2*n}\right)$,με k = 1,3,5,…

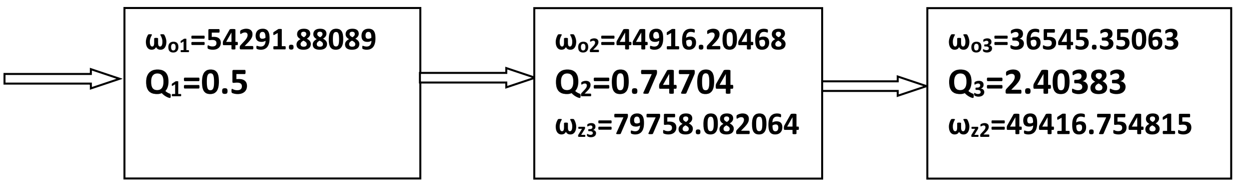
Οι πραγματικές τιμές των μηδενικών είναι

$\omega_z = \Omega_z \cdot \omega_s$

Μηδενικά του Inverse Chebyshev

k	**Ω_z**	**ω_z**
1	1.05146	49416.754815
3	1.69704	79758.082064

Άρα η συνάρτηση μεταφοράς που πρέπει να υλοποιήσουμε θα αποτελείται από τρείς μονάδες, δύο 2^{ης} τάξης και μία 1^{ης} τάξης, οι οποίες και φαίνονται παρακάτω σε διαγραμματική μορφή.



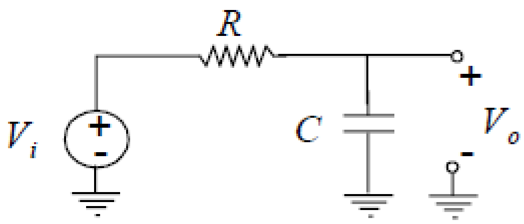
Μονάδα 1 (I) Μονάδα 2 (II) Μονάδα 3 (III)

Α.2. Υλοποίηση Συνάρτησης Μεταφοράς

Θα θεωρήσουμε προσωρινά ω_o=1 για όλες τις μονάδες και θα υλοποιήσουμε τις κανονικοποιημένες μονάδες και στην συνέχεια θα κάνουμε κλιμακοποίηση. Η κλιμακοποίηση θα γίνει έτσι ώστε το φίλτρο να έχει τουλάχιστον έναν πυκνωτή με τιμή 0.1μF.

<u>ΜΟΝΑΔΑ (Ι)</u>

Αυτή η μονάδα είναι $1^{ης}$ τάξης άρα θα χρησιμοποιήσουμε ένα απλό Low Pass φίλτρο.



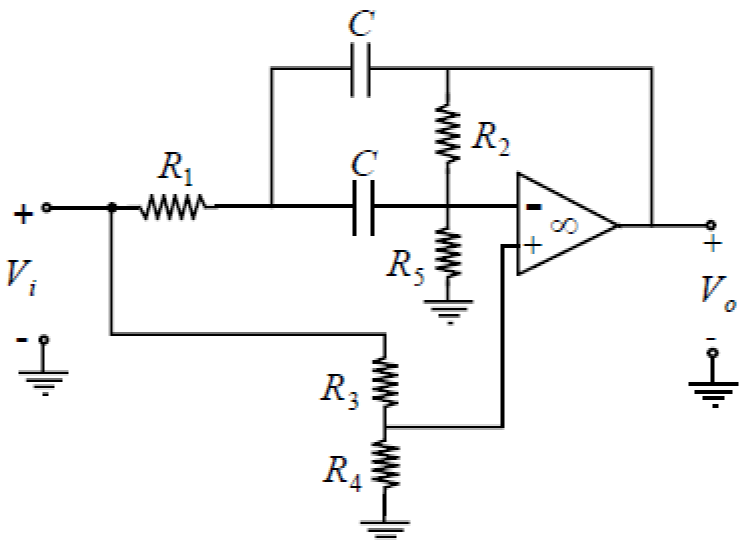
Θα πρέπει ο πόλος ω_{o1} = 1/RC.
Θέτουμε C = 0.1μF άρα R = 1.

<u>Κλιμακοποίηση</u>
Επειδή ω_o = 54291.88089 rad/sec, τότε k_f = 54291.88089 και θέλω C_{real}=0.1μF
Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 184$ και $R_{real} = R \cdot k_m$
Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R = 184 Ω
C = 0.1 μF

Η Συνάρτηση Μεταφοράς της πρώτης μονάδας είναι:
$T_1 = \frac{\omega_{o1}}{s+\omega_{o1}} = \frac{1}{s+1}$

<u>ΜΟΝΑΔΑ (II)</u>

Αυτή η μονάδα είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα LPN 7.23
Αφού έχω θέσει **ω_o=1rad/sec** τότε ω_z = 79758.082064/44916.20468 ⇒ **ω_z =3.3287rad/sec**



Σχ. 7.23

Θέτω R_1 = 1

$R_2 = 4Q^2 = 2.2323$

$R_3 = \frac{\omega_z{}^2}{2Q^2} = 2.8250$

R_4 = 1

$R_5 = \frac{4Q^2}{\omega_z{}^2-1} = 1.0368$

$C = \frac{1}{2Q} = 0.6693$

$k_2 = \frac{R_4}{R_3+R_4} = 0.2614$ (κέρδος στης υψηλές συχνότητες)

Κλιμακοποίηση

Εχουμε ω_{o2} = k_f = 44916.20468 rad/sec και θέλουμε ένα πυκνωτή στα 0.1μF.

$C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 149$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:

R_1 = 149 Ω
R_2 = 332.6 Ω
R_3 = 420.9 Ω
R_4 = 149 Ω
R_5 = 154.5 Ω
C_1 = 0.1μF
C_2 = 0.1μF

Η συνάρτηση μεταφοράς της δεύτερης μονάδας είναι:

$$T_2(s) = \frac{s^2 + \omega_{z3}^2}{s^2 + \frac{\omega_{o2}}{Q_2} s + \omega_{o2}^2}$$

ΜΟΝΑΔΑ (ΙΙΙ)

Αυτή η μονάδα είναι $2^{ης}$ τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα LPN 7.23
Αφού έχω θέσει **ω_o=1rad/sec** τότε ω_z = 49416.754815/36545.35063$\Rightarrow$ **ω_z =1.3522rad/sec** > 1

Ομοίως με τη Μονάδα 2 ακολουθώ τα ίδια βήματα για να ωρώ τις τιμές των R και C.

Θέτω $R_1 = 1$

$R_2 = 4Q^2 = 23.1134$

$R_3 = \frac{{\omega_z}^2}{2Q^2} = 0.158215$

$R_4 = 1$

$R_5 = \frac{4Q^2}{{\omega_z}^2 - 1} = 27.9$

$C = \frac{1}{2Q} = 0.2080$

$k_3 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 0.86715$ (κέρδος στης υψηλές συχνότητες)

Κλιμακοποίηση
Εχουμε $\omega_{o3} = k_f = 36545.35063$ rad/sec και θέλουμε ένα πυκνωτή στα 0.1μF.
$C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 57$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 57 Ω
R_2 = 1315 Ω
R_3 = 9 Ω
R_4 = 57 Ω
R_5 = 1587.5 Ω
C_1 = 0.1μF
C_2 = 0.1μF

Η συνάρτηση μεταφοράς της τρίτης μονάδας είναι:

$$T_3(s) = \frac{s^2 + \omega_{z2}^2}{s^2 + \frac{\omega_{o3}}{Q_3}s + \omega_{o3}^2}$$

Α.3. Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες να είναι 0 dB ή 1. Ξέρω ότι το κέρδος στης χαμηλές συχνότητες (s ->0) είναι

$A = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot \left(\frac{\omega_{z3}}{\omega_{o2}}\right)^2 \cdot \left(\frac{\omega_{z2}}{\omega_{o3}}\right)^2 = 1.306835$

Για να πετύχω το επιθυμητό κέρδος προσθέτω ένα τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος

$K = K_d / A = 1 / 1.306835 = 0.76521$

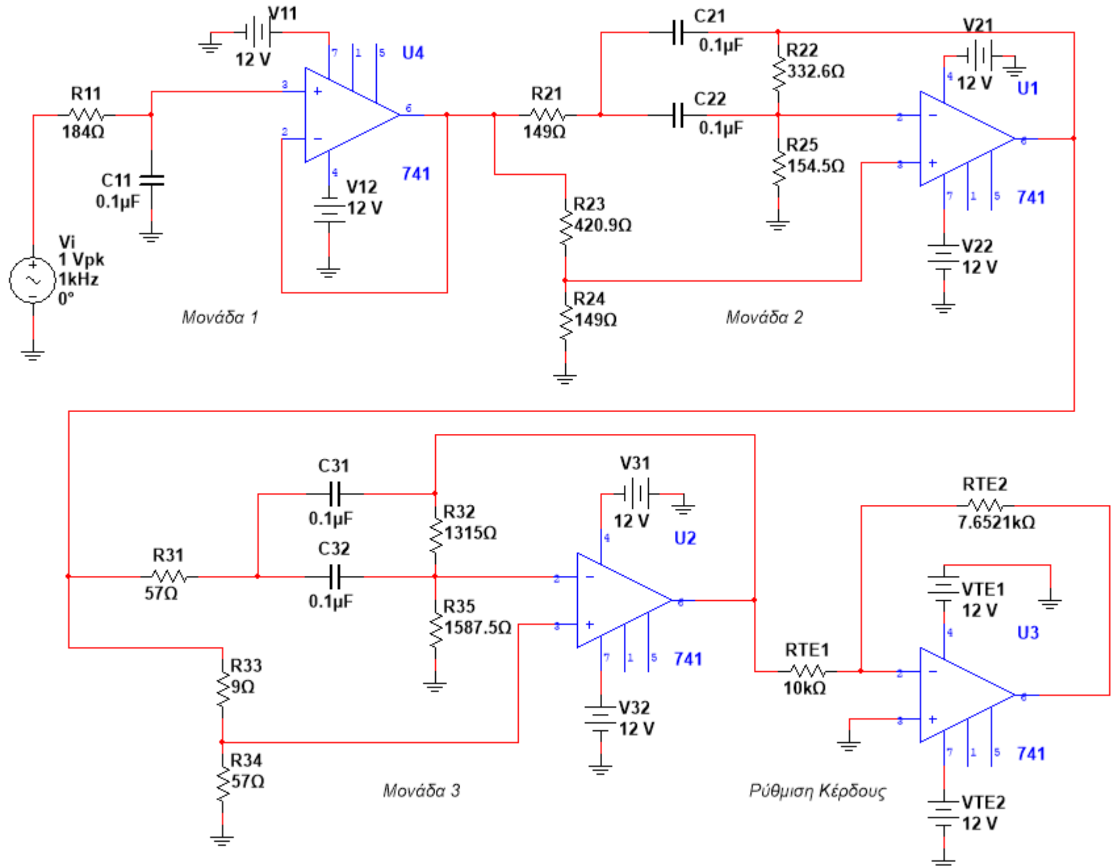
Θέτω $R_{TE1} = 10$ kΩ άρα $R_{TE2} = 7.6521$ kΩ

Συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς

$T = K \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot T_3$

$$T = 0{,}76521 * \frac{54291.88089}{s+54291.88089} * \frac{s^2+79758.082064^2}{s^2+\frac{44916.20468}{0.74704}s+44916.20468^2} * \frac{s^2+49416.754815^2}{s^2+\frac{36545.35063}{0.74704}s+36545.35063^2}$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τρείς μονάδες. Τέλος, φαίνεται και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.

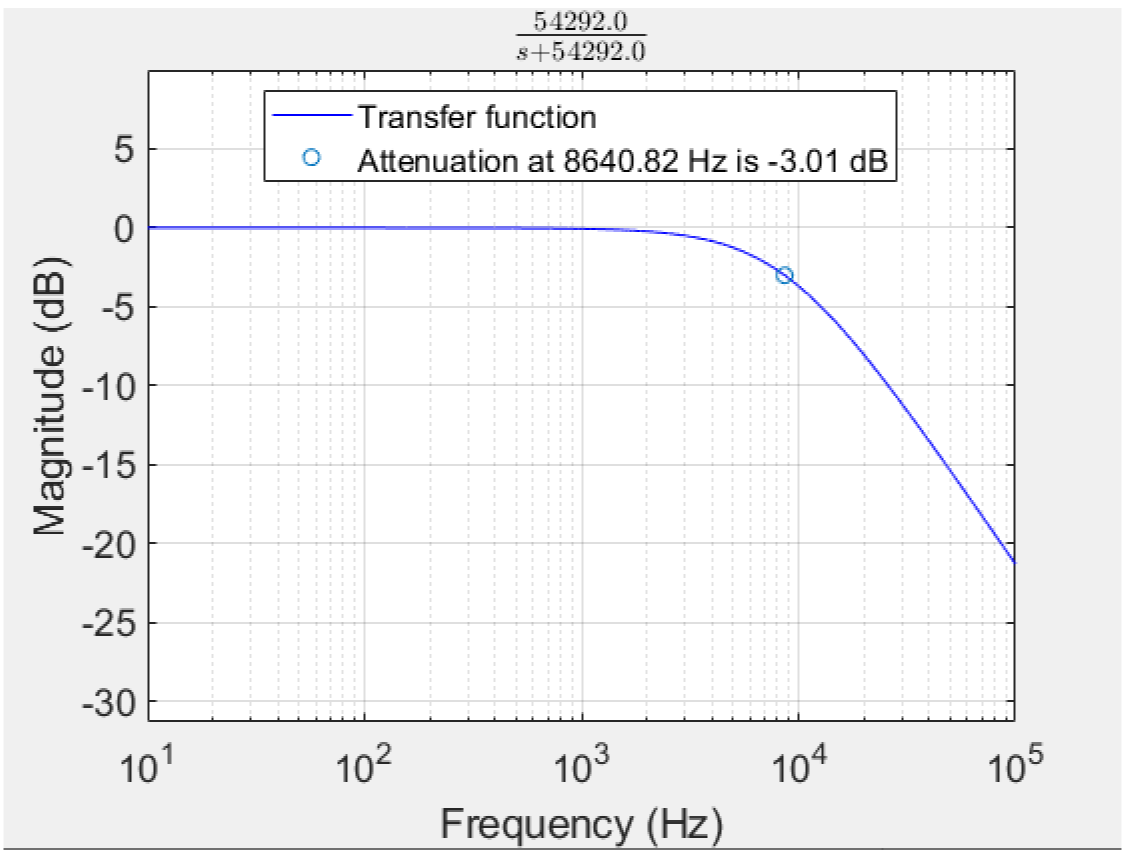


V11
12 V
U4
R11
184Ω
C11
0.1µF
V12
12 V
741
Vi
1 Vpk
1kHz
0°
Μονάδα 1
C21
0.1µF
R22
332.6Ω
V21
12 V
U1
R21
149Ω
C22
0.1µF
R25
154.5Ω
R23
420.9Ω
741
V22
12 V
R24
149Ω
Μονάδα 2
C31
0.1µF
V31
12 V
U2
R32
1315Ω
C32
0.1µF
R31
57Ω
R35
1587.5Ω
741
V32
12 V
R33
9Ω
R34
57Ω
Μονάδα 3
RTE2
7.6521kΩ
VTE1
12 V
U3
RTE1
10kΩ
741
VTE2
12 V
Ρύθμιση Κέρδους

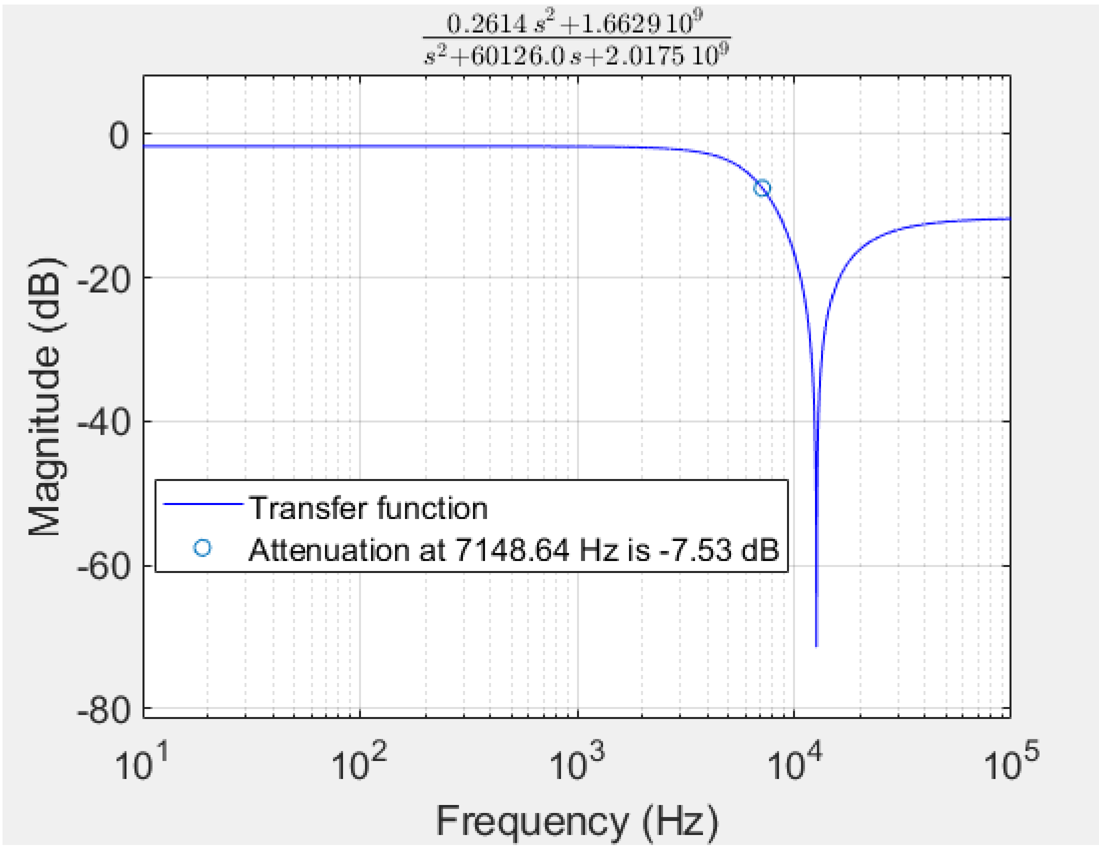
Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των μονάδων που υλοποιούν το φίλτρο και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Τα παρακάτω διαγράμματα δημηουργήθηκαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την συνάρτηση plot_transfer_function.m που δόθηκε στην εκφώνηση, με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών.

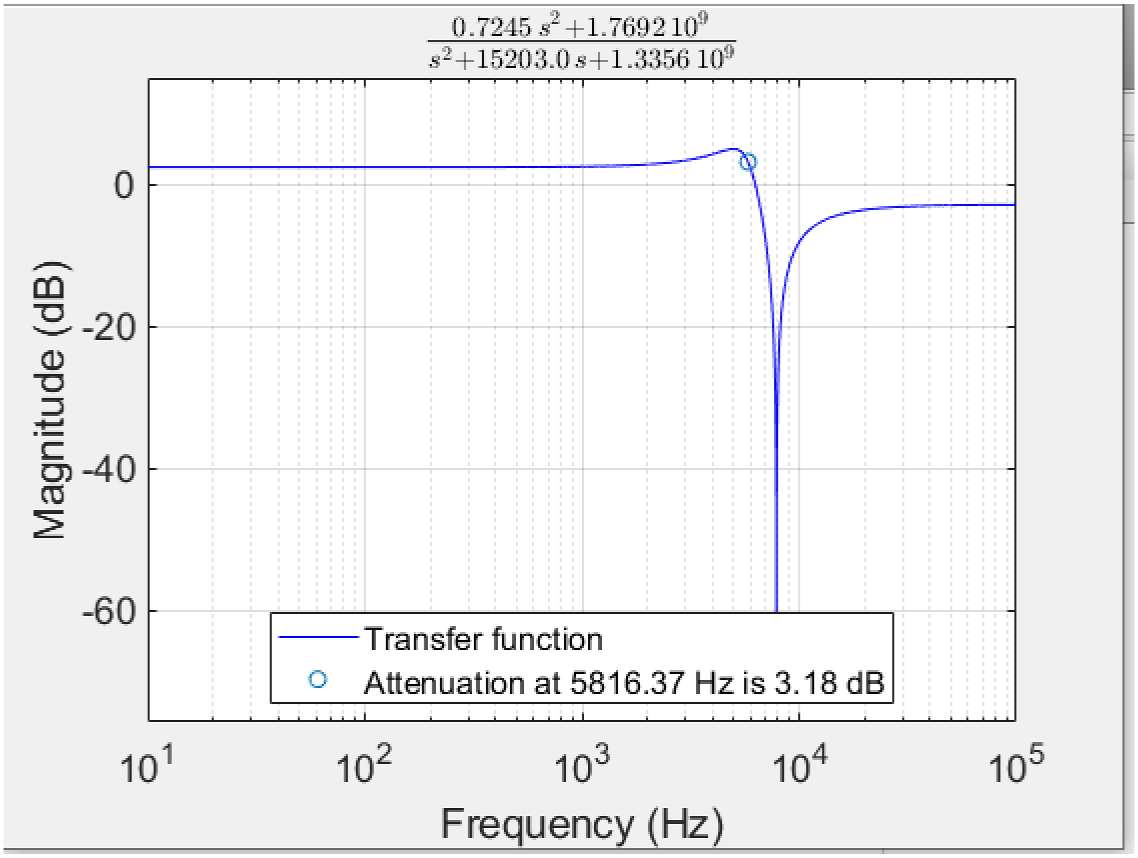
1η Μονάδα: Απλό Κατωδιαβατό φίλτρο RC



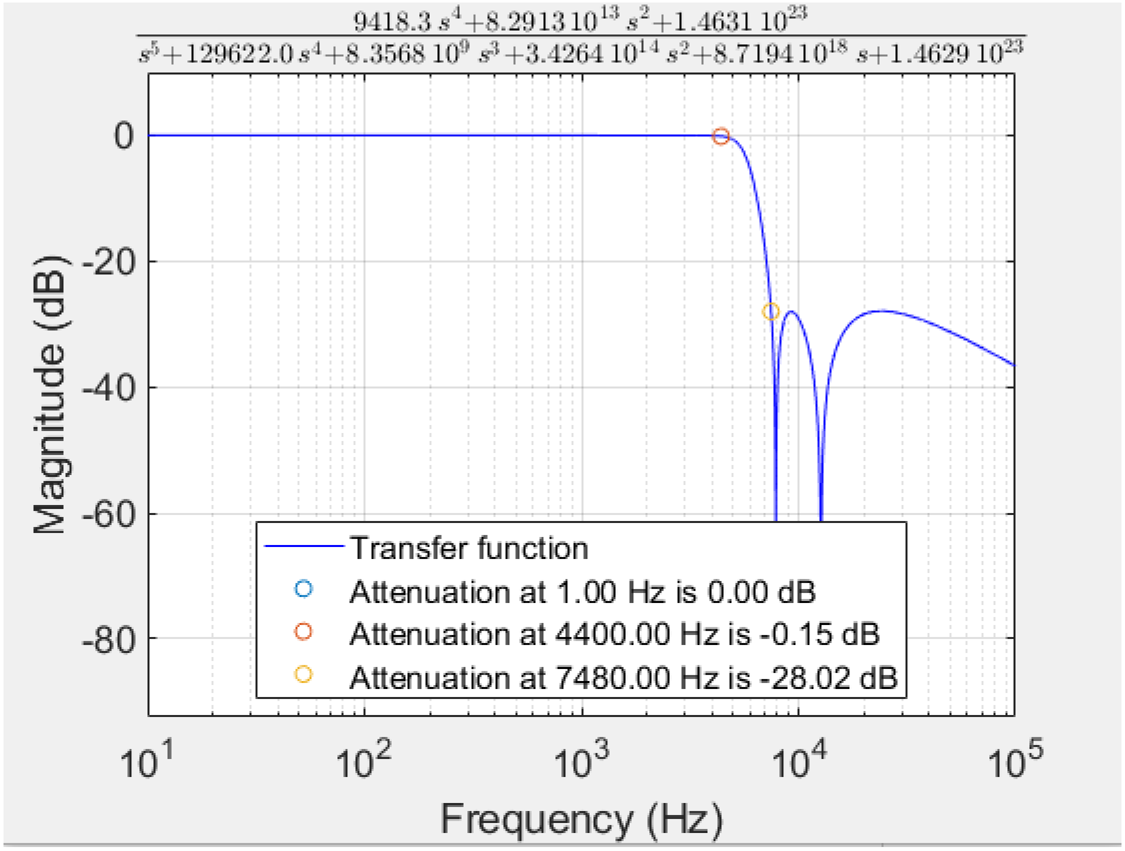
$2^η$ Μονάδα: Κατωδιαβατό φίλτρο Low Pass Notch (LPN) 7.23



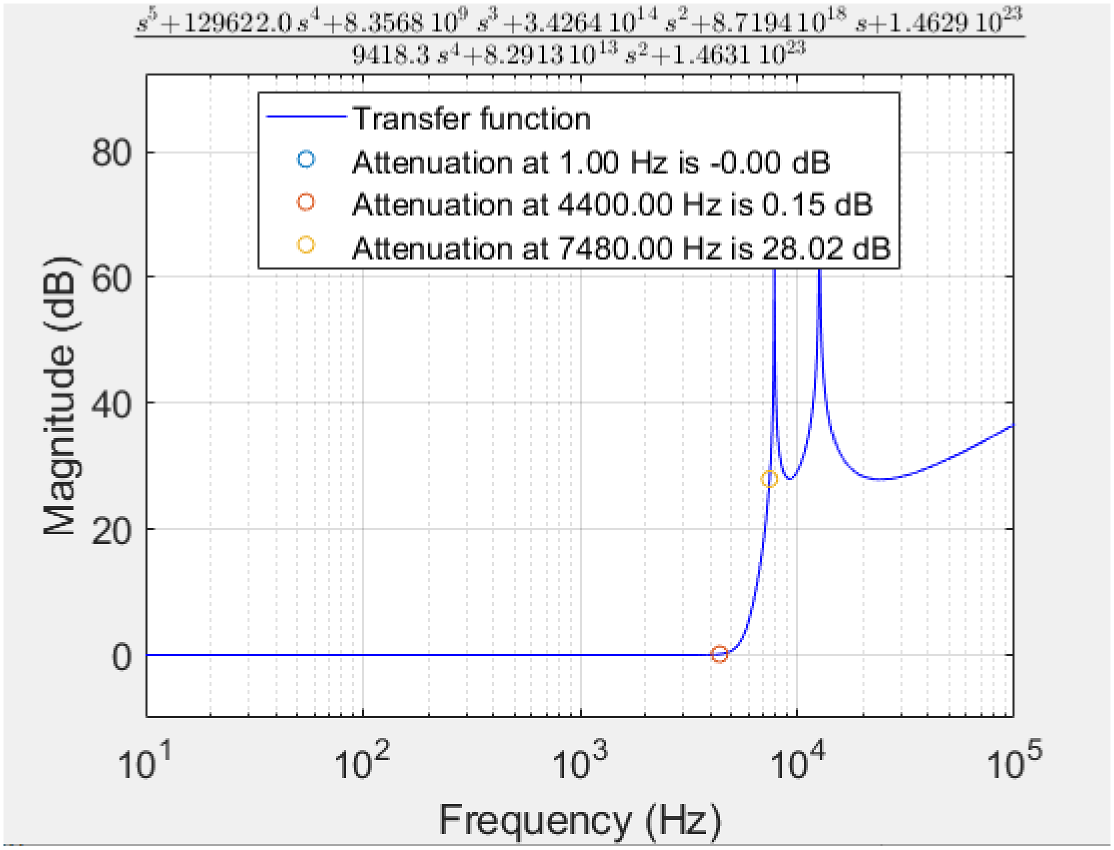
3η Μονάδα: Κατωδιαβατό φίλτρο Low Pass Notch (LPN) 7.23



Συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας



Συνάρτηση Απόσβεσης σε dB της συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας



Προδιαγραφές

- $||@dc| - |@f_p|| < a_{max}$
  $|0 – 0.15| < 0.25$
  $0.15 < 0.25$ Ισχύει!

Πιάνουμε την πρώτη προδιαγραφή.

- $||@dc| + |@f_s|| > a_{min}$
  $|0 + 28.02| > 28$
  $28.02 > 28$ Ισχύει!

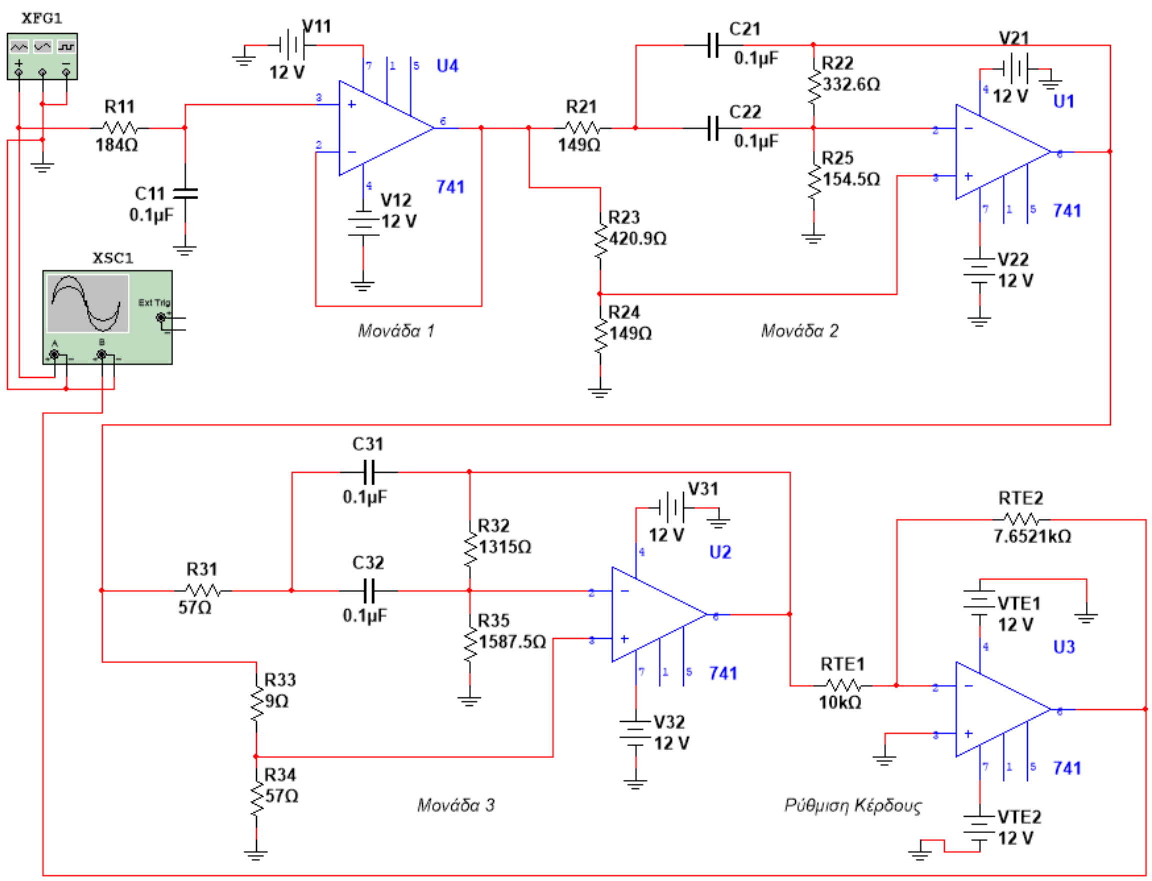
Πιάνουμε και τη δεύτερη προδιαγραφή.

Στη συνάρτηση απόσβεσης σημειώνουμε τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής , δηλαδή την f_p = 4.4 kHz και την f_s = 7.48 kHz, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις. Παρατηρούμε ότι η απόκριση πληρεί τις προδιαγραφές, αφού στην συχνότητα f_p η απόσβεση είναι 0.15 dB < a_{max} και η απόσβεση στην f_s είναι 28.02 dB > a_{min}.

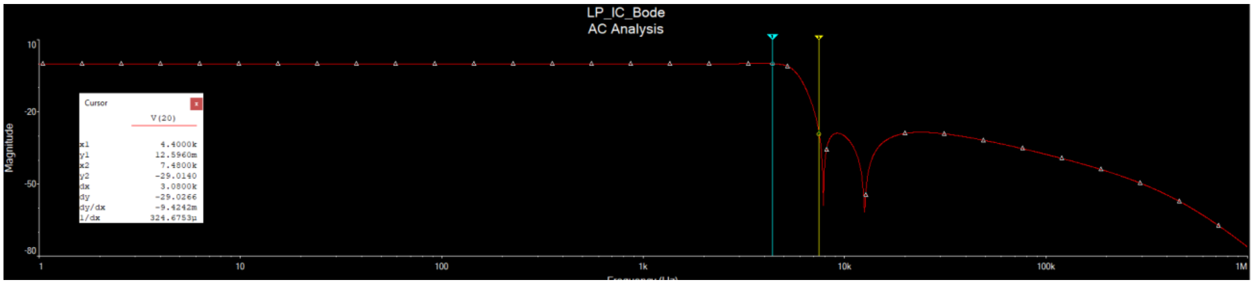
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του φίλτρου στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο MULTISIM προκειμένου να ελέγξουμε αν το κύκλωμα που κατασκευάσαμε, υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας. Στη συνέχεια, μελετάμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα.

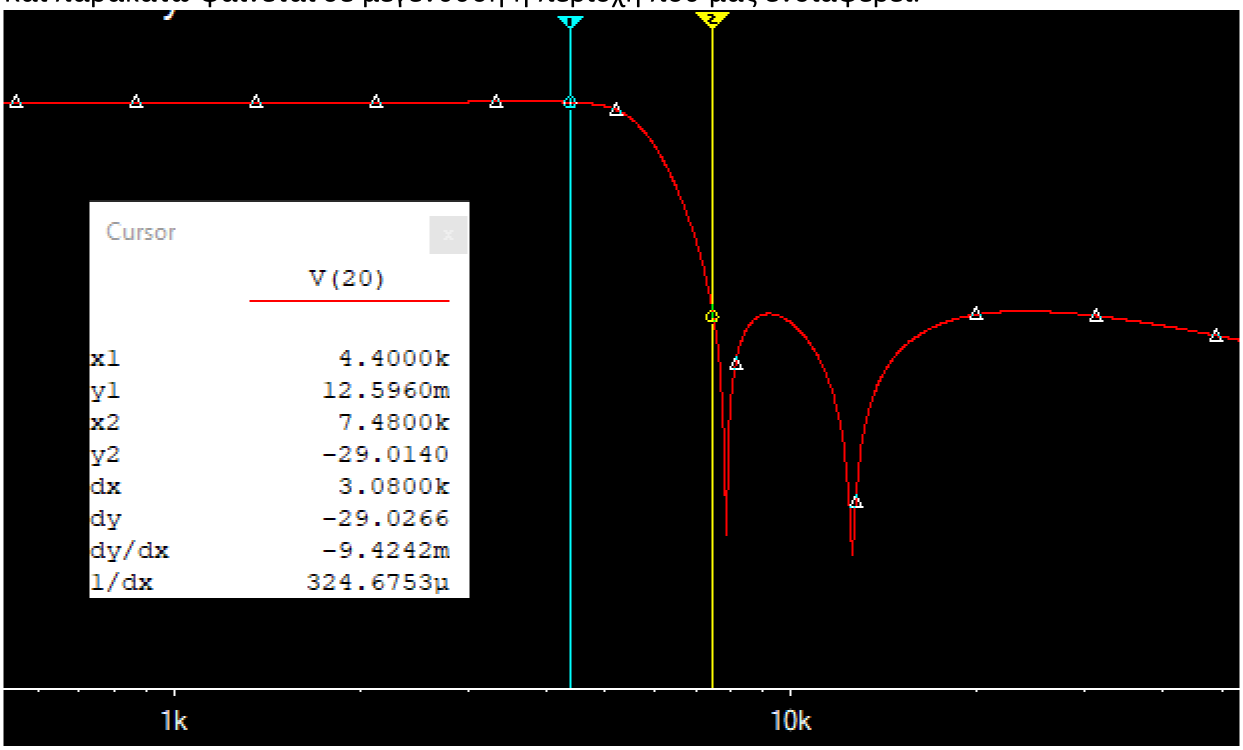
Εισάγουμε τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



• Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου.



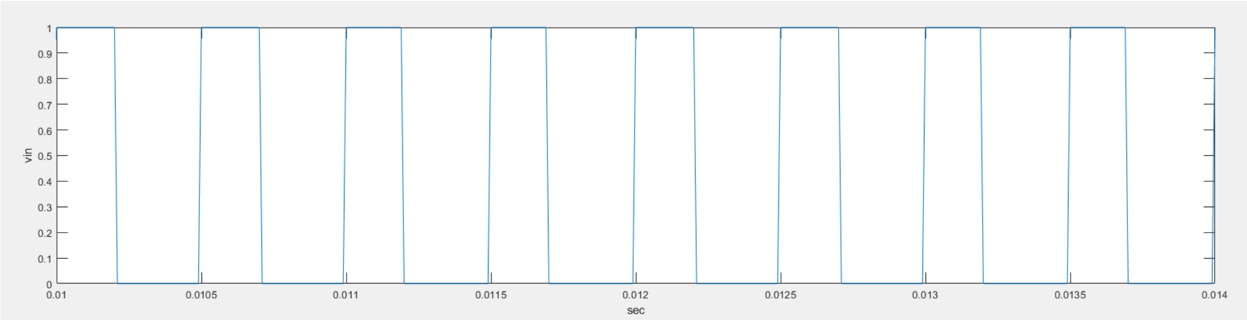
Και παρακάτω φαίνεται σε μεγένθυση η περιοχή που μας ενδιαφέρει.



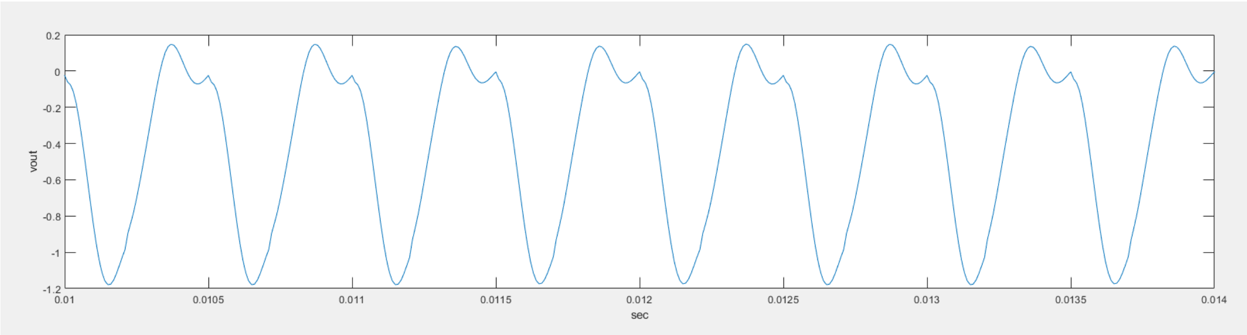
Από το παραπάνω διάγραμμά φαίνεται πως το κύκλωμα ικανοποιεί τις προδιαγραφές της σχεδίασης αφού στην f_p έχουμε κέρδος 0.0126 dB και στην f_s η απόσβεση είναι -29.014 dB και στο dc είναι -0.0363 dB. Επομένως, και οι δύο προδιάγραφες καλύπτονται γιατί 0.0237 < 0.25 και 28.977 > 28 αντίστοιχα. Και από το παραπάνω σχήμα φαίνεται πως το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι 0.0363 dB που ικανοποιεί την προδιαγραφή το φίλτρο να έχει κέρδος 0 dB στις χαμηλές συχνότητες.

• Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα μια περιοδική πηγή διέγερσης, ένα τετραγωνικό σήμα με θεμελιώδη συχνότητα *2 kHz*, πλάτος 1V και τ = 40%. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και στην έξοδο και παράγουμε τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

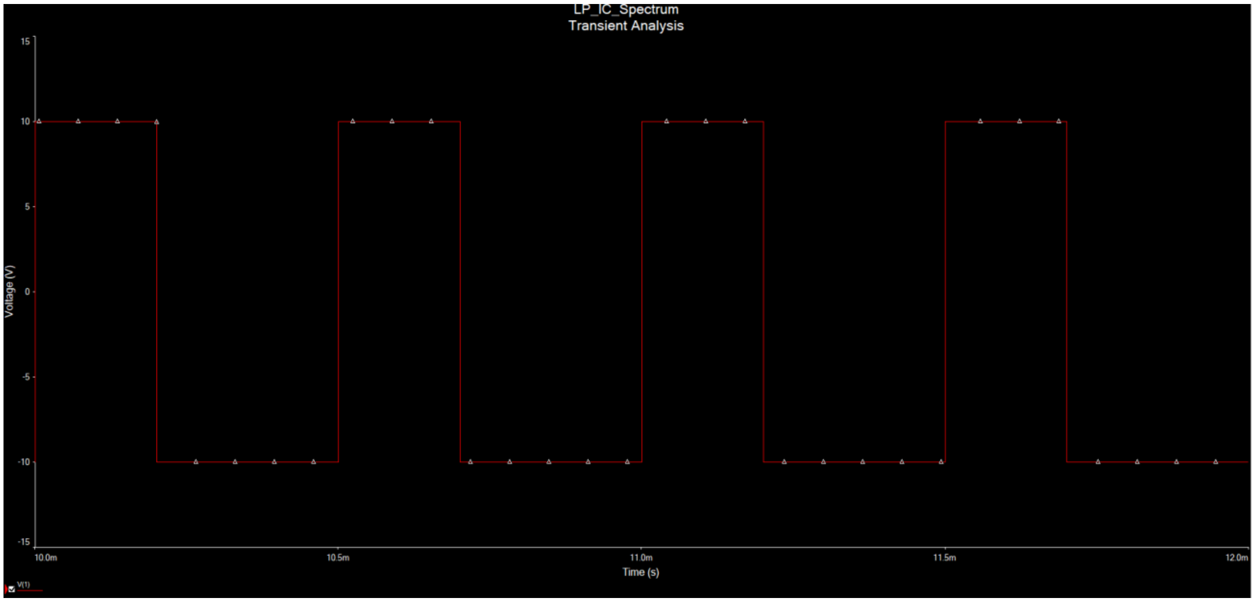
Σήμα εισόδου – MATLAB:



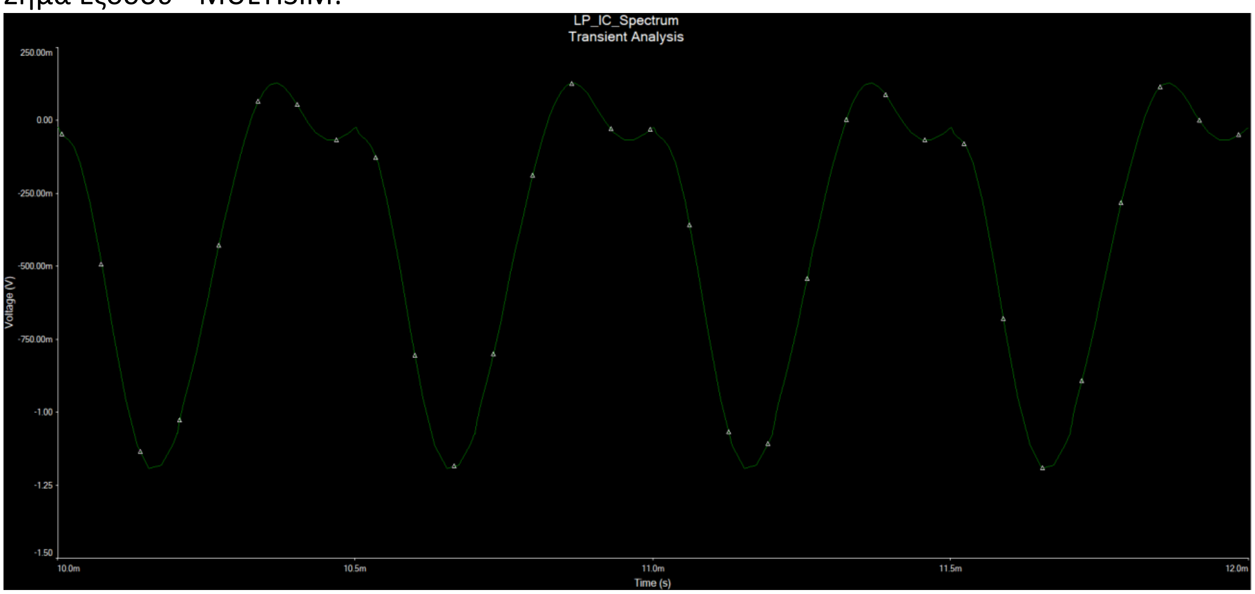
Σήμα εξόδου – MATLAB:



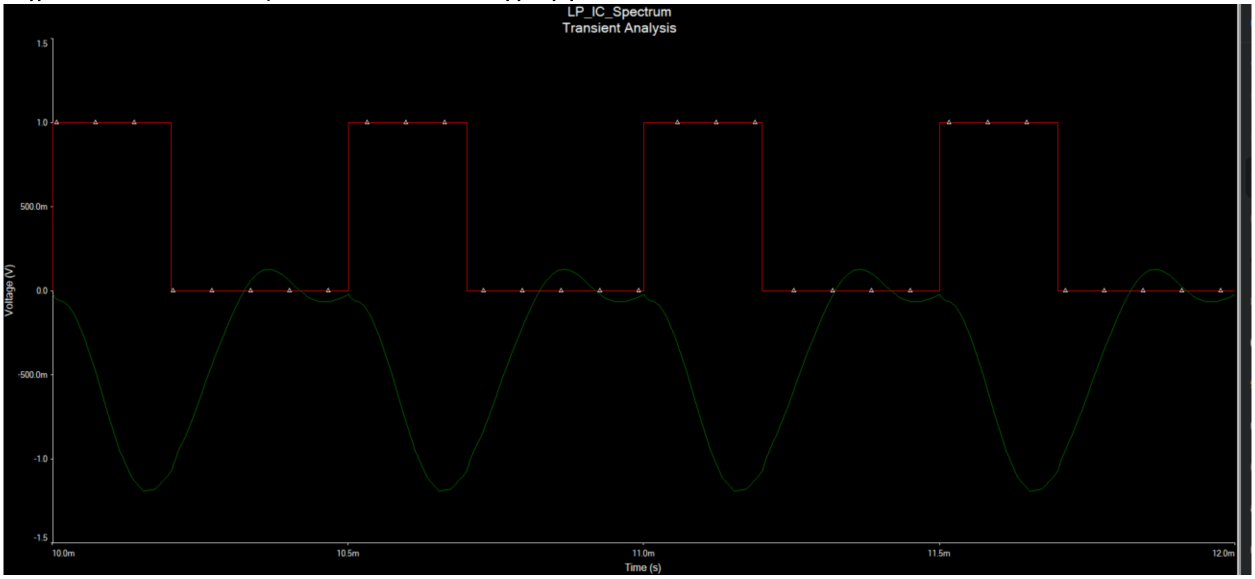
Σήμα Εισόδου - MYLTISIM:



Σήμα Εξόδου - MULTISIM:



Σήμα Εισόδου και Εξόδου στο ίδιο διάγραμμα:



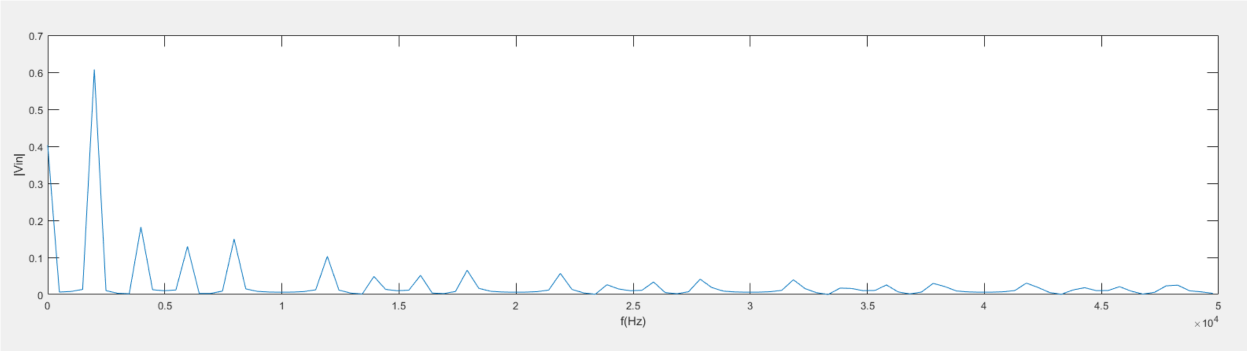
Είναι λογικό το σήμα εξόδου να έχει αντίστροφη φάση, λόγω του τελεστικού ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία που προσθέσαμε στο τέλος του κυκλώματος.

Παρατηρούμε ότι τα σήματα στην είσοδο και στη έξοδο του κυκλώμα είναι τα ίδια και στο Matlab και στο Multisim, πράγμα αναμενόμενο.

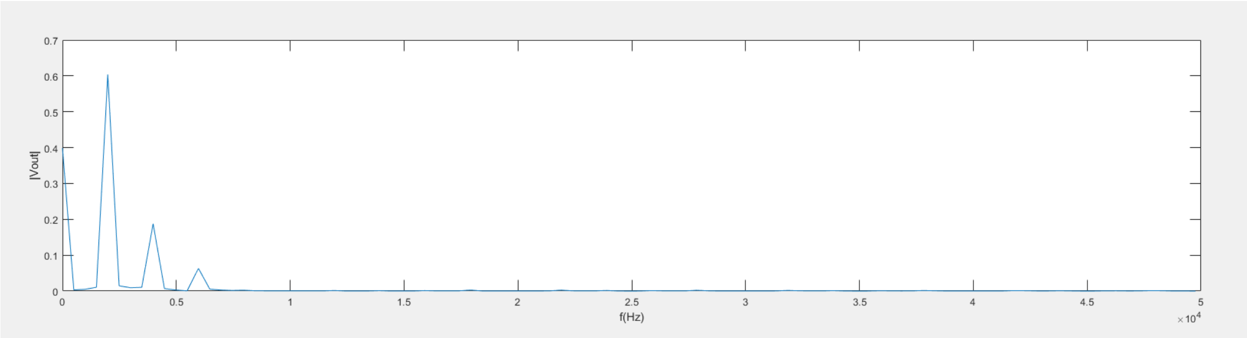
• Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει αυτό θα εξετάσουμε τα φάσματα και στο Multisim και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT.

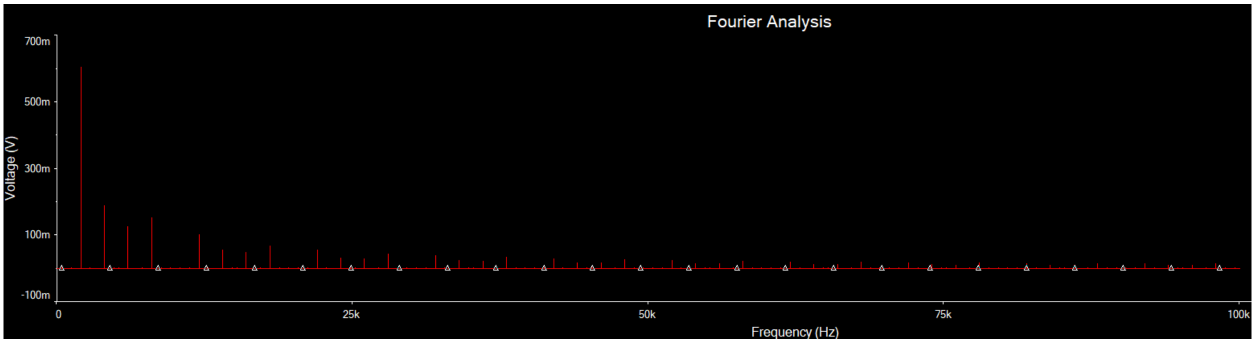
Φάσμα Σήματος Εισόδου (fft) - MATLAB:



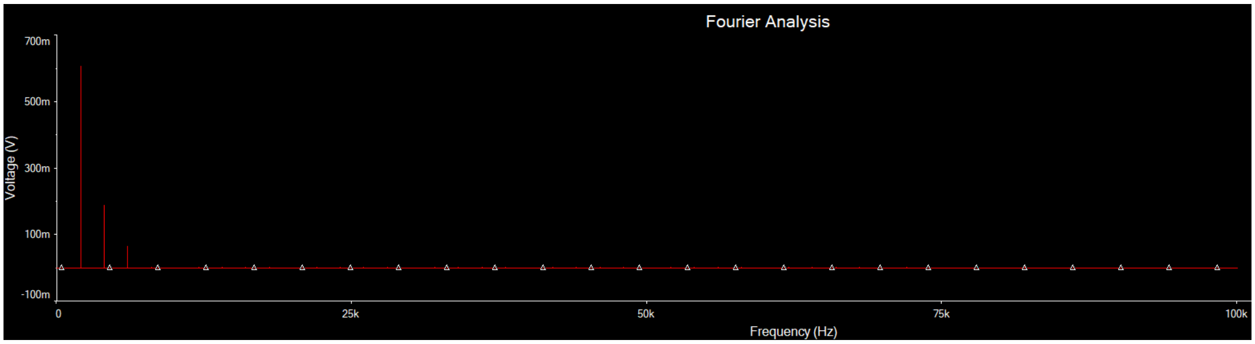
Φάσμα Σήματος Εξόδου (fft) - MATLAB:



Φάσμα Σήματος Εισόδου (fft) - MULTISIM:



Φάσμα Σήματος Εξόδου (fft) - MULTISIM:



Παρατηρούμε ότι και στο Matlab και στο Multisim οι ανώτερες αρμονικές που περνούν είναι στα 2kHz, 4kHz και 6kH, δηλαδή περνάνε μόνο τρείς αρμονικές, ενώ όλες οι υπόλοιπες μετά τα 7~8 kHz κόβονται. Αυτό είναι και το αναμενόμενο, διότι εκεί βρίσκεται η ζώνη αποκοπής f_s=7.48kHZ του φίλτρου.

Εργασία #2: Σχεδίαση Ζωνοδιαβατών φίλτρων

ΖΩΝΟΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSHEV

Θα σχεδιάσουμε ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο Inverse Chebyshev, το οποίο να πληρεί τις παρακάτω προδιαγραφές:

f_o = 1000 Hz
f_1 = 675 Hz
f_2 = 1481.48 Hz
f_3 = 463.58 Hz
f_4 = 2157.12 Hz

a_{min} = 26 dB
a_{max} = 0.4278 dB

Α. Σχεδίαση Φίλτρου

Α.1. Υπολογισμός Συνάρτησης Μεταφοράς

Θα μετατρέψουμε τις παραπάνω συχνότητες σε κυκλικές συχνότητες:

$\omega_o = 2\pi \cdot f_o = 6283.19$ rad/sec

$\omega_1 = 2\pi \cdot f_1 = 4241.15$ rad/sec

$\omega_2 = 2\pi \cdot f_2 = 9308.41$ rad/sec

$\omega_3 = 2\pi \cdot f_3 = 2912.76$ rad/sec

$\omega_4 = 2\pi \cdot f_4 = 13553.58$ rad/sec

$bw = \omega_2 - \omega_1 = 5067.26$ rad/sec

Υπολογίζουμε την τάξη του φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του πρωτότυπου <u>Low Pass Chebyshev</u> φίλτρου είναι:

Ω_p = 1 και $\Omega_s = \dfrac{\omega_4 - \omega_3}{\omega_2 - \omega_1}$ = 2.1

Εμείς επιθυμούμε να σχεδιάσουμε ένα φίλτρο Inverse Chebyshen και για να το πετύχουμε αυτό θα κλιμακοποιήσουμε τη συχνότητα έτσι ώστε να έχουμε Ω_s = 1.

Αυτό συνεπάγεται το Ω_p = 1/2.1 = 0.4762.

Επομένως, οι αντίστοιχες προδιαγραφές του <u>Low Pass Inverse Chebyshev</u> φίλτρου είναι:

Ω_s = 1

Ω_p = 0.4762

Τάξη του φίλτρου Low Pass Inverse Chebyshev:

$$n = \left\lceil \frac{cosh^{-1}\left[\left(10^{a_{min}/10} - 1\right)/\left(10^{a_{max}/10} - 1\right)\right]^{1/2}}{cosh^{-1}\left(\frac{1}{\Omega_p}\right)} \right\rceil = \lceil 3.51 \rceil \Rightarrow n = 4$$

Στρογγυλοποιούμε το n στην πιο κοντινή και μεγαλύτερη ακέραια τιμή έτσι ώστε να υπερκαλύπτονται οι προδιαγραφές του φίλτρου.

<u>**n = 4**</u>

Υπολογίζουμε τις παραμέτρους ε και α.

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\left(10^{a_{min}/10} - 1\right)}} = 0.0502$$

$$\alpha = \frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) = 0.9215$$

Υπολογίζουμε την Συχνότητα Ημίσειας Ισχύος (3 dB).

$\omega_{hp\_IC} = 1/\omega_{hp\_C} = 1/\cosh\left(\frac{1}{n}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right)$ = 1/1.4551 = 0.6872 rad/sec < 1

Προφανώς, ω_{hp_IC} < 1, διότι είναι ω_{hp_C} > 1.

Πόλοι του αντίστοιχου φίλτρου Chebyshev:

Οι γωνίες Butterworth για n=4 είναι ψ_κ= ±22.5° , ±67.5° και οι πόλοι του φίλτρου Chebyshev υπολογίζονται από τους τύπους:

$p_κ = -σ_κ \pm jω_κ$ όπου $-σ_κ = \sinh(α) \cdot \cos(ψ_κ)$ και $ω_κ = \cosh(α) \cdot \sin(ψ_κ)$

Υπολογίζουμε τα $Ω_o$ και Q

$Ω_o = \sqrt{σκ^2 + ωκ^2}$ και $Q = \frac{Ω_o}{2σκ}$

Πόλοι του φίλτρου <u>Low Pass Chebyshev</u>:

k	$-σ_κ$	$\pm jω_κ$	$Ω_o$	Q
1	0.9771	0.5570	1.1247	0.5755
2	0.4047	1.3444	1.4040	1.7346

Οι πόλοι του Inverse Chebyshev προκύπτουν με την αντιστροφή των πόλων του φίλτρου Chebyshev.

Πόλοι του αντίστοιχου φίλτρου Inverse Chebyshev:

$Ω_{o\_IC} = \frac{1}{Ω_o} = \begin{bmatrix} 0.8891 \\ 0.7123 \end{bmatrix}$

Τα Q παραμένουν τα ίδια με αυτά του Chebyshev.

Κλιμακοποιούμε ώστε να υπολογίσουμε το κανονικό μέτρο των πόλων, το οποίο είναι

$Ω_{o\_IC} \leftarrow Ω_{o\_IC} \cdot Ω_s = \begin{bmatrix} 0.8891 \\ 0.7123 \end{bmatrix} * 2.1 = \begin{bmatrix} 1.8671 \\ 1.4958 \end{bmatrix}$

Υπολογίζουμε την θέση των πόλων.

$Σ = \frac{Ωo}{2Q} = \begin{bmatrix} 1.6222 \\ 0.4312 \end{bmatrix}$

$Ω = \sqrt{Ωo^2 - Σ^2} = \begin{bmatrix} 0.9244 \\ 1.4323 \end{bmatrix}$

Πόλοι του φίλτρου <u>Low Pass Inverse Chebyshev</u>:

k	$Ω_o$	Q	Σ	Ω
1	1.8671	0.5755	1.6222	0.9244
2	1.4958	1.7346	0.4312	1.4323

Υπολογίζουμε τα μηδενικά του Inverse Chebyshev

$\Omega_z = \sec\left(\frac{k*\pi}{2*n}\right) = \begin{bmatrix}1.0824\\2.6131\end{bmatrix}$,με k = 1,3,…

Κλιμακοποιούμε τα μηδενικά ώστε να πάρουμε τις πραγματικές τιμές των μηδενικών.

$\Omega_z \leftarrow \Omega_z \cdot \Omega_s = \begin{bmatrix}1.0824\\2.6131\end{bmatrix}*2.1 = \begin{bmatrix}2.2730\\5.4875\end{bmatrix}$

Μηδενικά του φίλτρου Low Pass Inverse Chebyshev:

k	**Ω_z**
1	2.2730
3	5.4875

Μετασχηματισμός φίλτρου Low Pass σε Band Pass

Για τον μετασχηματισμό των πόλων και των μηδενικών της Low Pass Inverse Chebyshev σε Band Pass Inverse Chebyshev, θα χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο **Geffe**.

Μετασχηματισμός μιγαδικών πόλων:

1^o ζευγάρι πόλων

$\Sigma = 1.6222$

$\Omega = 0.9244$

$q_c = \omega_o/bw = 1.24$

Αλγόριθμος Geffe

$C = \Sigma^2 + \Omega^2 = 3.4860$

$D = \frac{2\Sigma}{qc} = 2.6165$

$E = 4 + \frac{C}{qc^2} = 6.2672$

$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 3.6515$

$Q_1 = \frac{1}{D} * \sqrt{\frac{E+G}{2}} = 0.8511$

$\text{Kappa} = \frac{Q_1 \Sigma}{qc} = 1.1134$

W_{geffe} = Kappa + $\sqrt{Kappa^2 - 1}$ = 1.5655

$\omega_{o1} = \frac{1}{W_{geffe}} * \omega_o$ = 4013.6122 rad/sec

$\omega_{o2} = W_{geffe} * \omega_o$ = 9836.1314 rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη πόλων (ω_{o1}=4013.6122 , Q_1=0.8511) και (ω_{o2}=9836.1314 , Q_2=0.8511) καθώς και δύο μηδενικά στο μηδέν.

<u>*2ο ζευγάρι πόλων*</u>

Σ = 0.4312

Ω = 1.4323

$q_c = \omega_o/bw$ = 1.24

<u>Αλγόριθμος Geffe</u>

C = $\Sigma^2 + \Omega^2$ = 2.2374

D = $\frac{2\Sigma}{qc}$ = 0.6973

E = 4 + $\frac{C}{qc^2}$ = 5.4551

G = $\sqrt{E^2 - 4D^2}$ = 5.2738

$Q_3 = \frac{1}{D} * \sqrt{\frac{E+G}{2}}$ = 3.3318

Kappa = $\frac{Q_3\Sigma}{qc}$ = 1.1581

W_{geffe} = Kappa + $\sqrt{Kappa^2 - 1}$ = 1.7421

$\omega_{o3} = \frac{1}{W_{geffe}} * \omega_o$ = 3606.6100 rad/sec

$\omega_{o4} = W_{geffe} * \omega_o$ = 10946.1289 rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη πόλων (ω_{o3}=3606.6100, Q_3=3.3318) και (ω_{o4}=10946.1289, Q_4=3.3318) καθώς και δύο μηδενικά στο μηδέν.

Μετασχηματισμός φανταστικών μηδεικών:

1^o ζευγάρι πόλων

$\Omega_z = 2.2730$

Kappa = $2+\frac{\Omega z^2}{qc^2}$ = 5.3601

x = $\frac{kappa+\sqrt{kappa^2-4}}{2}$ = 5.166

$\omega_{z1} = \omega_o\sqrt{x}$ = 14282.1996 rad/sec

$\omega_{z2} = \frac{\omega o}{\sqrt{x}}$ = 2764.1693 rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη μηδενικών (ω_{z1}=14282.1996) και (ω_{z2}=2764.1693) καθώς και δύο πόλοι στο μηδέν.

1^o ζευγάρι πόλων

$\Omega_z = 5.4875$

Kappa = $2+\frac{\Omega z^2}{qc^2}$ = 21.5842

x = $\frac{kappa+\sqrt{kappa^2-4}}{2}$ = 21.5376

$\omega_{z3} = \omega_o\sqrt{x}$ = 29160.8029 rad/sec

$\omega_{z4} = \frac{\omega o}{\sqrt{x}}$ = 1353.8179 rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη μηδενικών (ω_{z3}=29160.8029) και (ω_{z4}=1353.8179) καθώς και δύο πόλοι στο μηδέν.

Τελικά, προκύπτουν 4 ζεύγη μιγαδικών πόλων και 4 ζεύγη φανταστικών μηδενικών. Τα 4 μηδενικά στο μηδέν απλοποιούνται με τους 4 πόλους στο μηδέν.

Για να υλοποιήσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς, ομαδοποιούμε τους πόλους και τα μηδενικά και δημιουργούμε τις μονάδες που φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.

Μονάδα 1

ω_{o1}=4013.6122
Q_1=0.8511
ω_{z2}=2764.1693

Boctor HPN 7.24(b)

Μονάδα 2

ω_{o2}=9836.1314
Q_2=0.8511
ω_{z1}=14282.1996

Boctor LPN 7.24(a)

Μονάδα 3

ω_{o3}=3606.6100
Q_3=3.3318
ω_{z4}=1353.8179

HPN 7.21

Μονάδα 4

ω_{o4}=10946.1289
Q_4=3.3318
ω_{z3}=29160.8029

Boctor LPN 7.24(a)

Η Συνάρτηση Μεταφοράς για κάθε μονάδα είναι του τύπου:

$$T_i = \frac{s^2+{\omega_z}^2}{s^2+\frac{\omega_{oi}}{Q_i}s+{\omega_{oi}}^2}$$

και η συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς είναι τύπου:

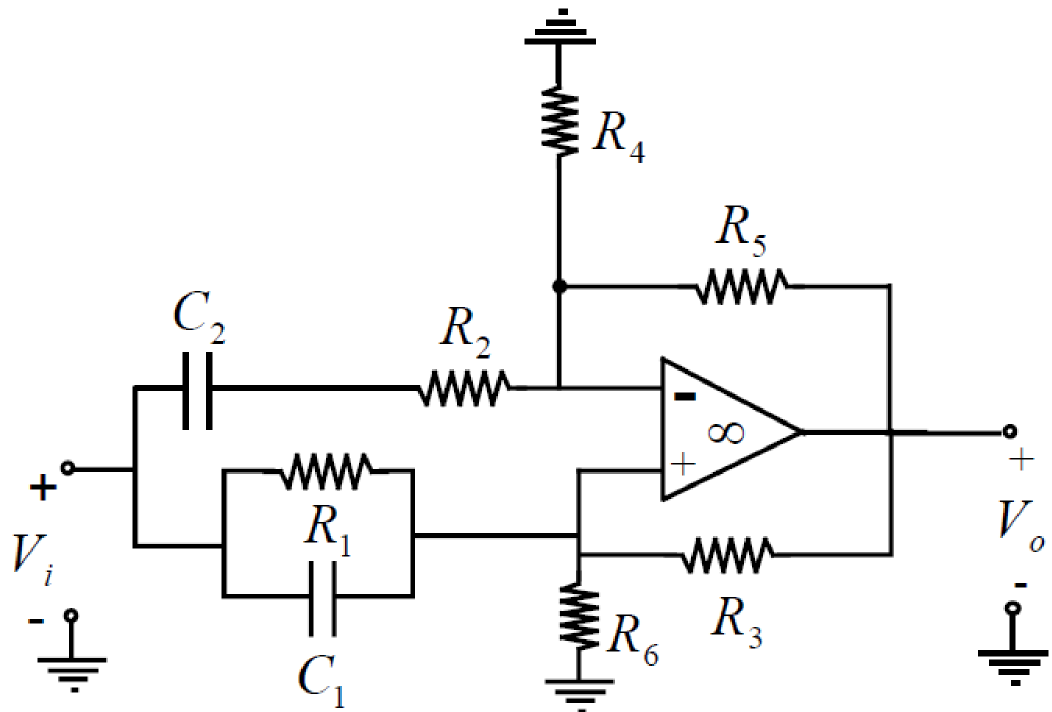
$$T_{BP} = K^*\prod_{i=1}^{4} T_i$$

Α.2. Υλοποίηση Συνάρτησης Μεταφοράς

Η κλιμακοποίηση θα γίνει έτσι ώστε το φίλτρο να έχει τουλάχιστον έναν πυκνωτή με τιμή 0.01μF.

<u>ΜΟΝΑΔΑ (Ι)</u>

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα Boctor HPN 7.24(b).



Σχ. 7.24(β)

Εκτελούμε τη συνάστηση του matlab BoctorHighPass.m, που μας δίνεται από την εκφώνηση. Οι τιμές που παίρνουμε είναι:

R_1 = 23472.0994 Ω

R_2 = 55759.4893 Ω

R_3 = 298.3334 Ω

R_4 = 1000 Ω

R_5 = 1000 Ω

R_6 = 294,1890 Ω

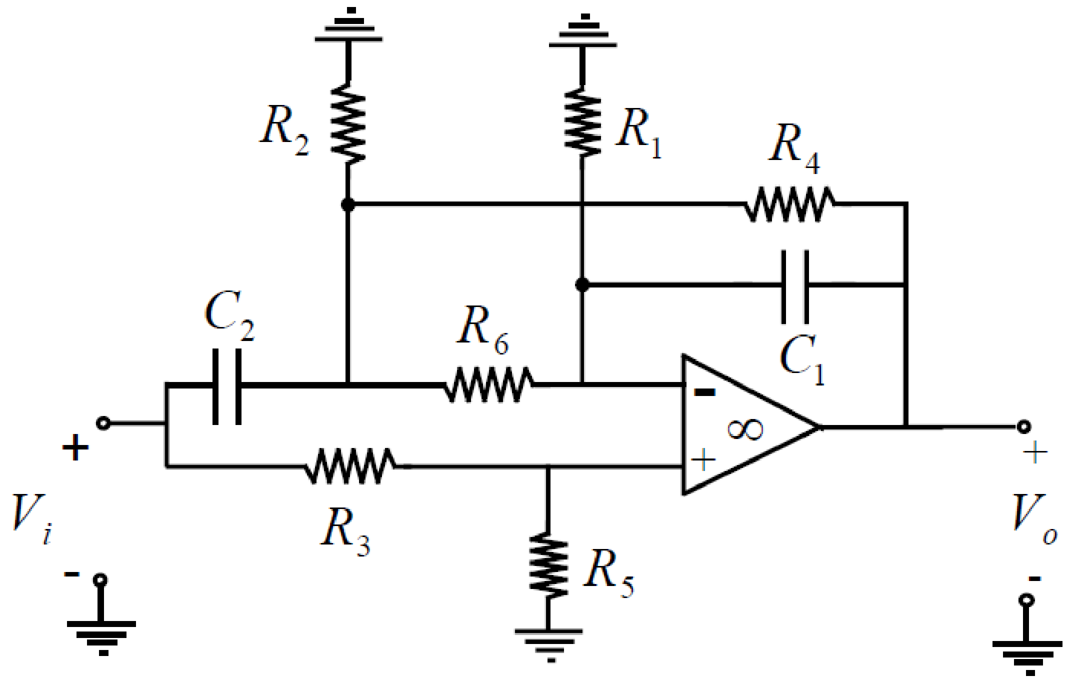
C_1 = 0.01 μF

C_2 = 0.01 μF

k_I = 2

ΜΟΝΑΔΑ (ΙΙ)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα Boctor LPN 7.24(a).



Σχ. 7.24(α)

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o2}}$ = 1 και $\omega_z = \frac{\omega_{z1}}{\omega_{o2}}$ = 1.4520

Πρέπει να ισχύει: $\frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} < k_1 < 1$

Θεωρώ k_1 = 0,73715 (το μέσο)

Θέτω $R_1 = \frac{2}{\mathrm{k1}\,{\omega_z}^2 - 1}$ = 3.6092

$R_2 = \frac{1}{1 - \mathrm{k1}}$ = 3.8097

$R_3 = \frac{1}{2}(\frac{k1}{Q2^2} + k_1 {\omega_z}^2 - 1)$ = 07965

$R_4 = \frac{1}{\mathrm{k1}}$ = 1.3566

$R_5 = R_6 = 1$

$C_1 = \frac{k1}{2Q_2}$ = 0.4375

$C_2 = 2Q_2$ = 1.6848

Κέρδος: $k_{II} = 1/(\frac{k1}{Q2^2} + k_1\omega_z^2 + 1)$ = 0.5567

<u>Κλιμακοποίηση</u>**:**

Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o2}$ = 9836.1314 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.01μF.

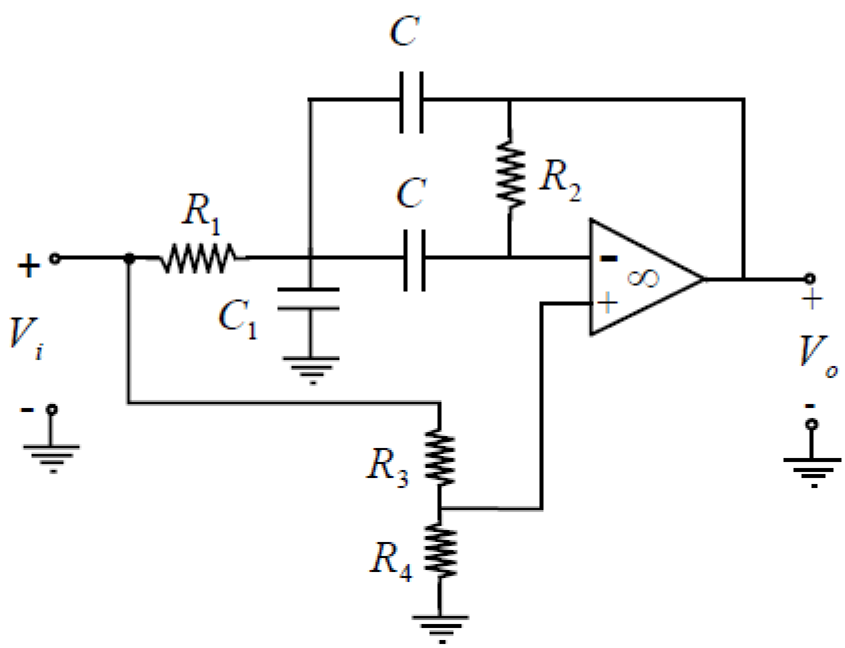
Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 4447.8869$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:

R_1 = 16052.8780 Ω
R_2 = 16922.4975 Ω
R_3 = 3542.5508 Ω
R_4 = 6034.0659 Ω
R_5 = 4448.0293 Ω
R_6 = 4448.0293 Ω
C_1 = 0.01 μF
C_2 = 0.03851 μF
k_{II} = 0.5567

<u>**ΜΟΝΑΔΑ (III)**</u>

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα *<u>HPN 7.21</u>*.
Εκτελούμε τη συνάστηση του matlab BoctorHighPass.m, που μας δίνεται από την εκφώνηση.
Παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μας επιστρέφει error και μας παροτρίνει να υλοποιήσουμε κύκλωμα HPN 7.21.



Σχ. 7.21

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o3}}{\omega_{o3}} = 1$ και $\omega_z = \frac{\omega_{z4}}{\omega_{o3}} = 0.8048$

$k_1 = \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} - 1 = 0.37537$

$k_2 = \frac{(2+k1){Q_3}^2}{(2+k1){Q_3}^2+1} = 0.9890$

Κέρδος: $k_{III} = k_2 * \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} = 7.01896$

Θέτω $R_1 = R_3 = 1$

$R_2 = {Q_3}^2 * (2+k1)^2 = 727.79906$

$R_4 = {Q_3}^2 * (2+k1) = 89.88447$

$C = \frac{1}{Q_3(2+k1)}$ = 0.03707

C_1 = k_1 * C = 0.2260

<u>Κλιμακοποίηση:</u>

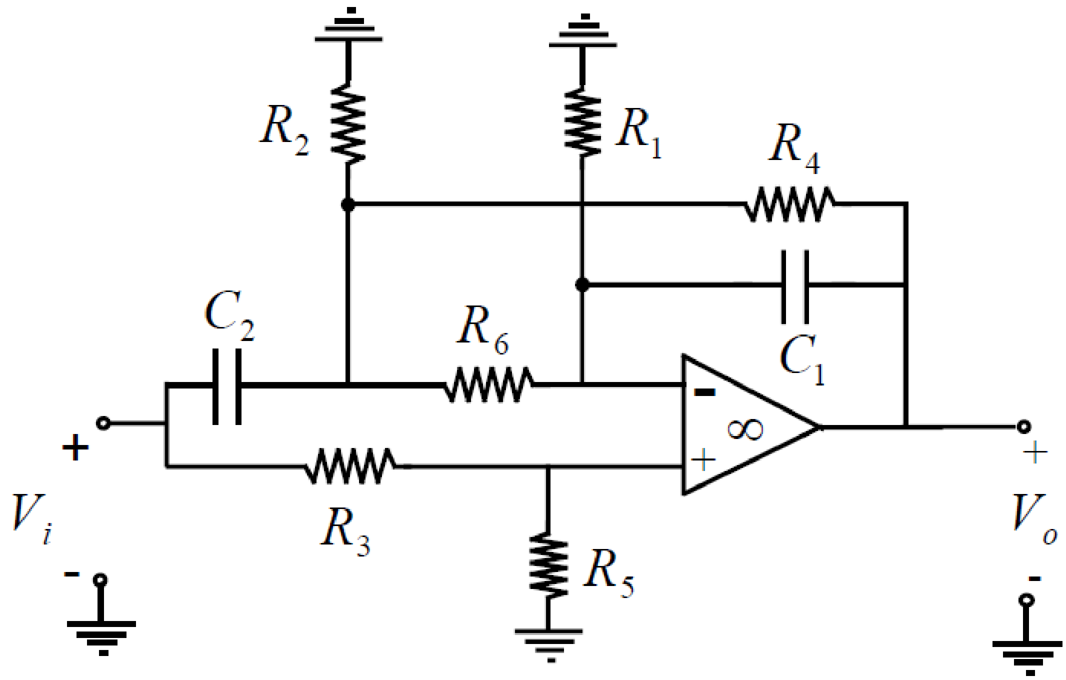
Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o3}$ = 3606.6100 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.01μF.

Έχουμε, $\mathrm{C_{real}} = \frac{\mathrm{C}}{\mathrm{k_m k_f}} \Rightarrow \mathrm{k_m} = 1027.8350$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 1027.7691 Ω
R_2 = 748007.7033 Ω
R_3 = 1027.7691 Ω
R_4 = 92380.2792 Ω
C_1 = 0.01 μF
C_2 = 0.01 μF
C_3 = 0.0609705 μF
k_{III} = 7.0190

ΜΟΝΑΔΑ (IV)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα Boctor LPN 7.24(a).



Σχ. 7.24(α)

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o4}}{\omega_{o4}} = 1$ και $\omega_z = \frac{\omega_{z3}}{\omega_{o4}} = 2.6640$

Πρέπει να ισχύει: $\frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} < k_1 < 1 \Leftrightarrow 0.1409 < k_1 < 1$

Θεωρώ $k_1 = 0.57045$ (το μέσο)

Θέτω $R_1 = \frac{2}{\mathrm{k1}\,{\omega_z}^2 - 1} = 0.6561$

$R_2 = \frac{1}{1-\mathrm{k1}} = 2.3280$

$R_3 = \frac{1}{2}(\frac{k1}{Q2^2} + k_1{\omega_z}^2 - 1) = 1.5499$

$R_4 = \frac{1}{\mathrm{k1}} = 1.7530$

$R_5 = R_6 = 1$

$C_1 = \frac{k1}{2Q_2}$ = 0.0856

$C_2 = 2Q_2$ = 6.6636

Κέρδος: $k_{IV} = 1/(\frac{k1}{Q2^2} + k_1\omega_z^2 + 1)$ = 0.3922

<u>Κλιμακοποίηση</u>**:**

Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o2}$ = 10946.1289 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.01μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 782.0116$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 513.0861 Ω
R_2 = 1820.6986 Ω
R_3 = 1212.1865 Ω
R_4 = 1370.9796 Ω
R_5 = 782.0778 Ω
R_6 = 782.0778 Ω
C_1 = 0.01 μF
C_2 = 0.7784 μF
k_{IV} = 0.39216

A.3. Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στο ω_o να είναι 0 dB ή 1.

Θέλω το κέρδος $T(j\omega_o)$

$A = k_I * k_{II} * k_{III} * k_{IV} * k_V * T_1(j\omega_o) * T_2(j\omega_o) * T_3(j\omega_o) * T_4(j\omega_o) = 61.1448$

Για να πετύχω το επιθυμητό κέρδος προσθέτω ένα τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος

$K = K_d/A = 1/61.1448 = 0.016355$

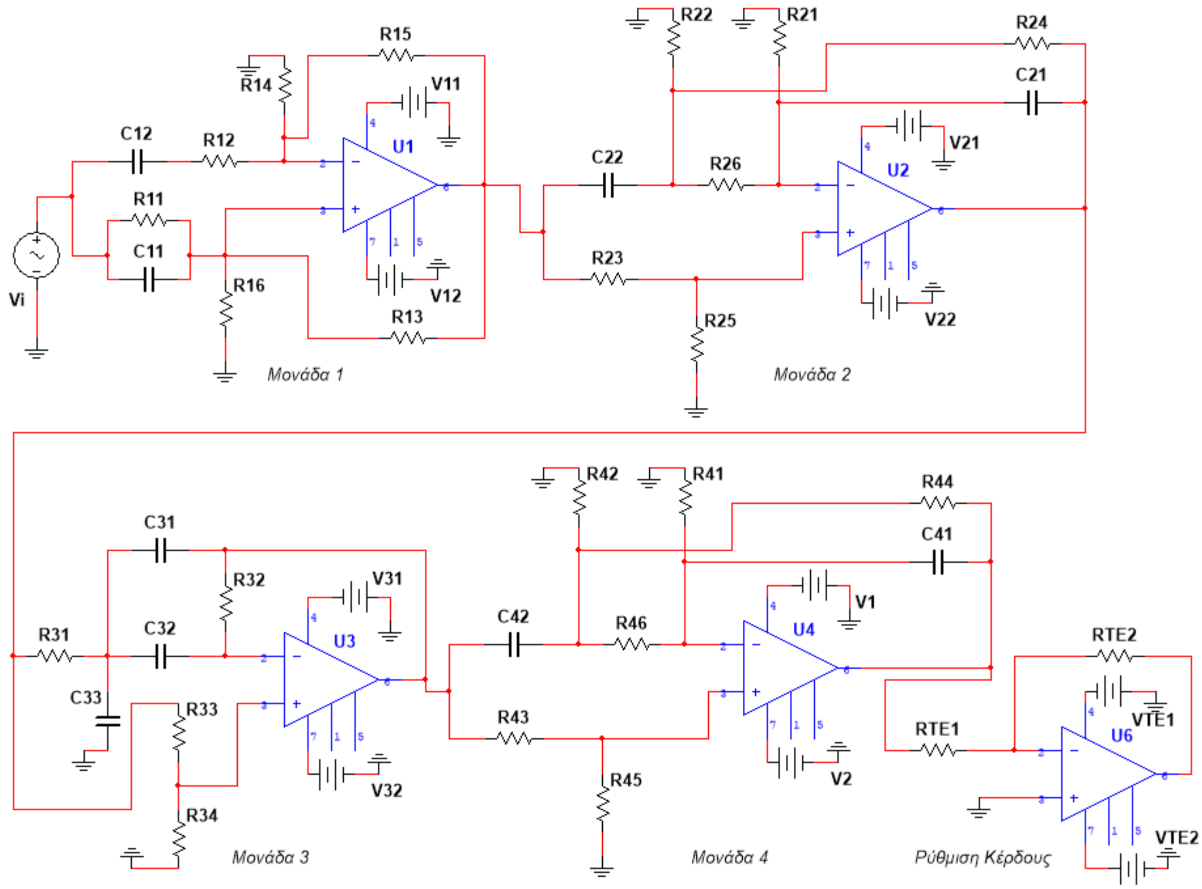
Θέλουμε επομένως να ρίξουμε το κέρδος κατά K. Αυτό θα επιτευχθεί με τον ΤΕ σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και αντιστάσεις $R_{TE1} = 10$ kΩ άρα $R_{TE2} = 163.55$ Ω, ώστε να ισχύει $K = R_{TE2} / R_{TE1}$.

Συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς

$T = K \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot T_4 \Rightarrow$

$$T = 0.016355 * \frac{s^2+2764.17^2}{s^2+\frac{4013.61}{0.8511}s+4013.61^2} * \frac{s^2+14282.20^2}{s^2+\frac{9836.13}{0.8511}s+9836.13^2} * \frac{s^2+1353.82^2}{s^2+\frac{3606.61}{3.3318}s+3606.61^2} * \frac{s^2+29160.80^2}{s^2+\frac{7863.52}{3.3318}s+10946.13^2}$$

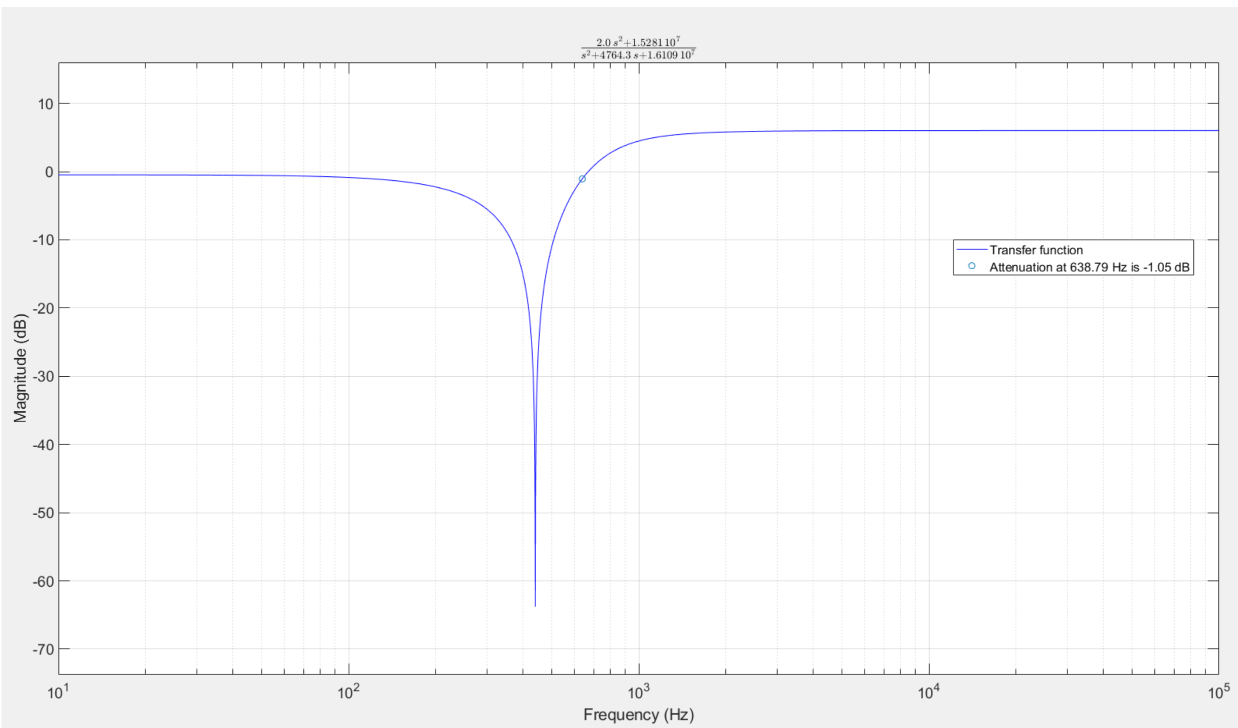
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα με τις τέσσερις μονάδες. Τέλος, φαίνεται και ο Τελεστικός Ενισχυτής με την αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.


R15
R14
V11
U1
C12
R12
R11
C11
Vi
R16
V12
R13
Μονάδα 1
R22
R21
R24
C21
V21
C22
R26
U2
R23
R25
V22
Μονάδα 2
R42
R41
R44
C41
C31
R32
V31
V1
C42
R46
U4
R31
C32
U3
RTE2
C33
R33
R43
VTE1
RTE1
U6
R45
V2
V32
R34
VTE2
Μονάδα 3
Μονάδα 4
Ρύθμιση Κέρδους

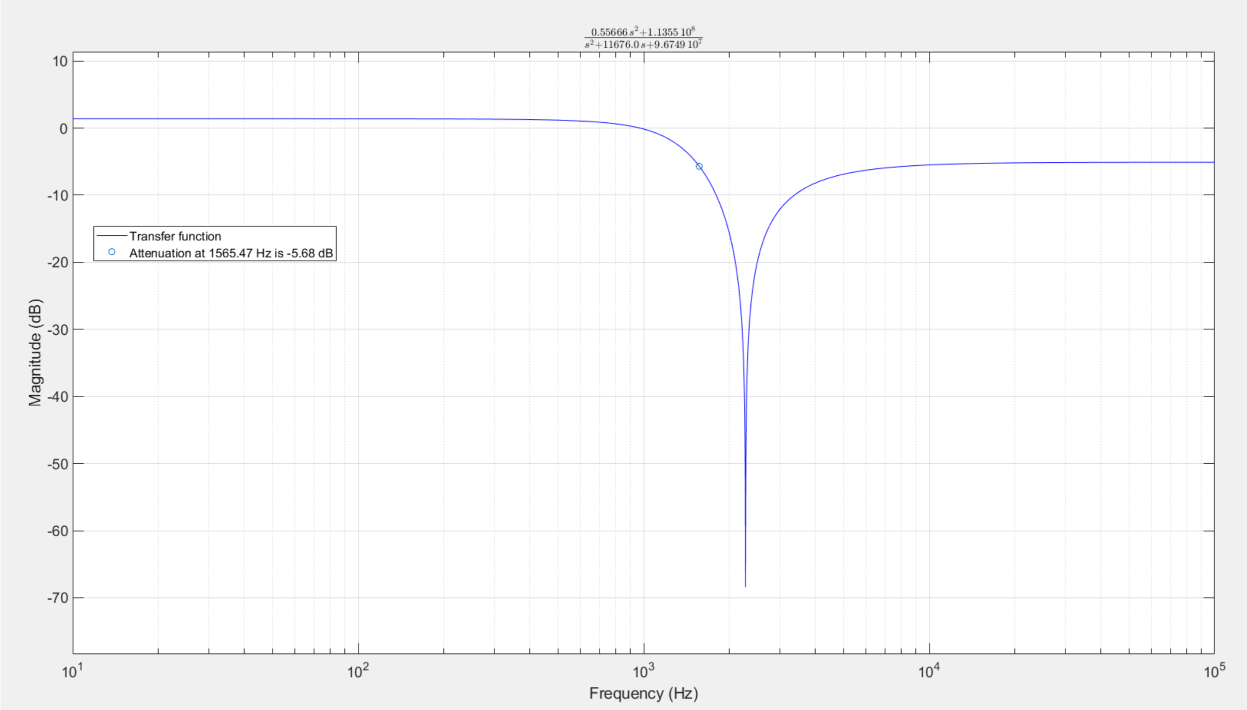
B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των μονάδων που υλοποιούν το φίλτρο και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Τα παρακάτω διαγράμματα δημηουργήθηκαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την συνάρτηση plot_transfer_function.m που δόθηκε στην εκφώνηση, με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών.

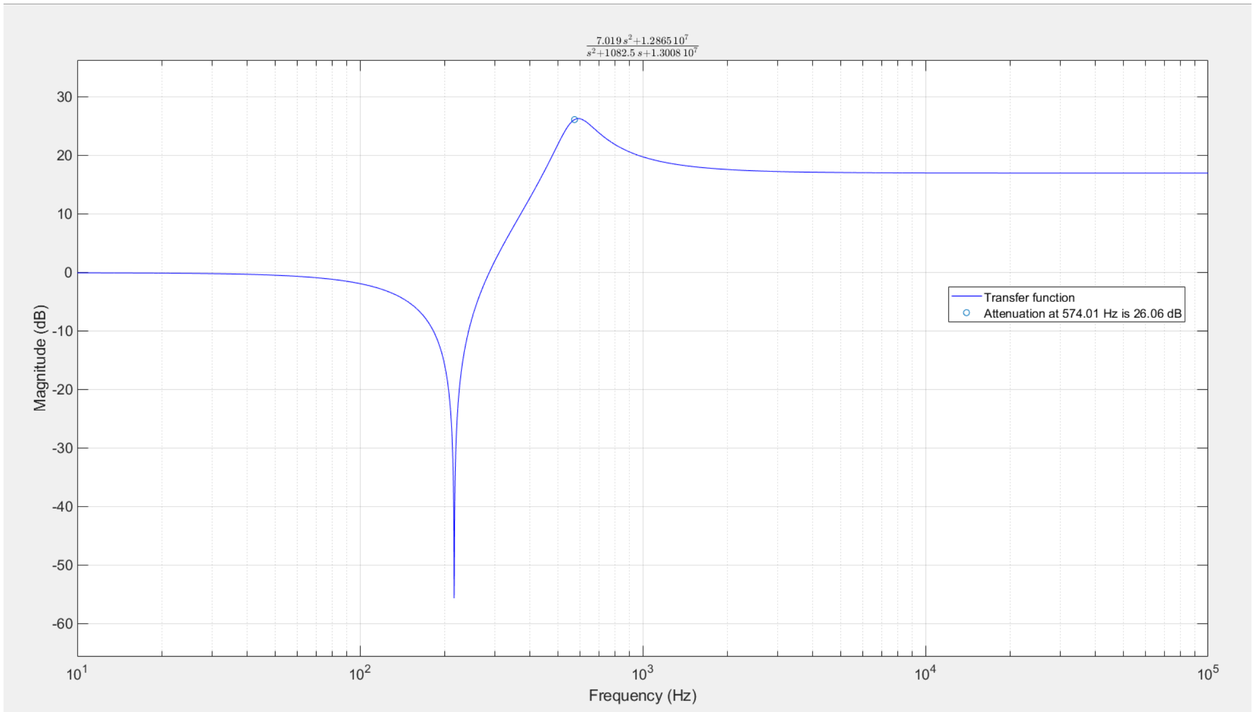
1η Μονάδα: Κύκλωμα *Boctor HPN 7.24(b)*



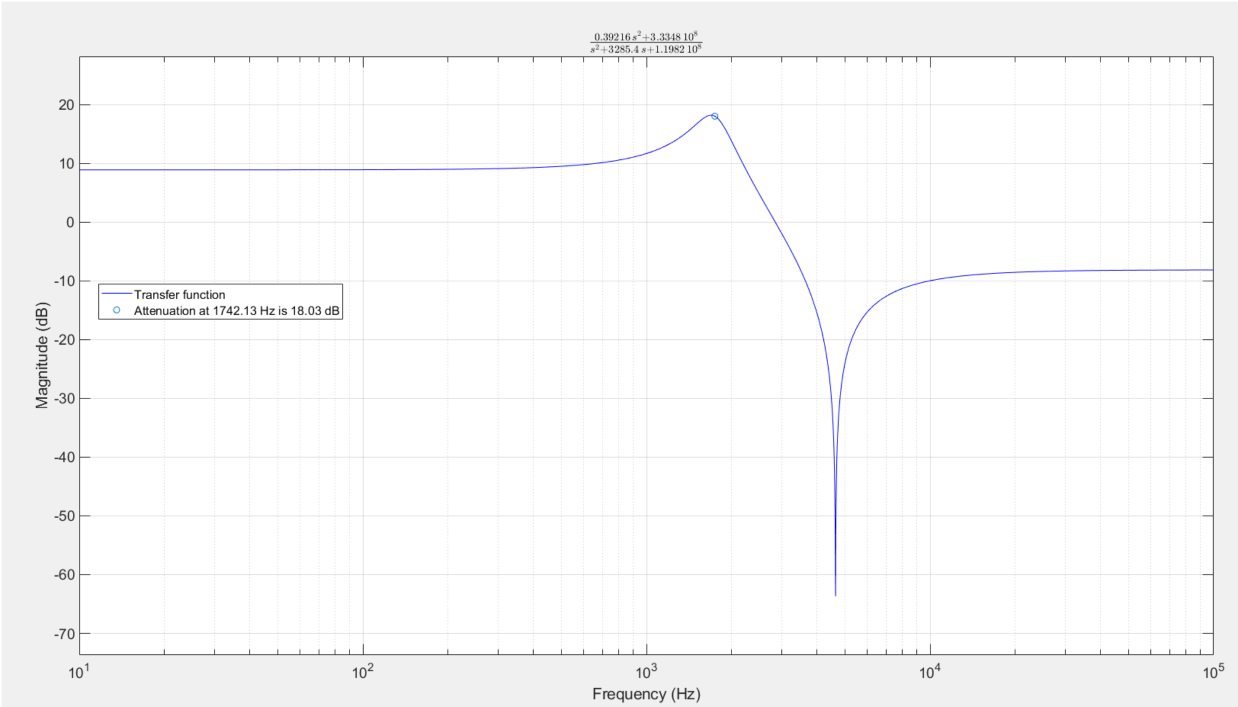
2η Μονάδα: Κύκλωμα *Boctor LPN 7.24(a)*



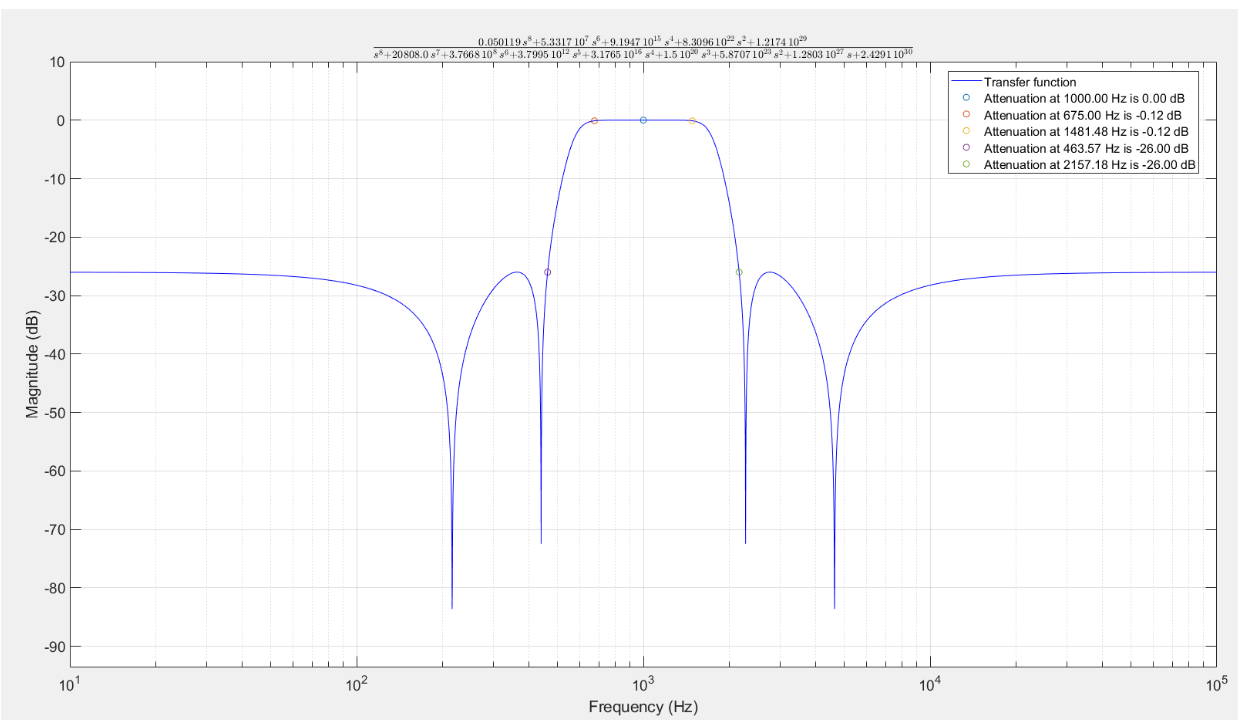
3η Μονάδα: Κύκλωμα *HPN 7.21*



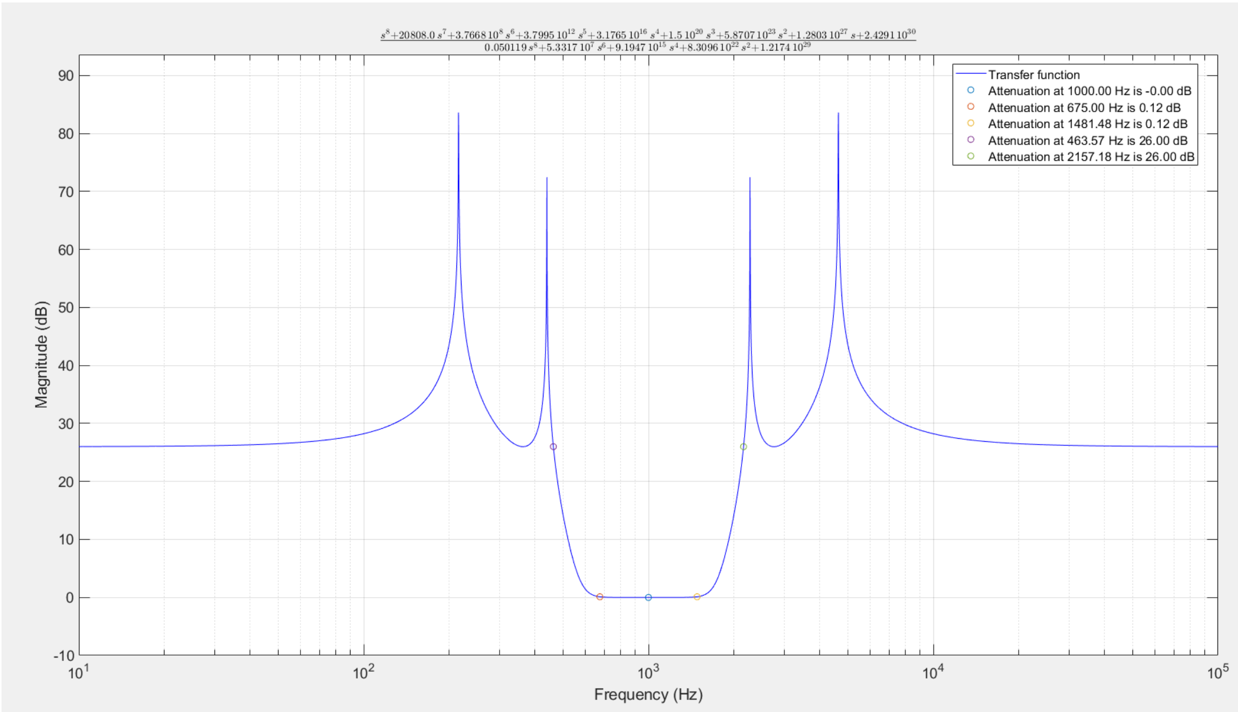
$4^{η}$ Μονάδα: Κύκλωμα *Boctor LPN 7.24(a)*



Συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας



Συνάρτηση Απόσβεσης σε dB της συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας



Προδιαγραφές

- distance (fo, f1) ≤ a_{max}
  0.12 - 0 ≤ 0.4278
  0.12 ≤ 0.4278 Ισχύει!

Πιάνουμε την πρώτη προδιαγραφή.

- distance (fo, f2) ≤ a_{max}
  0.12 - 0 ≤ 0.4278
  0.12 ≤ 0.4278 Ισχύει!

Πιάνουμε και τη δεύτερη προδιαγραφή.

- distance (fo, f3) ≥ a_{min}
  26 - 0 ≥ 26
  26 ≥ 26 Ισχύει!

Πιάνουμε την τρίτη προδιαγραφή.

- distance (fo, f4) ≥ a_{min}
  26 - 0 ≥ 26
  26 ≥ 26 Ισχύει!

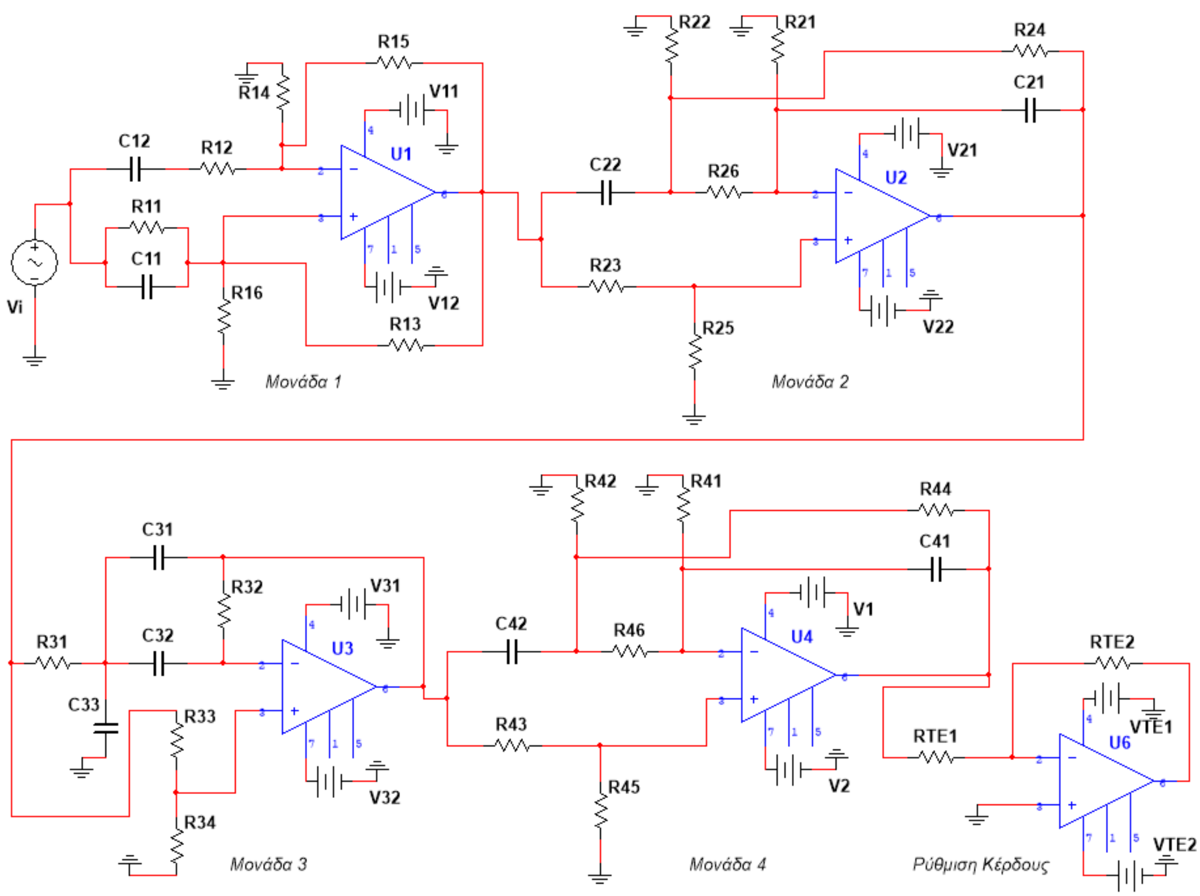
Πιάνουμε και τη τέταρτη προδιαγραφή.

Από το σχήμα είναι ξεκάθαρο ότι ικανοποιούνται οι προδιαγραφές. Η απόσβεση μέσα στην ζώνη μεταξύ του f_1 και του f_2 είναι (0.12dB) μικρότερη ή ίση από a_{max} άρα η συνθήκη υπερκαλύπτεται. Η απόσβεση πριν την f_3 και μετά την f_4 είναι (26dB) μεγαλύτερη ή ίση από την a_{min} άρα πιάνουμε τη συνθήκη οριακά. Το κέρδος στη ζώνη διέλευσης f_o είναι 0 dB.

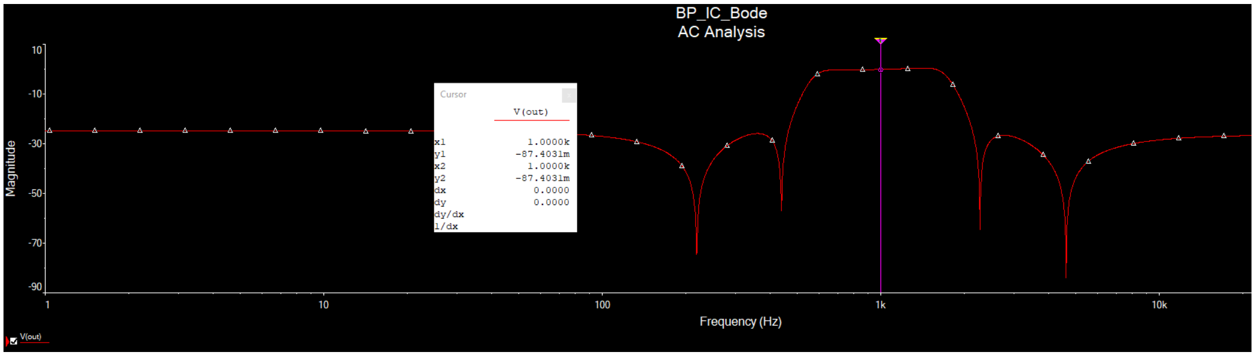
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του φίλτρου στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο MULTISIM προκειμένου να ελέγξουμε αν το κύκλωμα που κατασκευάσαμε, υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας. Στη συνέχεια, μελετάμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα.

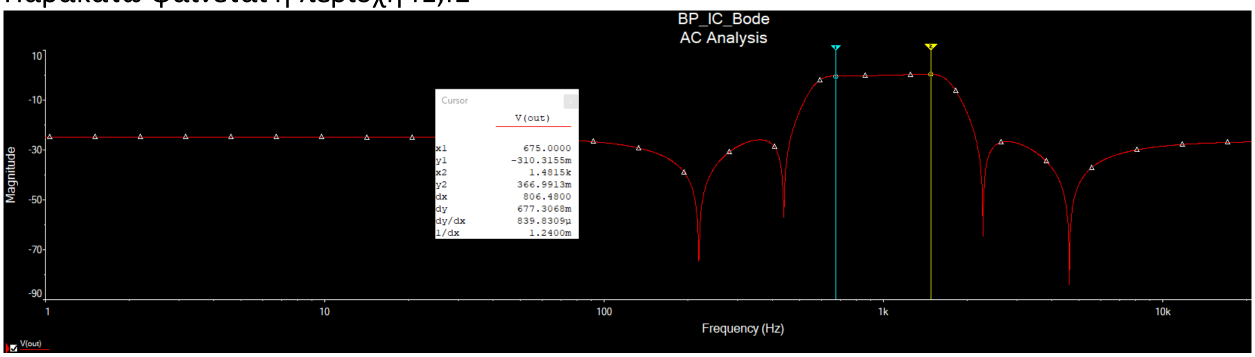
Εισάγουμε τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



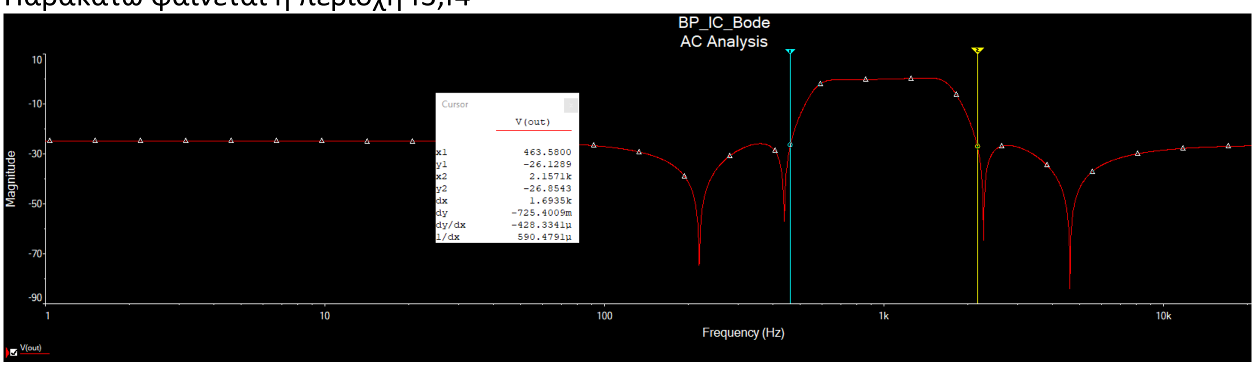
• Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου.



Παρακάτω φαίνεται η περιοχή f1,f2



Παρακάτω φαίνεται η περιοχή f3,f4



Από τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται πως το κύκλωμα ικανοποιεί τις προδιαγραφές της σχεδίασης, αφού η απόσβεση μέσα στην ζώνη που ορίζεται από τις f_1 και f_2 δεν είναι πότε μεγαλύτερη από την a_{max}. Συνκεκριμένα στην f_1 έχουμε απόσβεση $0.2229<a_{max}=0.4278$ και στην f_2 έχουμε κέρδος 0,4544 και όχι απόσβεση. Επίσης, στην περιοχή πριν την f_3 και μετά την

f_4 η απόσβεση είναι μεγαλύτερη από την a_{min}. Συγκεκριμένα στην f_3 έχουμε απόσβεση 26.0415>a_{min}=26 και στην f_4 έχουμε απόσβεση 26.7669>a_{min}=26. Τέλος, στο f_o το κέρδος είναι -0.0874 ≈ 0dB, άρα πιάνουμε την επιθυμιτή ρύθμιση κέρδους στα 0dB.

• Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα ένα περιοδικό σήμα της μορφής:

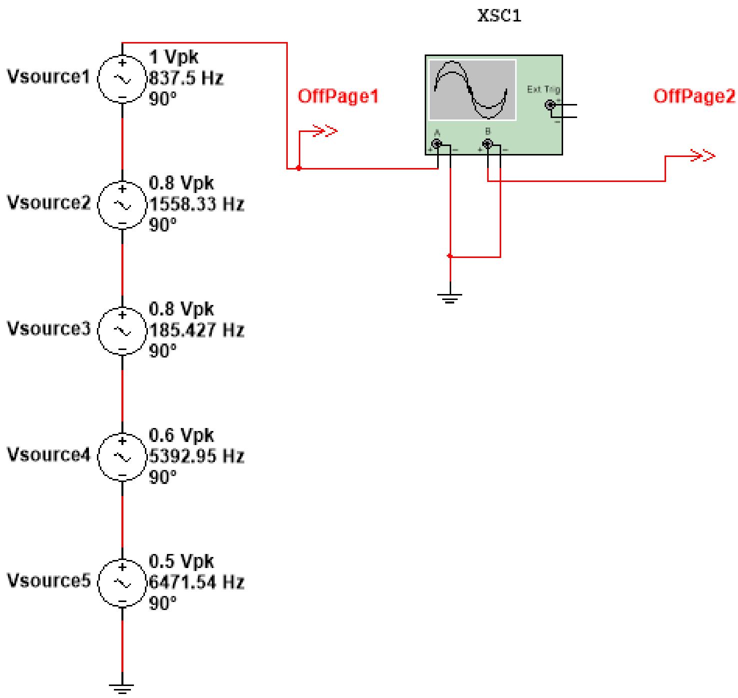
$f(t) = \cos((\omega_o - \frac{\omega o-\omega 1}{2})t) + 0.8\cos((\omega_o + \frac{\omega o+\omega 1}{3})t) + 0.8\cos(0.4\omega_3 t) + 0.6\cos(2.5\omega_4 t) + 0.5\cos(3\omega_4 t)$

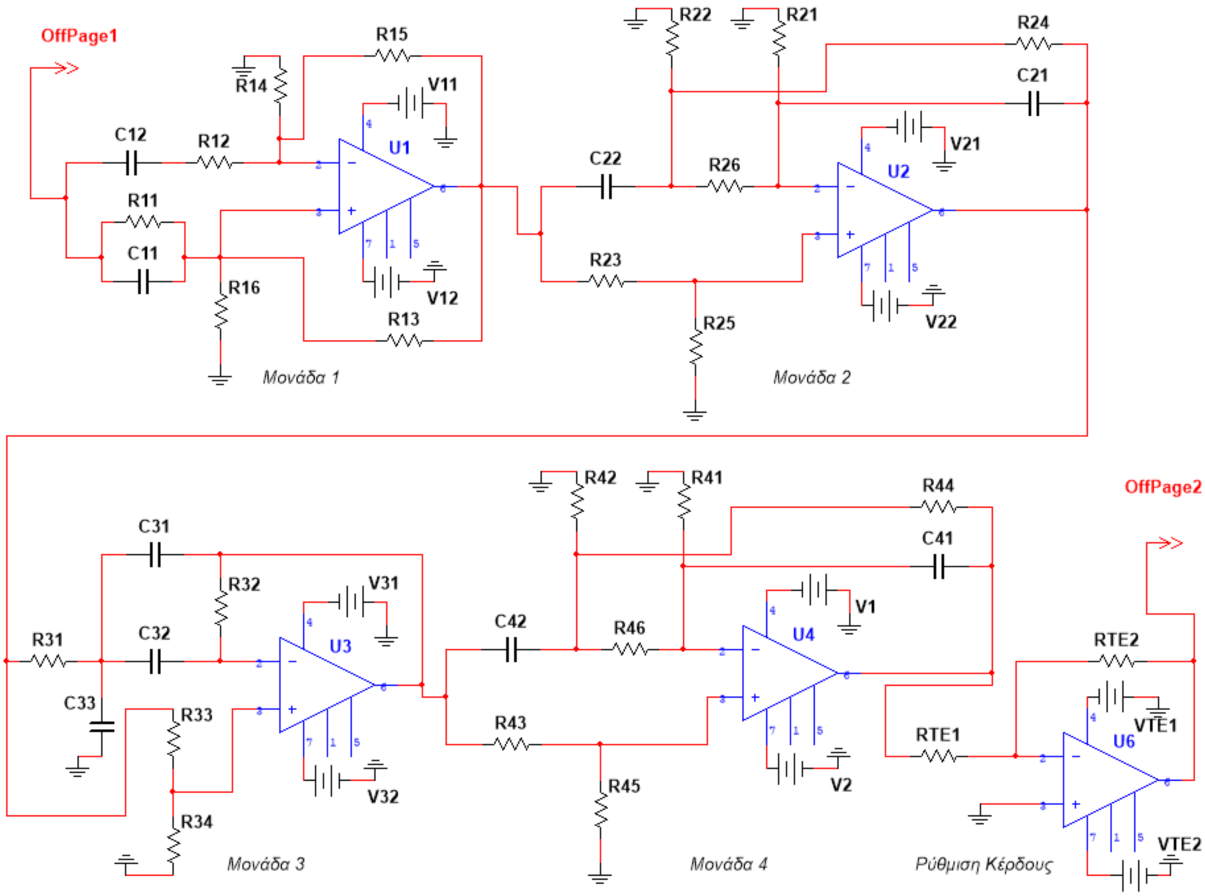
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και στην έξοδο και παράγουμε τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

Στο Multisim δουλεύουμε σε Hz οπότε η συνάρτηση που θα εισάγουμε είναι η

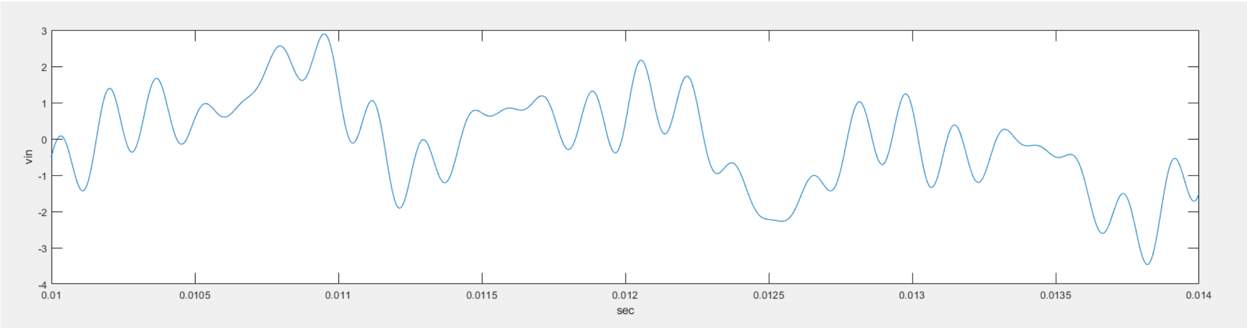
$f(t) = \cos(837.5t) + 0.8\cos(1558.33t) + 0.8\cos(185.43t) + 0.6\cos(5392.95t) + 0.5\cos(6471.54t)$

Το παραπάνω σήμα υλοποιείται με πέντε πηγές τάσης στη σειρά, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.

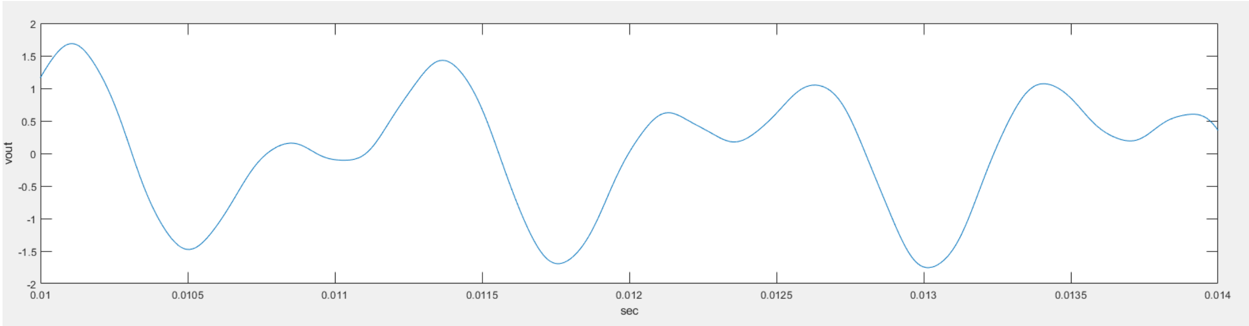

XSC1
Vsource1
1 Vpk
837.5 Hz
90°
OffPage1
OffPage2
Ext Trig
A
B
Vsource2
0.8 Vpk
1558.33 Hz
90°
Vsource3
0.8 Vpk
185.427 Hz
90°
Vsource4
0.6 Vpk
5392.95 Hz
90°
Vsource5
0.5 Vpk
6471.54 Hz
90°


OffPage1
R15
R14
V11
C12
R12
U1
R11
C11
R16
V12
R13
Μονάδα 1
R22
R21
R24
C21
C22
R26
V21
U2
R23
V22
R25
Μονάδα 2
R42
R41
R44
OffPage2
C41
C31
R32
V31
V1
C42
R46
U4
R31
C32
U3
RTE2
C33
R33
R43
VTE1
RTE1
U6
R45
V32
V2
R34
VTE2
Μονάδα 3
Μονάδα 4
Ρύθμιση Κέρδους

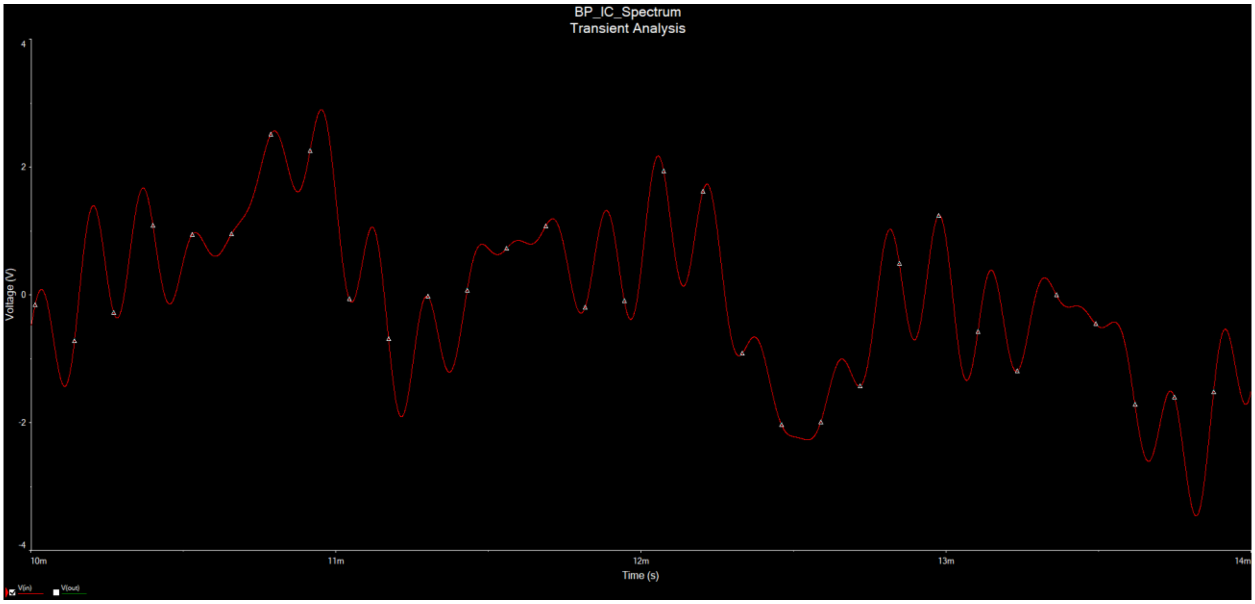
Σήμα Εισόδου – MATLAB:



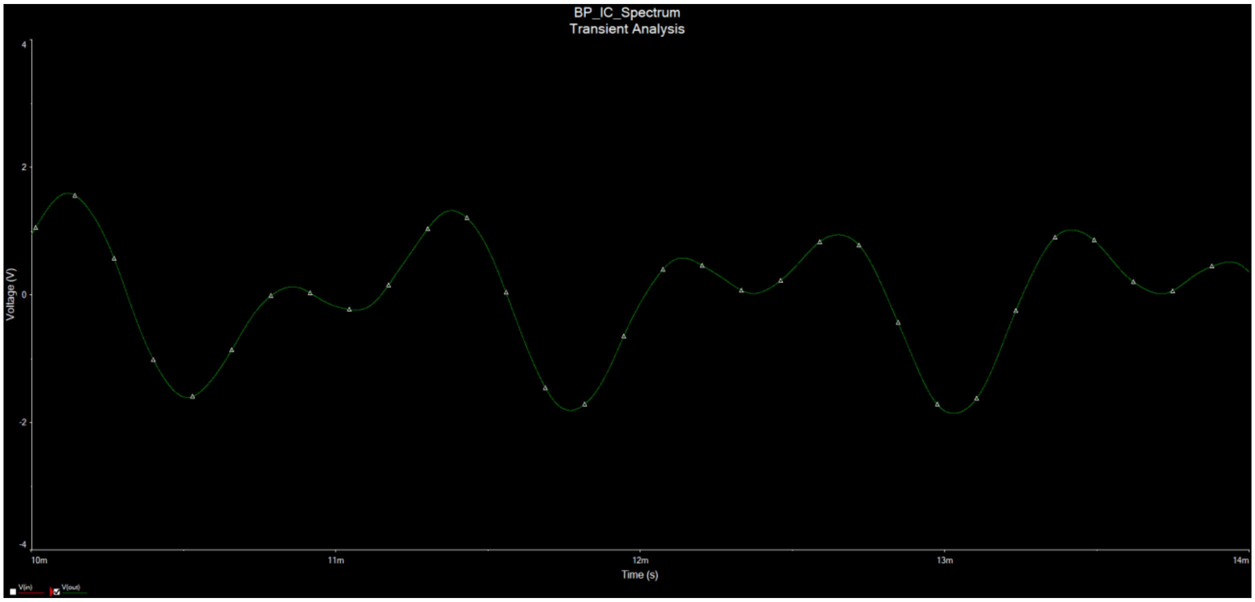
Σήμα Εξόδου – MATLAB:



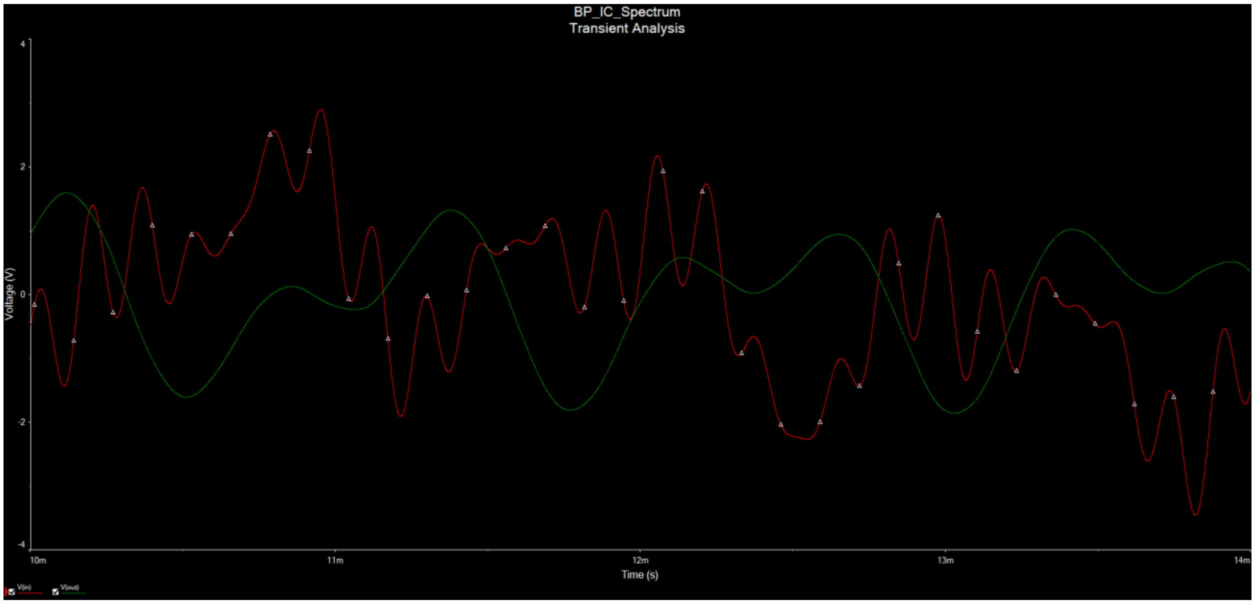
Σήμα Εισόδου – MULTISIM



Σήμα Εξόδου - MULTISIM



Σήμα εισόδου και εξόδου στο ίδιο διάγραμμα:

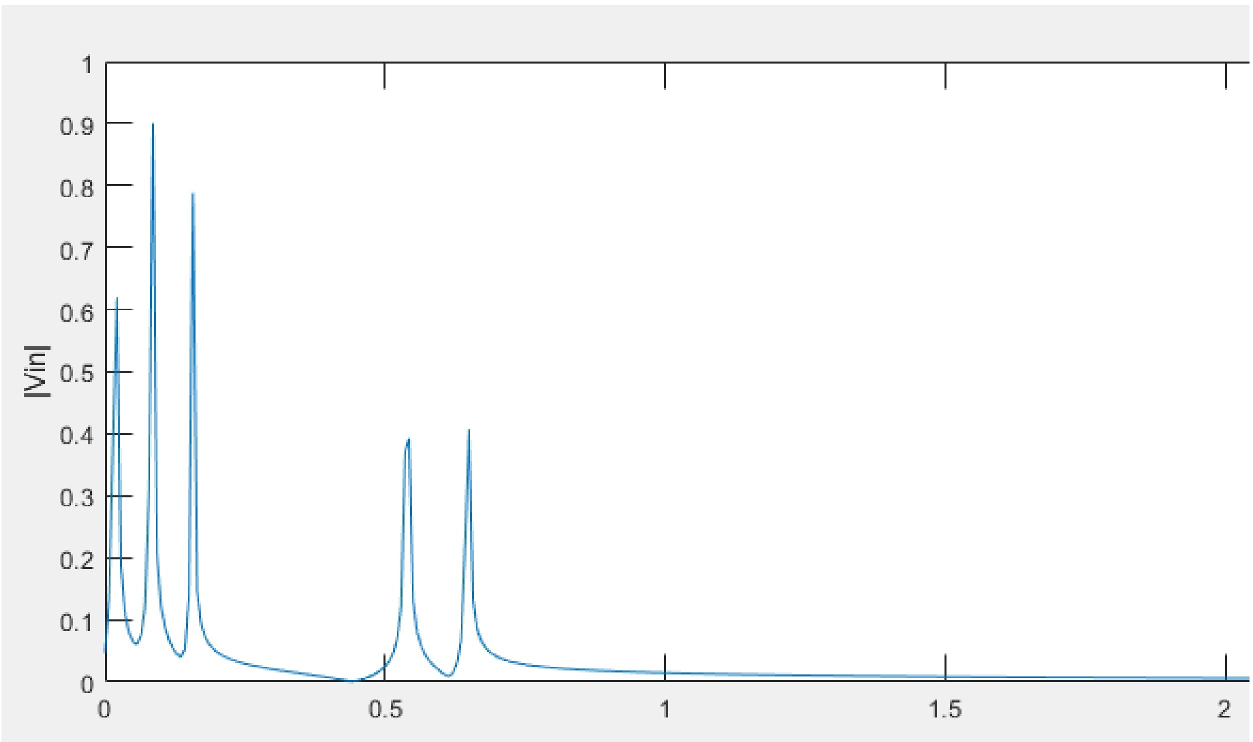


Είναι λογικό το σήμα εξόδου να έχει αντίστροφη φάση, λόγω του τελεστικού ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία που προσθέσαμε στο τέλος του κυκλώματος.
Παρατηρούμε ότι τα σήματα στην είσοδο και στη έξοδο του κυκλώματος είναι τα ίδια και στο Matlab και στο Multisim, το οποίο είναι αναμενόμενο.

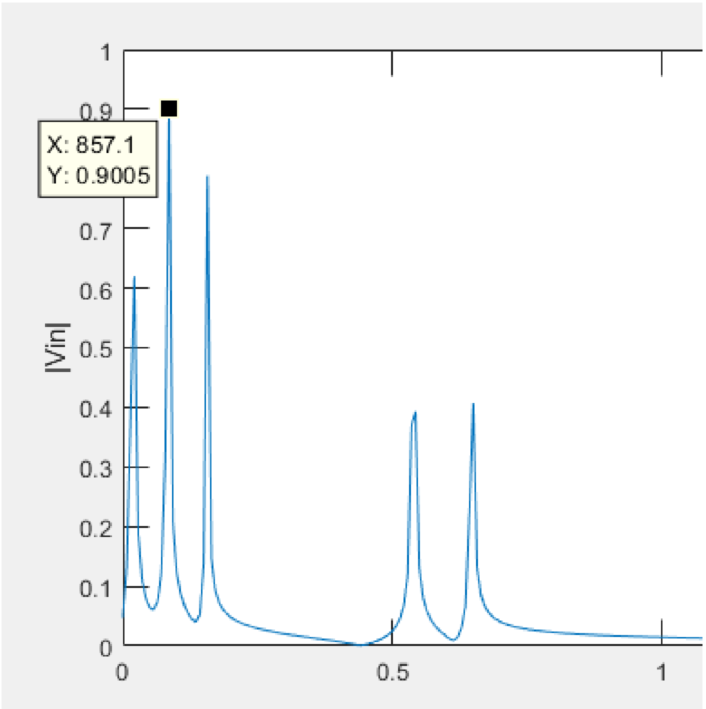
• Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει αυτό θα εξετάσουμε τα φάσματα και στο Multisim και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT.

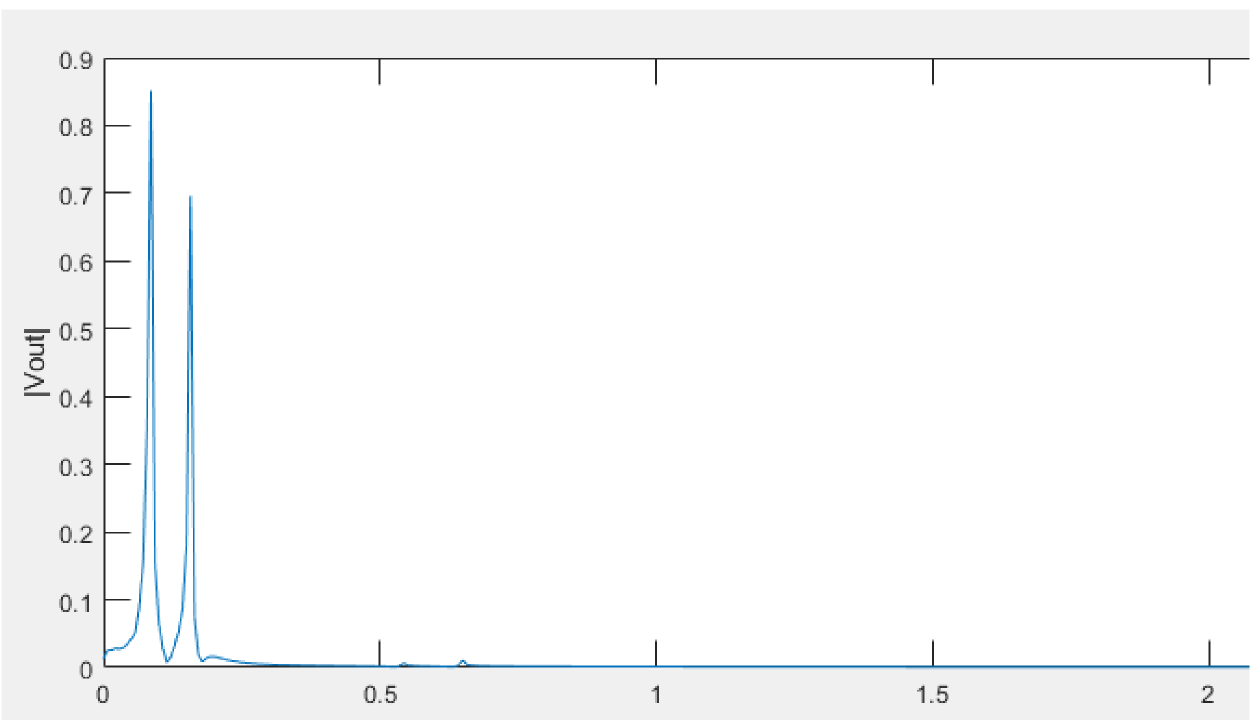
Φάσμα Σήματος Εισόδου - MATLAB:



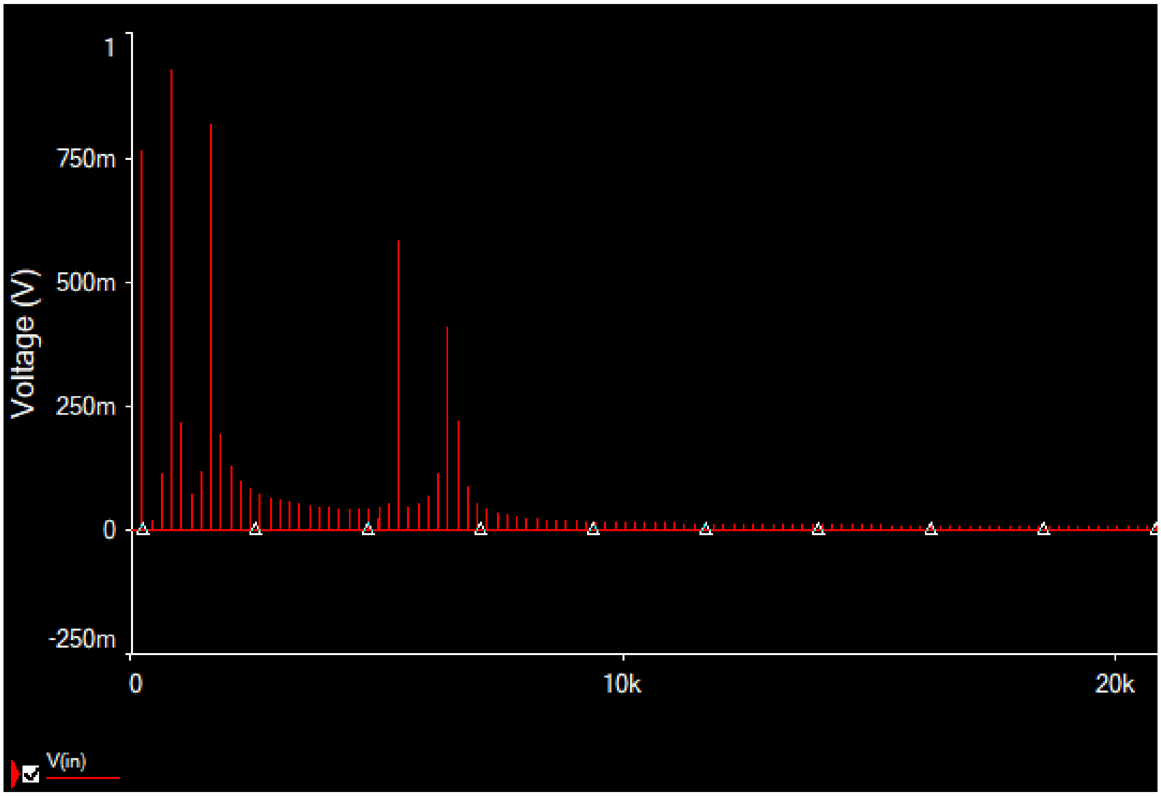
Και σε μεγέθυνση:



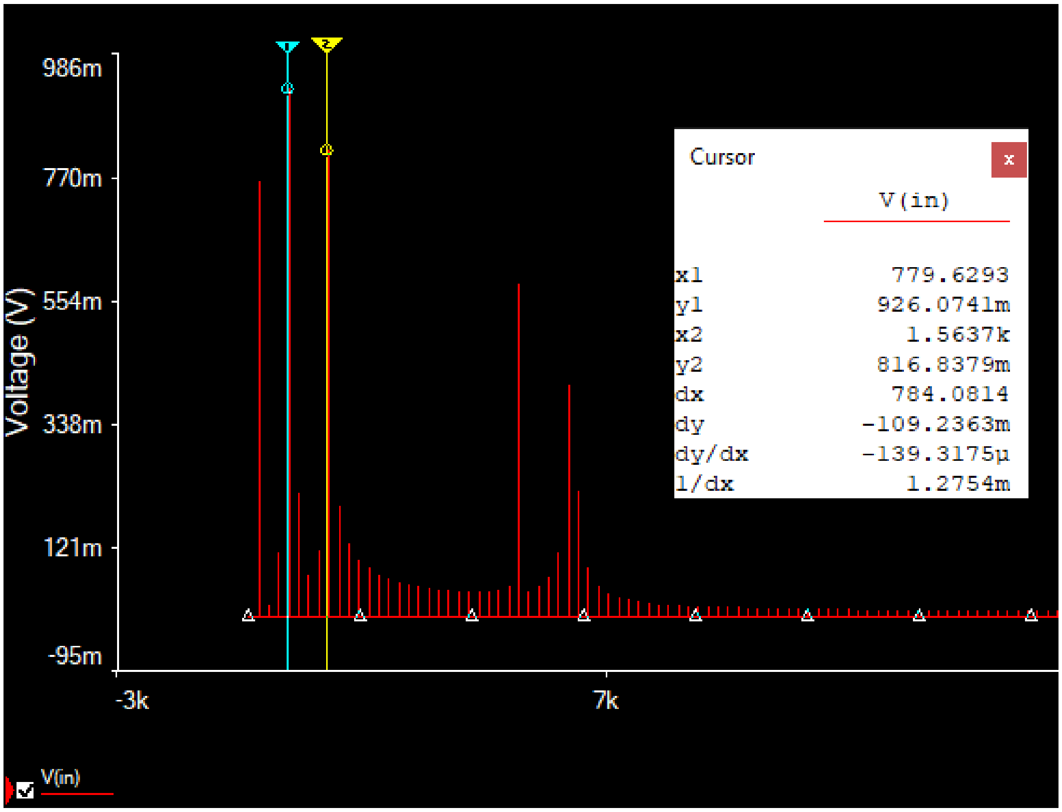
Φάσμα Σήματος Εξόδου - MATLAB:



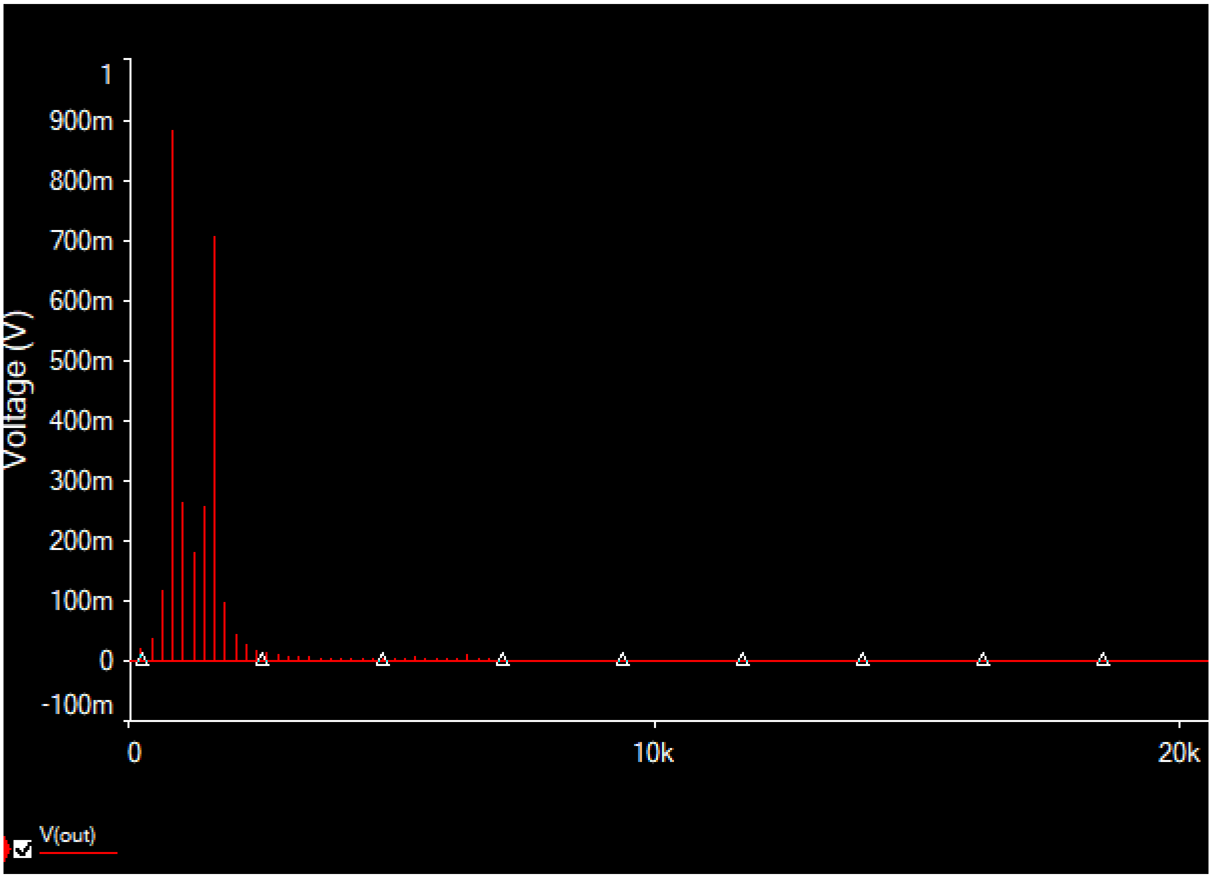
Φάσμα Σήματος Εισόδου - MULTISIM:



Και σε μεγέθυνση:



Φάσμα Σήματος Εξόδου - MULTISIM:



Βλέπουμε ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο multisim είναι σε συμφωνία με τα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης του matlab.
Παρατηρούμε μια μικρή μείωση του πλάτους του σήματος της εξόδου σε σχέση με την είσοδο.
Συγκεκριμένα, το φάσμα του περιοδικού σήματος παρουσιάζει μέγιστο στις συχνότητες:

214.3Hz, 857.1Hz, 1571Hz, 5428Hz, 6500Hz

Χρησιμοποιώντας το Band Pass φίλτρο επιτρέπουμε να περάσουν μόνο οι συχνότητες 857.1Hz, που βρίσκεται μέσα στο διάστημα f_1, f_2 καθώς και η 1571Hz, που βρίσκεται λίγο έξω από την f_2 αλλά αρκετά κοντά της, ώστε να μην προλάβει να αποσβαίνει. Όλες οι υπόλοιπες συχνότητες αποσβαίνουν.

Αυτό που συμπεραίνουμε από τα διαγράμματα είναι ότι έχουμε απόσβεση στη ζώνη αποκοπής, δηλαδή δεν περνά καμία συχνότητα μικρότερη της f_3=463.53Hz ή μεγαλύτερη της f_4=2157.12Hz. Αυτό συνεπάγεται ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά, καθώς περνούν οι συχνότητες στο διάστημα (f_1,f_2) με ρύθμιση κέρδους 0dB, καθώς και ότι αποκόπτονται οι συχνότητες στα διαστήματα $(0,f_3)$ και (f_4,∞). Αυτό επιβεβαιώνει την λειτουργεία του φίλτρου, διότι μόνο οι συχνότητες στην ζώνη διέλευσης εμφανίζονται στην έξοδο.

Αξίζει να σημειωθεί ότι και ως προς τις αποσβέσεις είμαστε εντός προδιαγραφών καθώς στις συχνότητες f_3, f_4 έχουμε απόσβεση μεγαλύτερη της amin, ενώ στις συχνότητες f_1,f_2 έχουμε απόσβεση μικρότερη της a_{max}.

Εργασία #3: Σχεδίαση Ζωνοφρακτικών φίλτρων

ΖΩΝΟΦΡΑΚΤΙΚΟ ΦΙΛΤΡΟ BUTTERWORTH

Θα σχεδιάσουμε ένα ζωνοφρακτικό φίλτρο Butterworth, το οποίο να πληρεί τις παρακάτω προδιαγραφές:

f_o = 1750 Hz
f_1 = 1050 Hz
f_2 = 2916.66 Hz
f_3 = 1503.53 Hz
f_4 = 2036.87 Hz

a_{min} = 37 dB
a_{max} = 0.4278 dB

Α. Σχεδίαση Φίλτρου

Α.1. Υπολογισμός Συνάρτησης Μεταφοράς

Θα μετατρέψουμε τις παραπάνω συχνότητες σε κυκλικές συχνότητες:

$\omega_o = 2\pi \cdot f_o = 10995.57$ rad/sec

$\omega_1 = 2\pi \cdot f_1 = 6597.34$ rad/sec

$\omega_2 = 2\pi \cdot f_2 = 18325.96$ rad/sec

$\omega_3 = 2\pi \cdot f_3 = 9446.98$ rad/sec

$\omega_4 = 2\pi \cdot f_4 = 12798.02$ rad/sec

$bw = \omega_2 - \omega_1 = 11728.61$ rad/sec

Υπολογίζουμε την τάξη του φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του πρωτότυπου <u>Low Pass</u> φίλτρου είναι:

$\Omega_p = 1$ και $\Omega_s = \dfrac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_4 - \omega_3} = 3.5$

$$n = \left\lceil \frac{\log\left[\left(10^{a_{min}/10} - 1\right)/\left(10^{a_{max}/10} - 1\right)\right]}{2log\left(\frac{\Omega_s}{\Omega_p}\right)} \right\rceil = \lceil 4.3054 \rceil \Rightarrow n = 5$$

Στρογγυλοποιούμε το n στην πιο κοντινή και μεγαλύτερη ακέραια τιμή έτσι ώστε να υπερκαλύπτονται οι προδιαγραφές του φίλτρου.

n = 5

Συχνότητα Ημίσειας Ισχύος @3dB

$$\Omega_o = \frac{\Omega_S}{\left(10^{a_{min}/10} - 1\right)^{1/2n}} = 1.4931 \text{ rad/sec}$$

Οι πόλοι της κανονικοποιημένης απόκρισης Butterworth για n=5 σύμφωνα με τον πίνακα 9.1 είναι:

$$P_\kappa = -\sigma_\kappa \pm j\omega_\kappa = \begin{bmatrix} -1 \\ -0.8090 \pm j0.5877 \\ -0.3090 \pm j0.9510 \end{bmatrix}$$

Θεωρούμε προσωρινά $\Omega_o = 1$. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε συνάρτηση μεταφοράς

$$T_{LP} = \frac{1}{(s+1)\cdot(s^2+s+1)\cdot(s^2+s+1)}$$

και εφαρμόζοντας μετασχηματισμό s -> 1/S παίρνουμε την High Pass συνάρτηση μεταφοράς

$$T_{HP} = \frac{s^5}{(s+1)\cdot(s^2+s+1)\cdot(s^2+s+1)}$$

Οι πόλοι της High Pass είναι ‘ιδιοι με τους πόλους της Low Pass, δηλαδή κινούνται πάνω στο μαναδιαίο κύκλο, αλλά η High Pass έχει και 5 μηδεικά στο μηδέν με $\Omega_o = 1$.

Στην πραγματικότητα όμως η Ημίσεια Ισχύς του High Pass είναι $\Omega_{o\_HP} = 1/\ \Omega_o = 0.6698$ rad/sec.

Αυτό σημαίνει ότι οι πόλοι της T_{HP} κινούνται σε κύκλο με ακτίνα $\Omega_{o\_HP} = 0.6698$.

Επομένως, οι πόλοι της High Pass είναι

$$p_{i\_HP} = -\sigma_{\kappa\_HP} \pm j\omega_{\kappa\_HP} = \Omega_{o\_HP} * p_\kappa = \begin{bmatrix} -0.6698 \\ -0.5418 \pm j0.3936 \\ -0.2070 \pm j0.6369 \end{bmatrix}$$

Για να βρούμε τους πόλους της Band Elimination θα χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο **Geffe**.

Μετασχηματισμός πραγματικού πόλου:

$\Sigma_1 = 0.6698$

$\omega_o = 10995.57$

$q_c = \frac{\omega o}{bw} = 0.9375$

$Q_1 = \frac{qc}{\Sigma 1} = 1.3997$

$\omega_{o1} = \omega_o = 10995.57$ rad/sec

$\omega_z = \omega_o = 10995.57$ rad/sec

Μετασχηματισμός μιγαδικών πόλων:

1ο ζευγάρι πόλων

$\Sigma_2 = 0.5418$

$\Omega_2 = 0.3936$

Αλγόριθμος Geffe

$C = \Sigma^2 + \Omega^2 = 0.4485$

$D = \frac{2\Sigma}{qc} = 1.1559$

$E = 4 + \frac{C}{qc^2} = 4.5103$

$G = \sqrt{E^2 - 4D^2} = 3.8728$

$Q_2 = \frac{1}{D} * \sqrt{\frac{E+G}{2}} = 1.7712$

$\text{Kappa} = \frac{Q_2 \Sigma}{qc} = 1.0237$

$W_{geffe} = \text{Kappa} + \sqrt{Kappa^2 - 1} = 1.2425$

$\omega_{o2} = \frac{1}{W_{geffe}} * \omega_o = 8849.58$ rad/sec

$\omega_{o3} = W_{geffe} * \omega_o = 13661.96$ rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη πόλων (ω_{o2}=8849.58 , Q_2=1.7712) και (ω_{o3}=13661.96 , Q_3=1.7712) καθώς και δύο μηδενικά στο ω_o.

2^ο ζευγάρι πόλων

Σ_3 = 0.2070

Ω_3 = 0.6369

Αλγόριθμος Geffe

C = $\Sigma^2 + \Omega^2$ = 0.4485

D = $\frac{2\Sigma}{qc}$ = 0.4415

E = 4 + $\frac{C}{qc^2}$ = 4.5103

G = $\sqrt{E^2 - 4D^2}$ = 4.4230

Q_4 = $\frac{1}{D} * \sqrt{\frac{E+G}{2}}$ = 4.7869

Kappa = $\frac{Q_3 \Sigma}{qc}$ = 1.0567

W_{geffe} = Kappa + $\sqrt{Kappa^2 - 1}$ = 1.3983

ω_{o4} = $\frac{1}{W_{geffe}} * \omega_o$ = 7863.52 rad/sec

ω_{o5} = $W_{geffe} * \omega_o$ = 15375.13 rad/sec

Οπότε υπάρχουν δύο ζεύγη πόλων (ω_{o4}=7863.52 , Q_4=1.7712) και (ω_{o5}=15375.13 , Q_5=1.7712) καθώς και άλλα δύο μηδενικά στο ω_o.

Επομένως, οι πόλοι του Band Elimination φίλτρου είναι:

$$\omega_{oi} = \begin{bmatrix} 10995.57 \\ 8849.58 \\ 13661.96 \\ 7863.52 \\ 15375.13 \end{bmatrix} \text{rad/sec}$$

$$Q_i = \begin{bmatrix} 1.3997 \\ 1.7712 \\ 1.7712 \\ 4.7869 \\ 4.7869 \end{bmatrix}$$

Και έχουμε πέντε μηδενικά ω_z στο ω_o.

ω_z = 10995.57 rad/sec.

κ	ω_o	Q	ω_z
1	10995.57	1.3997	10995.57
2	8849.58	1.7712	10995.57
3	13661.96	1.7712	10995.57
4	7863.52	4.7869	10995.57
5	10995.57	4.7869	10995.57

Η Συνάρτηση Μεταφοράς του Ζωνοφρακτικού φίλτρου που θα υλοποιήσουμε, αποτελείται από τις 5 μονάδες που φαίνονται στην παρακάτω διαγραμματική μορφή.

ω_{o1}=10995.57
Q_1=1.3997
ω_z=10995.57

Μονάδα 1 - Notch 7.21

ω_{o2}=8849.58
Q_2=1.7712
ω_z=10995.57

Μονάδα 2 – LPN 7.23

ω_{o3}=13661.96
Q_3=1.7712
ω_z=10995.57

Μονάδα 3 – HPN 7.21

ω_{o4}=7863.52
Q_4=4.7869
ω_z=10995.57

Μονάδα 4 – LPN 7.23

ω_{o5}=15375.13
Q_5=4.7869
ω_z=10995.57

Μονάδα 5 – HPN 7.21

Η Συνάρτηση Μεταφοράς για κάθε μονάδα είναι του τύπου:

$T_i = \frac{s^2+{\omega_z}^2}{s^2+\frac{\omega_{oi}}{Q_i}s+{\omega_{oi}}^2}$

και η συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς είναι τύπου:

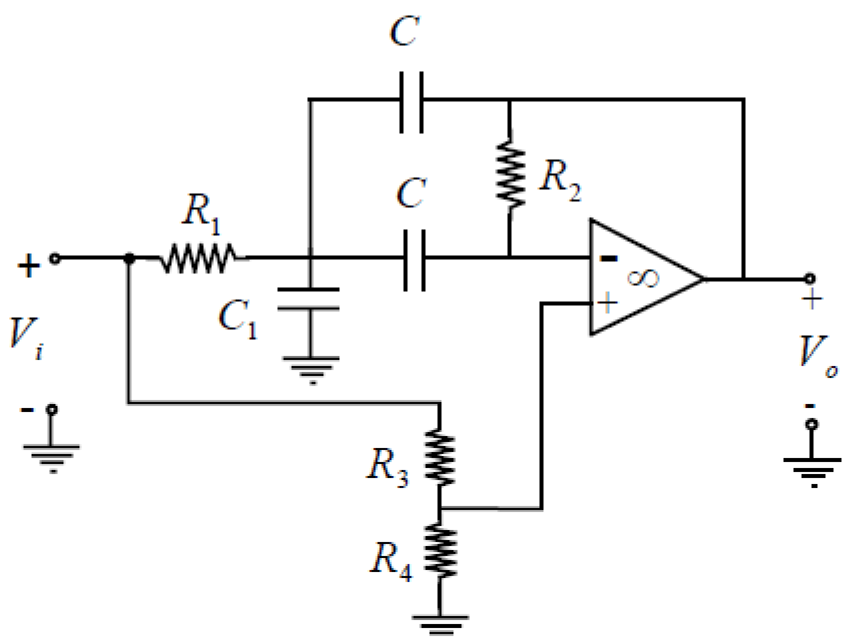
T_{BE} = K*$\prod_{i=1}^{5} T_i$

A.2. Υλοποίηση Συνάρτησης Μεταφοράς

Η κλιμακοποίηση θα γίνει έτσι ώστε το φίλτρο να έχει τουλάχιστον έναν πυκνωτή με τιμή 0.1μF.

ΜΟΝΑΔΑ (Ι)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα ***Notch 7.21***.



Σχ. 7.21

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o1}} = 1$ και $\omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_{o1}} = 1$

$k_1 = \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} - 1 = 0$

$k_2 = \frac{(2+k1){Q_1}^2}{(2+k1){Q_1}^2+1} = 0.7967$

Κέρδος: $k_l = k_2 * \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} = 0.7967$

Θέτω $R_1 = R_3 = 1$

$R_2 = {Q_1}^2 * (2 + k1)^2 = 7.8371$

$R_4 = {Q_1}^2 * (2 + k1) = 3.9186$

$C = \frac{1}{Q_1(2+k1)} = 0.3572$

<u>Κλιμακοποίηση</u>**:**

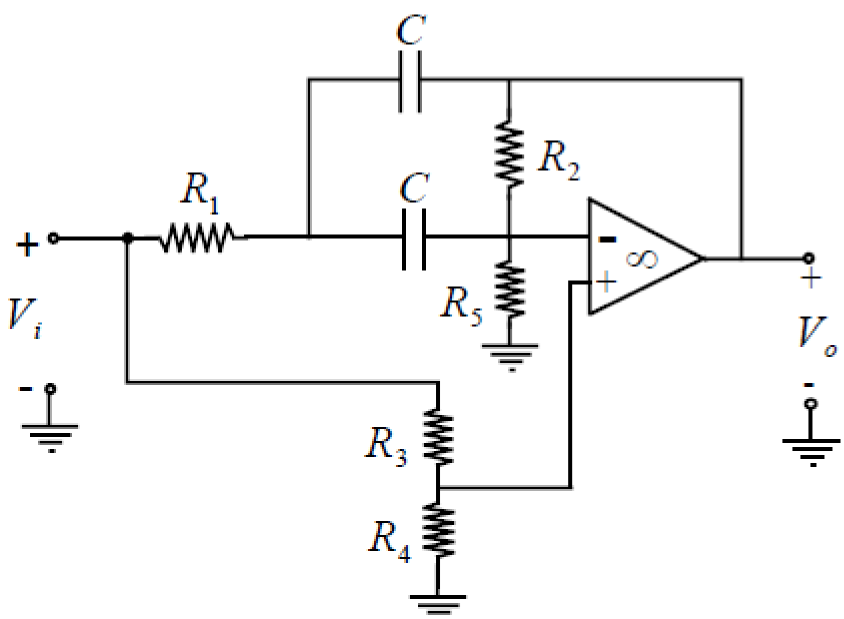
Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o1} = 10995.57$ rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 324.8659$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 324.8659 Ω
R_2 = 2546.0098 Ω
R_3 = 324.8659 Ω
R_4 = 1273.0049 Ω
C = 0.1 μF
k_l = 0.7967

ΜΟΝΑΔΑ (II)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα *LPN 7.23*.



Σχ. 7.23

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o2}}{\omega_{o2}}$ = 1 και $\omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_{o2}}$ = 1.2425

Θέτω R_1 = 1

$R_2 = 4{Q_2}^2$ = 12.5480

$R_3 = \frac{{\omega_z}^2}{2{Q_2}^2}$ = 0.2461

R_4 = 1

$R_5 = \frac{4{Q_2}^2}{{\omega_z}^2-1}$ = 23.0747

$C = \frac{1}{2Q_2}$ = 0.2823

Κέρδος: $k_{II} = 1/(R_3+1)$ = 0.8025

Κλιμακοποίηση:

Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o2}$ = 8849.58 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

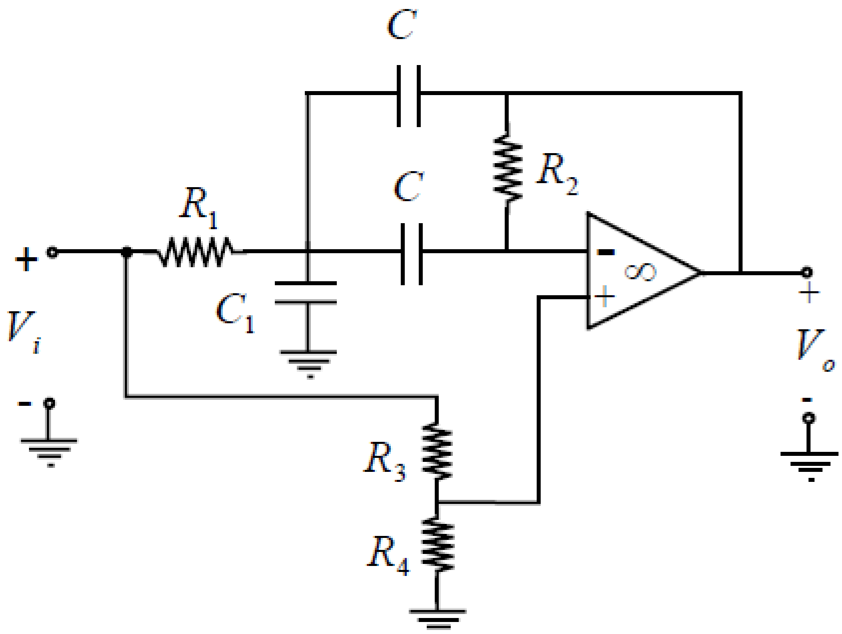
Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 318.9997$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:

R_1 = 318.9997 Ω
R_2 = 4002.8008 Ω
R_3 = 78.4941 Ω
R_4 = 318.9997 Ω
R_5 = 7360.8385 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
k_{II} = 0.8025

ΜΟΝΑΔΑ (III)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα *HPN 7.21*.



Σχ. 7.21

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o3}}{\omega_{o3}} = 1$ και $\omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_{o3}} = 0.8048$

$k_1 = \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} - 1 = 0.5438$

$k_2 = \frac{(2+k1){Q_3}^2}{(2+k1){Q_3}^2+1} = 0.8886$

Κέρδος: $k_{III} = k_2 * \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} = 1.3719$

Θέτω $R_1 = R_3 = 1$

$R_2 = {Q_3}^2 * (2+k1)^2 = 20.2992$

$R_4 = {Q_3}^2 * (2+k1) = 7.9799$

$C = \frac{1}{Q_3(2+k1)} = 0.2220$

C_1 = k_1 * C = 0.1207

<u>Κλιμακοποίηση</u>**:**

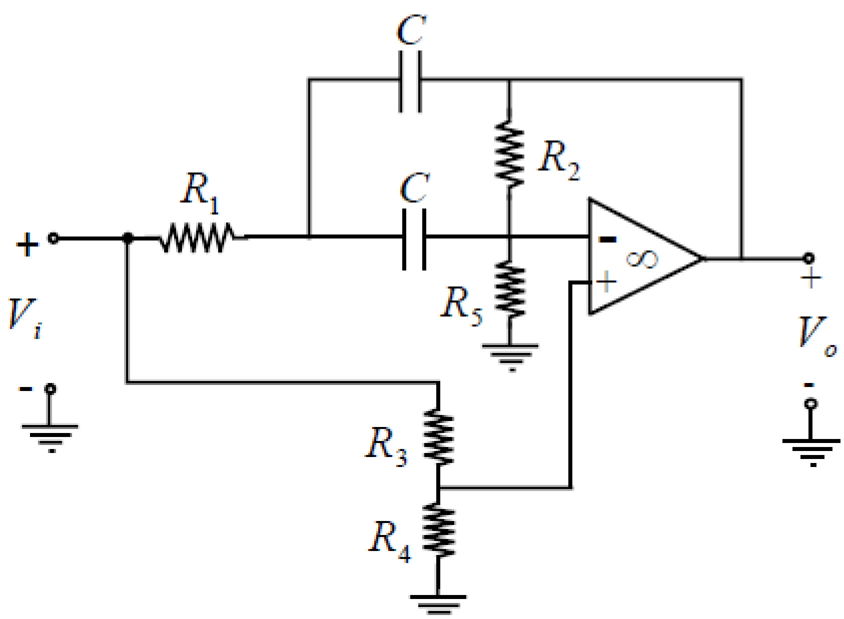
Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o3}$ = 13661.96 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 162.4605$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 162.4605 Ω
R_2 = 3297.8147 Ω
R_3 = 162.4605 Ω
R_4 = 1296.4143 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
C_3 = 0.05438 μF
k_{III} = 1.3719

ΜΟΝΑΔΑ (IV)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα *LPN 7.23*.



Σχ. 7.23

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o4}}{\omega_{o4}}$ = 1 και $\omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_{o4}}$ = 1.3983

Θέτω R_1 = 1

$R_2 = 4{Q_4}^2$ = 91.6568

$R_3 = \frac{{\omega_z}^2}{2{Q_4}^2}$ = 0.0427

R_4 = 1

$R_5 = \frac{4{Q_4}^2}{{\omega_z}^2-1}$ = 95.9510

$C = \frac{1}{2Q_4}$ = 0.1045

Κέρδος: $k_{IV} = 1/(R_3+1) = 0.9591$

Κλιμακοποίηση:

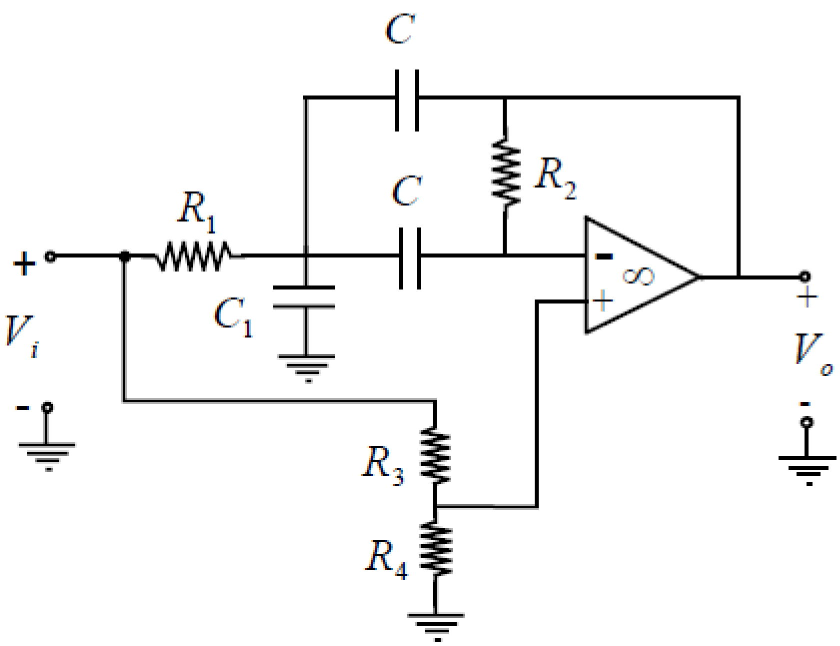
Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o4} = 7863.52$ rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 132.8313$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 132.8313 Ω
R_2 = 12174.8970 Ω
R_3 = 5.6672 Ω
R_4 = 132.8313 Ω
R_5 = 12745.2941 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
k_{IV} = 0.9591

ΜΟΝΑΔΑ (V)

Η μονάδα αυτή είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα *HPN 7.21*.



Σχ. 7.21

Θέτω $\omega_o = \frac{\omega_{o5}}{\omega_{o5}} = 1$ και $\omega_z = \frac{\omega_z}{\omega_{o5}} = 0.7152$

$k_1 = \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} - 1 = 0.9552$

$k_2 = \frac{(2+k1){Q_5}^2}{(2+k1){Q_5}^2+1} = 0.9854$

Κέρδος: $k_V = k_2 * \frac{{\omega_o}^2}{{\omega_z}^2} = 1.9268$

Θέτω $R_1 = R_3 = 1$

$R_2 = {Q_5}^2 * (2 + k1)^2 = 200.1208$

$R_4 = 5^2 * (2 + k1) = 67.7171$

$C = \frac{1}{Q_5(2+k1)} = 0.0707$

C_1 = k_1 * C = 0.0675

Κλιμακοποίηση:

Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o5}$ = 15375.13 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 45.9764$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 45.9764 Ω
R_2 = 9200.8404 Ω
R_3 = 45.9764 Ω
R_4 = 3113.3913 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
C_3 = 0.09552 μF
k_V = 1.9268

Α.3. Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες να είναι 0 dB ή 1. Ξέρω ότι το κέρδος στης χαμηλές συχνότητες (s ->0) είναι

$A = k_I * k_{II} * k_{III} * k_{IV} * k_V * (\frac{\omega_z}{\omega_{o1}})^2 * (\frac{\omega_z}{\omega_{o2}})^2 * (\frac{\omega_z}{\omega_{o3}})^2 * (\frac{\omega_z}{\omega_{o4}})^2 * (\frac{\omega_z}{\omega_{o5}})^2 = 1.6209$

Για να πετύχω το επιθυμητό κέρδος προσθέτω ένα τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος

$K = K_d/A$ = 1/1.6209 = 0.6169

Θέλουμε επομένως να ρίξουμε το κέρδος κατά K=0.6169. Αυτό θα επιτευχθεί με τον ΤΕ σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και αντιστάσεις R_{TE1} = 10 kΩ άρα R_{TE2} = 6.169 kΩ, ώστε να ισχύει $K = R_{TE2} / R_{TE1}$.

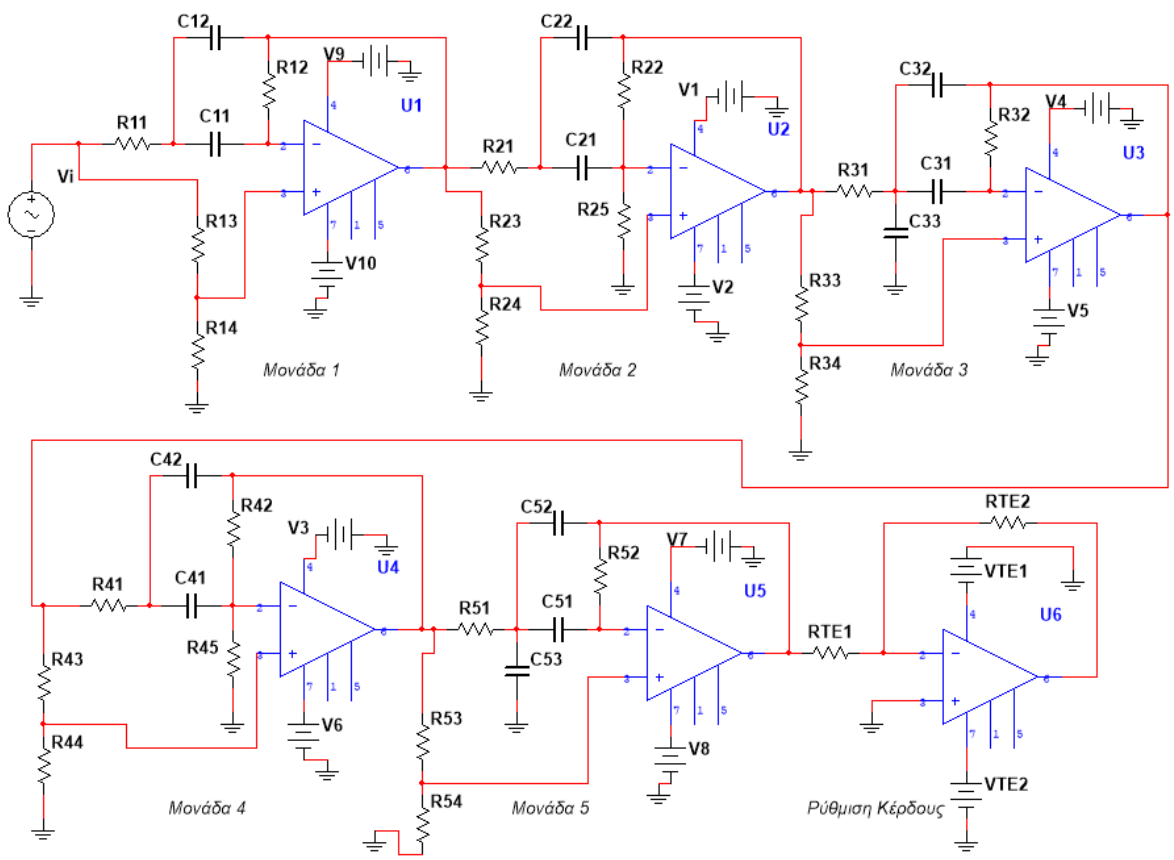
Συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς

$T = K \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot T_3 \cdot T_4 \cdot T_5$

T =

$$0.6169*\frac{s^2+10995.57^2}{s^2+\frac{10995.57}{1.3997}s+10995.57^2}*\frac{s^2+10995.57^2}{s^2+\frac{8849.58}{1.7712}s+8849.58^2}*\frac{s^2+10995.57^2}{s^2+\frac{13661.96}{1.7712}s+13661.96^2}*\frac{s^2+10995.57^2}{s^2+\frac{7863.52}{4.7869}s+7863.52^2}*\frac{s^2+10995.57^2}{s^2+\frac{15375.13}{4.7869}s+15375.13^2}$$

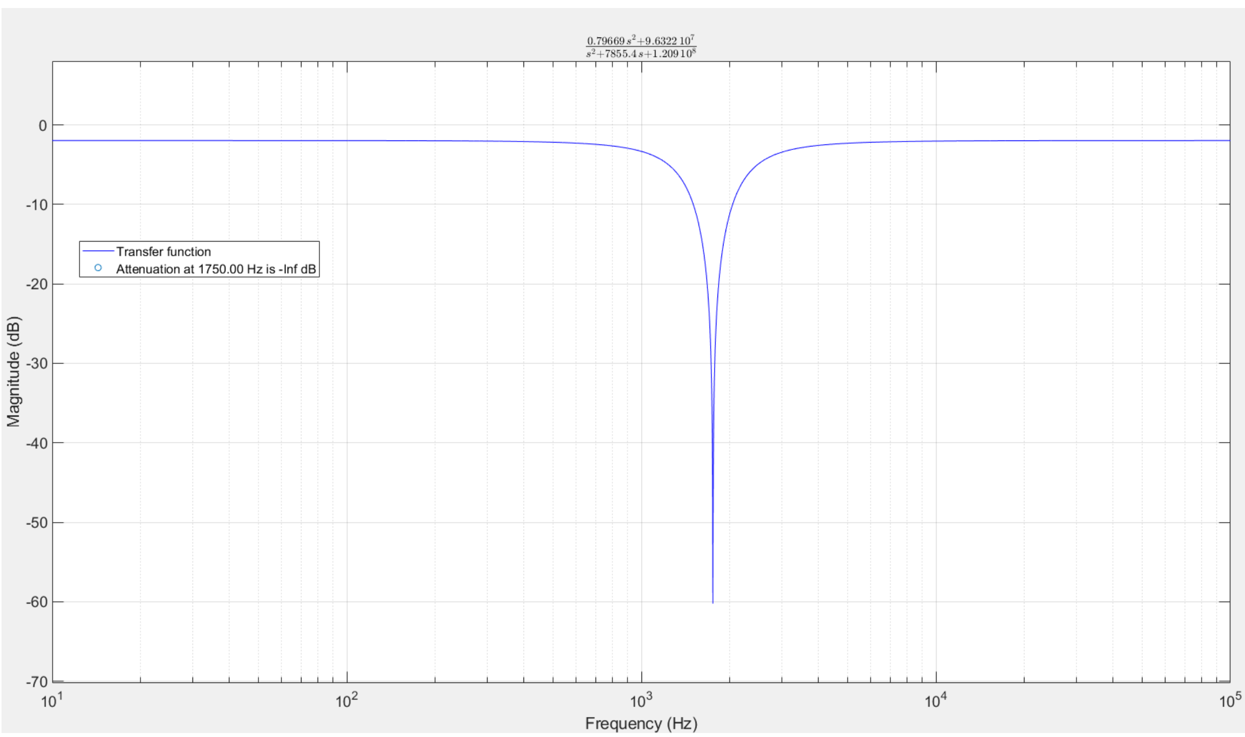
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα με τις πέντε μονάδες. Τέλος, φαίνεται και ο Τελεστικός ενισχυτής με την αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.



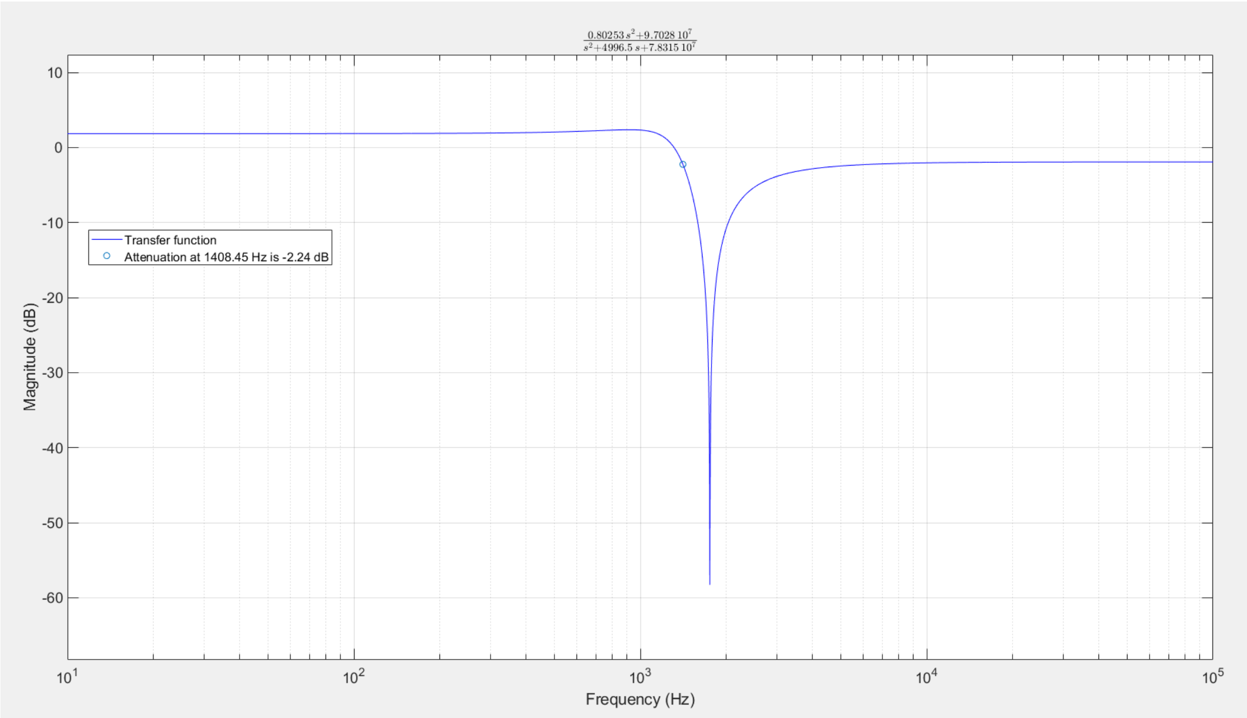
B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των μονάδων που υλοποιούν το φίλτρο και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Τα παρακάτω διαγράμματα δημηουργήθηκαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την συνάρτηση plot_transfer_function.m που δόθηκε στην εκφώνηση, με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών.

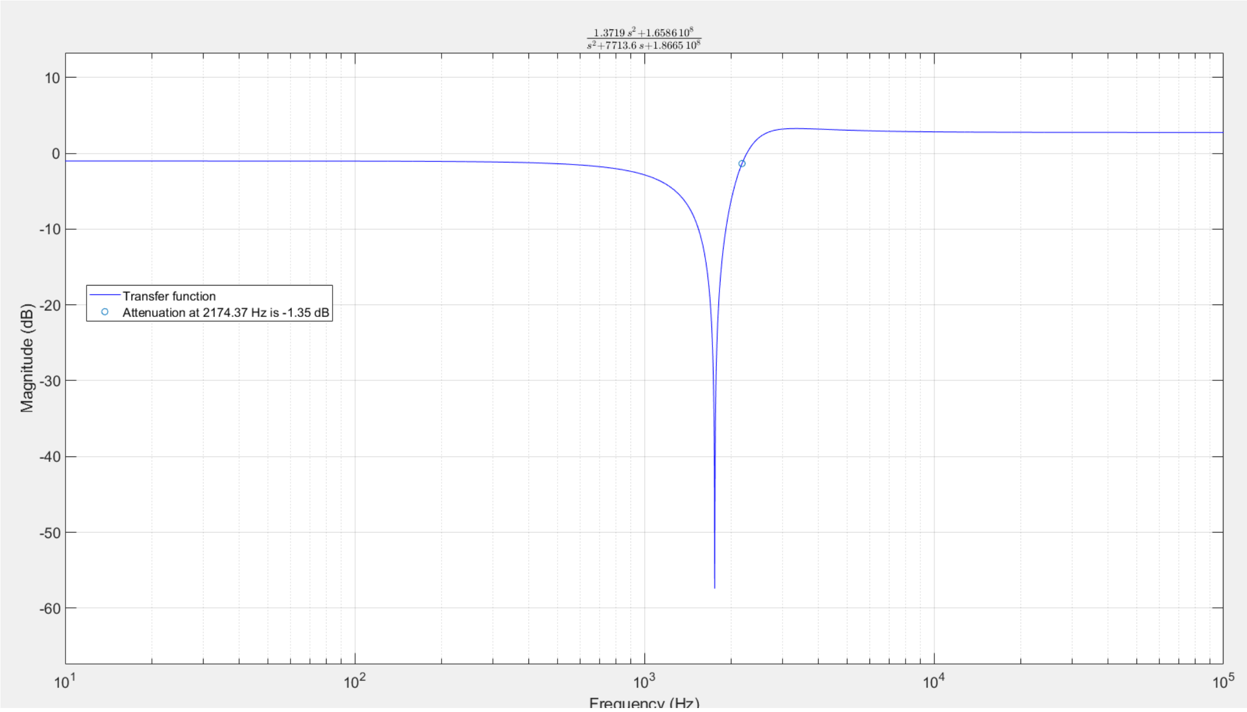
1η Μονάδα: Κύκλωμα *Notch 7.21*



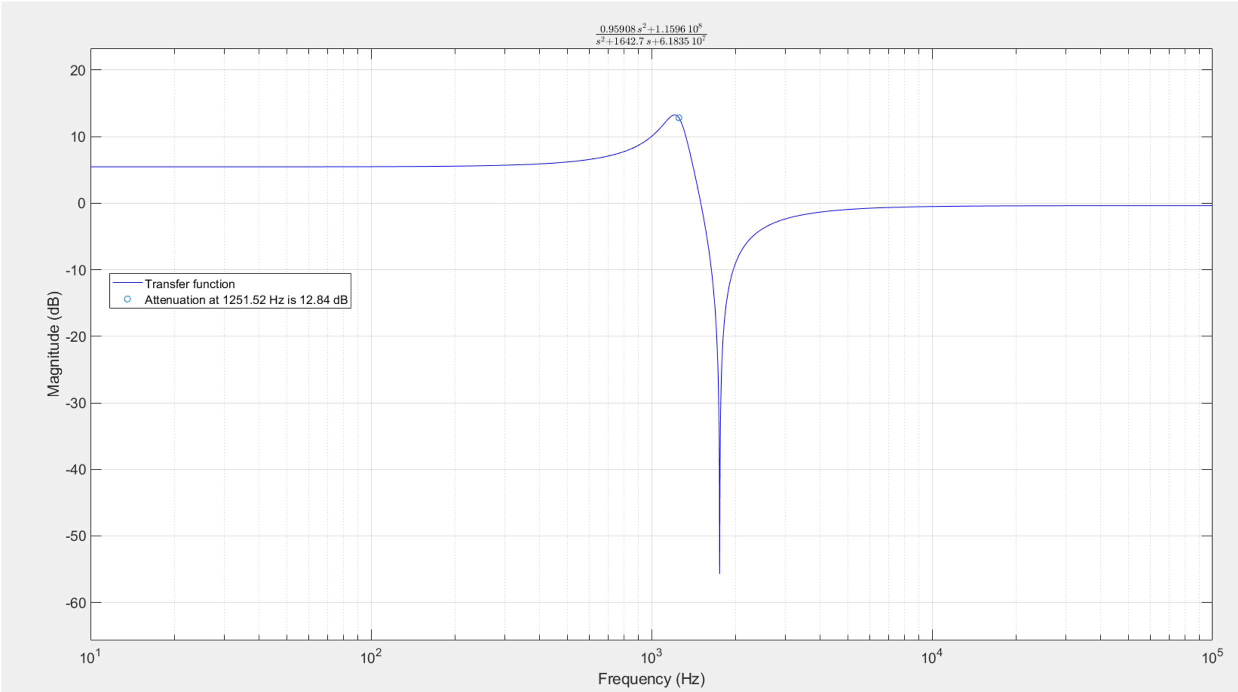
2η Μονάδα: Κύκλωμα LPN 7.23



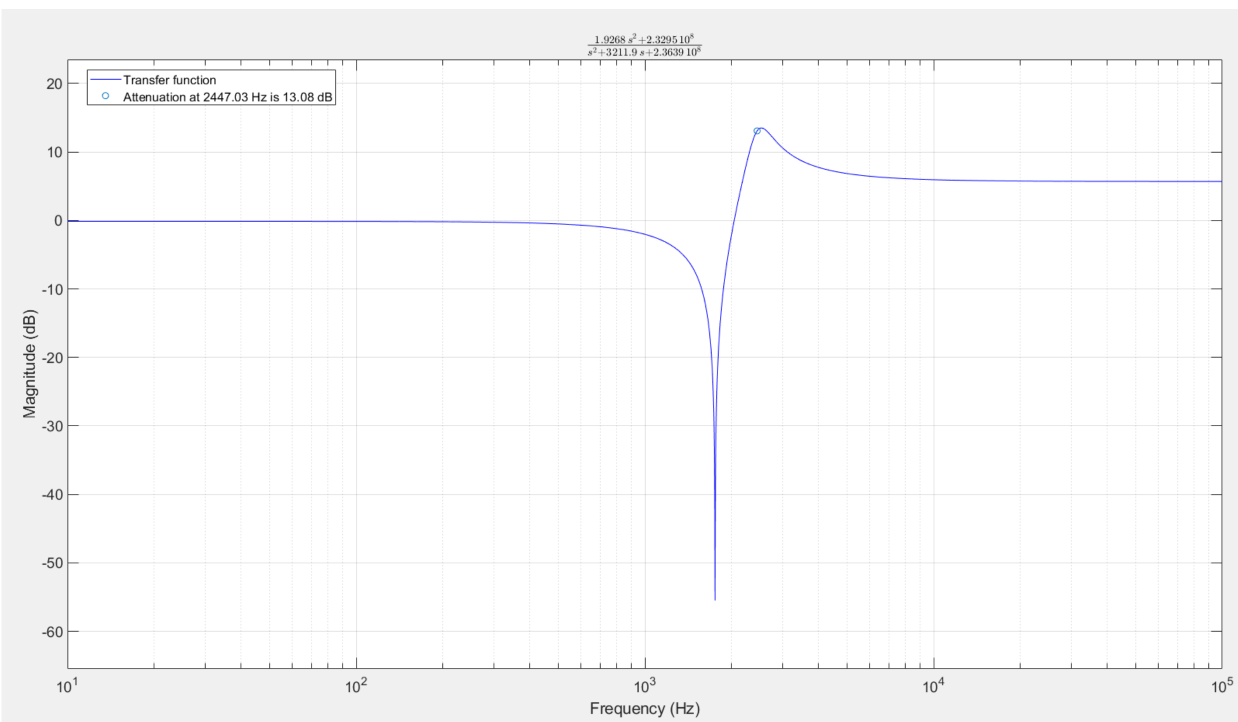
3η Μονάδα: Κύκλωμα HPN 7.21



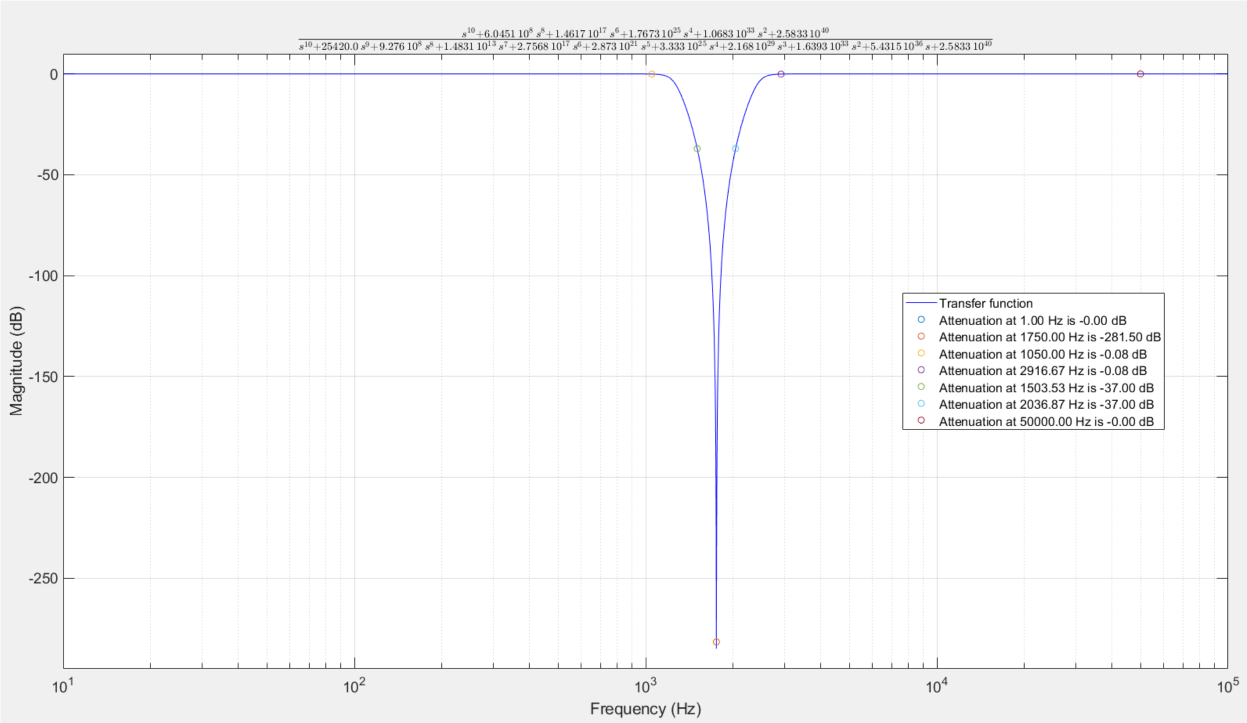
4η Μονάδα: Κύκλωμα LPN 7.23



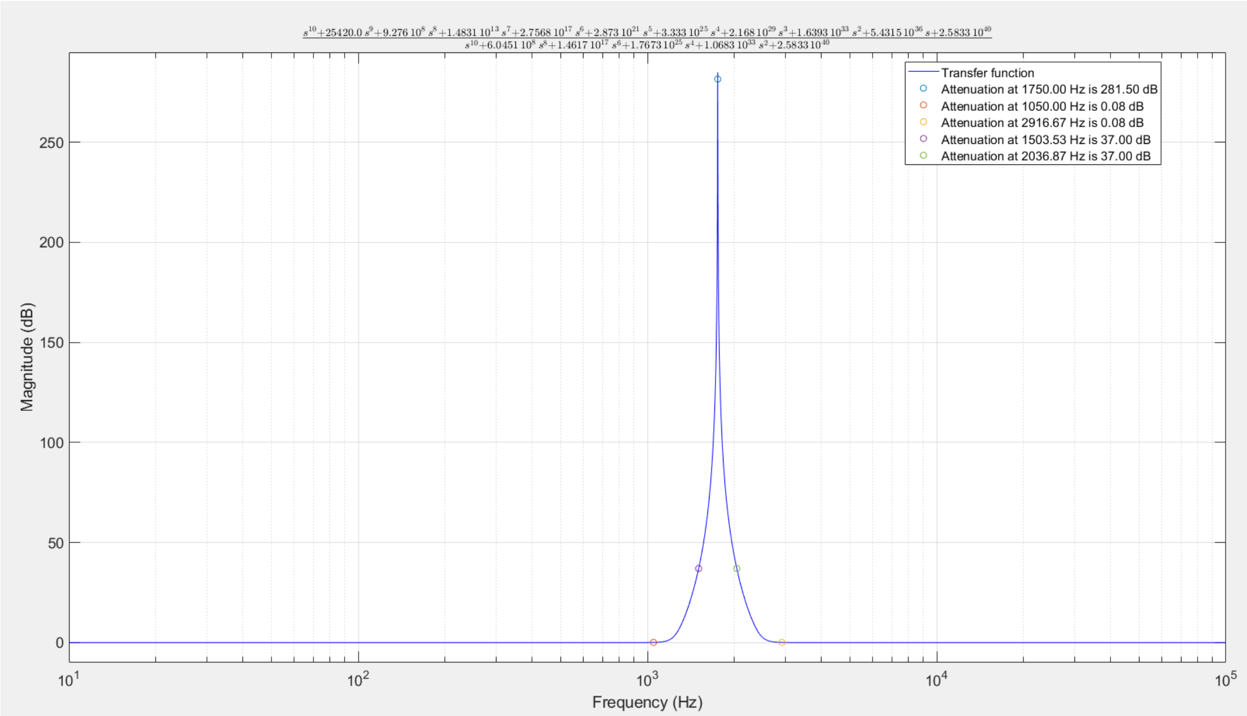
5η Μονάδα: Κύκλωμα HPN 7.21



Συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας



Συνάρτηση Απόσβεσης σε dB της συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας



<u>Προδιαγραφές</u>

- distance (low, f1) ≤ a_{max}
  0.08 - 0 ≤ 0.4278
  0.08 ≤ 0.4278 Ισχύει!

Πιάνουμε την πρώτη προδιαγραφή.

- distance (low, f2) ≤ a_{max}
  0.08 - 0 ≤ 0.4278
  0.08 ≤ 0.4278 Ισχύει!

Πιάνουμε και τη δεύτερη προδιαγραφή.

- distance (high, f3) ≥ a_{min}
  37 - 0 ≥ 37
  37 ≥ 37 Ισχύει!

Πιάνουμε την τρίτη προδιαγραφή.

- distance (high, f4) ≥ a_{min}
  37 - 0 ≥ 37
  37 ≥ 37 Ισχύει!

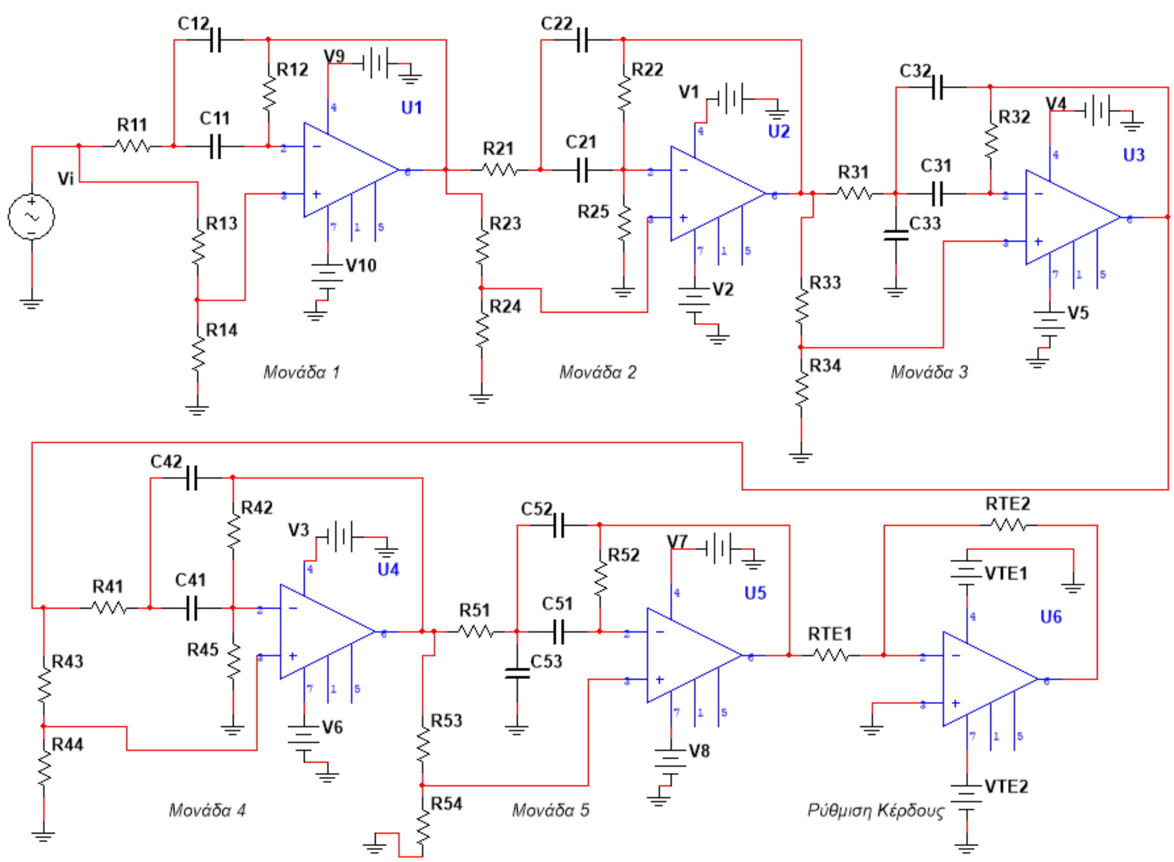
Πιάνουμε και τη τέταρτη προδιαγραφή.

Από το σχήμα είναι ξεκάθαρο ότι ικανοποιούνται οι προδιαγραφές. Η απόσβεση μέσα στην ζώνη μεταξύ του f_3 και του f_4 είναι μεγαλύτερη ή ίση από 37dB≥a_{min}=37 άρα πιάνουμε τη συνθήκη οριακά. Η απόσβεση πριν την f_1 και μετά την f_4 είναι 0.08dB<a_{max}=0.4278 άρα η συνθήκη υπερκαλύπτεται. Το κέρδος στη ζώνη διέλευσης είναι 0 dB.

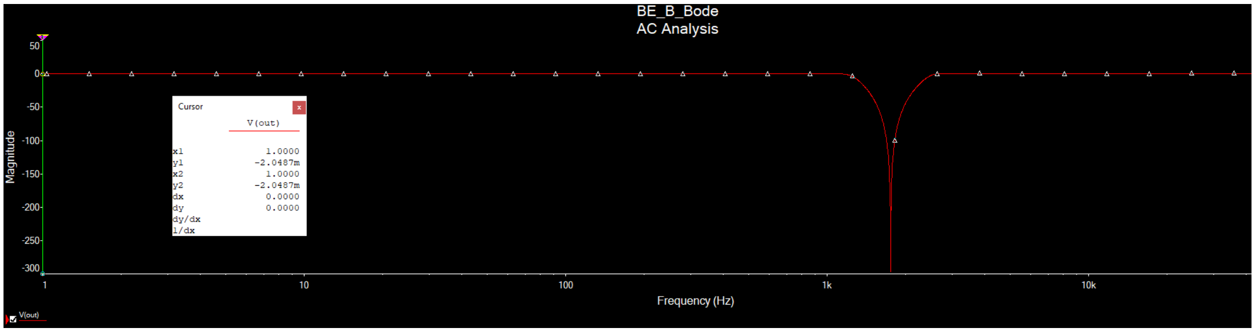
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του φίλτρου στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο MULTISIM προκειμένου να ελέγξουμε αν το κύκλωμα που κατασκευάσαμε, υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας. Στη συνέχεια, μελετάμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα.

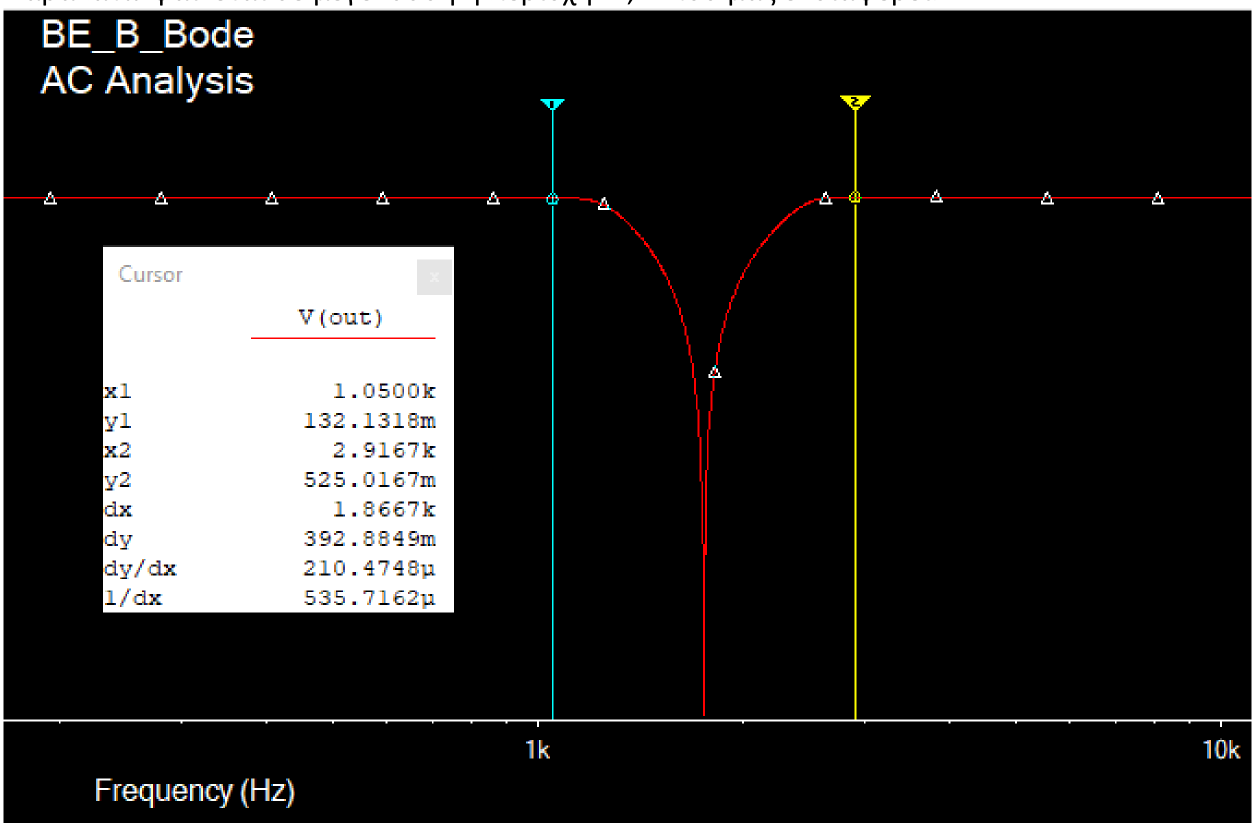
Εισάγουμε τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



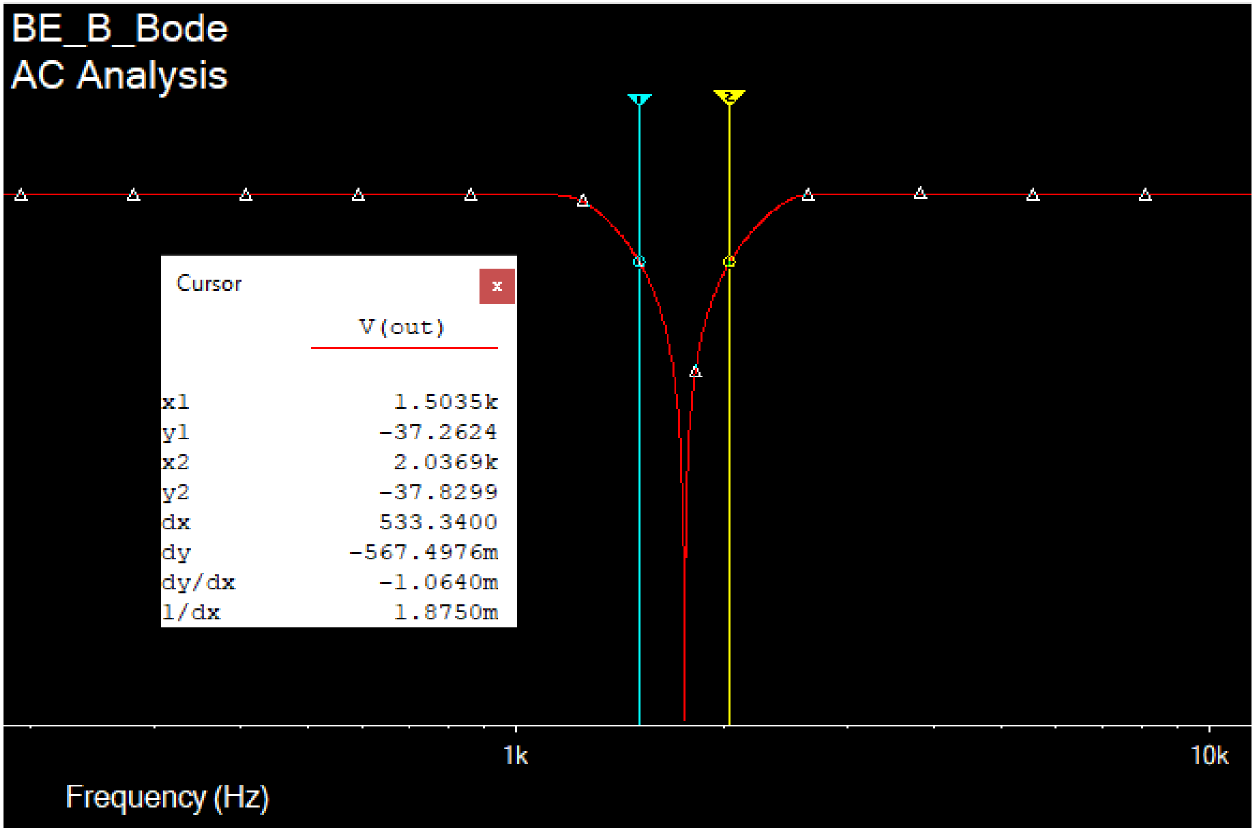
• Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου.



Παρακάτω φαίνεται σε μεγένθυση η περιοχή f1,f2 που μας ενδιαφέρει.



Παρακάτω φαίνεται σε μεγένθυση η περιοχή f3,f4 που μας ενδιαφέρει.



Από τα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται πως το κύκλωμα ικανοποιεί τις προδιαγραφές της σχεδίασης αφού στην συχνότητα f1 έχουμε κέρδος 0.132dB, στην f2 έχουμε κέρδος 0.525dB και το dc είναι -0.002dB≈0dB. Οπότε, η προδιαγραφή του a_{max} καλύπτεται, γιατί δεν υπάρχει απόσβεση μεγαλύτερη του 0.4278dB (διότι έχω κέρδος, δεν υπάρχει απόσβεση).
Επίσης, στη συχνότητα f3 έχουμε απόσβεση 37.26dB, στην f4 έχουμε απόσβεση 37.83dB. Οπότε, η προδιαγραφή του a_{min} καλύπτεται, γιατί η απόσβεση είναι μεγαλύτερη από 37dB
Και από το παραπάνω σχήμα φαίνεται πως το κέρδος είναι 0.002 dB που ικανοποιεί την προδιαγραφή το φίλτρο να έχει κέρδος 0 dB.

• Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα ένα περιοδικό σήμα της μορφής:

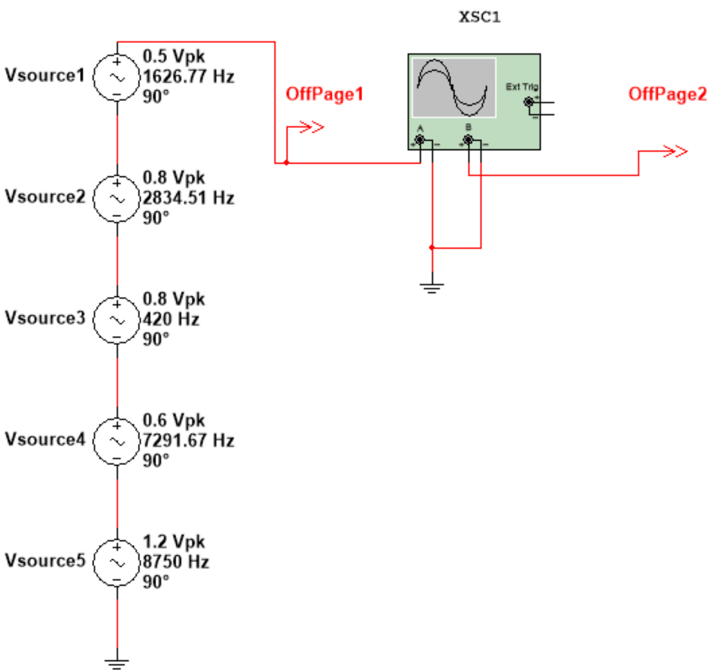
$f(t) = 0.5\cos((\omega_o - \frac{\omega o-\omega 3}{2})t) + 0.8\cos((\omega_o + \frac{\omega o+\omega 3}{3})t) + 0.8\cos(0.4\omega_1 t) + 0.6\cos(2.5\omega_2 t) + 1.2\cos(3\omega_2 t)$

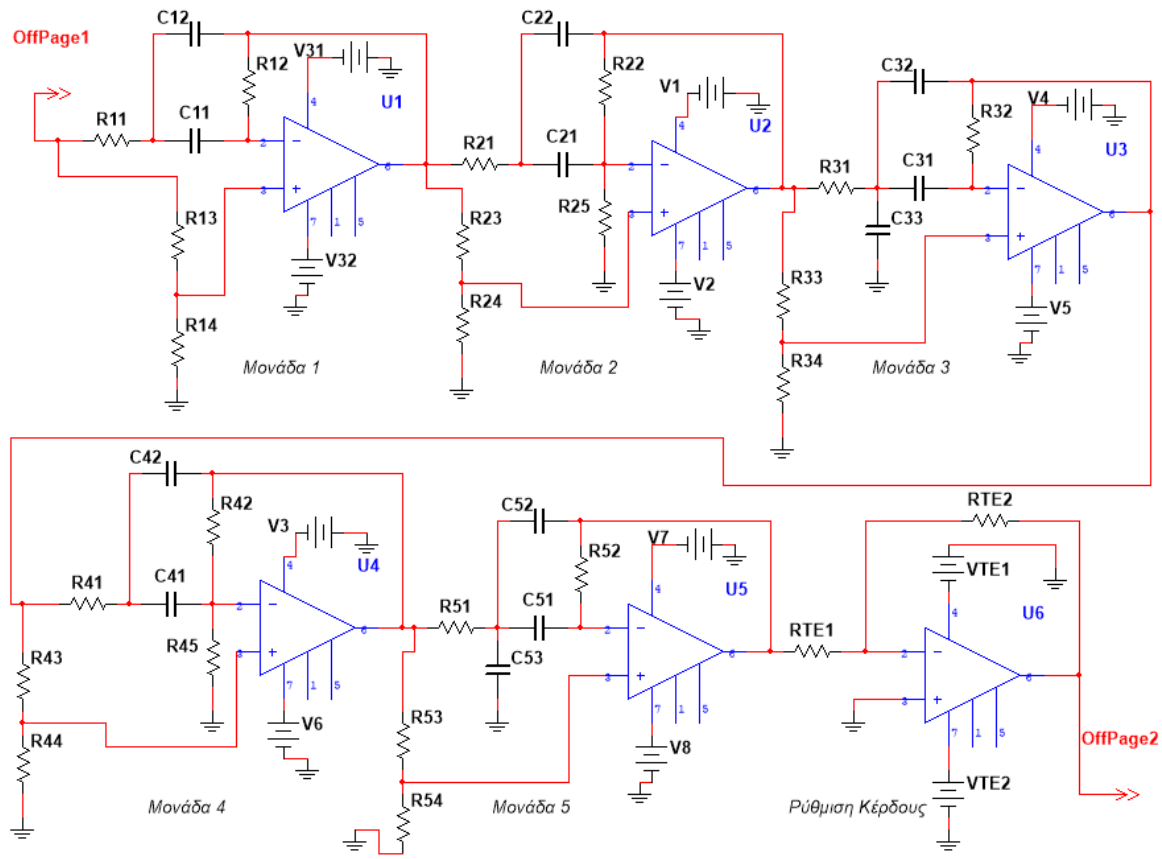
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και στην έξοδο και παράγουμε τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

Στο Multisim δουλεύουμε σε Hz οπότε η συνάρτηση που θα εισάγουμε είναι η

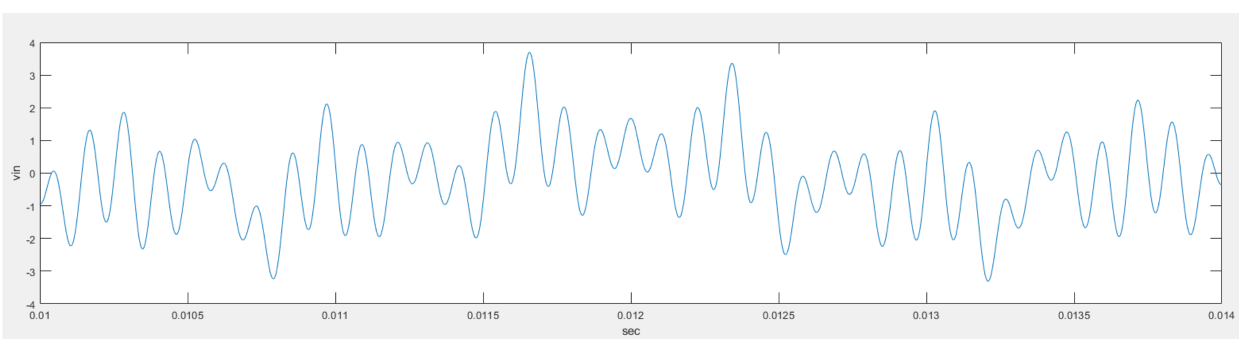
$f(t) = 0.5\cos(1626.77t) + 0.8\cos(2834.51t) + 0.8\cos(420t) + 0.6\cos(7291.67t) + 1.2\cos(8750t)$

Το παραπάνω σήμα υλοποιείται με πέντε πηγές τάσης στη σειρά, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.

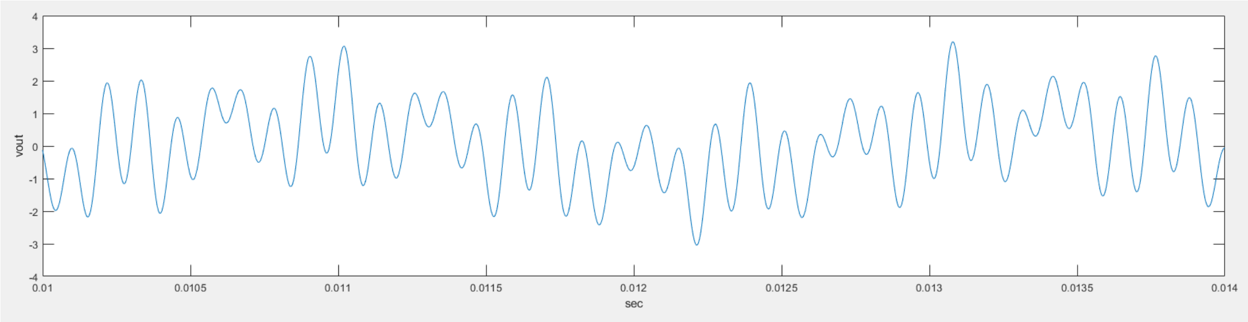

XSC1
Vsource1
0.5 Vpk
1626.77 Hz
90°
OffPage1
Ext Trig
OffPage2
A
B
Vsource2
0.8 Vpk
2834.51 Hz
90°
Vsource3
0.8 Vpk
420 Hz
90°
Vsource4
0.6 Vpk
7291.67 Hz
90°
Vsource5
1.2 Vpk
8750 Hz
90°



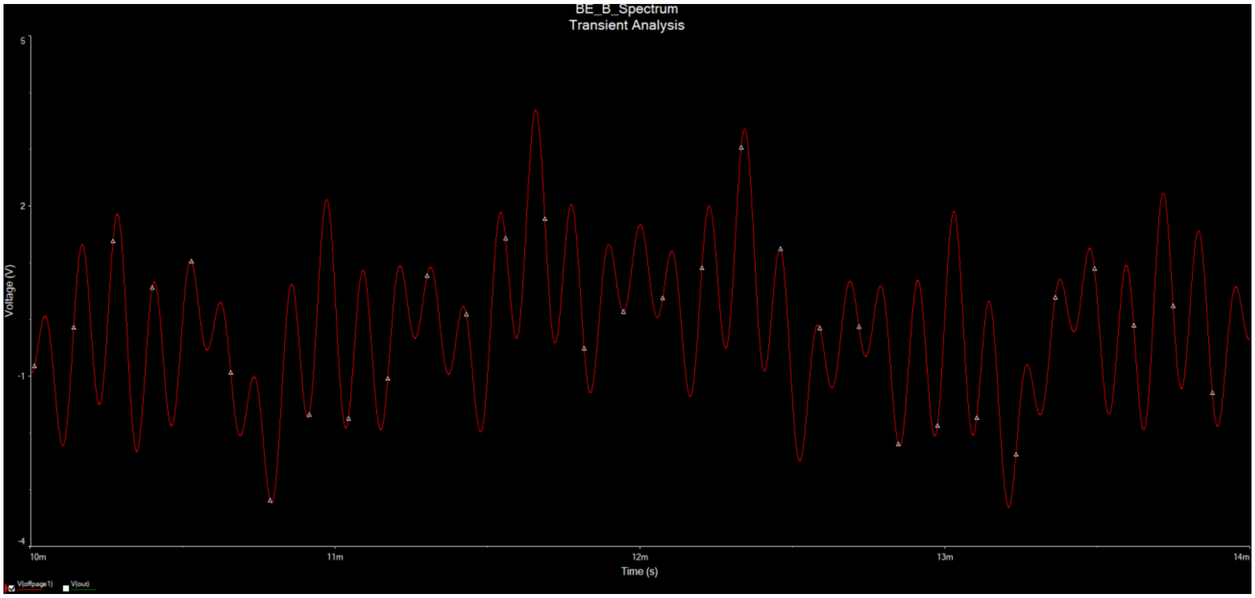
Σήμα Εισόδου – MATLAB:



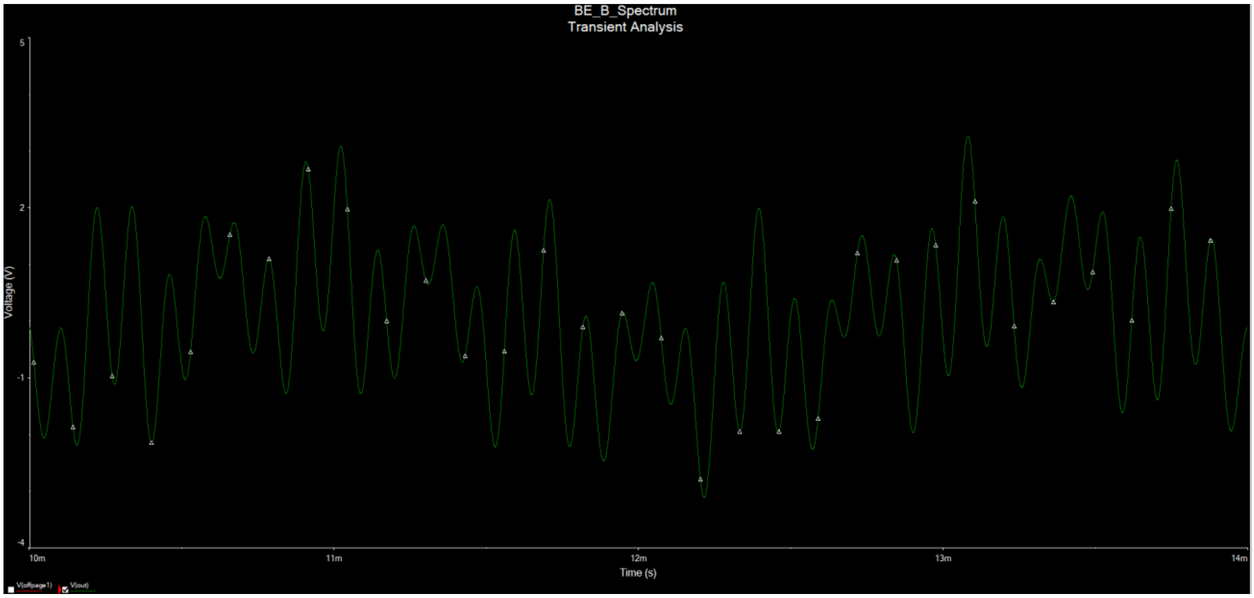
Σήμα Εξόδου – MATLAB:



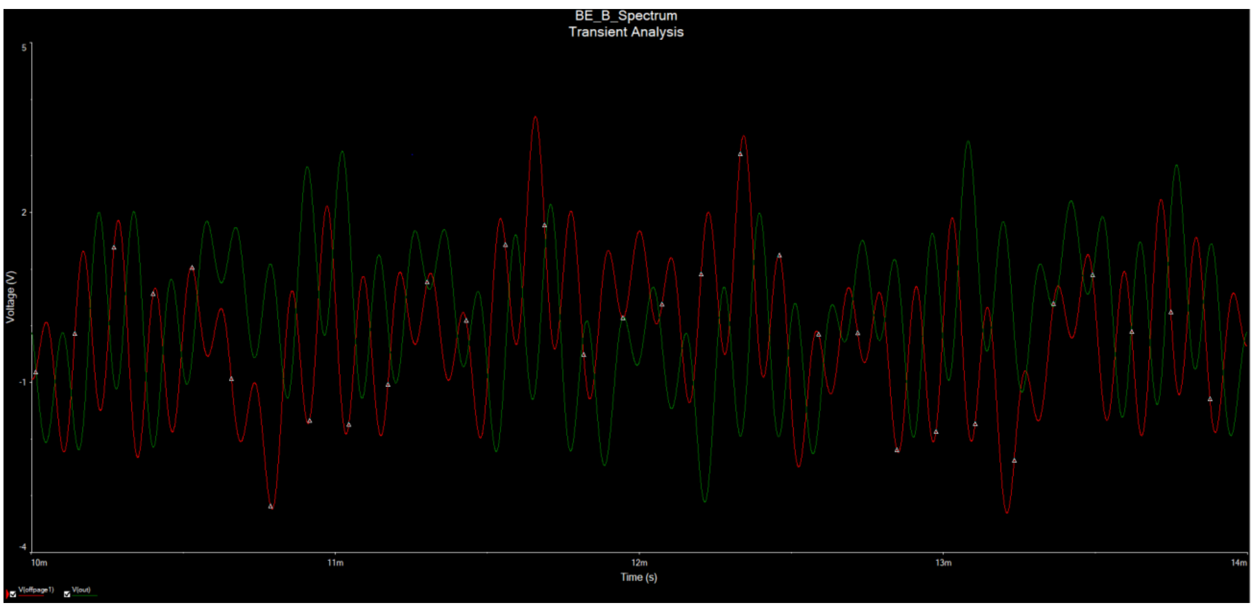
Σήμα Εισόδου – MULTISIM



Σήμα Εξόδου - MULTISIM



Σήμα εισόδου και εξόδου στο ίδιο διάγραμμα:



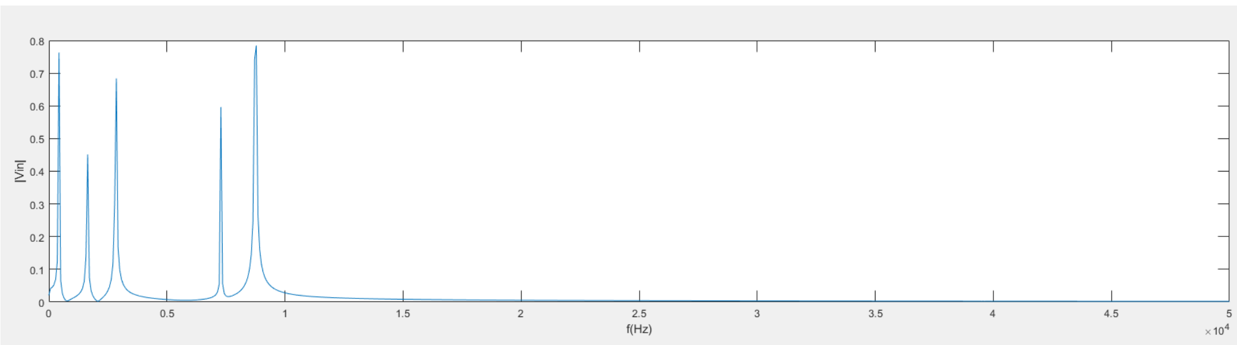
Είναι λογικό το σήμα εξόδου να έχει αντίστροφη φάση, λόγω του τελεστικού ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία που προσθέσαμε στο τέλος του κυκλώματος.
Πιο αναλυτικά, παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου έχει λίγο μικρότερο πλάτος σε σχέση με το σήμα εισόδου και αυτό μπορεί να οφείλεται στο γεγονός ότι το φίλτρο απαλείφει τα συνημίτονα που έχουν συχνότητα κοντά στην f_o και στα υπόλοιπα συνημίτονα προσδίδει μια διαφορά φάσης.

Παρατηρούμε ότι τα σήματα στην είσοδο και στη έξοδο του κυκλώμα είναι τα ίδια και στο Matlab και στο Multisim, πράγμα αναμενόμενο.

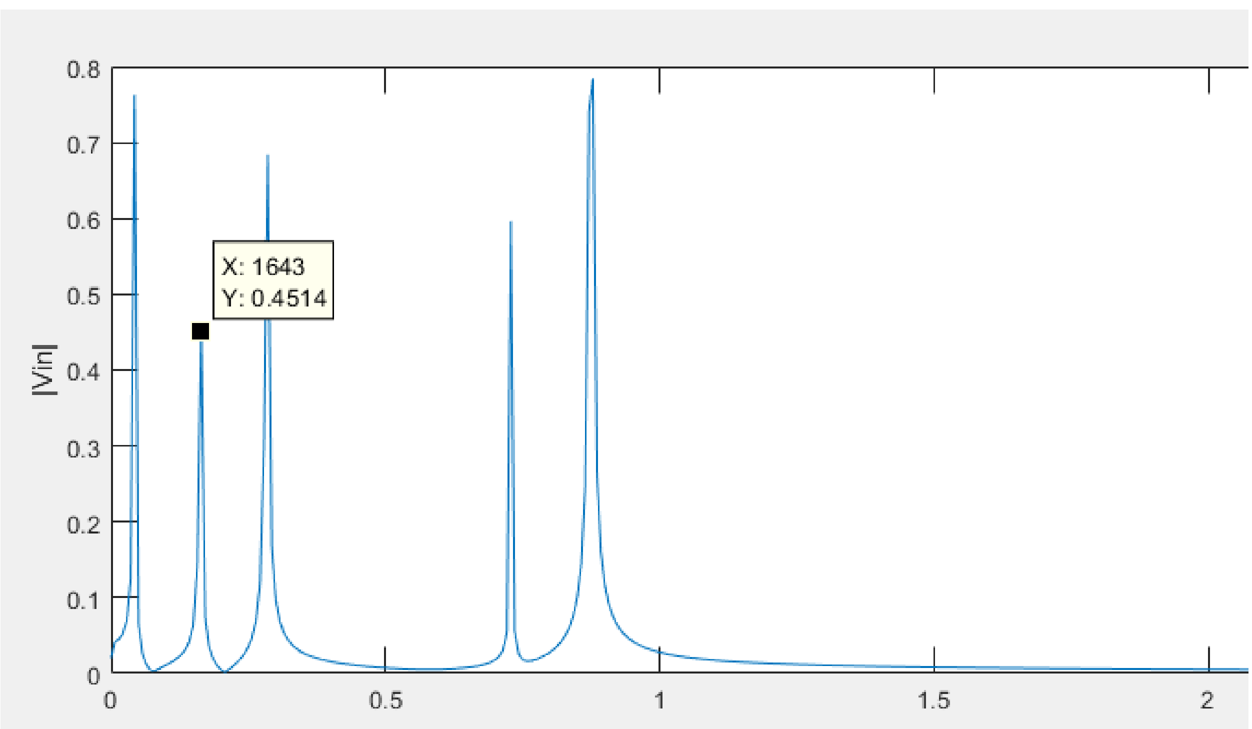
• Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει αυτό θα εξετάσουμε τα φάσματα και στο Multisim και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT.

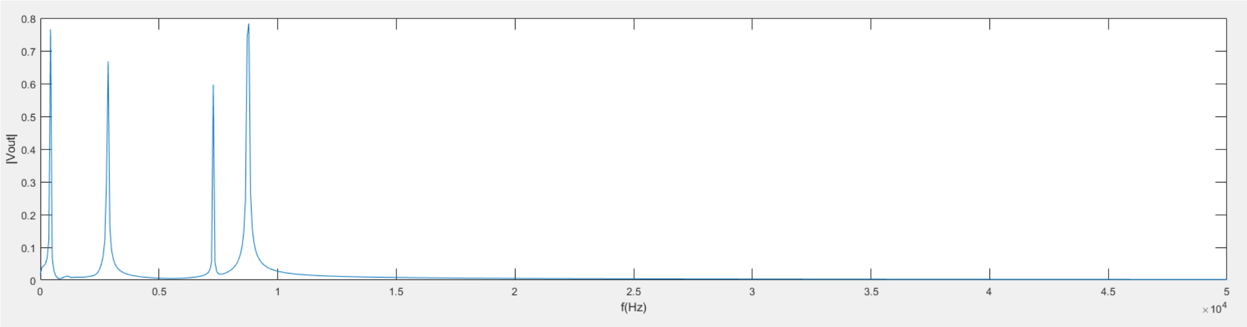
Φάσμα Σήματος Εισόδου - MATLAB:



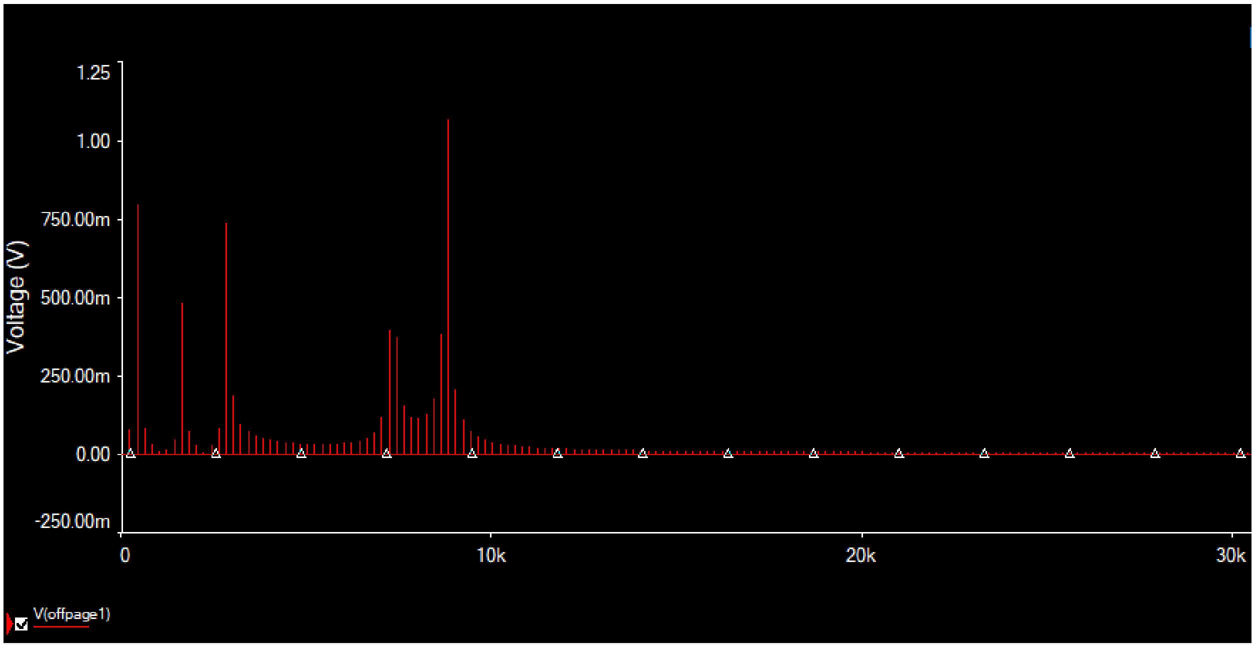
Και σε μεγέθυνση:



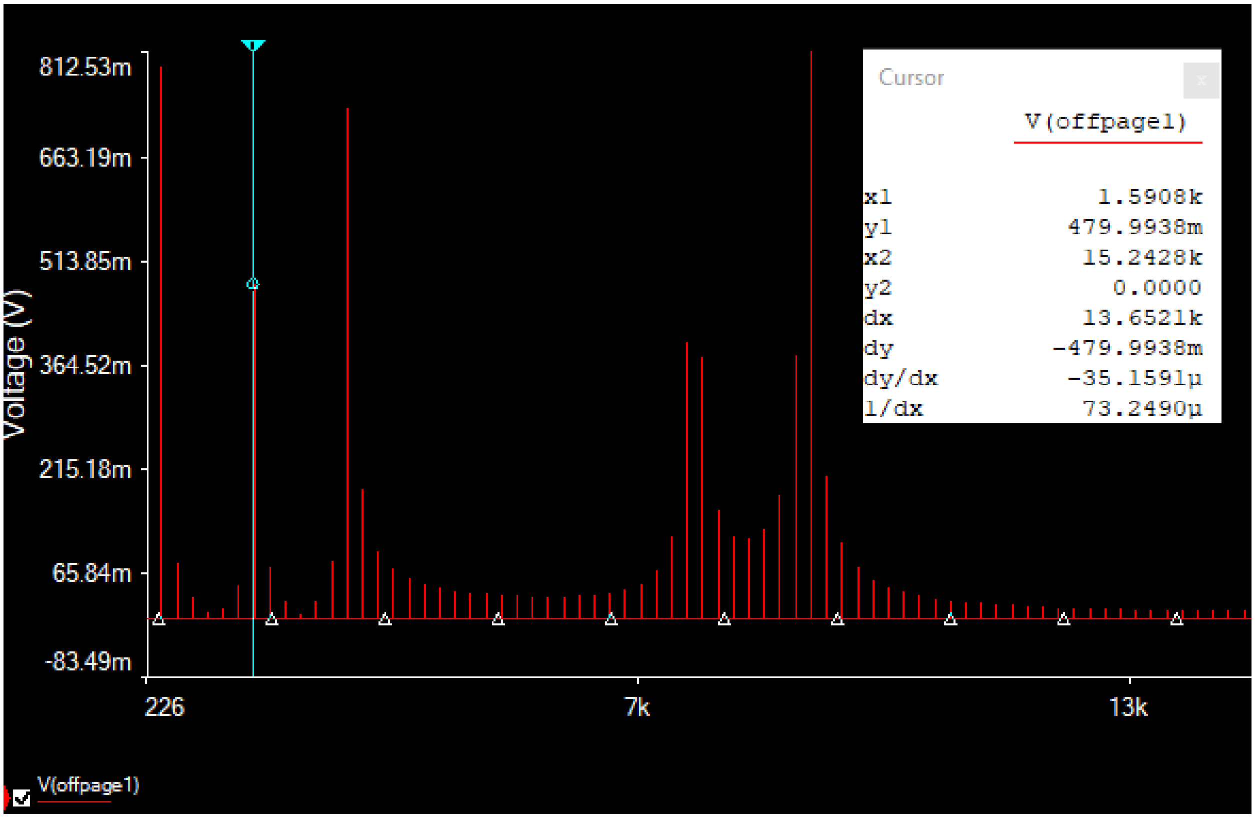
Φάσμα Σήματος Εξόδου - MATLAB:



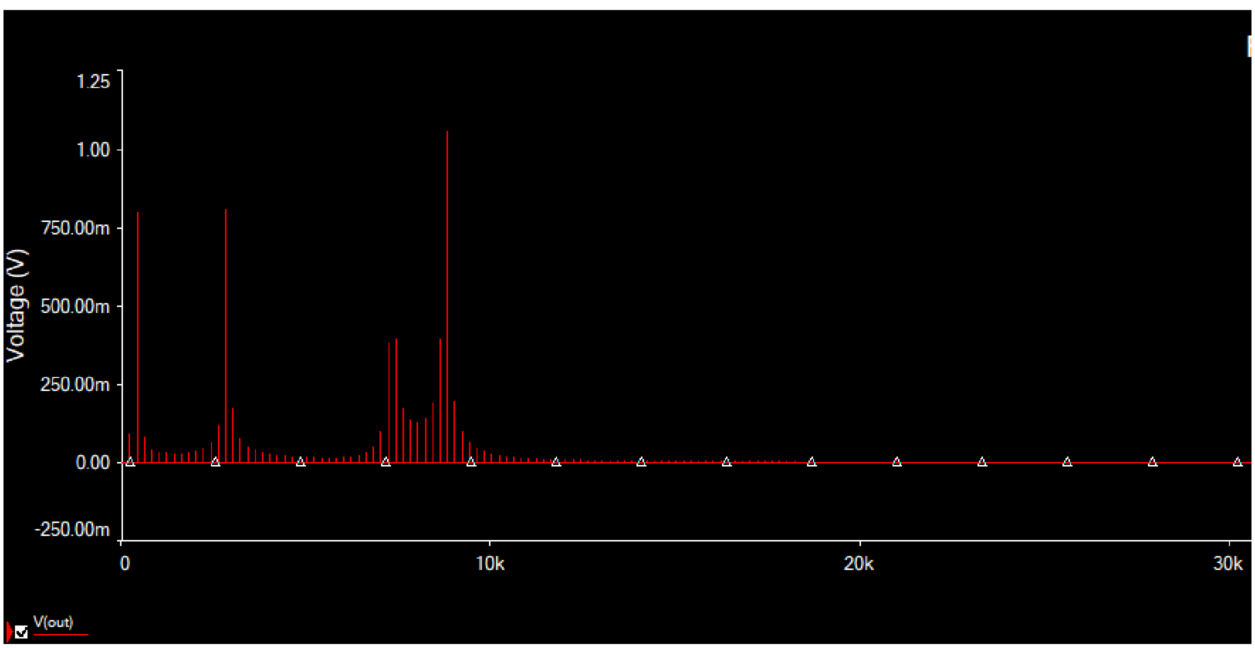
Φάσμα Σήματος Εισόδου - MULTISIM:



Και σε μεγέθυνση:



Φάσμα Σήματος Εξόδου - MULTISIM:



Βλέπουμε ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο multisim είναι σε συμφωνία με τα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης του matlab.
Παρατηρούμε μια μικρή μείωση του πλάτους του σήματος της εξόδου σε σχέση με την είσοδο. Συγκεκριμένα, το φάσμα του περιοδικού σήματος παρουσιάζει μέγιστο στις συχνότητες:

428.5 Hz, 1643 Hz, 2857 Hz, 7285Hz, 8785Hz

Χρησιμοποιώντας το Band Elimination φίλτρο επιτρέπουμε να περάσουν όλες οι συχνότητες εκτός της 1643 Hz που βρίσκεται μέσα στο διάστημα f_3, f_4 και επομένως αποσβαίνει.

Αυτό που συμπεραίνουμε από τα διαγράμματα είναι ότι έχουμε απόσβεση στη ζώνη αποκοπής δηλαδή δεν περνά καμία συχνότητα μεγαλύτερη της f_3=1503.53Hz ή μικρότερη της f_4=2036.87Hz. Αυτό συνεπάγεται ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά, καθώς περνούν οι συχνότητες στα διαστήματα $(0,f_1)$ και (f_2,∞) με ρύθμιση κέρδους 0dB, καθώς και ότι αποκόπτονται οι συχνότητες στο διάστημα (f_3,f_4).

Εργασία #4: Σχεδίαση Ανωδιαβατών φίλτρων

ΑΝΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ CHEBYSEV

Θα σχεδιάσουμε ένα ανωδιαβατό φίλτρο Chebyshev το οποίο να πληρεί τις παρακάτω προδιαγραφές:

f_p = 4 kHz
f_s = 2.2222 kHz
a_{min} = 29 dB
a_{max} = 0.5278 dB

Α. Σχεδίαση Φίλτρου

Α.1. Υπολογισμός Συνάρτησης Μεταφοράς

Θα μετατρέψουμε τις παραπάνω συχνότητες σε κυκλικές συχνότητες:

ω_p = 2π · f_p = 25132.7412 rad/sec

ω_s = 2π · f_s = 13962.4944 rad/sec

Το αντίστοιχο Low Pass φίλτρο περιγράφεται από τον μετασχηματισμό $\Omega_{LP} = \omega_P/\omega_{HP}$.

Επομένως, οι προδιαγραφές του αντίστοιχου κατωδιαβατού φίλτου είναι Ω_p = 1 rad/sec και $\Omega_s = \omega_p/\omega_s$ = 1.8 rad/sec.

Υπολογίζουμε την παράμετρο ε, η οποία ελέγχει το πλάτος της διακύμανσης.

ε = $\sqrt{10^{amax}/_{10} - 1}$ = $\sqrt{0.1292}$ = 0.3594

Υπολογίζουμε την παράμετρο α.

α = $\frac{1}{n}\sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right) = 0.3495$

Υπολογίζουμε την τάξη του φίλτρου

$$n = \left\lceil \frac{\cosh^{-1}\left[\left(10^{a_{\min}/10}-1\right)/\left(10^{a_{\max}/10}-1\right)\right]^{1/2}}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \right\rceil = \lceil 4.2371 \rceil \Rightarrow n = 5$$

Στρογγυλοποιούμε στον αμέσως μεγαλύτερο ακέραιο. Δηλαδή, **n=5**.

Υπολογίζουμε τη συχνότητα Ημίσειας Ισχύος (@ -3dB)

$\Omega_{hp} = \cosh(\frac{1}{n}\cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)) = 1.0572$

$\Omega_{hp} > 1$, που είναι λογικό για Chebyshev φίλτρο.

Γωνίες Butterworth για n=5: $\psi_k = 0°, \pm 36°, \pm 72°$.

Οι πόλοι του πρωτότυπου Chebyshev υπολογίζονται από τους τύπους:

$p_k = -\sigma_\kappa \pm j \cdot \omega_\kappa$

$-\sigma_k = \sinh(a) \cdot \cos(\psi_k) = \begin{bmatrix} 0.3567 \\ 0.2886 \\ 0.1102 \end{bmatrix}$

$\omega_\kappa = \cosh(a) \cdot \sin(\psi_k) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.6241 \\ 1.0098 \end{bmatrix}$

$\Omega_o = \sqrt{\sigma\kappa^2 + \omega\kappa^2} = \begin{bmatrix} 0.3567 \\ 0.6876 \\ 1.0158 \end{bmatrix}$

$Q = \frac{\Omega_o}{2|\sigma\kappa|} = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 1.1913 \\ 4.6089 \end{bmatrix}$

<u>Αντιστροφή Πόλων</u>

Η συχνότητα ημίσειας ισχύος είναι $\omega_{hp} = \frac{\omega_p}{\Omega_{hp}} = 23772.9296$ rad/sec.

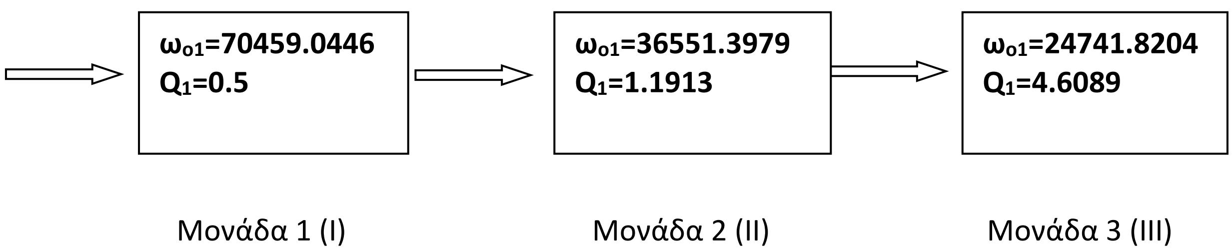
Οι πόλοι της Ανωδιαβατής συνάρτησης μεταφοράς είναι:

$\omega_{o\kappa} = \frac{\omega_p}{\Omega_{o\kappa}} = \begin{bmatrix} 70459.0446 \\ 36551.3979 \\ 24741.8204 \end{bmatrix}$

Τα Q του High Pass είναι τα ίδια με αυτά του Low Pass Chebyshev.

k	**ω_o**	**Q**
1	70459.0446	0.5
2	36551.3979	1.1913
3	24741.8204	4.6089

Άρα, η συνάρτηση μεταφοράς που πρέπει να υλοποιήσουμε, αποτελείται από τρείς μονάδες. Θα χρησιμοποιηθεί κύκλωμα **Sallen-Key** με βάση τη Στρατηγική 2 για τις μονάδες 2ης τάξης.

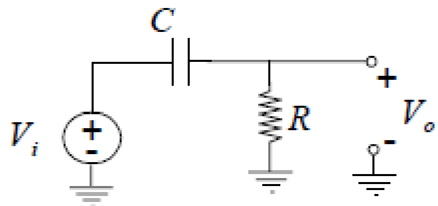


Α.2. Υλοποίηση Συνάρτησης Μεταφοράς

Η κλιμακοποίηση θα γίνει έτσι ώστε το φίλτρο να έχει τουλάχιστον έναν πυκνωτή με τιμή 0.1μF.

ΜΟΝΑΔΑ (I)

Αυτή η μονάδα είναι 1ης τάξης άρα θα χρησιμοποιήσουμε ένα απλό High Pass φίλτρο.



Η συνάρτηση μεταφοράς είναι του τύπου:

T1 = $\frac{s}{s+p}$

Όπου p = 1/RC και θέτω C=1, άρα και R=1.

Το κέρδος σε απλό RC κύκλωμα είναι μονάδα.

Κλιμακοποίηση

Ισχύει ότι $k_f = \omega_{o1}$ = 70459.0446 rad/sec και θέλω από εκφώνηση C = 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 141.9$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:

R = 141.9 Ω

C = 0.1 μF

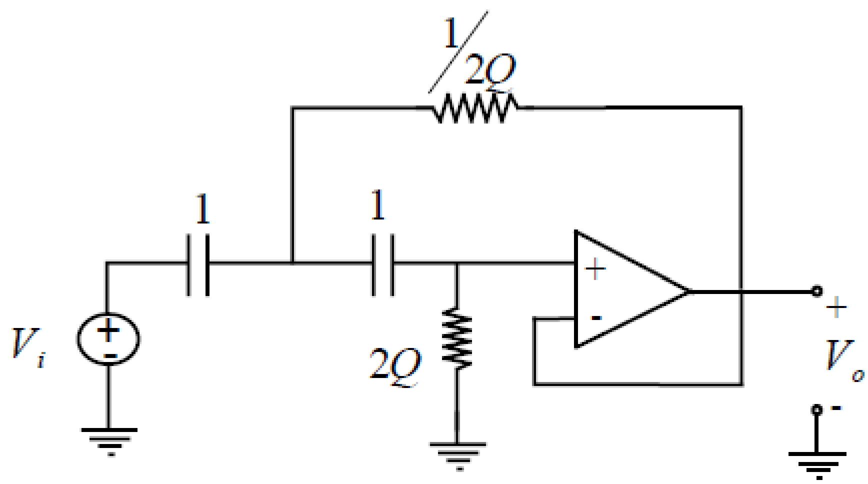
k_1 = 1

Η Συνάρτηση Μεταφοράς της πρώτης μονάδας είναι:

$T_1 = \frac{s}{s+1/RC} = \frac{s}{s+\omega_{o1}}$

<u>ΜΟΝΑΔΑ (II)</u>

Αυτή η μονάδα είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα Sallen-Key με βάση τη στρατηγική 2.
Θεωρούμε ω_o = 1.



Σχ. 6.22

Σύμφωνα με τη στρατηγική 2 θεωρούμε $C_1 = C_2 = 1$ και κέρδος k=1.

Είναι $R_1 = 1/2Q_2 = 0.4197$

και $R_2 = 2Q_2 = 2.3826$

<u>Κλιμακοποίηση</u>

Θέλουμε ένας τουλάχιστον πυκνωτής να είναι ίσος με 0.1μF.

Έχουμε, $C_{real} = \frac{C}{k_m k_f} \Rightarrow k_m = 273.5873$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 114.8 Ω
R_2 = 651.8 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
k_2 = 1

Η Συνάρτηση Μεταφοράς της πρώτης μονάδας είναι:

$T_2 = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega o2}{Q2} s + \omega o2^2}$

ΜΟΝΑΔΑ (III)

Ομοίως με τη μονάδα 2 και αυτή η μονάδα είναι 2ης τάξης και θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα Sallen-Key με βάση τη στρατηγική 2.
Θεωρούμε $\omega_o = 1$.

Σύμφωνα με τη στρατηγική 2 θεωρούμε $C_1 = C_2 = 1$ και κέρδος k=1.

Είναι $R_1 = 1/2Q_3 = 0.1085$

και $R_2 = 2Q_3 = 9.2178$

Κλιμακοποίηση

Θέλουμε ένας τουλάχιστον πυκνωτής να είναι ίσος με 0.1μF.

Έχουμε, $\mathrm{C_{real}} = \frac{\mathrm{C}}{\mathrm{k_m k_f}} \Rightarrow \mathrm{k_m} = 404.1740$ και $R_{real} = R \cdot k_m$

Οπότε, οι τελικές τιμές είναι:
R_1 = 43.9 Ω
R_2 = 3725.6 Ω
C_1 = 0.1 μF
C_2 = 0.1 μF
K_3 = 1

Η Συνάρτηση Μεταφοράς της πρώτης μονάδας είναι:
$T_2 = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega o3}{Q3}s + \omega o3^2}$

Α.3. Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στις υψηλές συχνότητες να είναι 5 dB ή 1.77828. Ξέρω ότι το κέρδος στης υψηλές συχνότητες (s ->oo) είναι

A = 1 , γιατί $k_{1,2,3} = 1$.

Για να πετύχω το επιθυμητό κέρδος προσθέτω ένα τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος

$K = K_d/A = 1.77828/1 = 0.77828$

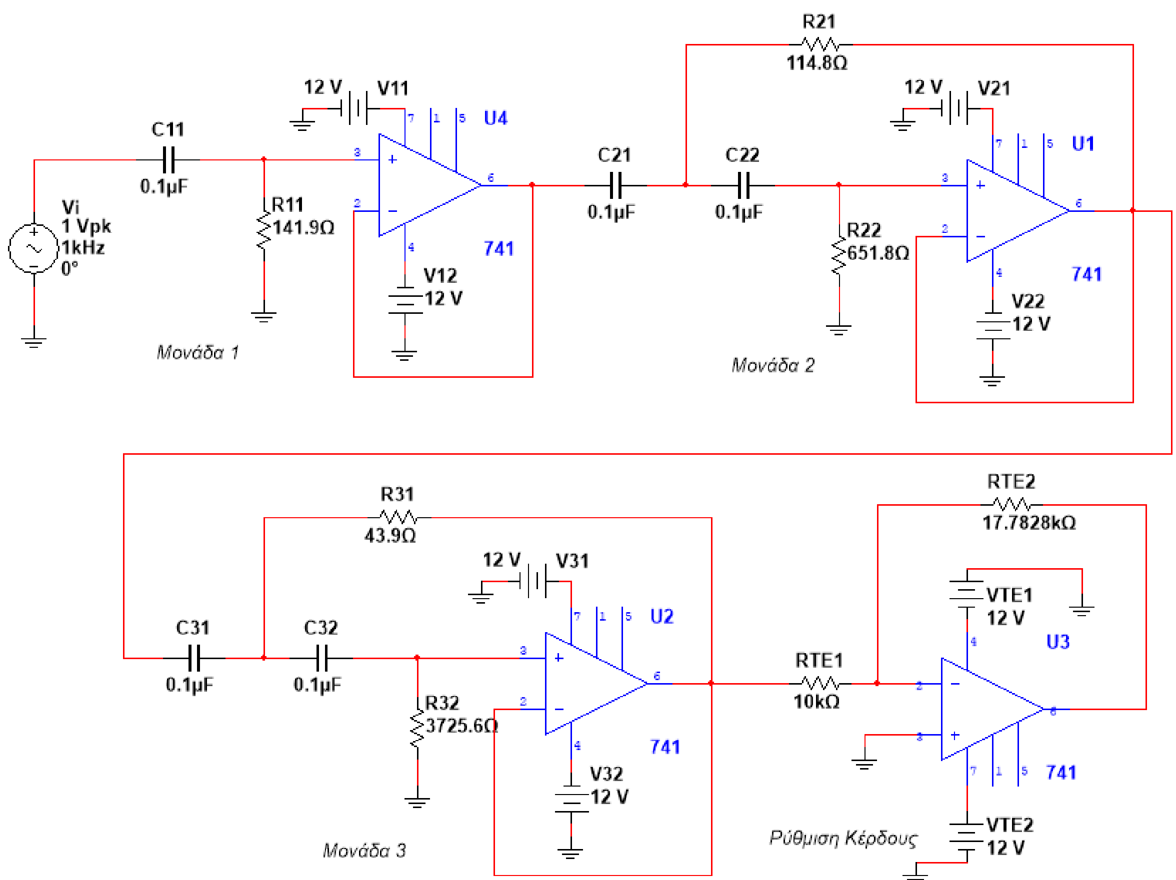
Θέλουμε επομένως να ενισχύσουμε το κέρδος κατά k=1.77828. Αυτό θα επιτευχθεί με τον ΤΕ σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και αντιστάσεις R_{TE1} = 10 kΩ άρα R_{TE2} = 17.7828 kΩ, ώστε να ισχύει $k = R_{TE2}/R_{TE1}$.

Συνολική Συνάρτηση Μεταφοράς

$$T = k \cdot T_1 \cdot T_2 \cdot T_3$$

$$T = 1.77828 * \frac{s}{s+70459.0446} * \frac{s^2}{s^2+\frac{36551.3979}{1.1913}s+36551.3979^2} * \frac{s^2}{s^2+\frac{24741.8204}{4.6089}s+24741.8204^2}$$

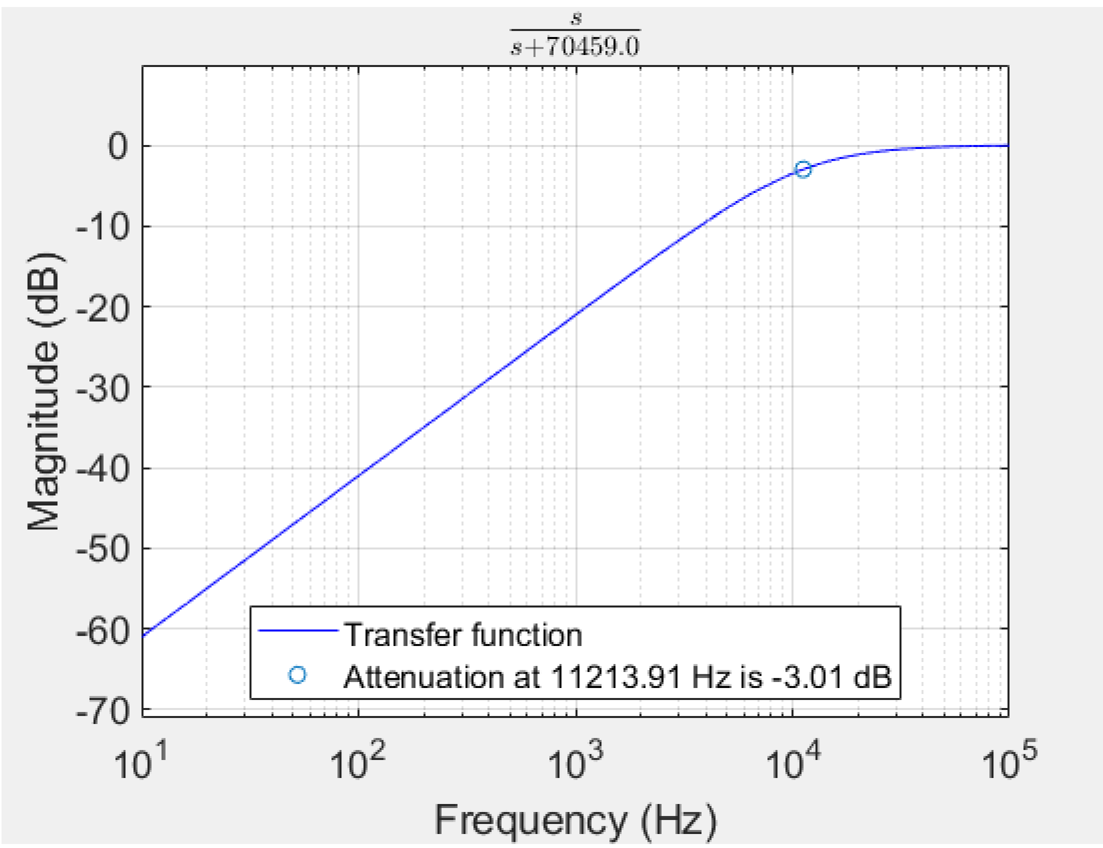
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τρείς μονάδες. Τέλος, φαίνεται και ο Τελεστικός ενισχυτής με την αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.



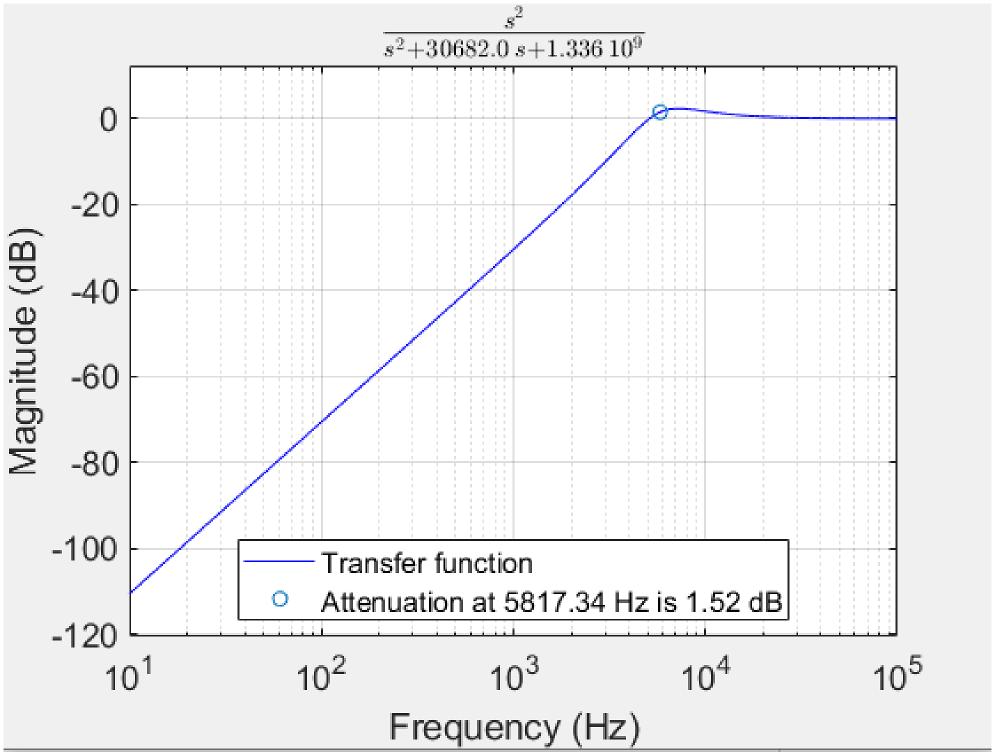
Β. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των μονάδων που υλοποιούν το φίλτρο και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Τα παρακάτω διαγράμματα δημηουργήθηκαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την συνάρτηση plot_transfer_function.m που δόθηκε στην εκφώνηση, με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών.

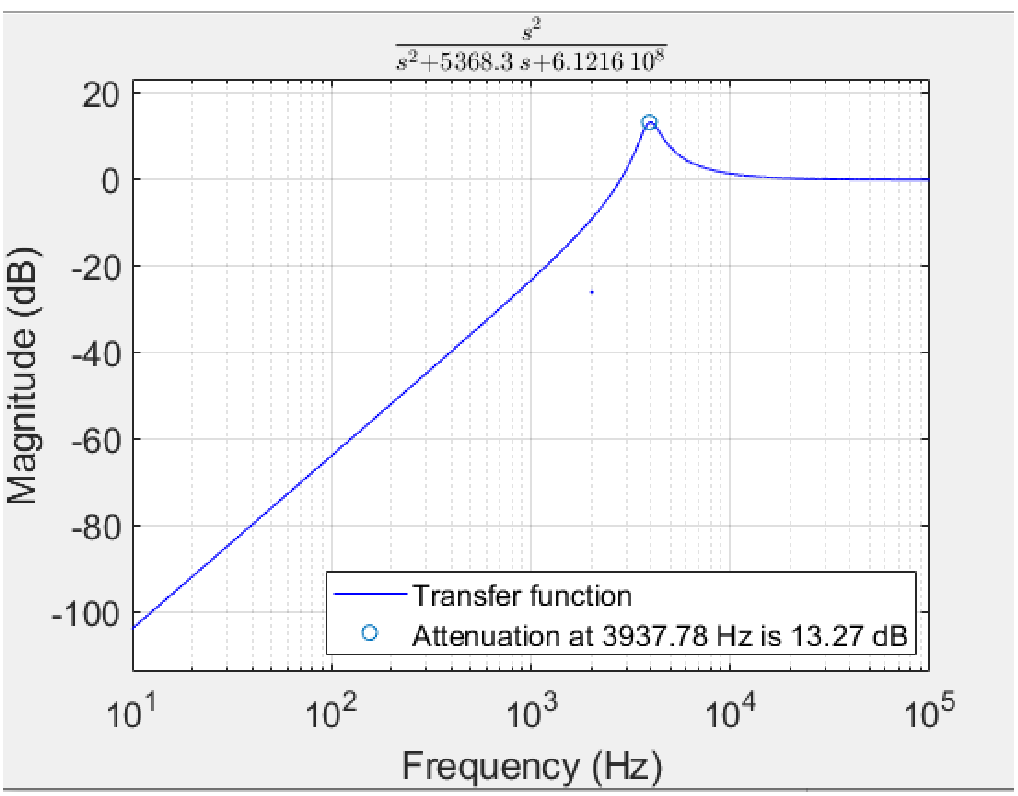
1η Μονάδα: Απλό Ανωδιαβατό φίλτρο RC



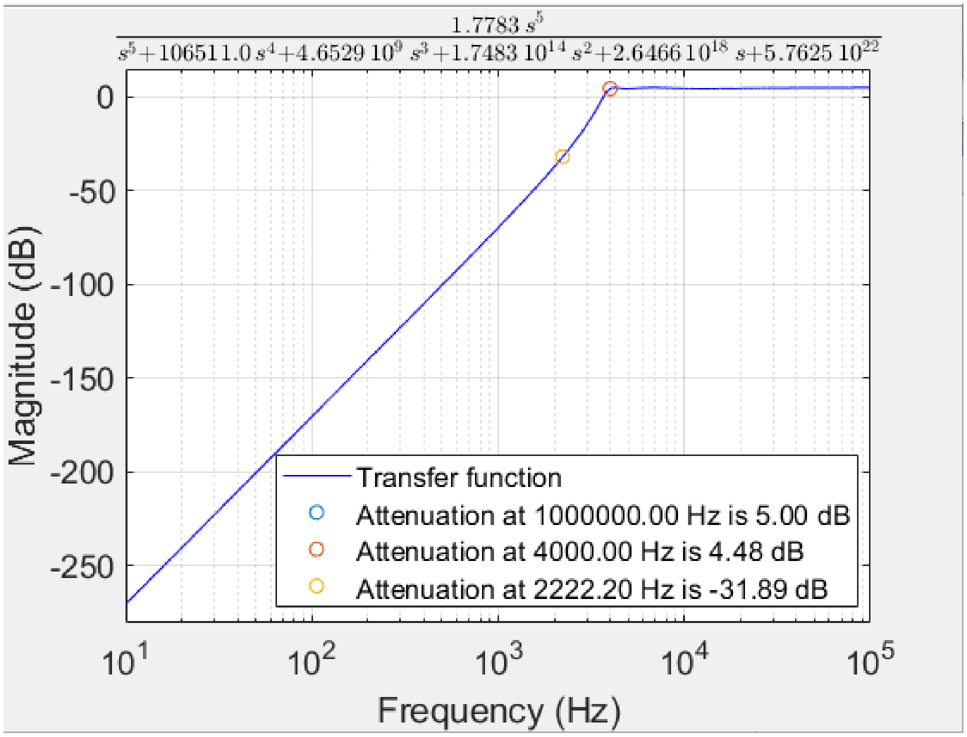
2η Μονάδα: Ανωδιαβατό φίλτρο Sallen-Key στρατηγικής 2



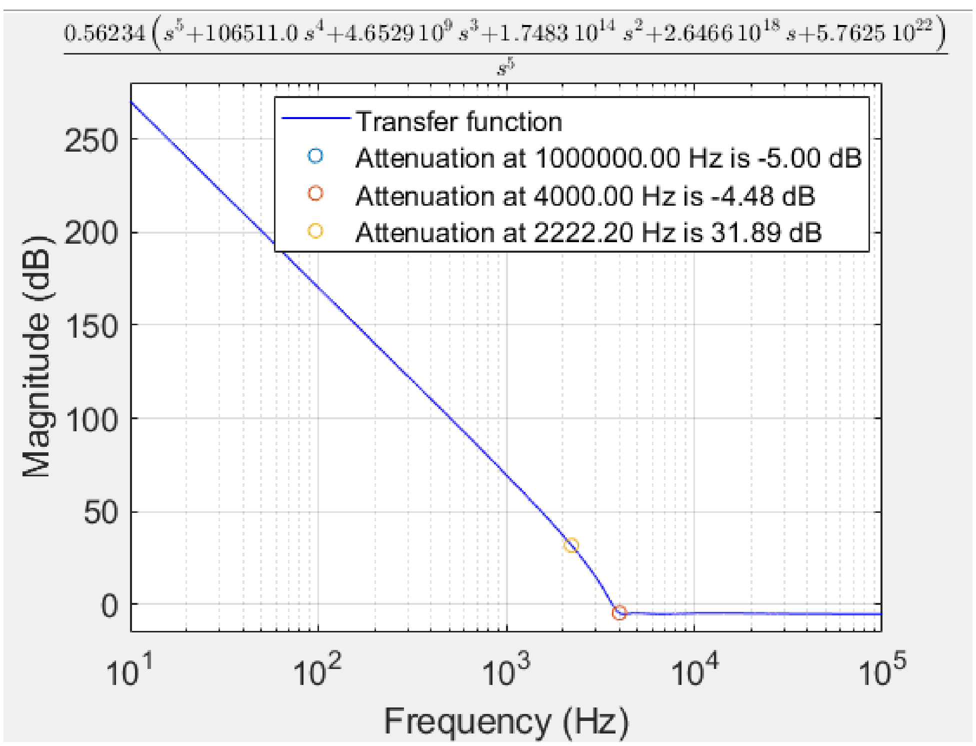
3η Μονάδα: Ανωδιαβατό φίλτρο Sallen-Key στρατηγικής 2



Συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας



Συνάρτηση Απόσβεσης σε dB της συνολικής Συνάρτησης Μεταφοράς συναρτήσει της συχνότητας



Προδιαγραφές

- $|@high| - |@f_p| < a_{max}$
  5 – 4.48 < 0.5278
  0.5200 < 0.5278 Ισχύει!

Πιάνουμε την πρώτη προδιαγραφή.

- $|@high| + |@f_s| > a_{min}$
  5 + 31.89 > 29
  36.89 > 29 Ισχύει!

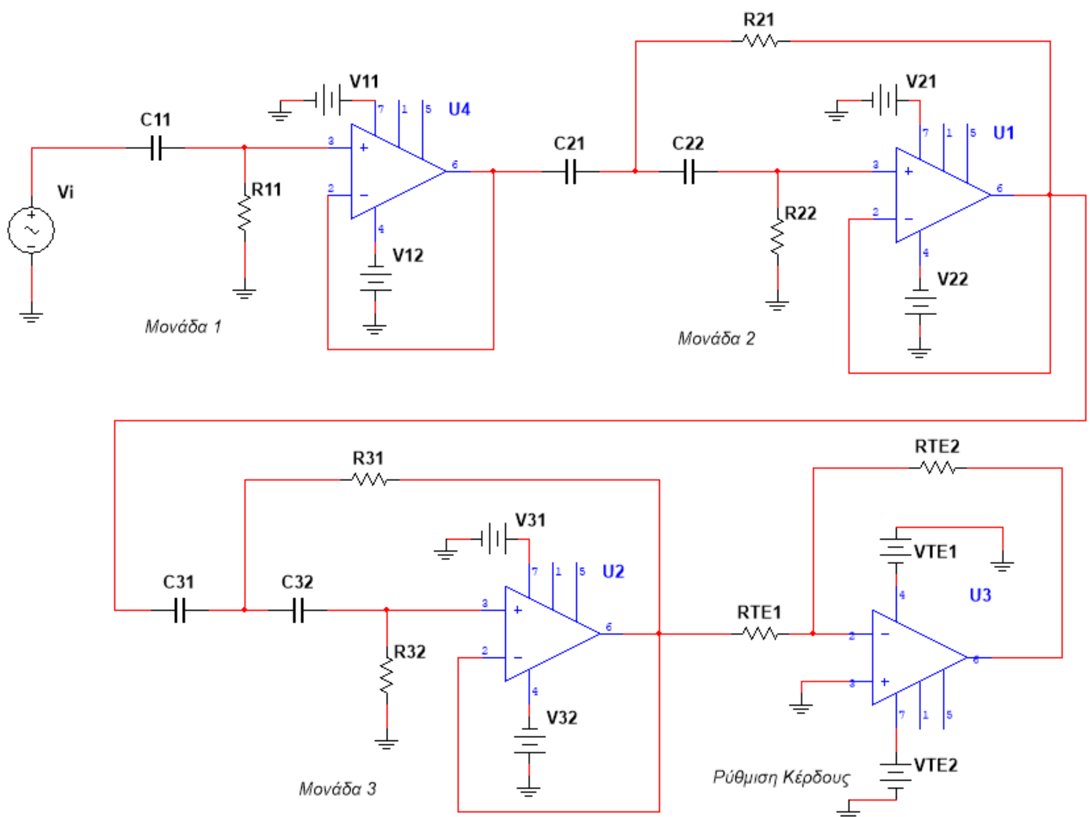
Πιάνουμε και τη δεύτερη προδιαγραφή.

Στη συνάρτηση απόσβεσης σημειώνουμε τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής , δηλαδή την f_p = 4 kHz και την f_s = 2.2222 kHz, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις. Παρατηρούμε ότι η απόκριση πληρεί τις προδιαγραφές, αφού στην συχνότητα f_p η απόσβεση είναι 0.52 dB < a_{max} και η απόσβεση στην f_s είναι 36,89 dB > a_{min}.

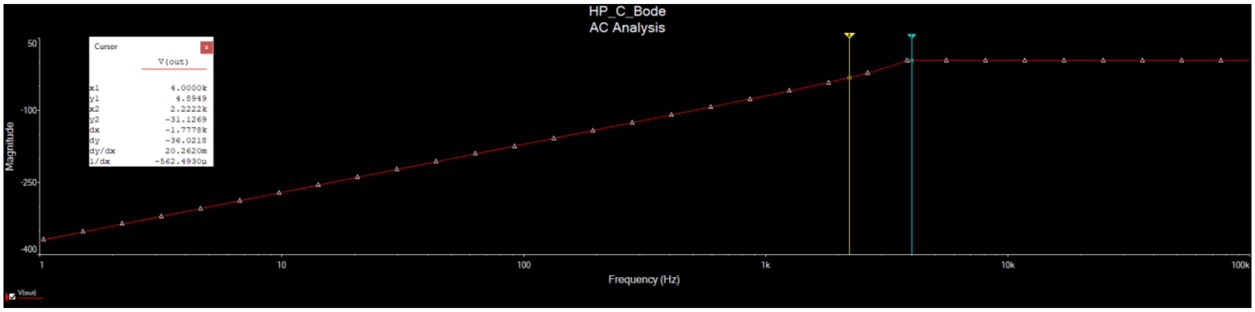
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του φίλτρου στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο MULTISIM προκειμένου να ελέγξουμε αν το κύκλωμα που κατασκευάσαμε, υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας. Στη συνέχεια, μελετάμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα.

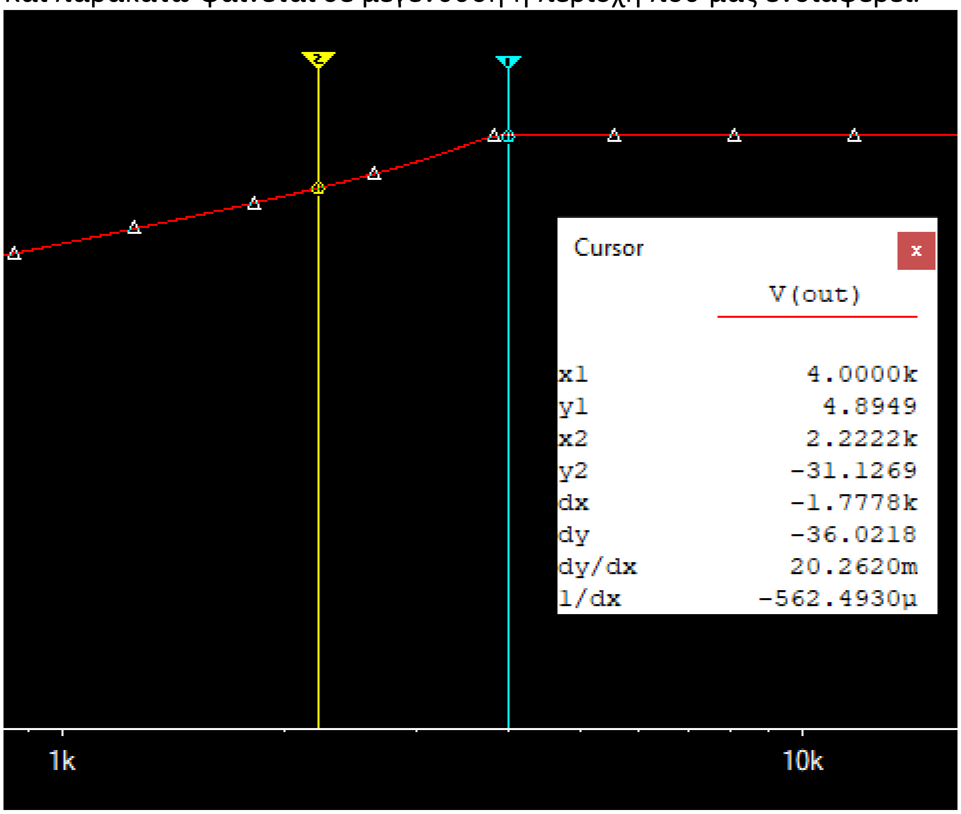
Εισάγουμε τις διάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



• Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει χρησιμοποιούμε τον Bode-Plotter για να προκύψει η απόκριση συχνότητας του φίλτρου.



Και παρακάτω φαίνεται σε μεγένθυση η περιοχή που μας ενδιαφέρει.



Από το παραπάνω διάγραμμά φαίνεται πως το κύκλωμα ικανοποιεί της προδιαγραφές της σχεδίασης αφού στην f_p η απόσβεση είναι 4.8949 dB και στην f_s η απόσβεση είναι -31.1269 dB και στο high είναι 4.9330 dB. Επομένως, και οι δύο προδιάγραφες καλύπτονται γιατί 0.0381 < 0.5278 και 36.0599 > 29 αντίστοιχα. Και από το παραπάνω σχήμα φαίνεται πως το κέρδος στις υψηλές συχνότητες είναι 4,9330 dB που ικανοποιεί την προδιαγραφή το φίλτρο να έχει κέρδος 5 dB στις υψηλές συχνότητες.

• Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα ένα περιοδικό σήμα της μορφής:

$f(t) = \cos(0.4\omega_s t) + 0.5\cos(0.9\omega_s t) + \cos(1.4\omega_p t) + 0.7\cos(2.4\omega_p t) + 0.5\cos(4.5\omega_p t)$

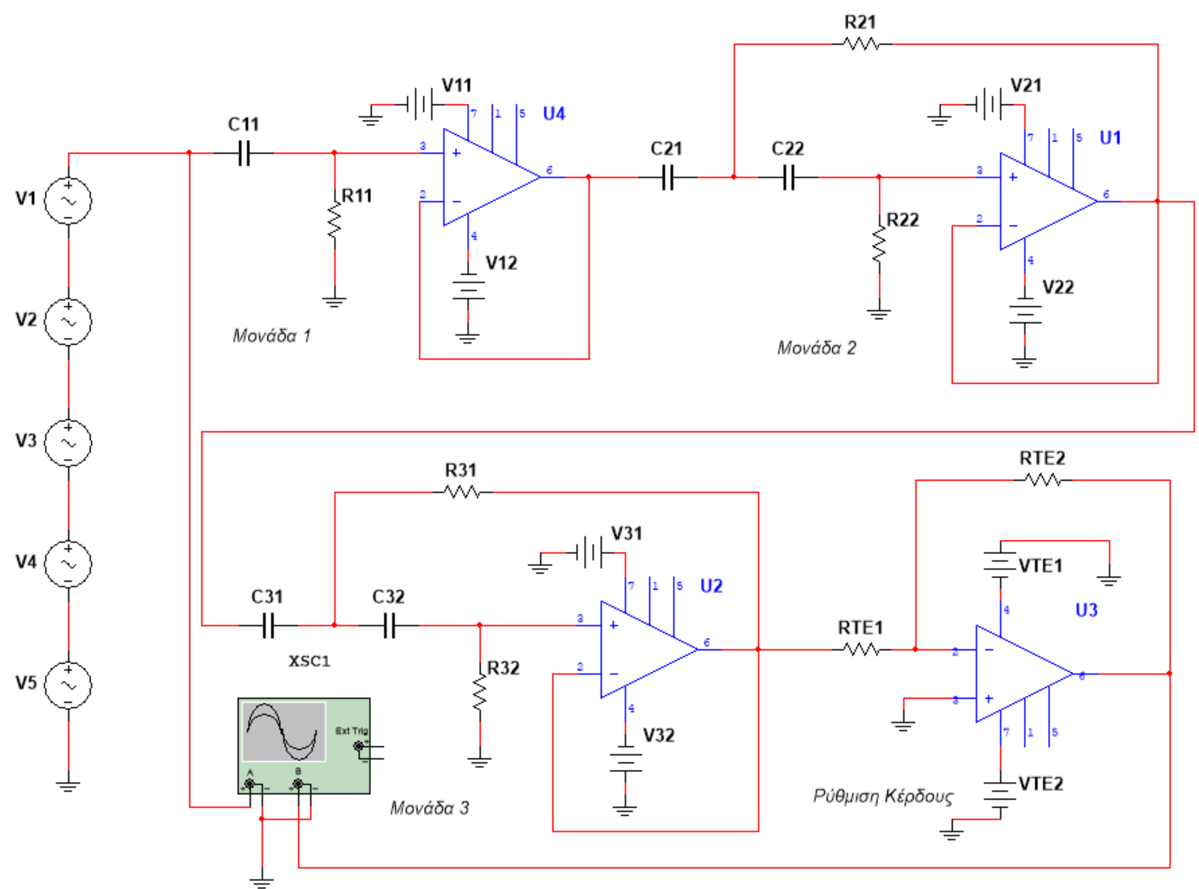
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και στην έξοδο και παράγουμε τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

Στο Multisim δουλεύουμε σε Hz οπότε η συνάρτηση που θα εισάγουμε είναι η

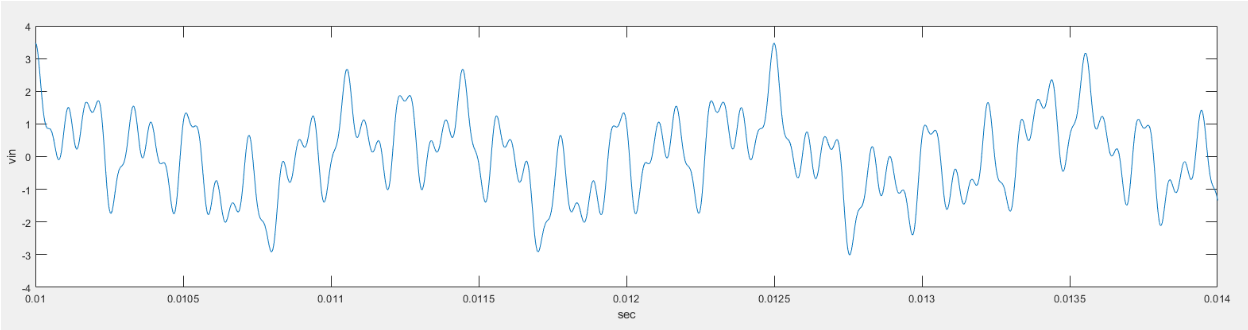
$f(t) = \cos(0.4f_s t) + 0.5\cos(0.9f_s t) + \cos(1.4f_p t) + 0.7\cos(2.4f_p t) + 0.5\cos(4.5f_p t)$

$f(t) = \cos(888.88t) + 0.5\cos(1999.98t) + \cos(5600t) + 0.7\cos(9600t) + 0.5\cos(18000t)$

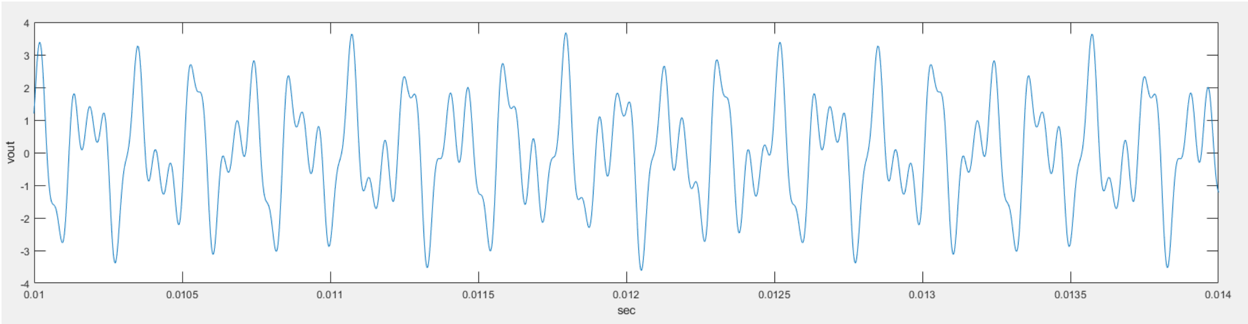
Το παραπάνω σήμα υλοποιείται με πέντε πηγές τάσης στη σειρά, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα.



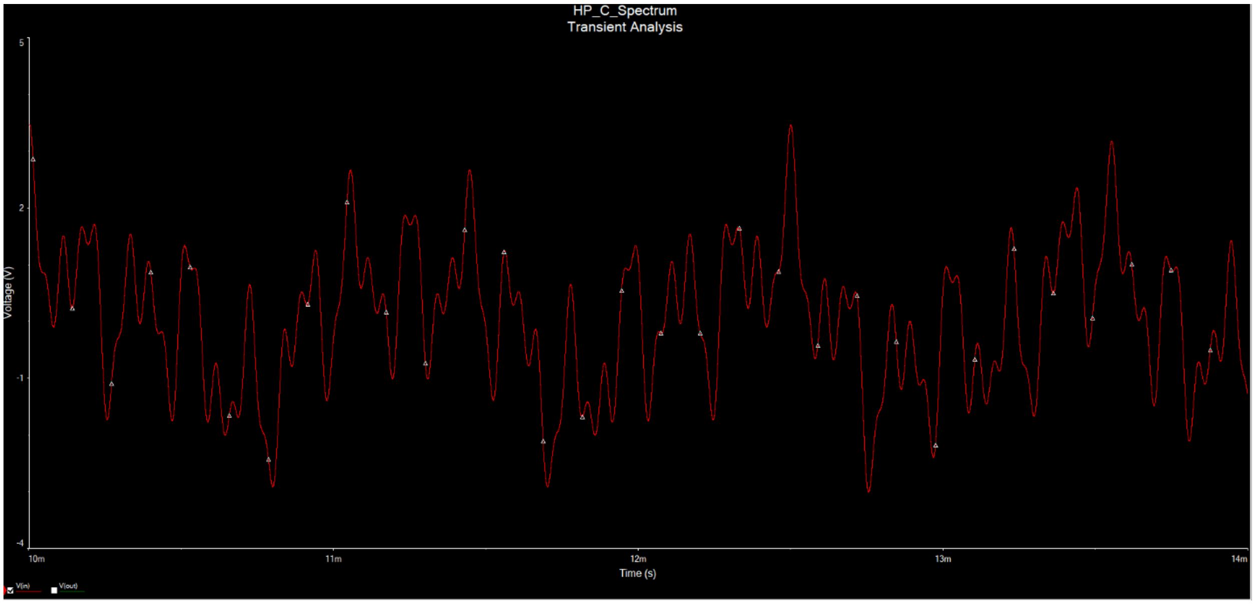
Σήμα Εισόδου – MATLAB:



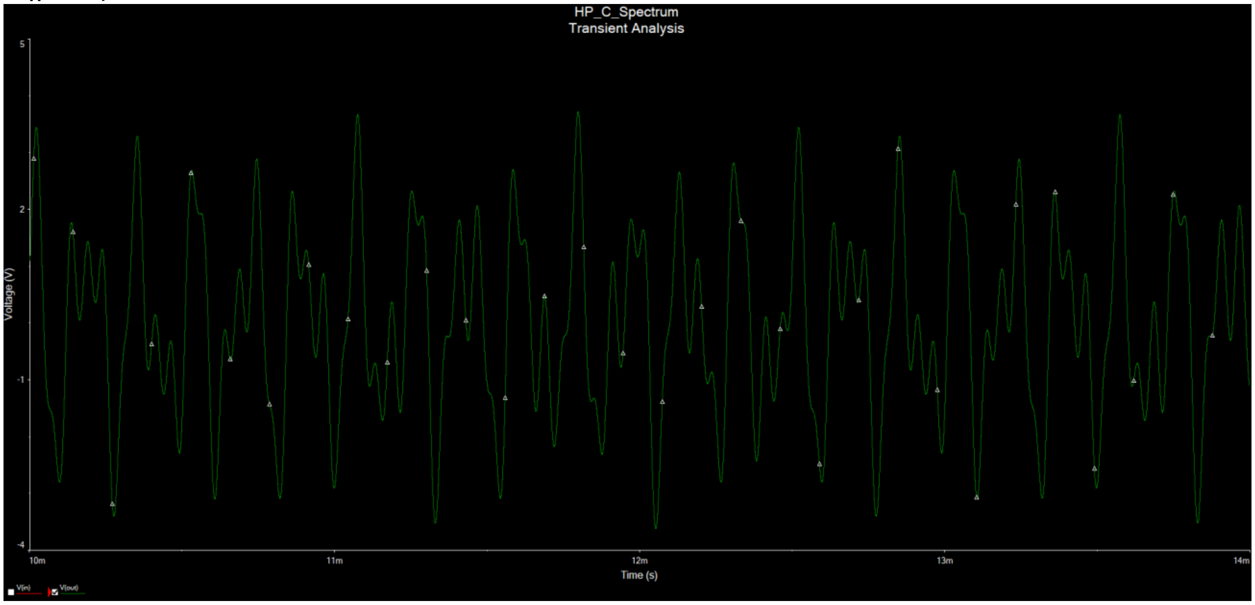
Σήμα Εξόδου – MATLAB:



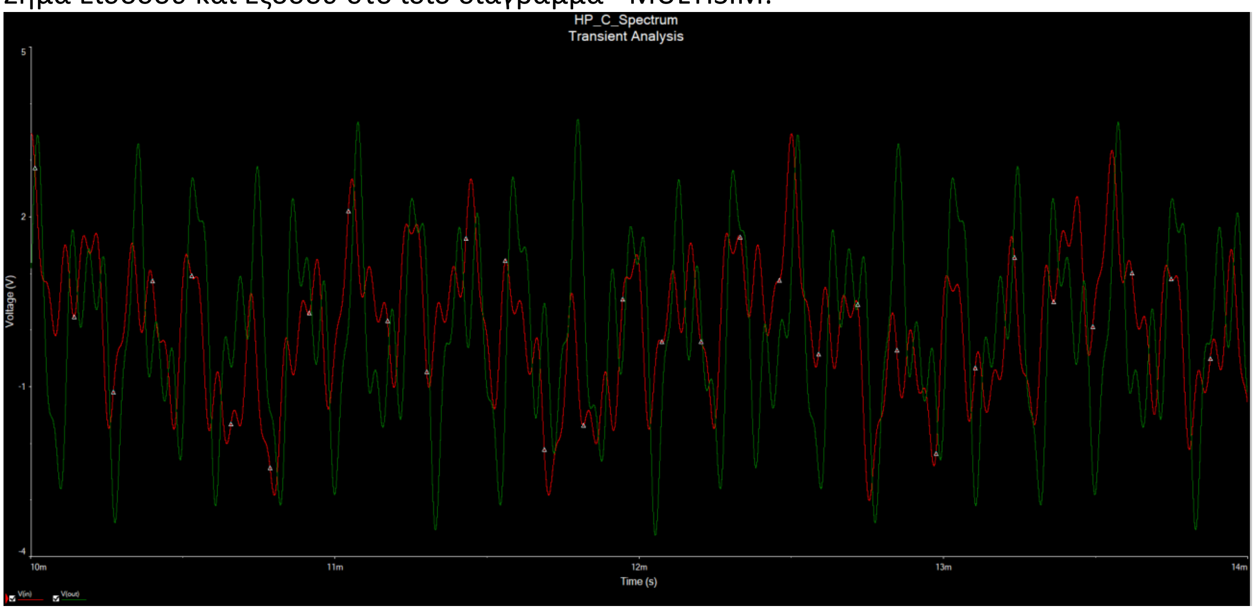
Σήμα Εισόδου MULTISIM:



Σήμα Εξόδου - MULTISIM:



Σήμα Εισόδου και Εξόδου στο ίδιο διάγραμμα - MULTISIM:



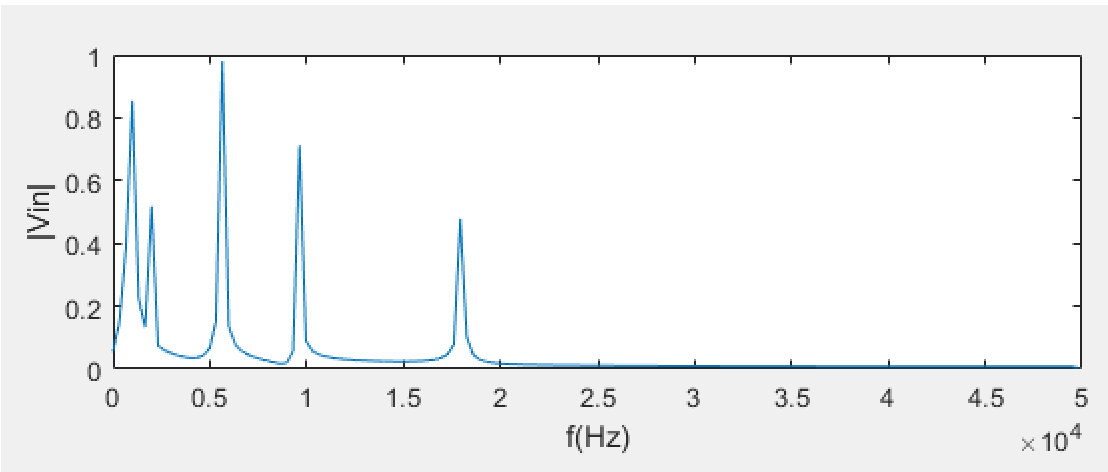
Είναι λογικό το σήμα εξόδου να έχει αντίστροφη φάση, λόγω του τελεστικού ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία που προσθέσαμε στο τέλος του κυκλώματος.

Παρατηρούμε ότι τα σήματα στην είσοδο και στη έξοδο του κυκλώμα είναι τα ίδια και στο Matlab και στο Multisim, πράγμα αναμενόμενο.

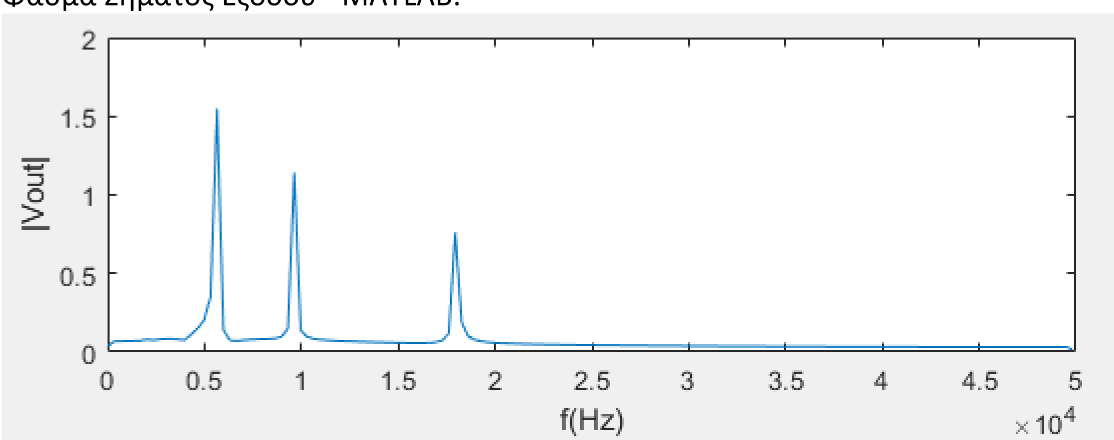
• Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα φάσματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Για να γίνει αυτό θα εξετάσουμε τα φάσματα και στο Multisim και στο Matlab. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT.

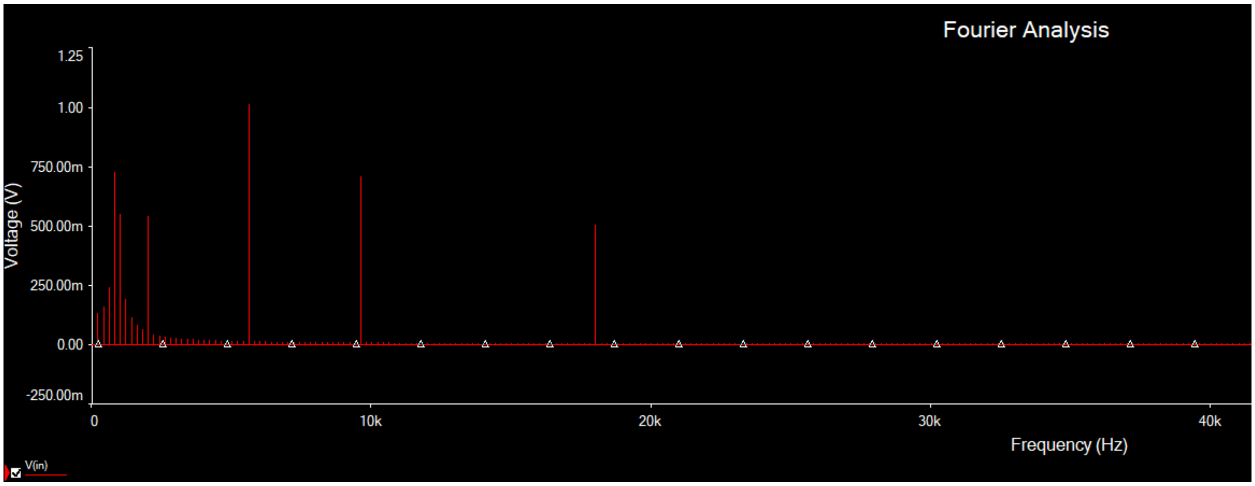
Φάσμα Σήματος Εισόδου - MATLAB:



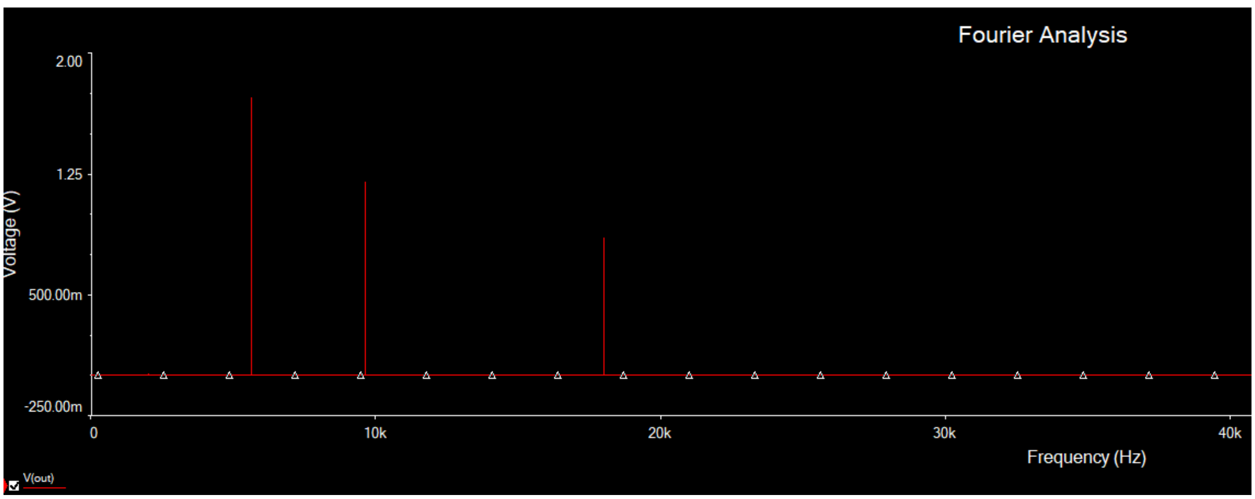
Φάσμα Σήματος Εξόδου - MATLAB:



Φάσμα Σήματος Εισόδου (fft) - MULTISIM:



Φάσμα Σήματος Εξόδου (fft) - MULTISIM:



Παρατηρούμε ότι και στο Matlab και στο Multisim οι ανώτερες αρμονικές που περνούν είναι στα 5.5kHz, 9.6kHz και 18kH, δηλαδή περνάνε μόνο τρείς αρμονικές, ενώ όλες οι υπόλοιπες κόβονται. Αυτό είναι και το αναμενόμενο, διότι οι συχνότητες κάτω από την συχνότητα αποκοπής f_s δεν περνάνε σε ένα ανωδιαβατό φίλτρο.

Επομένως, σε ένα High Pass φίλτρο είναι λογικό να κόβονται οι dc συχνότητες.