

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

*ΣΥΝΘΕΣΗ
ΕΝΕΡΓΩΝ ΚΑΙ
ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ
ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ*

7ο ΕΞΑΜΗΝΟ

ΕΡΓΑΣΙΑ #1

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΘΕΟΧΑΡΗΣ Ι.

Όνομα : ΘΑΝΑΣΗΣ ΧΑΡΙΣΟΥΔΗΣ
Α.Ε.Μ. : 9026

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ, 29 Ιουλίου 2019

Περιεχόμενα

A. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου.....	3
• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	3
• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	4
• Ρύθμιση Κέρδους.....	5
B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB.....	7
Γ. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM....	11

ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSEV

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

$$f_p = 4.4\text{KHz}, f_s = 8.36\text{KHz} \text{ και}$$

$$a_{\max} = 0.6125 \text{ dB}, a_{\min} = 22.75 \text{ dB}.”$$

A. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

Βάσει του AEM = 9026 προέκυψαν οι παραπάνω προδιαγραφές σχεδίασης. Επίσης:

$$\omega_p = 2\pi * f_p = 27646.015\text{rad/s}$$

$$\omega_s = 2\pi * f_s = 52527.429\text{rad/s}$$

• Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Πριν ξεκινήσουμε να υπολογίσουμε την Συνάρτηση Μεταφοράς κανονικοποιούμε τις συχνότητες ώστε $\Omega_s = 1$. Έτσι, θα είναι:

$$\Omega_p = \omega_p / \omega_s = 0.526$$

$$\Omega_s = 1$$

Αρχικά θα υπολογίσουμε την τάξη n του φίλτρου και τη συχνότητα ημίσειας ισχύος προσεγγίζοντας το πρωτότυπο κατωδιαβατό φίλτρο κατά Inverse Chebysev:

$$n = \cosh^{-1}(\sqrt{(10^{(0.1 * a_{\min})} - 1) / (10^{(0.1 * a_{\max})} - 1)}) / \cosh^{-1}(1 / \Omega_p) = 3.383 \Rightarrow n = 4$$

Πρίν υπολογίσουμε την συχνότητα ημίσειας ισχύος, υπολογίζουμε την παράμετρο ϵ για αντίστροφο Chebysev φίλτρο, ως εξής:

$$\epsilon = 1 / \sqrt{10^{(0.1 * a_{\min})} - 1};$$

Θα υπολογίσουμε τώρα την κανονικοποιημένη (ως προς τη συχνότητα αποκοπής) συχνότητα ημίσειας ισχύος από τον τύπο $\Omega_{hp} = 1 / \cosh((1 / n) * \cosh^{-1}(1 / \epsilon)) = 0.734$

όπου φαίνεται ότι $\Omega_{hp} < 1$ (όπως πρέπει για αντίστροφο Chebysev φίλτρο) και από όπου προκύπτει (μετά την από-κανονικοποίηση) ότι:

$$\omega_{hp} = 38566.885 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{hp} = 6.138 \text{ KHz}$$

Για την εύρεση των πόλων της ΣΜ Inverse Chebysev LPF ακολουθούμε τα εξής βήματα:

- βρίσκουμε τις γωνίες Butterworth
- εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο του Guillemin για να πάρουμε τους πόλους της ΣΜ Chebysev LPF
- αντιστρέφουμε τους πόλους Chebysev για να πάρουμε τους πόλους της ΣΜ Inverse Chebysev LPF

Για $n = 4$, οι γωνίες Butterworth είναι:

$$\psi_{1,2} = \pm 22.5^\circ$$

$$\psi_{3,4} = \pm 67.5^\circ$$

Εφαρμόζουμε τον αλγόριθμο Guillemin με παράμετρο α:

$$\alpha = (1 / n) * \sinh^{-1}(1 / \epsilon) = 0.828$$

σύμφωνα με τον οποίο οι πόλοι της ΣΜ Chebysev θα είναι

$$\sigma_k = \sinh \alpha * \cos \psi_k$$

$$\pm \omega_k = \cosh \alpha * \sin \psi_k$$

και άρα παίρνουμε τους πόλους ΣΜ Chebysev LPF:

k	Q_k	Ω_k	p_k
1,2	0.586	1.002	-0.855 ± j0.521
3,4	1.846	1.308	-0.354 ± j1.259

Αντιστρέφοντας τους παραπάνω πόλους παίρνουμε τους πόλους της ΣΜ Inverse Chebysev LPF:

k	Q_k	Ω_k	p_k
1,2	0.586	0.998	-0.852 ± j0.520
3,4	1.846	0.765	-0.207 ± j0.736

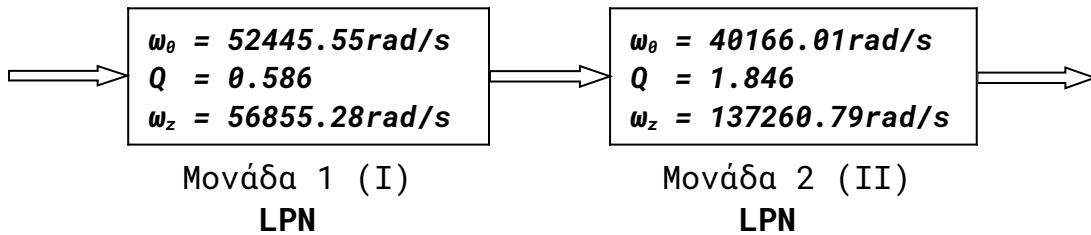
Ακολουθώντας, βρίσκουμε τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysev LPF βάσει του τύπου:

$$\Omega z_k = \sec((k * \pi) / (2 * n)), \text{ για } k = 1,3$$

Έτσι, τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysev LPF είναι:

k	Ω_k	z_k
1	1.082	± j1.082
3	2.613	± j2.613

Άρα η συνάρτηση μεταφοράς που πρέπει να υλοποιηθεί θα αποτελείται από 2 μονάδες οι οποίες και φαίνονται παρακάτω σε διαγραμματική μορφή:



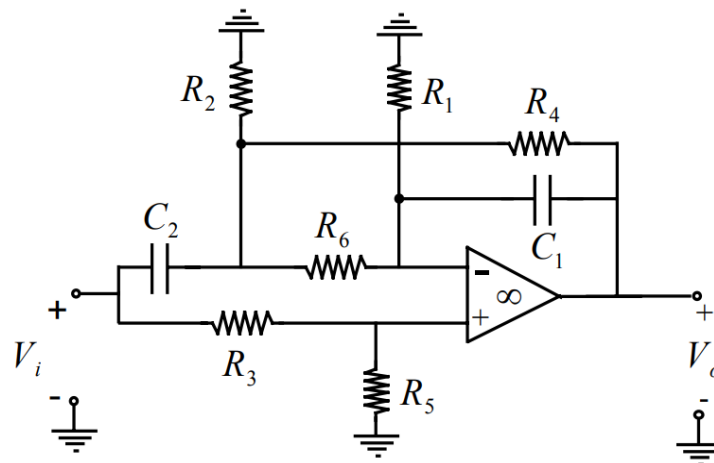
• Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

Για την υλοποίηση της συνάρτησης μεταφοράς θα γίνει χρήση των κατωδιαβατών κυκλωμάτων notch (LPN) του Boctor (καθώς $a_3 = 2$).

Θα θεωρήσουμε προσωρινά $\Omega_\theta = 1 \text{ rad/s}$ για κάθε μονάδα, θα υλοποιήσουμε τις κανονικοποιημένες μονάδες και στην συνέχεια θα κάνουμε κλιμακοποίηση στην συχνότητα με $k_f = \omega_\theta$.

ΜΟΝΑΔΑ (I)

Η πρώτη αυτή μονάδα υλοποιείται από ένα Boctor LPN, ένα διτετράγωνης ΣΜ κύκλωμα που φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 1: Boctor LPN

Στη σελίδα 7-38 των σημειώσεων δίνονται οι τιμές των στοιχείων του παραπάνω κυκλώματος βάσει των προδιαγραφών σχεδίασης.

Αρχικά επιλέγεται ένας αριθμός k_1 τ.ω.:

$$(\omega_\theta / \omega_z)^2 < k_1 < 1$$

Επιλέγουμε:

$$k_1 = 0.925$$

Έτσι, τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος θα είναι:

$$R_1 = 22.827 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 13.413 \text{ Ohm}$$

$$R_3 = 1.393 \text{ Ohm}$$

$$R_4 = 1.081 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = R_6 = 1 \text{ Ohm}$$

$$C_1 = 0.790 \text{ F}$$

$$C_2 = 1.171 \text{ F}$$

Κλιμακοποίηση

Υπάρχει η απαίτηση ένας πυκνωτής να είναι $0.01\mu\text{F}$, έστω ο C_1 .

Έτσι προκύπτει ο συντελεστής κλιμακοποίησης πλάτους, ως εξής:

$$k_f = \omega_\theta = 52445.547$$

$$k_m = C_1 / (C_{1n} * k_f) = 1506.571$$

Τα πραγματικά στοιχεία επομένως του κυκλώματος θα είναι ($R_i = R_{in} * k_m$, $C_i = C_{in} / k_m * k_f$):

$$R_1 = 34389.93 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 20208.11 \text{ Ohm}$$

$$R_3 = 2098.66 \text{ Ohm}$$

$$R_4 = 1627.94 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = R_6 = 1506.57 \text{ Ohm}$$

$$C_1 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C_2 = 14.8 \text{ nF}$$

Η ΣΜ της μονάδας που προκύπτει είναι:

$$T_1(s) = \frac{0.4179 \text{ s}^2 + 1.351\text{e}09}{s^2 + 8.955\text{e}04 \text{ s} + 2.751\text{e}09}$$

με το κέρδος στο DC να είναι

$$k_{LF} = 0.491$$

ΜΟΝΑΔΑ (II)

Η δεύτερη μονάδα υλοποιείται επίσης από ένα Boctor LPN, ένα διτετράγωνης ΣΜ κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 1 παραπάνω.

Στη σελίδα 7-38 των σημειώσεων δίνονται οι τιμές των στοιχείων του παραπάνω κυκλώματος βάσει των προδιαγραφών σχεδίασης.

Αρχικά επιλέγεται ένας αριθμός k_1 τ.ω.:

$$(\omega_\theta / \omega_z)^2 < k_1 < 1$$

Επιλέγουμε:

$$k_1 = 0.543$$

Έτσι, τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος θα είναι:

$$R_1 = 0.375 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 2.187 \text{ Ohm}$$

$$R_3 = 2.749 \text{ Ohm}$$

$$R_4 = 1.842 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = R_6 = 1 \text{ Ohm}$$

$$C_1 = 0.147 \text{ F}$$

$$C_2 = 3.692 \text{ F}$$

Κλιμακοποίηση

Υπάρχει η απαίτηση ένας πυκνωτής να είναι $0.01\mu\text{F}$, έστω ο C_1 . Έτσι προκύπτει ο συντελεστής κλιμακοποίησης πλάτους, ως εξής:

$$k_f = \omega_0 = 40166.01$$

$$k_m = C_1 / (C_{1n} * k_f) = 366.03$$

Τα πραγματικά στοιχεία επομένως του κυκλώματος θα είναι ($R_i = R_{in} * k_m$, $C_i = C_{in} / k_m * k_f$):

$$R_1 = 137.11 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 800.61 \text{ Ohm}$$

$$R_3 = 1006.28 \text{ Ohm}$$

$$R_4 = 674.31 \text{ Ohm}$$

$$R_5 = R_6 = 366.03 \text{ Ohm}$$

$$C_1 = 0.01 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 0.25 \mu\text{F}$$

Η ΣΜ της μονάδας που προκύπτει είναι:

$$T_2(s) = \frac{0.2667 \text{ s}^2 + 5.025e09}{s^2 + 2.176e04 \text{ s} + 1.613e09}$$

με το κέρδος στο DC να είναι

$$k_{LF} = 3.115$$

• Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στο DC να είναι μονάδα (0dB). Το τρέχων (συνολικό) κέρδος στο DC είναι 1.530 (3.692 dB).

Επομένως πρέπει να γίνει απόσβεση (είτε ενεργητική είτε παθητική) με συντελεστή απόσβεσης $\alpha = 1 / 1.53 = 0.654$.

Επιλέγουμε να γίνει παθητική εξασθένηση της εισόδου μέσω ενός διαιρέτη τάσης με αντιστάσεις:

$$R_1 = 1/\alpha = 1529.75 \text{ Ohm}$$

$$R_2 = 1/(1-\alpha) = 2887.70 \text{ Ohm}$$

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του κατωδιαβατού φίλτρου θα είναι:

$$T_{LP}(s) = 0.654 * T_1(s) * T_2(s) \Rightarrow$$

$$T_{LP}(s) = \frac{0.07286s^4 + 1.608e09s^2 + 4.437e18}{s^4 + 1.113e05s^3 + 6.312e09s^2 + 2.043e14s + 4.437e18}$$

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κανονικοποιημένο κύκλωμα στο οποίο φαίνονται οι τρεις μονάδες αλλά και η απομόνωση μεταξύ 1^{ης} και 2^{ης} μονάδας προκειμένου να μην αλληλοεπιδρούν



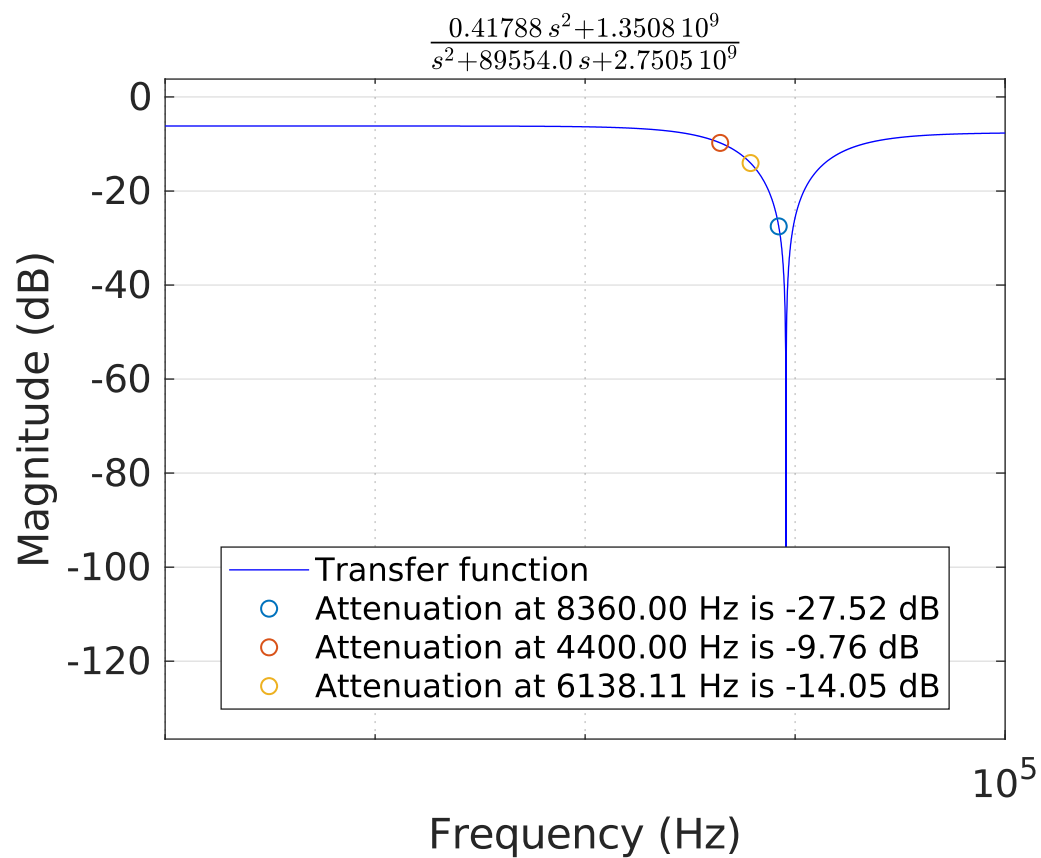
η μια στην άλλη. Τέλος, φαίνεται και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία για την ρύθμιση του κέρδους.

Στην επόμενη σελίδα φαίνεται το τελικό κύκλωμα, το επιθυμητό δηλαδή κατωδιαβατό φίλτρο Butterworth με ότι στοιχείο είναι απαραίτητο αλλά και με τις απαιτούμενες τιμές όλων των στοιχείων για την ικανοποίηση των ζητούμενων προδιαγραφών.

B. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

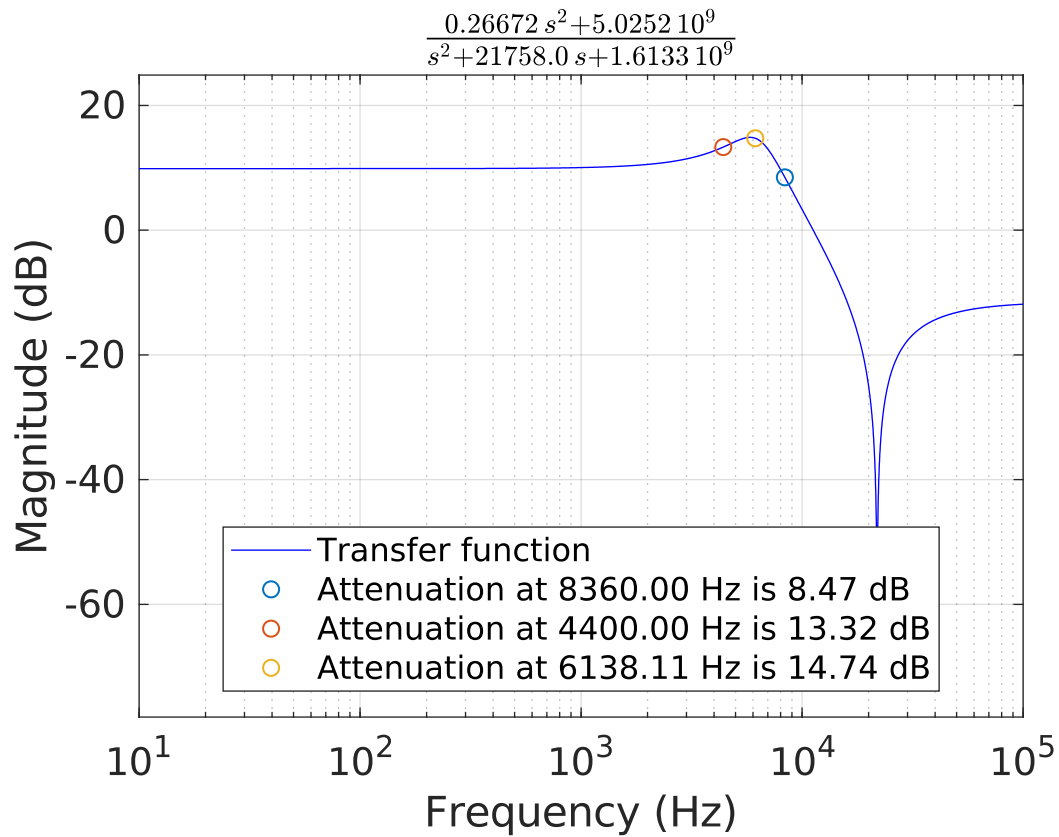
Εισάγουμε στο πρόγραμμα MATLAB τις επί μέρους συναρτήσεις μεταφοράς των 2 biquad LPNs αλλά και την συνολική συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και παίρνουμε τις αποκρίσεις πλάτους σε dB. Η απόκριση πλάτους σε dB για την πρώτη και την δεύτερη μονάδα φαίνονται στις επόμενες σελίδες. Τα παρακάτω διαγράμματα προέκυψαν στο Matlab χρησιμοποιώντας την παρεχόμενη συνάρτηση `plot_transfer_function.m` με όρισμα κάθε φορά την συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους συστημάτων, καθώς και τις κρίσιμες συχνότητες αυτών.

1^η Μονάδα : Boctor LPN (I)



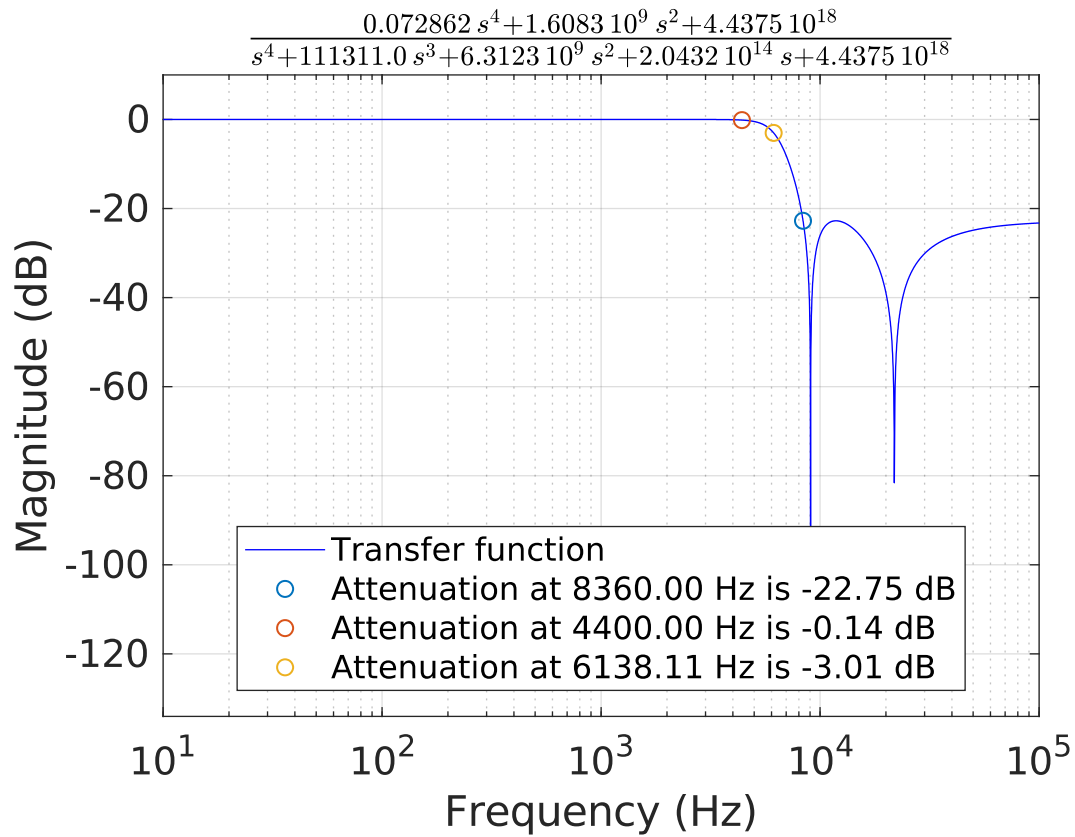
Σχήμα 2: Απόκριση Πλάτους της 1ης Μονάδας (φαίνονται οι f_p , f_{hp} και f_s)

2^η Μονάδα : Boctor LPN (II)



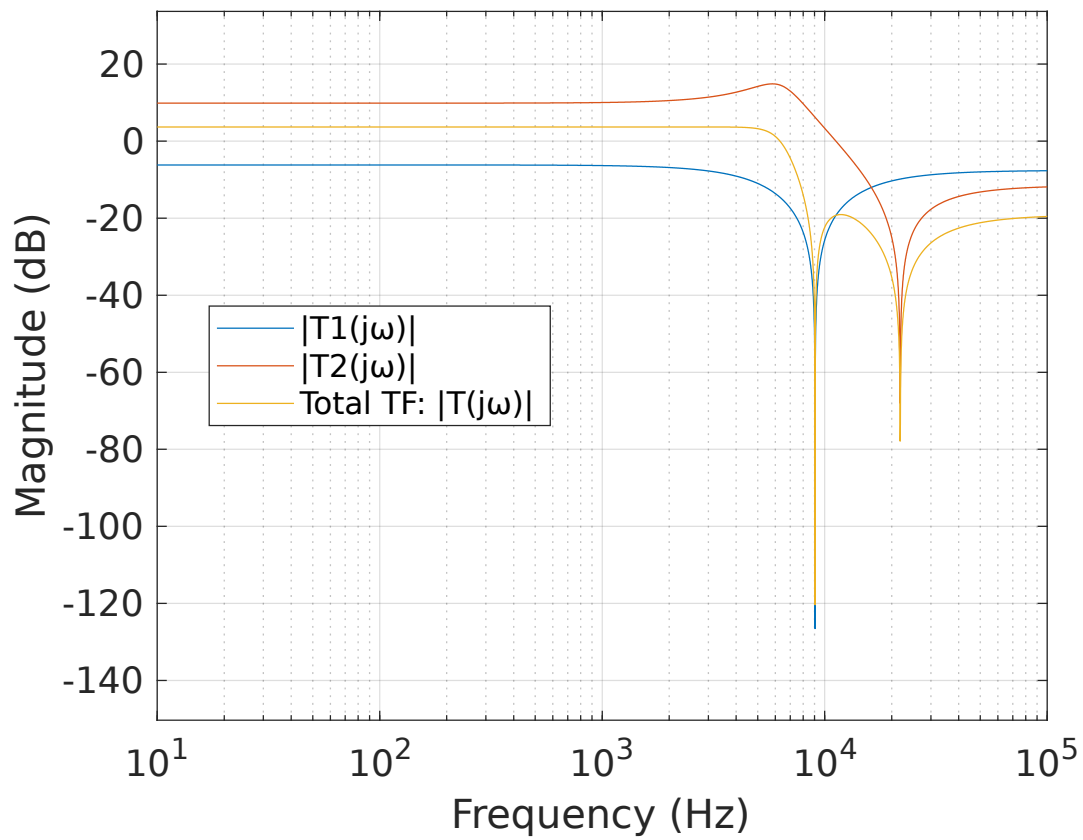
Σχήμα 3: Απόκριση Πλάτους της 2ης Μονάδας (φαίνονται οι f_p , f_{hp} και f_s)

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

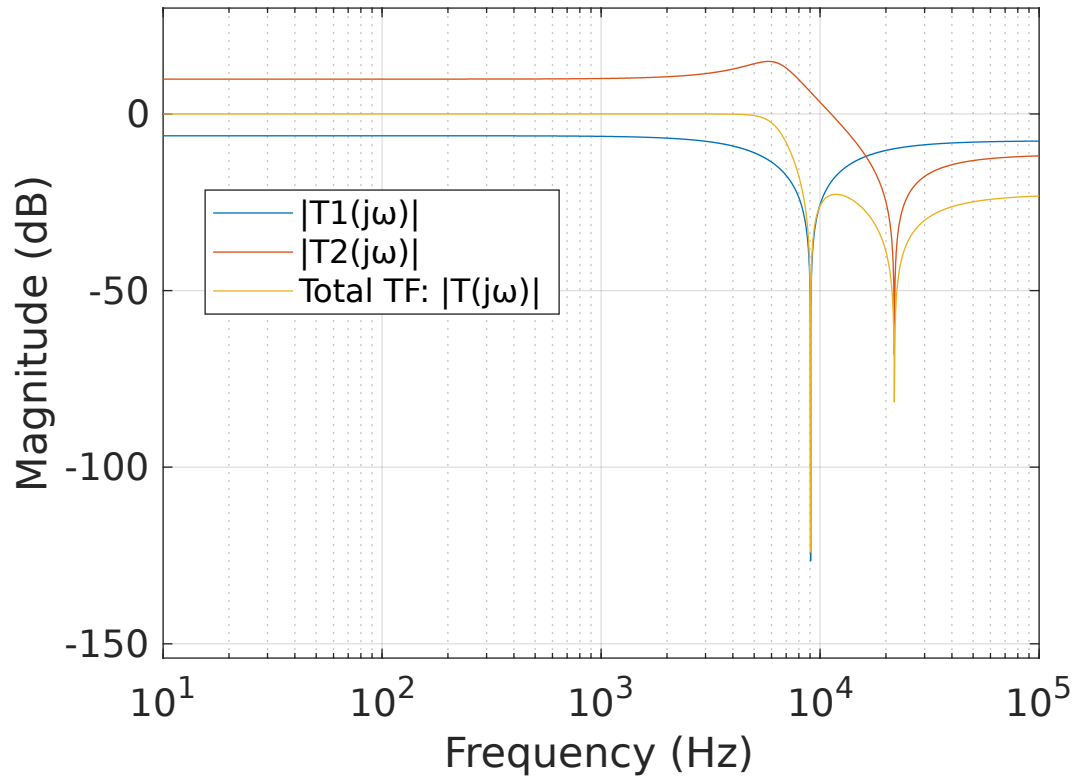


Σχήμα 4: Απόκριση Πλάτους της Συνολικής Μονάδας (φαίνονται οι f_p , f_{hp} και f_s)

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

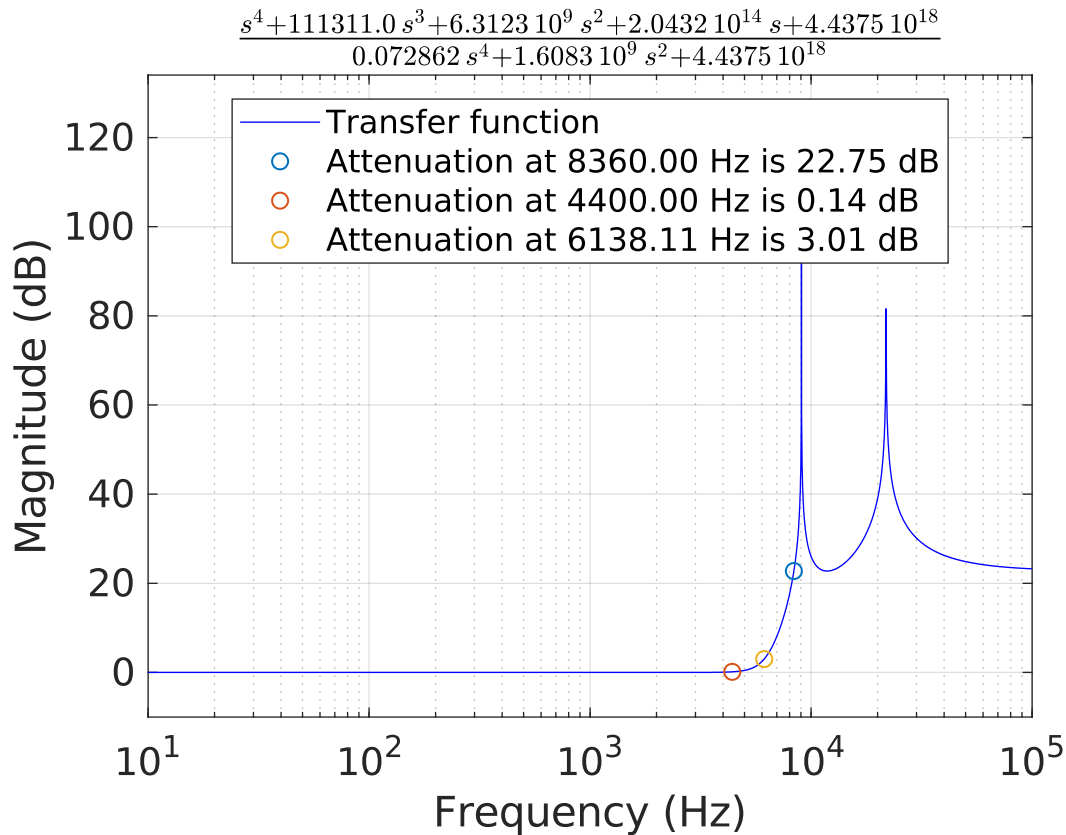


Σχήμα 5: Όλες οι αποκρίσεις πλατους σε ένα κοινό διάγραμμα Bode – δεν έχει γίνει ρύθμιση κέρδους στο τέλος



Σχήμα 6: Όλες οι αποκρίσεις πλάτους σε ένα κοινό διάγραμμα Bode – έχει γίνει ρύθμιση κέρδους ώστε το κέρδος στο DC να είναι 0dB

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



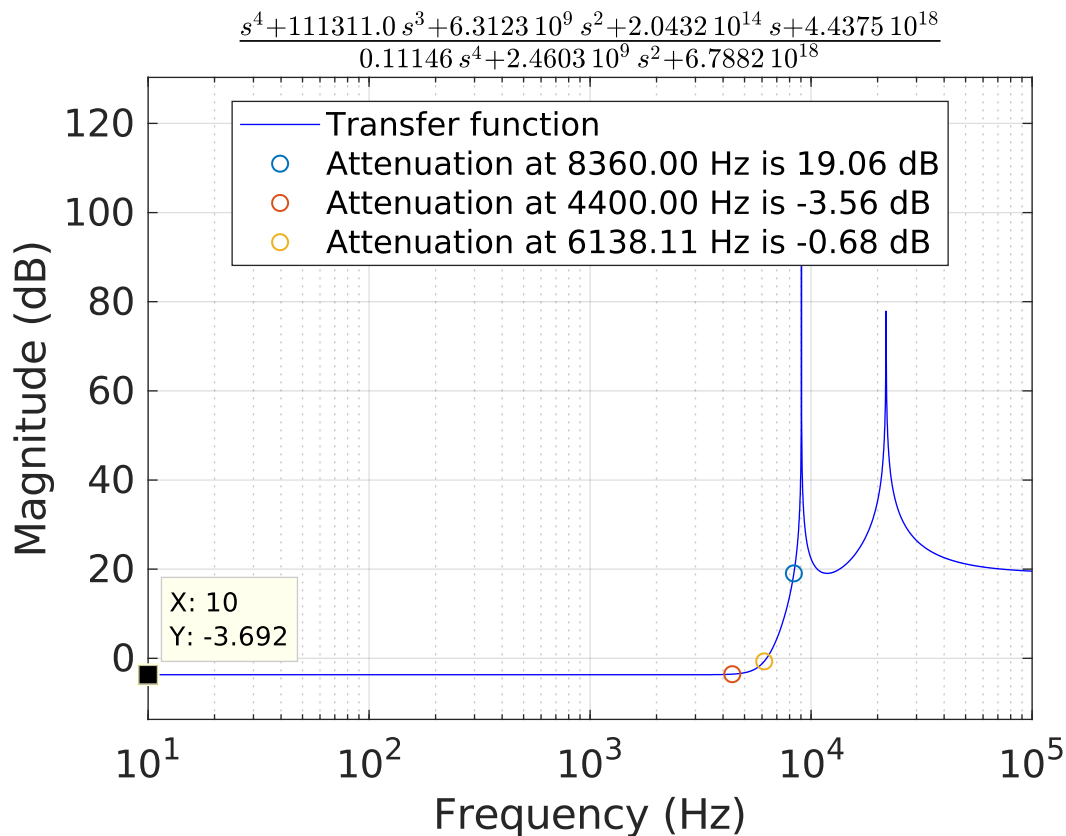
Σχήμα 7: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας (φαίνονται οι f_p , f_{hp} και f_s) - το DC κέρδος έχει ρυθμιστεί στα 0dB

Στη συνάρτηση απόσβεσης σημειώνουμε τις κρίσιμες συχνότητες οι οποίες καθορίζουν την ζώνη διόδου και αποκοπής , δηλαδή την $f_p=4400\text{Hz}$ και την $f_s=8360\text{Hz}$, καθώς και τις αντίστοιχες αποσβέσεις. Παρατηρούμε ότι η απόκριση ικανοποιεί τις προδιαγραφές σχεδίασης, καθώς:

- για την συχνότητα $f_p= 4400\text{Hz}$ η απόσβεση είναι 0.14dB μικρότερη της $a_{\max} = 0.6125\text{dB}$
- για την συχνότητα $f_s= 8360\text{Hz}$ η απόσβεση είναι 22.75dB ιση με τη $a_{\min} = 22.75\text{dB}$ (όπως αναμένουμε σε Inverse Chebysev ΣΜ)

- επίσης φαίνεται η συχνότητα ημίσειας ισχύος, $f_{hp} = 6138.11 \text{ Hz}$, πράγματι $|T(j\omega_{hp})| = 1/\sqrt{2} = -3\text{dB}$

Πριν τη ρύθμιση κέρδους η συνάρτηση απόσβεσης δίνεται από το παρακάτω διάγραμμα (αν και λόγω του ότι ζητείται 0dB κέρδος στο DC, στο παραπάνω διάγραμμα φαίνεται καλύτερα ότι καλύπτονται οι προδιαγραφές σχεδίασης):



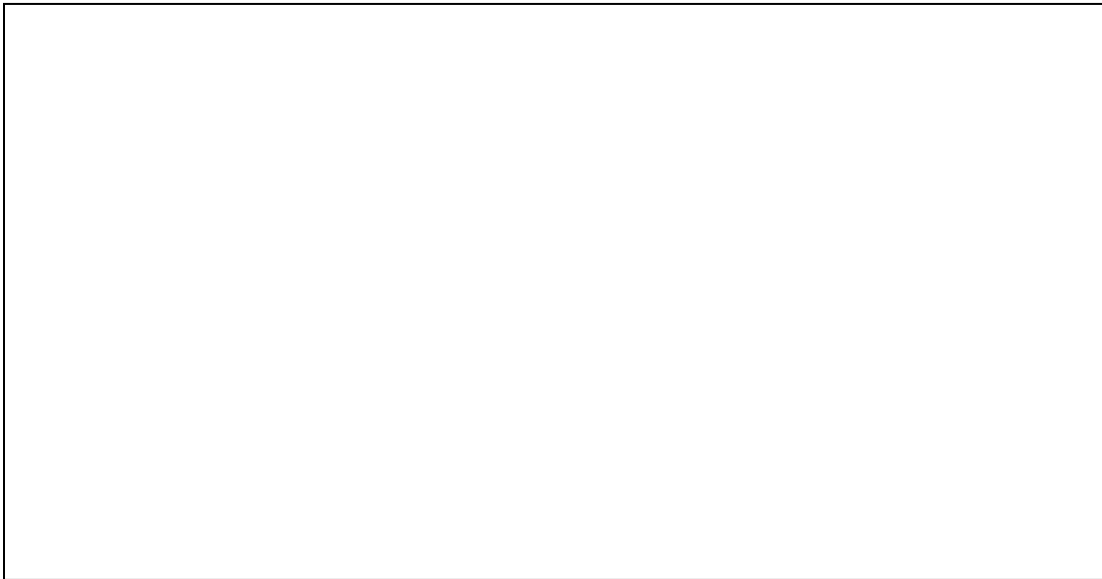
Σχήμα 8: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας (φαίνονται οι f_p , f_{hp} και f_s) - το DC κέρδος δεν έχει ρυθμιστεί (= 3.69dB)

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.

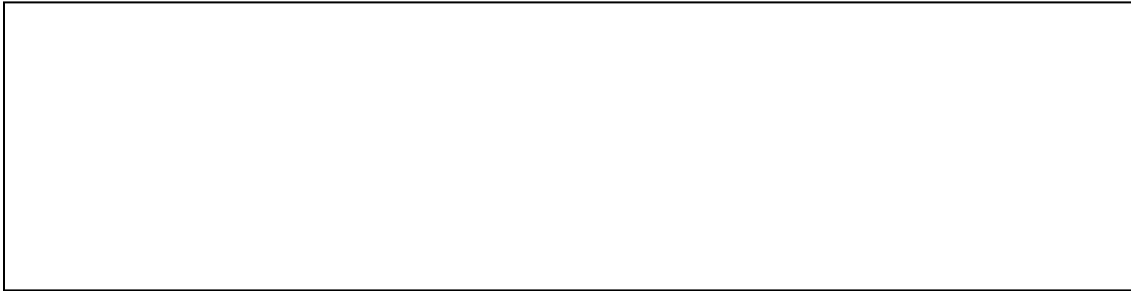
Εισάγουμε λοιπόν όπωςδιάφορες μονάδες του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα.



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



Πιο συγκεκριμένα, ελέγχοντας κατάλληλα τις κλίμακες συχνότητας και απόσβεσης διαπιστώνουμε ότι το φίλτροτο οποίο συμφωνεί με τη θεωρητική ανάλυση καθώς ...

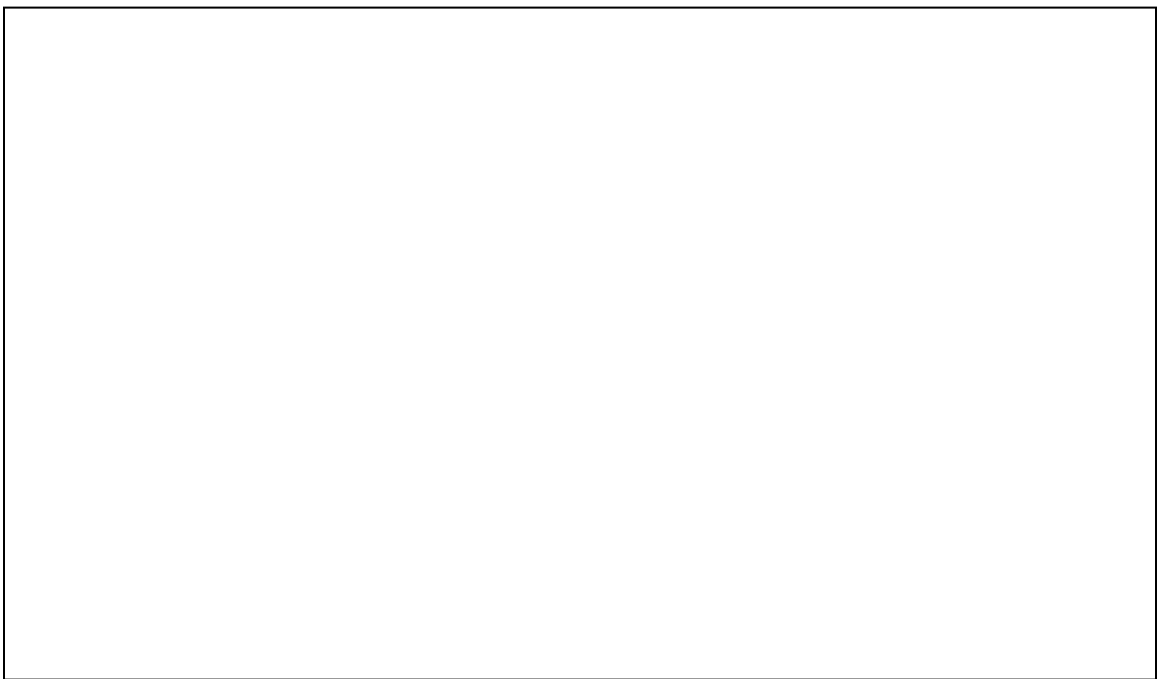


- Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα με μια πηγή διέγερσης sawtooth (πριωνοτό σήμα) με θεμελιώδη συχνότητα 2.0kHz .

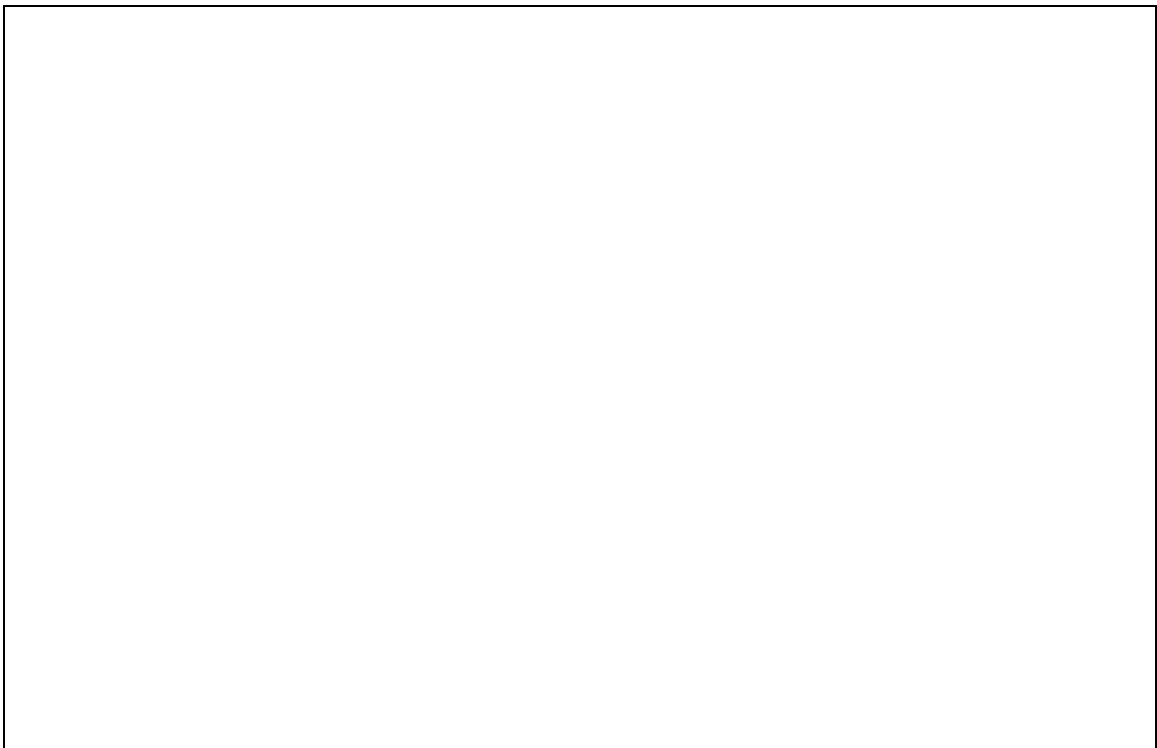
Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα.

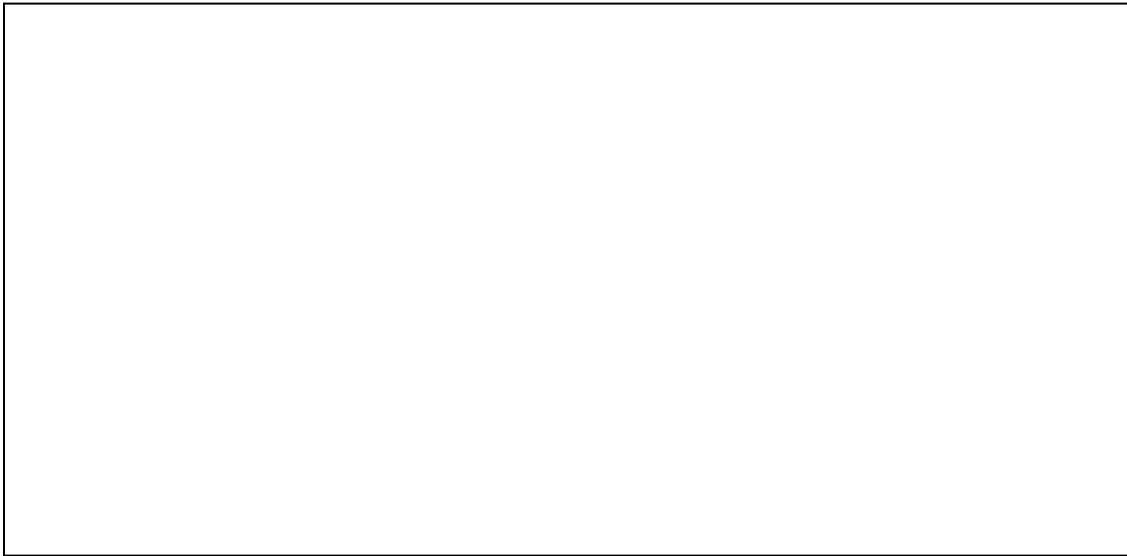
Σήμα Εισόδου :





Σήμα Εξόδου :





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

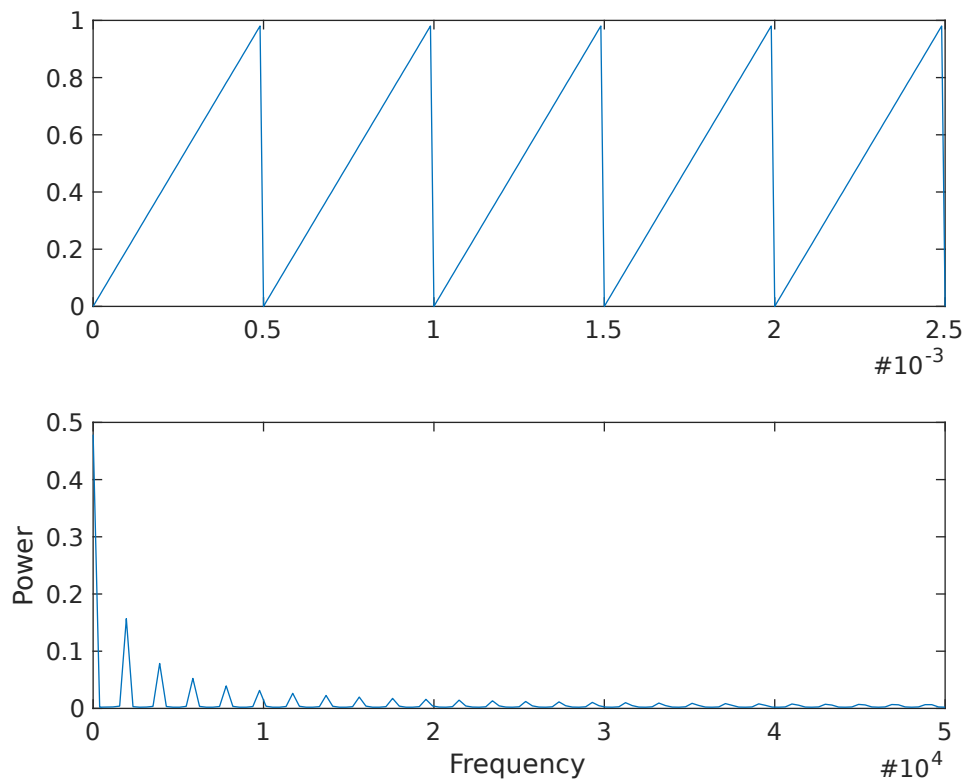
Πιο αναλυτικά, παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου είναι σε σχέση με το σήμα εισόδου. Το φίλτρο όπως φαίνεται **δεν εισάγει κανένα κέρδος** στη ζώνη διόδου του.

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

Κατά συνέπεια, στην επόμενη σελίδα παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την FFT και τα οποία θα σχολιάσουμε στην συνέχεια. Το υπό-εξέταση σήμα είναι ένα πριονωτό σήμα όπως φαίνεται παρακάτω.

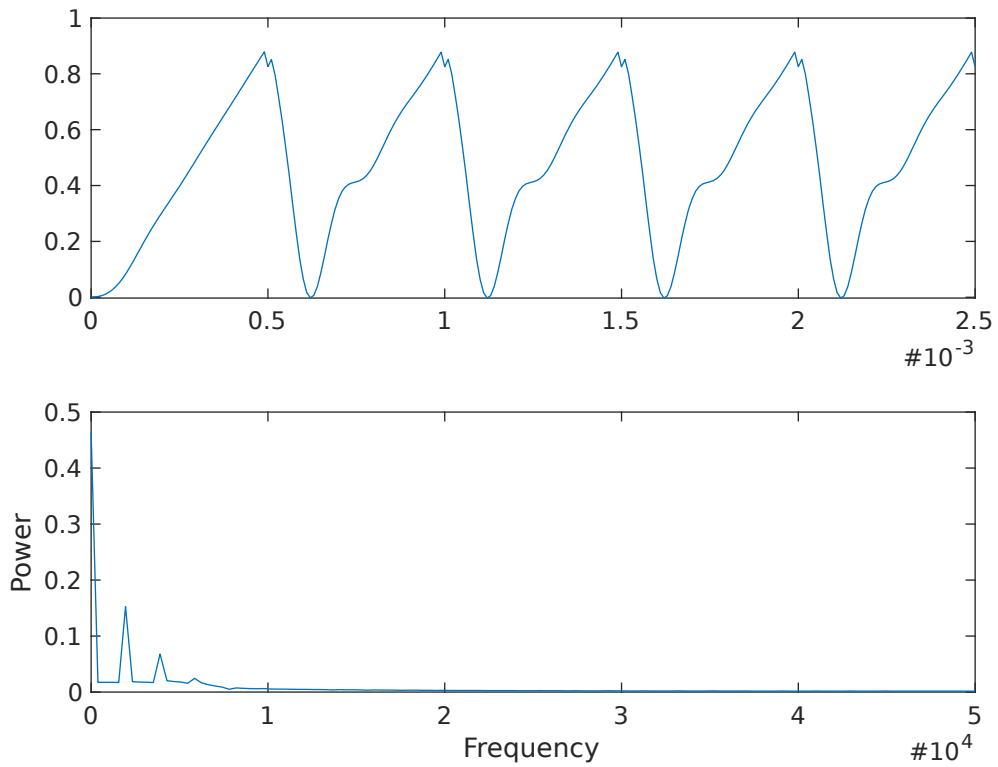
Τεστάρισμα με MatLAB

Σήμα & Φάσμα Εισόδου:



Σχήμα 9: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εισόδου & φάσμα αυτού

Σήμα & Φάσμα Εξόδου :



Σχήμα 10: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εξόδου & φάσμα αυτού (φαίνεται η απόσβεση για συχνότητες μεγαλύτερες από $f_s = 0.836e4\text{Hz}$)

Φάσμα Σήματος Εισόδου Multisim:



Φάσμα Σήματος Εξόδου Multisim:



XX
XX
XX
xxxxxxxxxx, κάτι το οποίο είναι απολύτως λογικό εφόσον το
κύκλωμα μας είναι ένα Οι κρίσιμες συχνότητες για το
συγκεκριμένο φίλτρο είναι $f_p = x \text{ kHz}$ και $f_s = xxx \text{ kHz}$.
xxxxxxxxxxxxxxxxxxxx. Για παράδειγμα, αξίζει να παρατηρήσουμε
ότι στην συχνότητα των $x \text{ kHz}$ Έτσι συνάγεται το
συμπέρασμα ότι το φίλτρο λειτουργεί σωστά, καθώς