

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, 9 Οκτωβρίου 2019

## Περιεχόμενα

1. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου.....	6
1.1. Προδιαγραφές Προβλήματος.....	6
1.2. Υπολογισμός Τάξης & Συχνότητας Ημίσειας Ισχύος.....	6
1.3. Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	7
1.3.1. Υπολογισμός Πόλων Συνάρτησης Μεταφοράς.....	7
1.3.2. Υπολογισμός Μηδενικών Συνάρτησης Μεταφοράς.....	8
1.3.3. Υπολογισμός προδιαγραφών μονάδων.....	8
1.4. Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς.....	10
1.4.1. Μονάδα 1 (I).....	10
1.4.2. Μονάδα 2 (II).....	12
1.4.3. Ρύθμιση Κέρδους.....	14
1.4.4. Συνολική Υλοποιήσιμη ΣΜ.....	14
2. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB.....	15
2.1. Μονάδα 1 (I): Bactor LPN.....	16
2.2. Μονάδα 2 (II): Bactor LPN.....	16
2.3. Συνολική ΣΜ.....	17
2.4. Συνολική Συνάρτηση Απόσβεσης.....	19
3. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM.....	22
3.1. Ανάπτυξη μονάδων στο MUTLISIM.....	22
3.2. Αποκρίσεις Bode Πλάτους.....	23
3.3. Απόκριση σε πριονωτό σήμα εισόδου.....	25
3.3.1. Σήμα Εισόδου – Εξόδου στο χρόνο.....	25
3.3.2. Φάσμα Σήματος Εισόδου.....	26
3.3.3. Φάσμα Σήματος Εξόδου.....	28
3.4. Τεστάρισμα με MatLAB.....	29
3.4.1. Σήμα & Φάσμα Εισόδου.....	30
3.4.2. Σήμα & Φάσμα Εξόδου.....	30
3.5. Συμπεράσματα.....	31
3.6. Παρατηρήσεις.....	32

## Πίνακας Εικόνων

Εικ. 1: Bactor LPN (σχ. 7.24α – Σημειώσεις).....	10
Εικ. 2: Κύκλωμα Φίλτρου στο Mutlisisim.....	22

## Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 1: Μιγαδικό Επίπεδο όπου φαίνονται οι πόλοι και τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysevn που θα υλοποιηθεί (άξονες σε rad/sec).....	9
Σχήμα 2: Απόκριση Πλάτους της 1ης Μονάδας ( φαίνονται οι $f_p$ , $f_{hp}$ και $f_s$ ).....	16
Σχήμα 3: Απόκριση Πλάτους της 2ης Μονάδας ( φαίνονται οι $f_p$ , $f_{hp}$ και $f_s$ ).....	17
Σχήμα 4: Απόκριση Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι $f_p$ , $f_{hp}$ και $f_s$ ) - το κέρδος στο DC έχει ρυθμίζεται στα 0dB.....	18
Σχήμα 5: Όλες οι αποκρίσεις πλάτους σε ένα κοινό διάγραμμα Bode – δεν έχει γίνει ρύθμιση κέρδους στο τέλος.....	18
Σχήμα 6: Όλες οι αποκρίσεις πλάτους σε ένα κοινό διάγραμμα Bode – έχει γίνει ρύθμιση κέρδους ώστε το κέρδος στο DC να είναι 0dB.....	19
Σχήμα 7: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι $f_p$ , $f_{hp}$ και $f_s$ ) - το DC κέρδος έχει ρυθμίζεται στα 0dB.....	20
Σχήμα 8: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι $f_p$ , $f_{hp}$ και $f_s$ ) - το DC κέρδος δεν έχει ρυθμίζεται (= 3.69dB ).....	21
Σχήμα 9: Simulation: AC Sweep (φαίνονται οι tracers στις $f_p$ , $f_s$ – ο κάθετος άξονας είναι σε decibel).....	23
Σχήμα 10: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα $f_p$ ).....	23
Σχήμα 11: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα $f_{hp}$ ).....	24
Σχήμα 12: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα $f_s$ ).....	24
Σχήμα 13: Simulation: Transient Analysis.....	26
Σχήμα 14: Φάσμα Σήματος Εισόδου (Simulation: Fourier Analysis).....	26
Σχήμα 15: Φάσμα Σήματος Εισόδου μεγενθυμένο (Simulation: Fourier Analysis).....	27
Σχήμα 16: Φάσμα Σήματος Εισόδου (χρήση οργάνου Spectrum Analyzer).....	27
Σχήμα 17: Φάσμα Σήματος Εξόδου (Simulation: Fourier Analysis).....	28

Σχήμα 18: Φάσμα Σήματος <i>Εξόδου</i> μεγενθυμένο (Simulation: Fourier Analysis).....	28
Σχήμα 19: Φάσμα Σήματος <i>Εξόδου</i> (χρήση οργάνου Spectrum Analyzer).....	29
Σχήμα 20: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εισόδου & φάσμα αυτού....	30
Σχήμα 21: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εξόδου & φάσμα αυτού ( φαίνεται η απόσβεση για συχνότητες μεγαλύτερες από $f_s = 8.36\text{kHz}$ ).....	31

## Πίνακας Πινάκων

Πιν. 1: Πόλοι <i>ΣΜ φίλτρου</i> με προσέγγιση κατά <i>Chebyshev</i> .....	8
Πιν. 2: Πόλοι <i>ΣΜ φίλτρου</i> με προσέγγιση κατά <i>Inverse Chebesev</i> .....	8
Πιν. 3: <i>Μηδενικά ΣΜ φίλτρου</i> με προσέγγιση κατά <i>Inverse Chebesev</i> .....	8

# ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ INVERSE CHEBYSEV

*"Να σχεδιασθεί ένα κατωδιαβατό φίλτρο Inverse Chebysev το οποίο να πληρεί τις παρακάτω προδιαγραφές συχνότητας και απόσβεσης:*

*$f_p = 4.4\text{KHz}$ ,  $f_s = 8.36\text{KHz}$  και  
 $a_{\max} = 0.6125\text{ dB}$ ,  $a_{\min} = 22.75\text{ dB}$ ."*

# 1. Αναλυτική Σχεδίαση του Φίλτρου

## 1.1. Προδιαγραφές Προβλήματος

Βάσει του AEM = 9026 προέκυψαν οι παραπάνω προδιαγραφές σχεδίασης. Επίσης, από τις  $f_p$  και  $f_s$ , θα έχουμε:

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

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

## 1.2. Υπολογισμός Τάξης & Συχνότητας Ημίσειας Ισχύος

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  $\varepsilon$  για αντίστροφο Chebysev φίλτρο, ως εξής:

$$\varepsilon = 1 / \sqrt{10^{(0.1 * a_{\min})} - 1} = 0.0731$$

Θα υπολογίσουμε τώρα την κανονικοποιημένη ( ως προς τη συχνότητα αποκοπής ) συχνότητα ημίσειας ισχύος από τον τύπο

$$\Omega_{hp} = 1 / \cosh((1 / n) * \cosh^{-1}(1 / \varepsilon)) = 0.734$$

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

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

### 1.3. Υπολογισμός της Συνάρτησης Μεταφοράς

Αρχικά θα υπολογίσουμε τους πόλους και στη συνέχεια τα μηδενικά της ΣΜ του φίλτρου σύμφωνα με τις προδιαγραφές σχεδίασης και τη προσέγγιση κατά Inverse Chebysev.

#### 1.3.1. Υπολογισμός Πόλων Συνάρτησης Μεταφοράς

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  $\alpha$ :

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

σύμφωνα με τον οποίο οι πόλοι της ΣΜ Chebysev θα είναι:

$$\left. \begin{array}{l} \sigma_k = \sinh \alpha * \cos \psi_k \\ \pm \omega_k = \cosh \alpha * \sin \psi_k \end{array} \right\} p_k = \sigma_k \pm j \omega_k$$

και άρα παίρνουμε τους πόλους ΣΜ Chebysev LPF:

<b>k</b>	<b>Q<sub>k</sub></b>	<b>Ω<sub>k</sub></b>	<b>p<sub>k</sub></b>
<b>1,2</b>	0.586	1.002	-0.855 ± j0.521
<b>3,4</b>	1.846	1.308	-0.354 ± j1.259

Πιν. 1: Πόλοι ΣΜ φίλτρου με προσέγγιση κατά Chebysev

Αντιστρέφοντας τους παραπάνω πόλους ( $p_k=1/p_k$ ) παίρνουμε τους πόλους της ΣΜ Inverse Chebysev LPF:

<b>k</b>	<b>Q<sub>k</sub></b>	<b>Ω<sub>k</sub></b>	<b>p<sub>k</sub></b>
<b>1,2</b>	0.586	0.998	<b>-0.852 ± j0.520</b>
<b>3,4</b>	1.846	0.765	<b>-0.207 ± j0.736</b>

Πιν. 2: Πόλοι ΣΜ φίλτρου με προσέγγιση κατά Inverse Chebesev

### 1.3.2. Υπολογισμός Μηδενικών Συνάρτησης Μεταφοράς

Ακολουθώντας, βρίσκουμε τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysev LPF βάσει της ακόλουθης σχέσης:

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

Τα μηδενικά θα κείνται πάνω στον φανταστικό άξονα και έτσι θα είναι της μορφής  $\pm j\Omega z_k$ . Έτσι, τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysev LPF είναι:

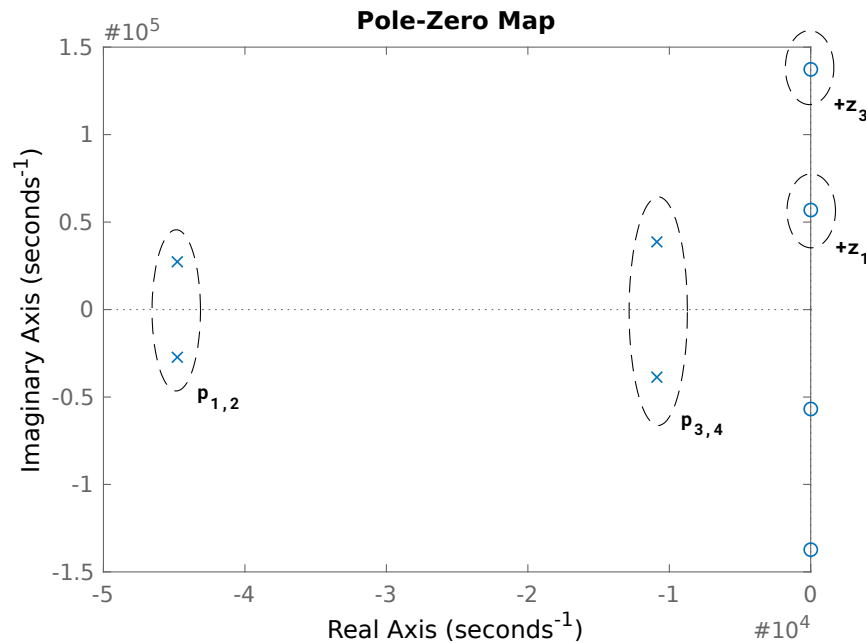
<b>k</b>	<b>Ωz<sub>k</sub></b>	<b>z<sub>k</sub></b>
<b>1</b>	1.082	<b>± j1.082</b>
<b>3</b>	2.613	<b>± j2.613</b>

Πιν. 3: Μηδενικά ΣΜ φίλτρου με προσέγγιση κατά Inverse Chebesev

### 1.3.3. Υπολογισμός προδιαγραφών μονάδων

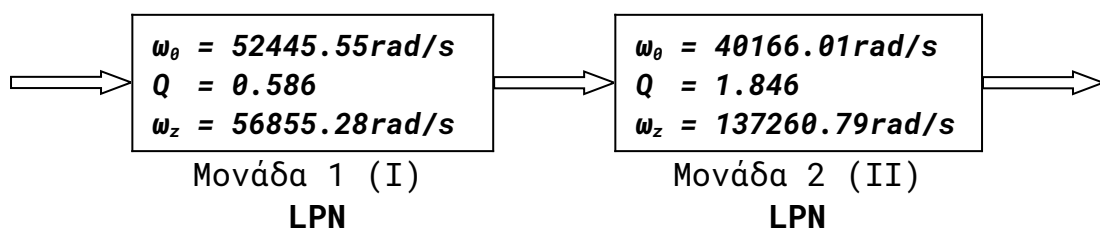
Με βάση τους Πιν. 2 και Πιν. 3 παραπάνω, προκύπτουν τα παρακάτω μηδενικά και πόλοι της ΣΜ Inverse Chebysev που ζητείται να υλοποιηθεί:





Σχήμα 1: Μιγαδικό Επίπεδο όπου φαίνονται οι πόλοι και τα μηδενικά της ΣΜ Inverse Chebysen που θα υλοποιηθεί (άξονες σε rad/sec)

Έτσι, το κύκλωμα που θα υλοποιήσει τη παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς θα αποτελείται από **δύο (2)** μονάδες κάθε μία από τις οποίες θα αναλάβει την υλοποίηση ενός ζεύγους φανταστικών πόλων και ενός ζεύγους φανταστικών μηδενικών (άρα αμφότερες θα είναι μονάδες notch). Επιλέγεται η πρώτη μονάδα να υλοποιήσει τους πόλους  $p_{1,2}$  και το μηδενικό  $z_1$  (ενν. ζεύγος μηδενικών), ενώ η δεύτερη να υλοποιήσει τους πόλους  $p_{3,4}$  και το μηδενικό  $z_3$  (ενν. ζεύγος μηδενικών). Οι μονάδες φαίνονται παρακάτω σε διαγραμματική μορφή (οι συχνότητες έχουν απο-κανονικοποιηθεί):



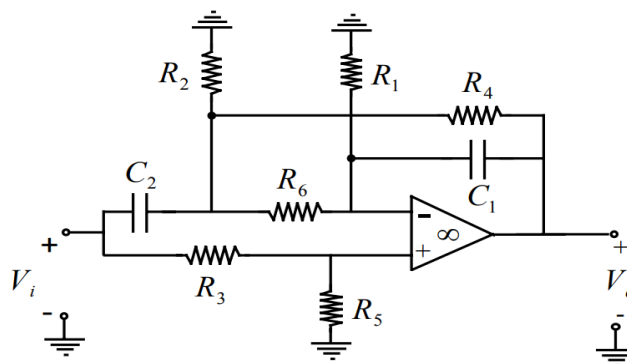
## 1.4. Υλοποίηση της Συνάρτησης Μεταφοράς

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

Θα θεωρήσουμε προσωρινά  $\Omega_0 = 1 \text{ rad/s}$  για κάθε μονάδα, θα υλοποιήσουμε τις κανονικοποιημένες μονάδες και στην συνέχεια θα κάνουμε κλιμακοποίηση στην συχνότητα με  $k_f = \omega_0$ .

### 1.4.1. Μονάδα 1 (I)

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



Εικ. 1: Boctor LPN (σχ. 7.24a – Σημειώσεις)

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

Αρχικά επιλέγεται ένας αριθμός  $k_1$  τ.ω.:

$$(\omega_0 / \omega_z)^2 < k_1 < 1$$

Επιλέγουμε:

$$k_1 = 0.925$$

Έτσι, τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος θα είναι:

$$R_{1n} = 22.827 \text{ Ohm}$$

$$R_{2n} = 13.413 \text{ Ohm}$$

$$R_{3n} = 1.393 \text{ Ohm}$$

$$R_{4n} = 1.081 \text{ Ohm}$$

$$R_{5n} = R_6 = 1 \text{ Ohm}$$

$$C_{1n} = 0.790 \text{ F}$$

$$C_{2n} = 1.171 \text{ F}$$

### **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:

$$k_f = \omega_0 = 52445.547$$

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

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 Boctor LPN που προκύπτει από τα παραπάνω στοιχεία είναι (σχέση 7.156 - σημειώσεις):

$$T_1(s) = \frac{0.4179 s^2 + 1.351e09}{s^2 + 8.955e04 s + 2.751e09}$$

με το κέρδος στο DC να είναι:

$$k_{LF} = 0.491$$

#### 1.4.2. Μονάδα 2 (II)

Η δεύτερη μονάδα υλοποιείται επίσης από ένα Boctor LPN, ένα διτετράγωνης (biquad) 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 (τυχαία):

$$k_1 = 0.543$$

Έτσι, τα κανονικοποιημένα στοιχεία του κυκλώματος θα είναι:

$$R_{1n} = 0.375 \text{ Ohm}$$

$$R_{2n} = 2.187 \text{ Ohm}$$

$$R_{3n} = 2.749 \text{ Ohm}$$

$$R_{4n} = 1.842 \text{ Ohm}$$

$$R_{5n} = R_6 = 1 \text{ Ohm}$$

$$C_{1n} = 0.147 \text{ F}$$

$$C_{2n} = 3.692 \text{ F}$$

### **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 (  $R_i = R_{in} * k_m$ ,  $C_i = C_{in} / (k_m * k_f)$  ):

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

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

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

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

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

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

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

Η ΣΜ της μονάδας Boctor LPN που προκύπτει από τα παραπάνω στοιχεία είναι (σχέση 7.156 - σημειώσεις):

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

με το κέρδος στο DC να είναι

$$k_{LF} = 3.115$$

#### 1.4.3. Ρύθμιση Κέρδους

Θέλουμε να ρυθμίσουμε το κέρδος έτσι ώστε το κέρδος του φίλτρου στο DC να είναι μονάδα (0dB). Το τρέχων (συνολικό – οι δύο μονάδες σε σειρά) 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 εξόδου (ώστε να μην χρειαστεί ακολουθητής τάσης) μέσω ενός διαιρέτη τάσης με αντιστάσεις:

$$R_1 = 1/\alpha \text{ (k}\Omega\text{)} = 1529.75 \text{ }\Omega$$

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

#### 1.4.4. Συνολική Υλοποιήσιμη ΣΜ

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του κατωδιαβατού φίλτρου θα είναι:

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

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

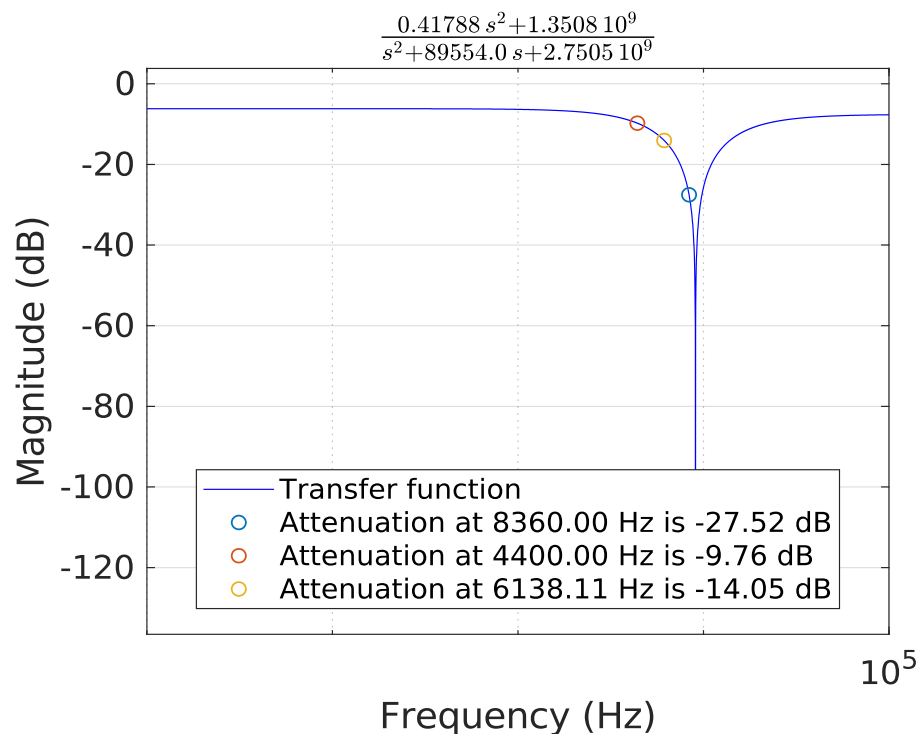
όπου φαίνεται ότι πράγματι για  $s=0$  (DC) το κέρδος είναι μονάδα (0dB).

## 2. Μελέτη της Συνάρτησης Μεταφοράς στο MATLAB

Για την μελέτη με MATLAB της 1ης εργασίας, δηλαδή της σχεδίασης του κατωδιαβατού φίλτρου, αναπτύχθηκε το script **p1.m**. Σε αυτό περιέχονται όλα τα βήματα θεωρητικής ανάλυσης που προηγήθηκαν συμπ. και των βημάτων για εξαγωγή των στοιχείων των κυκλωμάτων από τις παραμέτρους σχεδίασης ( $\omega_0$ ,  $Q$ ,  $\omega_z$ ). Να τονισθεί ότι για λόγους πληρότητας αναπτύχθηκαν τα παραπάνω βήματα τόσο για τα Bactor Notch όσο και για τα άλλα δύο Notch κυκλώματα που δίνονται στο κεφ. 7 των σημειώσεων (σχήματα 7.21 και 7.23 – σε αυτά γίνεται αναφορά ως Fried Notch στις επόμενες εργασίες), αλλά και για τα Sallen-Key στη ζητούμενη στρατηγική σχεδίασης στην εργασία 4 (σχεδίαση ανωδιαβατού φίλτρου). Η εξαγωγή των στοιχείων των κυκλωμάτων γίνεται από συναρτήσεις που βρίσκονται στο μονοπάτι: **/MatLAB Helpers/Circuits/**. Γενικά στον φάκελο **MatLAB Helpers/** βρίσκονται όλες οι dependencies για την υλοποίηση της κάθε εργασίας, έτσι ώστε στο φάκελο **matlab/** της κάθε εργασίας να βρίσκεται μόνο το βασικό script που υλοποιεί την λογική της αντίστοιχης εργασίας. Μεταξύ άλλων βρίσκονται και οι πολύ βασικές κλάσεις για τη διαχείριση των στοιχείων αλλά και των πόλων των ΣΜ, **FilterUnit** και **Pole**. Ακολούθως, παραθέτονται παράθυρα που δείχνουν διαγράμματα Bode κέρδους ή/και απόσβεσης των επι μέρους μονάδων καθώς και της συνολικής μονάδας με και χωρίς ρύθμιση κέρδους.

## 2.1. Μονάδα 1 (I): Boctor LPN

Παρακάτω, φαίνεται η απόκριση πλάτους (κατά Bode) της πρώτης μονάδας. Στο σχήμα έχουν σημειωθεί οι κρίσιμες συχνότητες και η συχνότητα ημίσειας ισχύος.

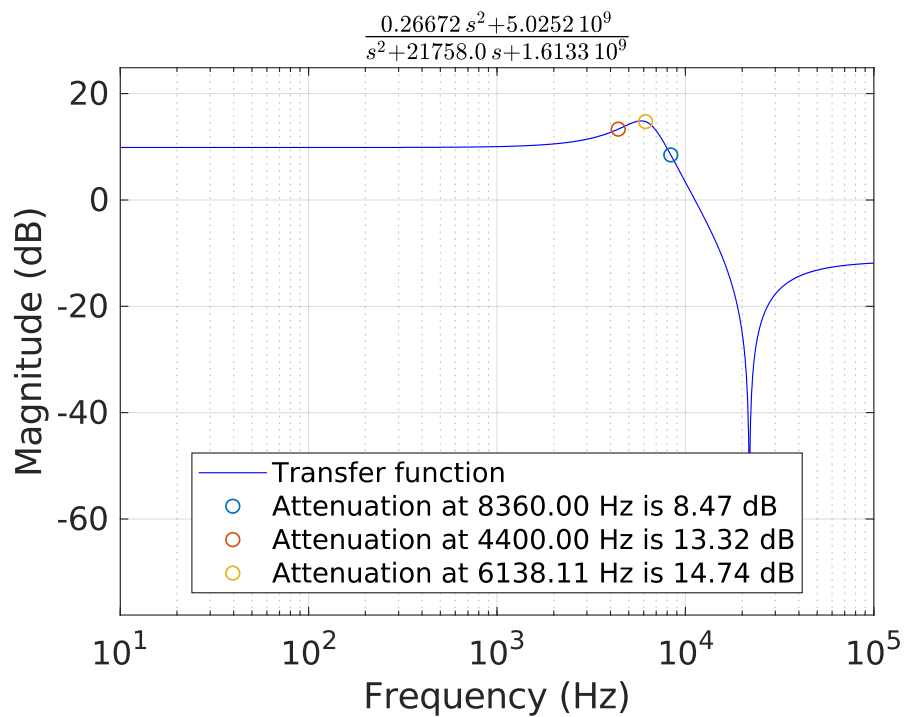


Σχήμα 2: Απόκριση Πλάτους της 1ης Μονάδας  
( φαίνονται οι  $f_p$ ,  $f_{hp}$  και  $f_s$  )

## 2.2. Μονάδα 2 (II): Boctor LPN

Παρακάτω, φαίνεται η απόκριση πλάτους (κατά Bode) της δεύτερης μονάδας. Στο σχήμα έχουν σημειωθεί οι κρίσιμες συχνότητες και η συχνότητα ημίσειας ισχύος.

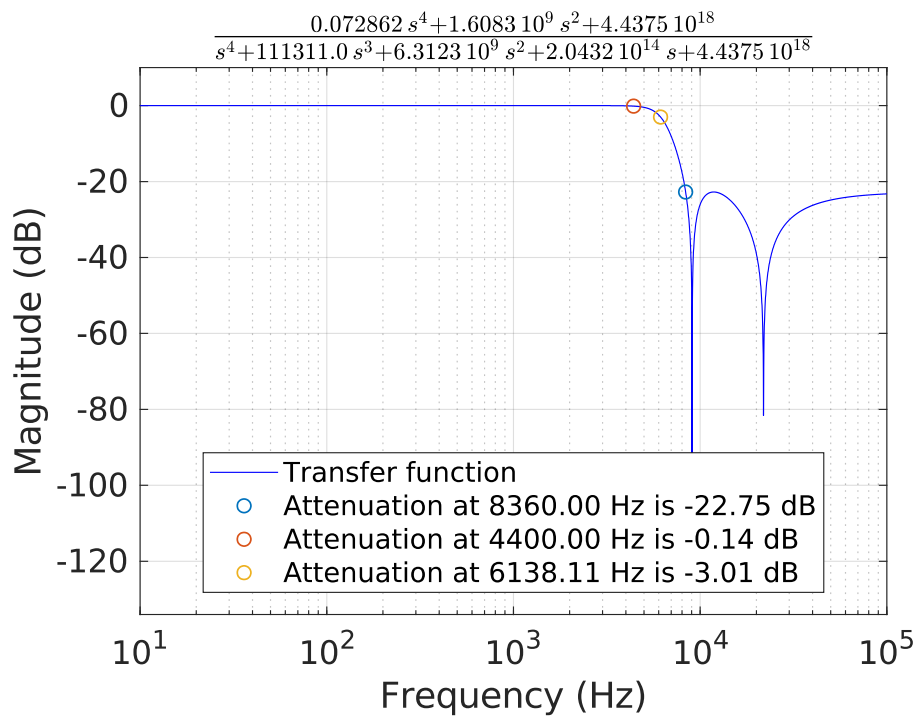




Σχήμα 3: Απόκριση Πλάτους της 2ης Μονάδας  
( φαίνονται οι  $f_p$ ,  $f_{hp}$  και  $f_s$  )

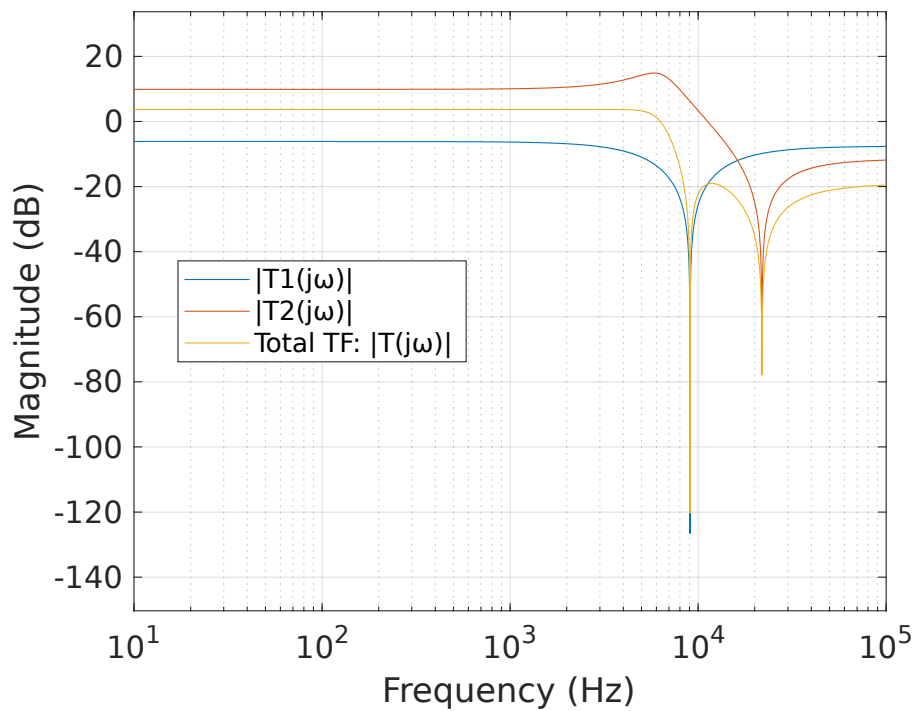
### 2.3. Συνολική ΣΜ

Παρακάτω, φαίνεται η απόκριση πλάτους (κατά Bode) της συνολικής συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας. Στο σχήμα έχουν σημειωθεί οι κρίσιμες συχνότητες και η συχνότητα ημίσειας ισχύος.

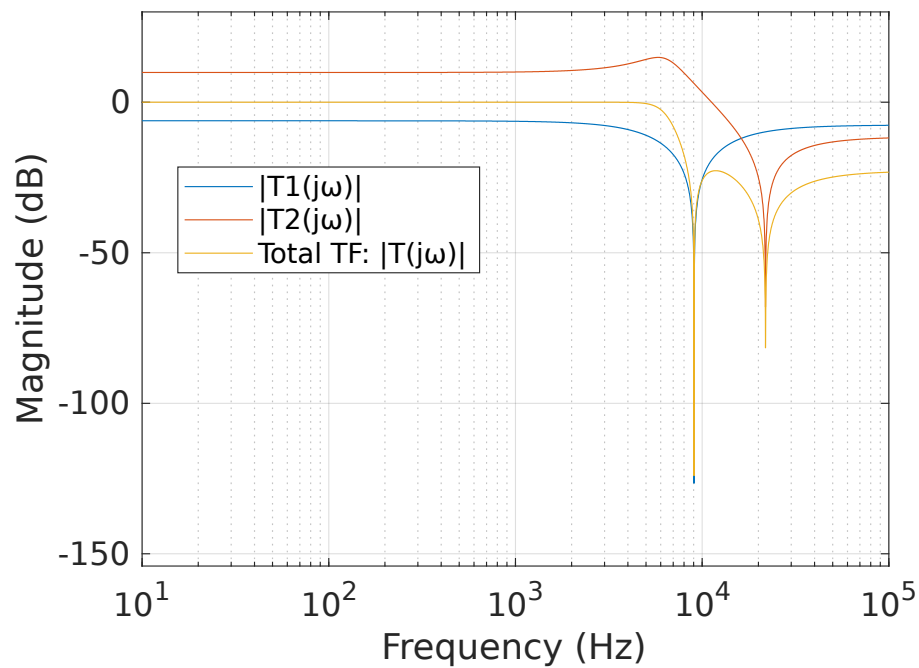


Σχήμα 4: Απόκριση Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι  $f_p$ ,  $f_{hp}$  και  $f_s$  ) - το κέρδος στο DC έχει ρυθμιστεί στα **0dB**

Ενώ, τέλος, παρατίθενται όλες οι παραπάνω αποκρίσεις σε ένα κοινό διάγραμμα Bode πλάτους:



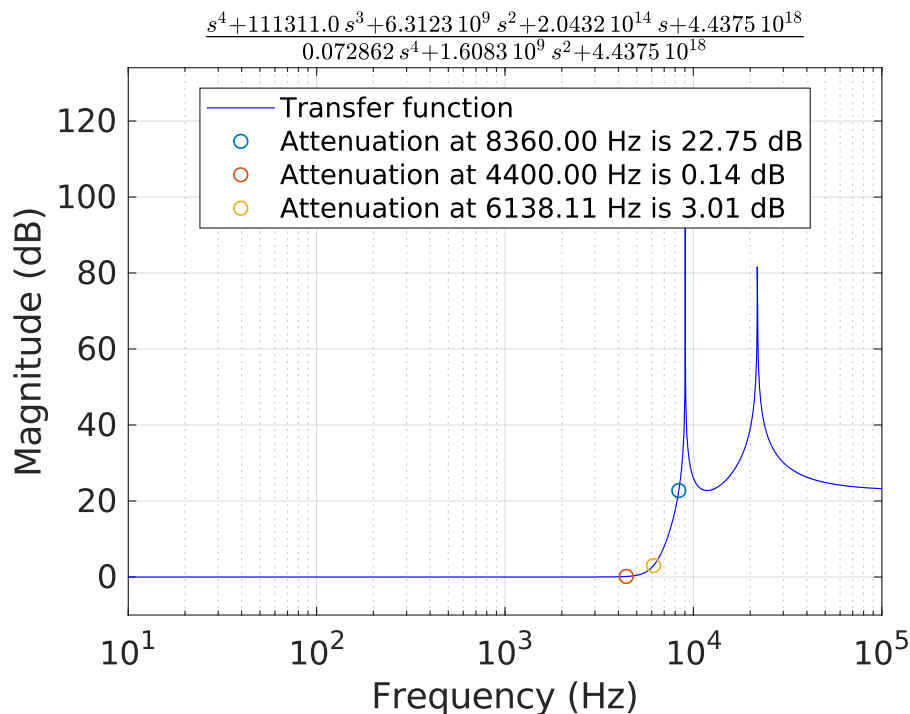
Σχήμα 5: Όλες οι αποκρίσεις πλάτους σε ένα κοινό διάγραμμα Bode - δεν έχει γίνει ρύθμιση κέρδους στο τέλος



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

## 2.4. Συνολική Συνάρτηση Απόσβεσης

Παρακάτω φαίνεται η συνάρτηση απόσβεσης σε dB του συνολικού κυκλώματος συναρτήσει της συχνότητας.

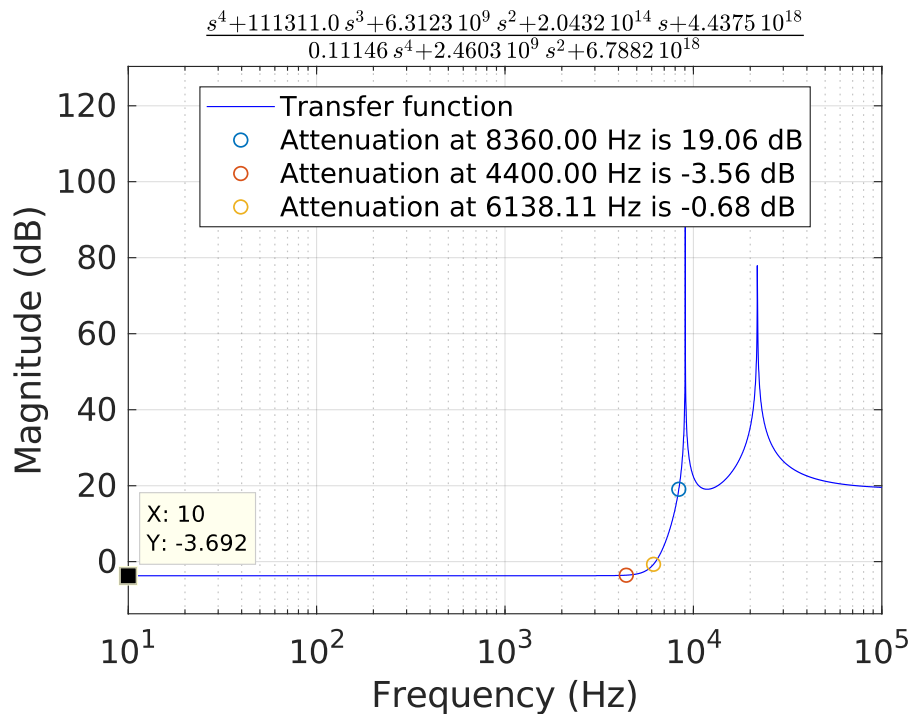


Σχήμα 7: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι  $f_p$ ,  $f_{hp}$  και  $f_s$  ) - το DC κέρδος έχει ρυθμιστεί στα **0dB**

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  $a_{\max} = 0.6125\text{dB}$**  συνθήκη που ικανοποιείται για ολόκληρη τη ζώνη διέλευσης
- 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) συνθήκη που ικανοποιείται ως εκ τούτου για ολόκληρη τη ζώνη αποκοπής
- επίσης φαίνεται ότι στη 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):



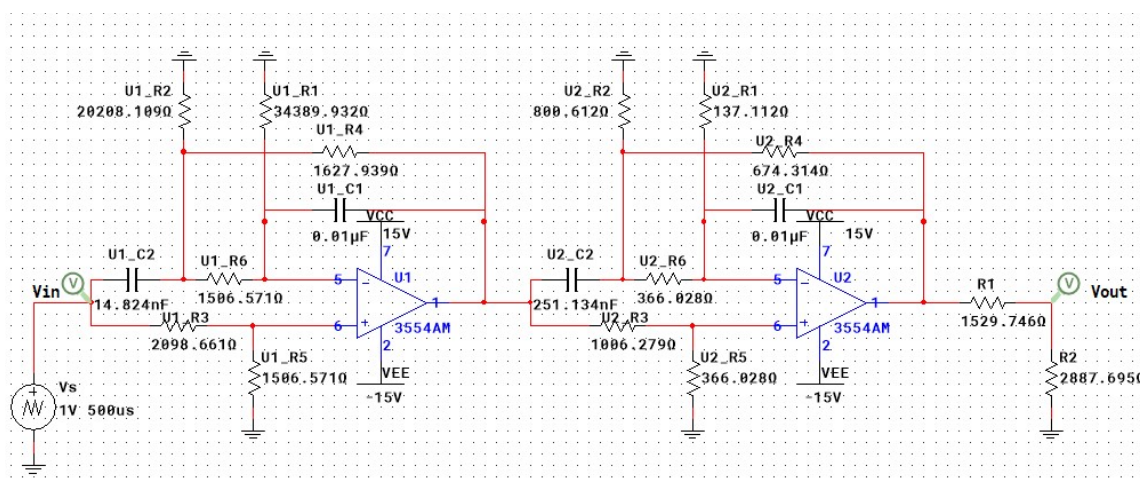
Σχήμα 8: Συνάρτηση Απόσβεσης Πλάτους της Συνολικής Μονάδας ( φαίνονται οι  $f_p$ ,  $f_{hp}$  και  $f_s$  ) - το DC κέρδος δεν έχει ρυθμιστεί (= 3.69dB )

### 3. Υλοποίηση του Κυκλώματος του Φίλτρου στο MULTISIM

#### 3.1. Ανάπτυξη μονάδων στο MULTISIM

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα μας στο Electronics WorkBench (MULTISIM) προκειμένου να ελέγξουμε αν υλοποιεί την συνολική συνάρτηση μεταφοράς που αναλύθηκε στο προηγούμενο στάδιο της εργασίας αλλά και για να διερευνήσουμε την απόκριση του φίλτρου όταν αυτό διεγείρεται από ένα στοιχειώδες περιοδικό σήμα.

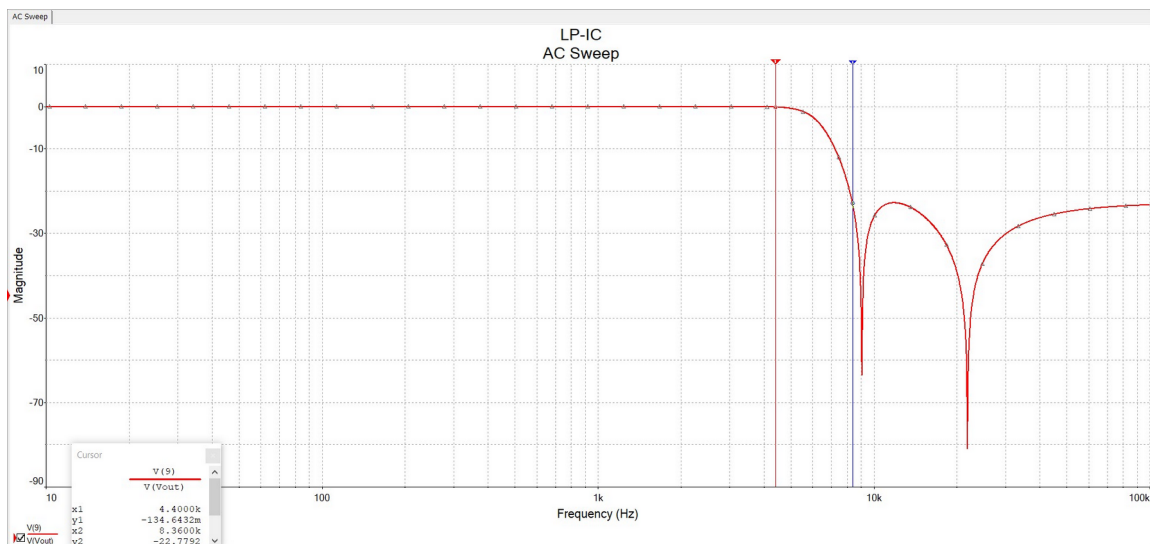
Εισάγουμε λοιπόν τις δύο (2) μονάδες Boctor LPN του φίλτρου που έχουν σχεδιασθεί στην προηγούμενη φάση της εργασίας στο περιβάλλον MULTISIM και παίρνουμε το παρακάτω κύκλωμα:



Εικ. 2: Κύκλωμα Φίλτρου στο Mutlisisim

Στο παραπάνω κύκλωμα φαίνεται η πριονωτή πηγή δοκιμής, η πρώτη μονάδα Boctor LPN, η δεύτερη μονάδα Boctor LPN και η παθητική εξασθένηση κέρδους στην έξοδο του φίλτρου.

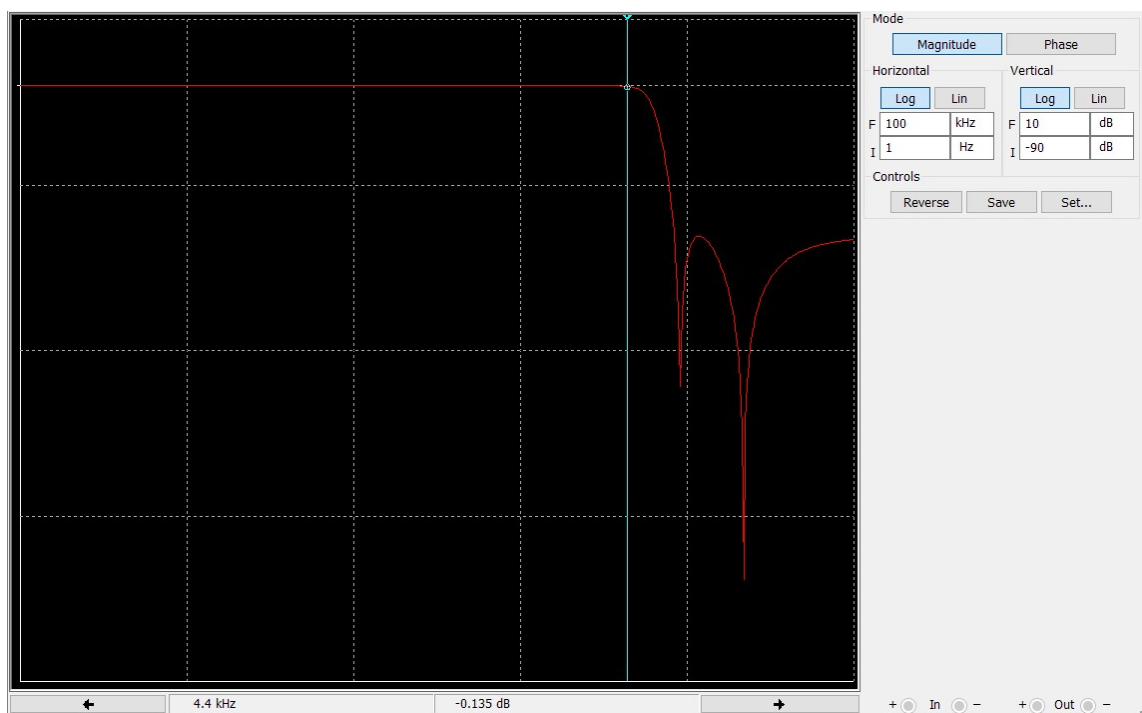
### 3.2. Αποκρίσεις Bode Πλάτους



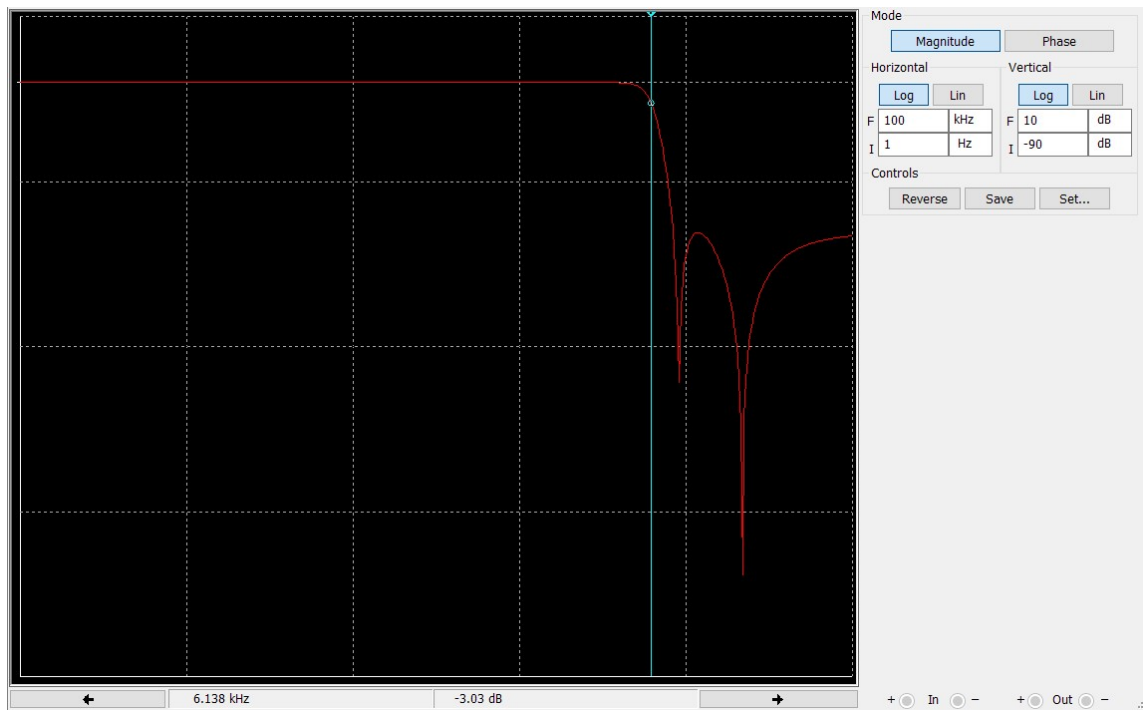
Σχήμα 9: Simulation: AC Sweep

(φαίνονται οι tracers στις  $f_p$ ,  $f_s$  – ο κάθετος άξονας είναι σε decibel)

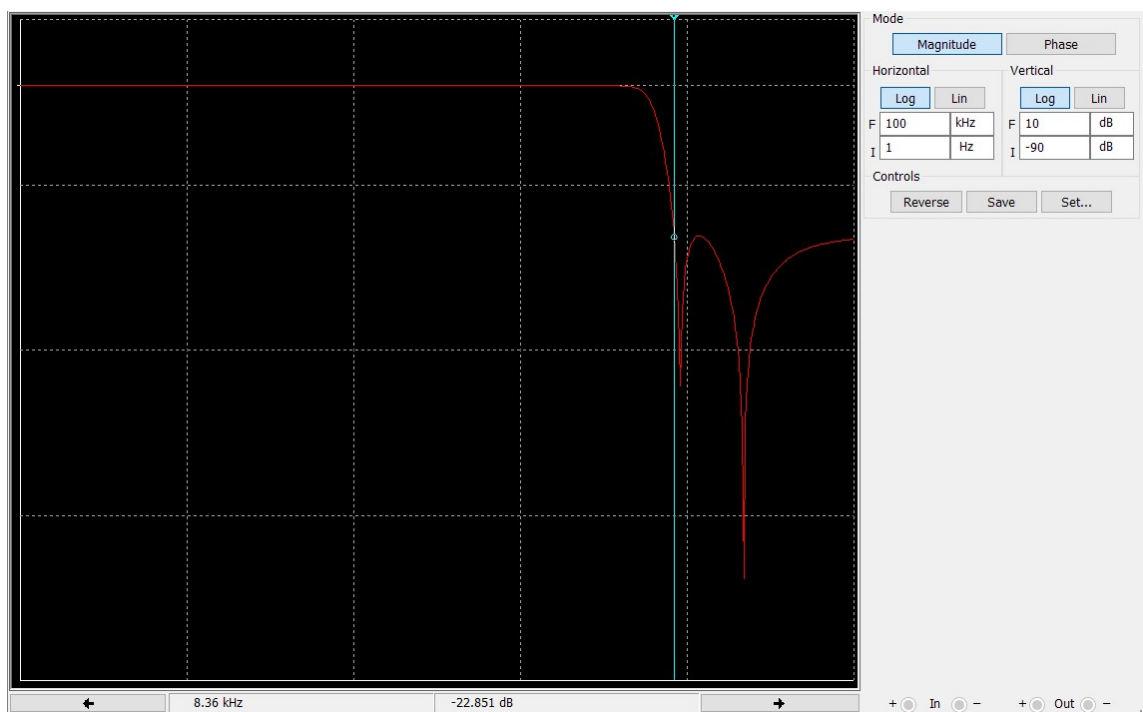
Στο κύκλωμα που έχουμε σχεδιάσει κάνουμε AC Sweep για να πάρουμε την απόκριση Bode πλάτους ως προς τη συχνότητα του φίλτρου-κυκλώματος. Παραθέτουμε επίσης το ίδιο αποτέλεσμα αλλά με χρήση του οργάνου προσομοίωσης Bode Plotter. Τα διαγράμματα που παίρνουμε φαίνονται παρακάτω :



Σχήμα 10: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα  $f_p$ )



Σχήμα 11: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα  $f_{hp}$ )



Σχήμα 12: Έξοδος του Bode Plotter (tracer στη συχνότητα  $f_s$ )

Από τα παραπάνω διαγράμματα γίνεται φανερό ότι αφενός πληρούνται όλες οι προδιαγραφές σχεδίασης και αφετέρου ότι τα διαγράμματα δίνουν τιμές με αμελητέα διαφορά σε σύγκριση με τα αντίστοιχα διαγράμματα που προέκυψαν κατά τη



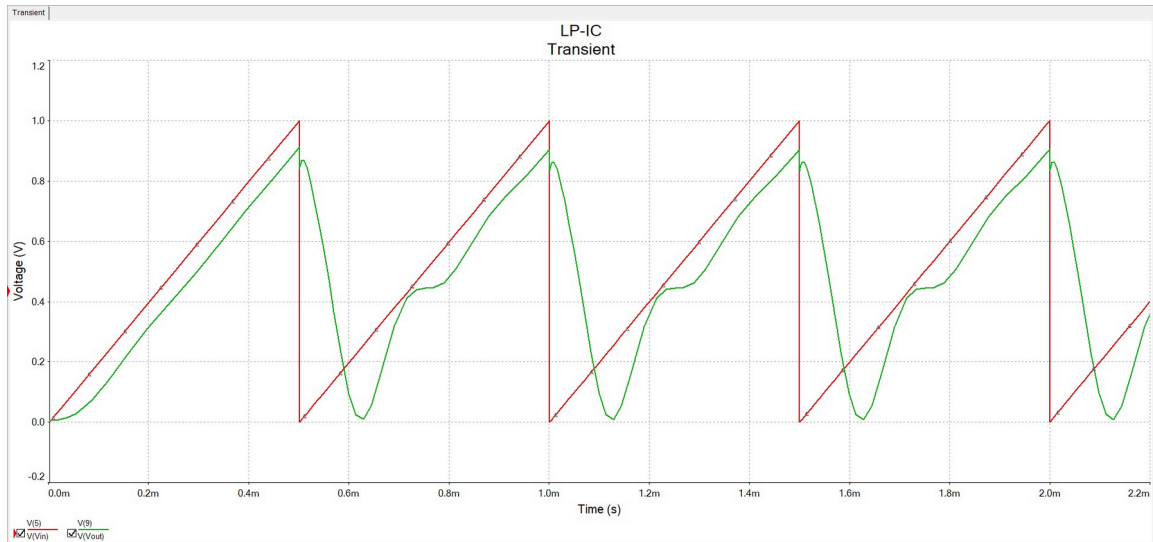
θεωρητική ανάλυση με MATLAB. Το κύκλωμα υλοποιεί πράγματι κατωδιαβατό φίλτρο με απόκριση της μορφής Inverse Chebysev.

### **3.3. Απόκριση σε πριονωτό σήμα εισόδου**

Εισάγουμε τώρα στο κύκλωμα με μια πηγή διέγερσης sawtooth (πριονωτό σήμα) με θεμελιώδη συχνότητα 2.0kHz. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε έναν παλμογράφο (ή κάνουμε Transient Analysis – οδηγούν στο ίδιο αποτέλεσμα) στην είσοδο και την έξοδο και δημιουργούμε τα αντίστοιχα figures για το παραπάνω πείραμα.

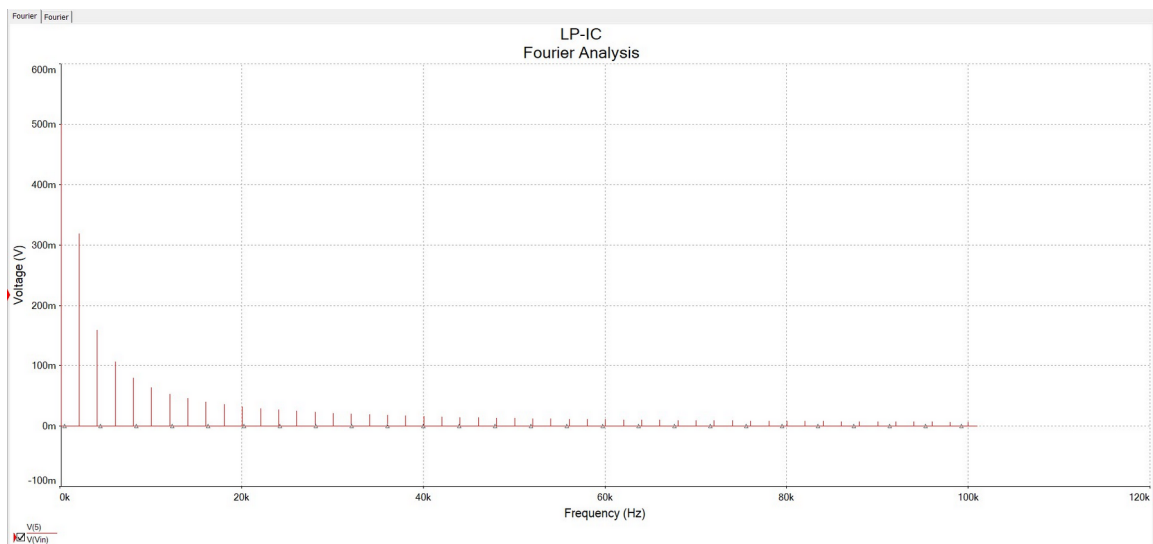
#### **3.3.1. Σήμα Εισόδου – Εξόδου στο χρόνο**

Το σήμα εισόδου είναι ένα πριονωτό σήμα (sawtooth source) με θεμελιώδη συχνότητα 2.0kHz (κόκκινο trace). Το σήμα εξόδου (πράσινο trace) έχει την ίδια βασική συχνότητα ωστόσο όπως φαίνεται και στο πεδίο του χρόνου (φυσικά αυτό φαίνεται καλύτερα στο πεδίο της συχνότητας) έχουν αποκοπεί οι υψηλές συχνότητες από το σήμα, οι οποίες θα οδηγούσαν στο σχηματισμό των “γωνιών” του πριονωτού παλμού. Γενικά, όσο πιο πολλές συχνότητες στα ψηλά τόσο πιο “καθαρό” γίνεται το εκάστοτε σήμα που περιέχει απότομες μεταβολές στη γραφική του παράσταση.

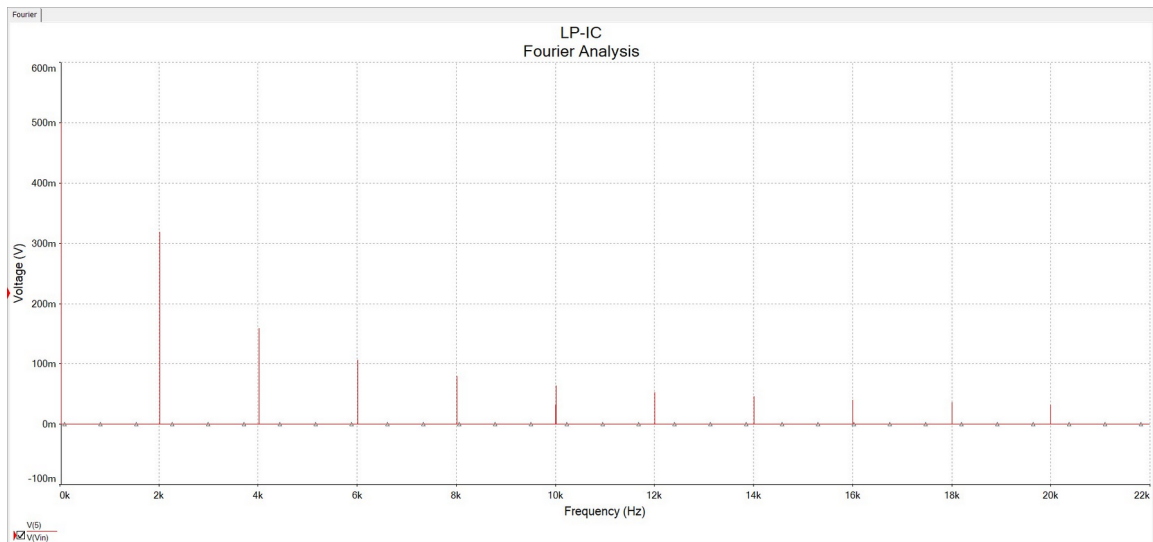


Σχήμα 13: Simulation: Transient Analysis

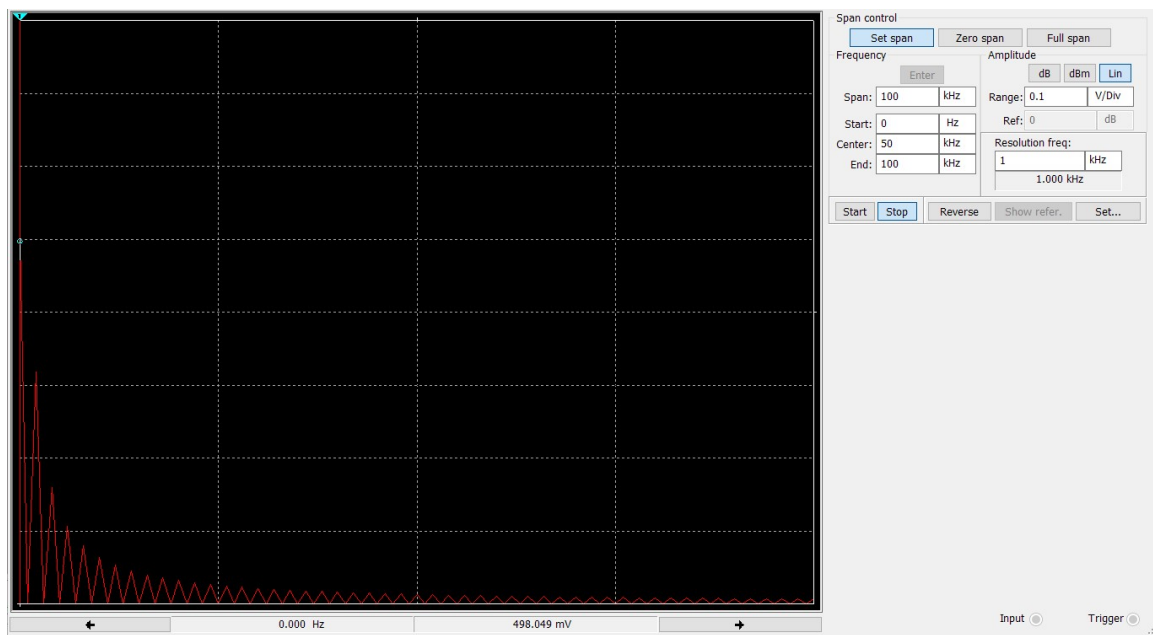
### 3.3.2. Φάσμα Σήματος Εισόδου



Σχήμα 14: Φάσμα Σήματος Εισόδου (Simulation: Fourier Analysis)

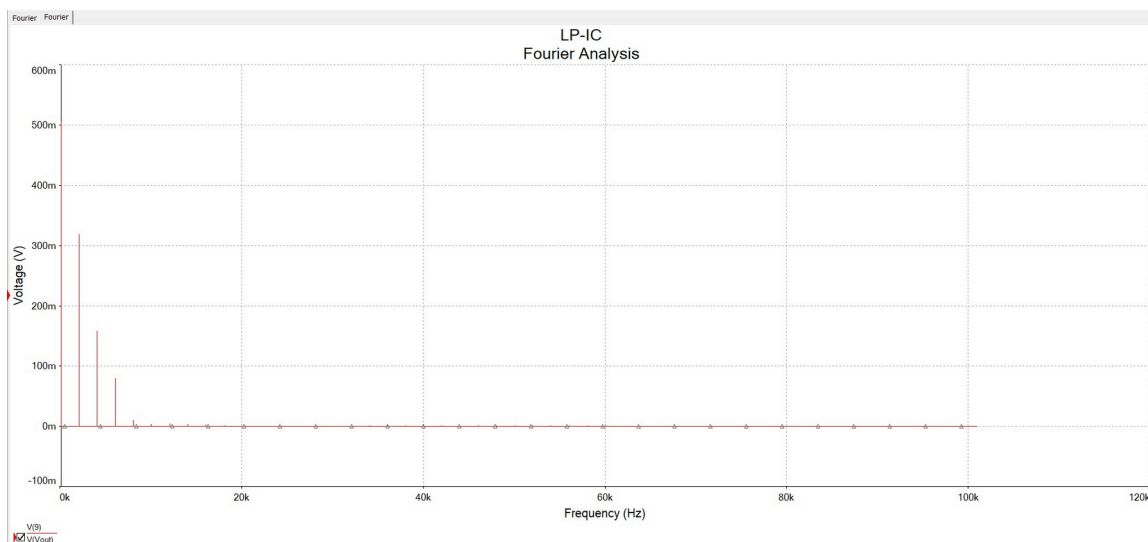


Σχήμα 15: Φάσμα Σήματος Εισόδου μεγενθυμένο  
(Simulation: Fourier Analysis)

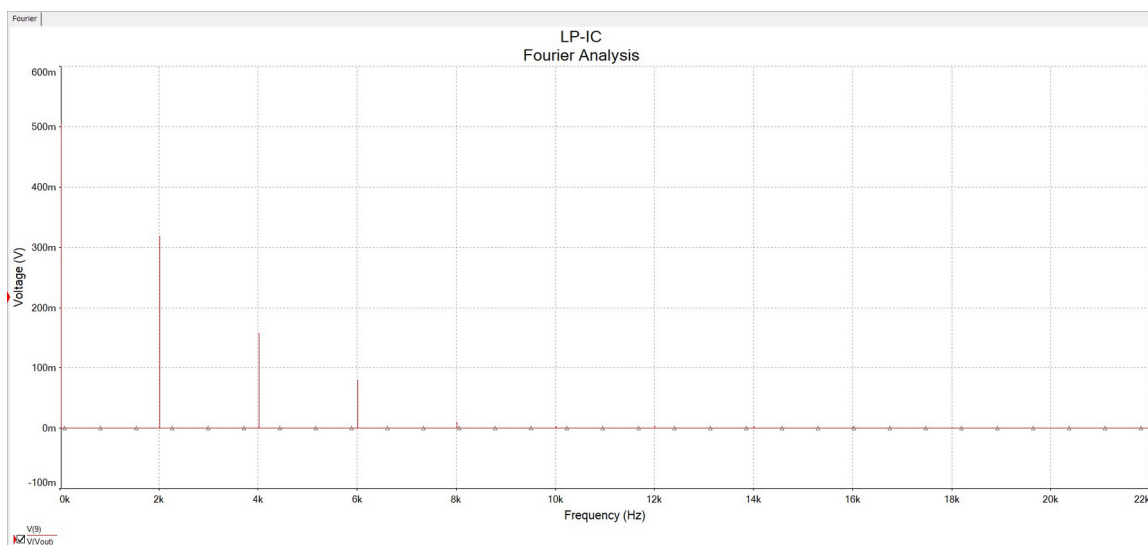


Σχήμα 16: Φάσμα Σήματος Εισόδου (χρήση οργάνου Spectrum Analyzer)

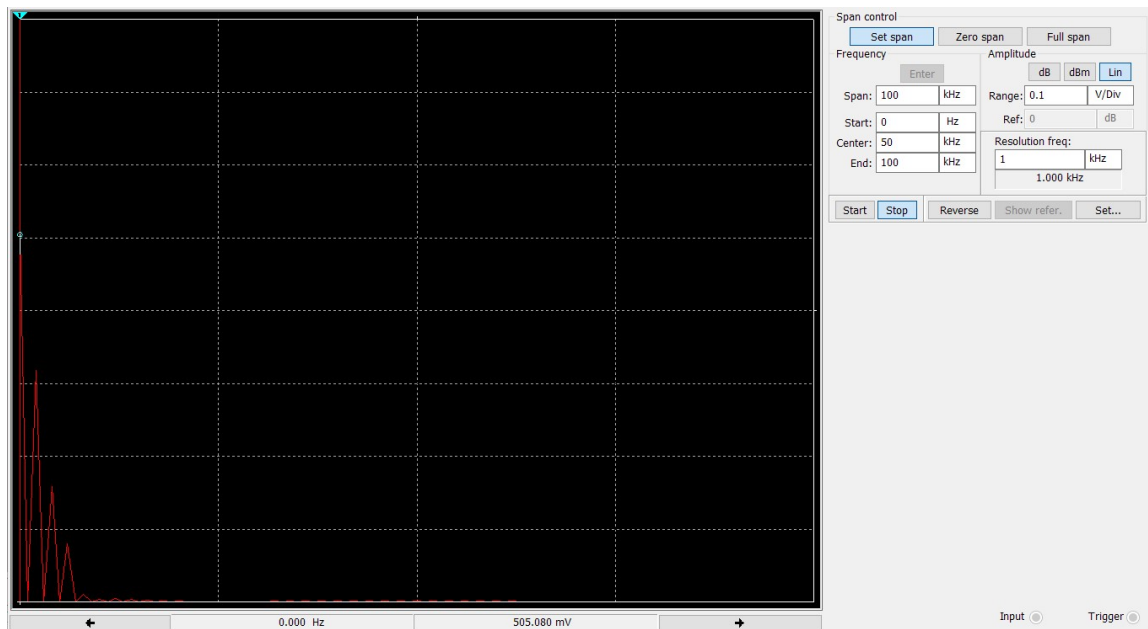
### 3.3.3. Φάσμα Σήματος Εξόδου



Σχήμα 17: Φάσμα Σήματος Εξόδου (Simulation: Fourier Analysis)



Σχήμα 18: Φάσμα Σήματος Εξόδου μεγενθυμένο (Simulation: Fourier Analysis)



Σχήμα 19: Φάσμα Σήματος Εξόδου (χρήση οργάνου Spectrum Analyzer)

Στα παραπάνω διαγράμματα μπορούμε να δούμε αναλυτικά τα σήματα εισόδου και εξόδου τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα. Σε κάθε σχήμα φαίνονται οι επιλογές που κάναμε στον παλμογράφο για να προκύψουν οι αντίστοιχες παραστάσεις. Για την AC Sweep Simulation χρησιμοποιήθηκε θεμελιώδης συχνότητα 1.0kHz και αριθμός αρμονικών ίσος με 100.

Πιο αναλυτικά, παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου είναι χαμηλών συχνοτήτων σε σχέση με το σήμα εισόδου. Το φίλτρο όπως φαίνεται από τις πρώτες αρμονικές **δεν εισάγει κανένα κέρδος** στη ζώνη διόδου του όπως απαιτείται από τις προδιαγραφές σχεδίασης.

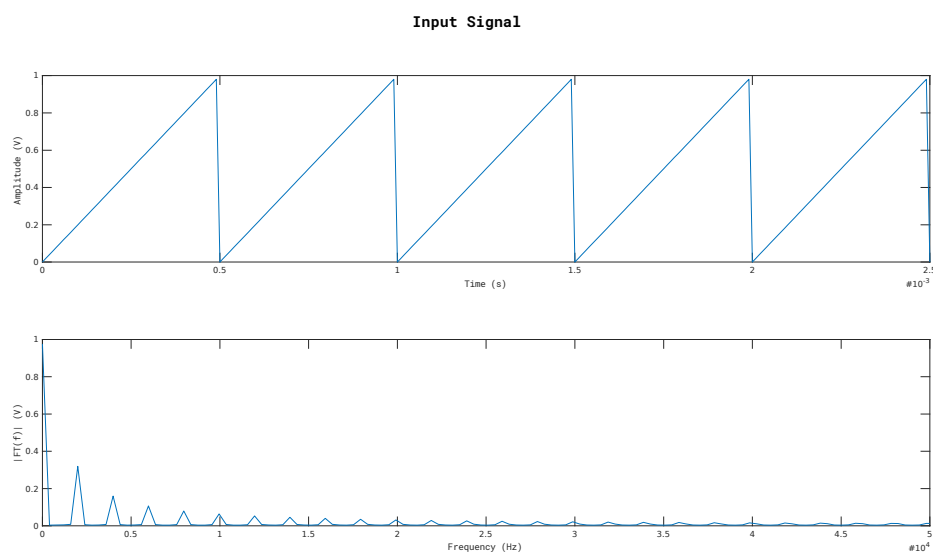
### 3.4. Τεστάρισμα με MatLAB

Σε αυτό το σημείο της άσκησης θέλουμε να δημιουργήσουμε τα σήματα εισόδου και εξόδου του φίλτρου και να δούμε την απόκριση του φίλτρου που δίνεται κατά την προσομοίωση με το

MATLAB. Εφόσον μιλάμε για τα ίδια σήματα καθώς και για το ίδιο φίλτρο, αναμένουμε να έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

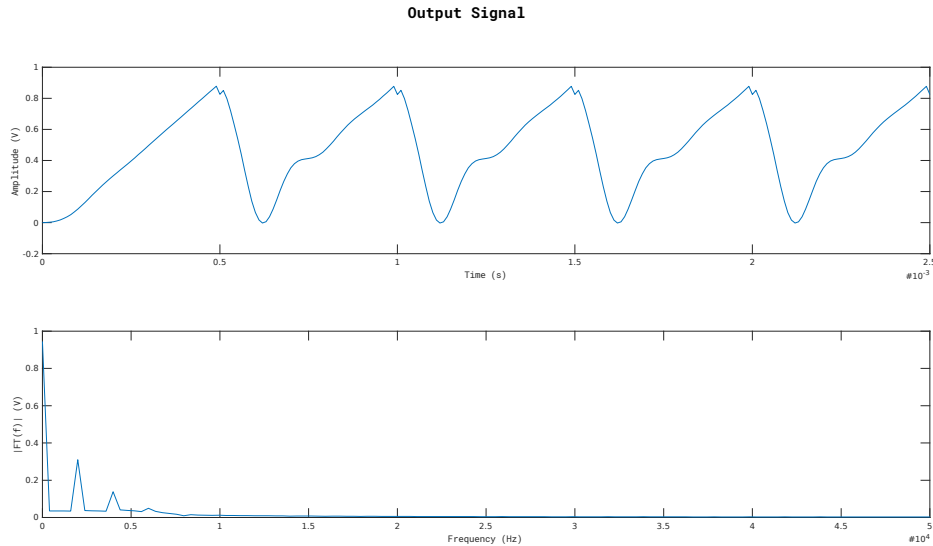
Κατά συνέπεια, στην επόμενη σελίδα παρουσιάζουμε τα φάσματα FOURIER που προέρχονται από την `fft()` και τα οποία θα σχολιάσουμε στην συνέχεια. Το υπό εξέταση σήμα είναι ένα πριονωτό σήμα όπως φαίνεται παρακάτω.

### 3.4.1. Σήμα & Φάσμα Εισόδου



Σχήμα 20: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εισόδου & φάσμα αυτού

### 3.4.2. Σήμα & Φάσμα Εξόδου



Σχήμα 21: Ανάλυση MatLAB: Σήμα εξόδου & φάσμα αυτού ( φαίνεται η απόσβεση για συχνότητες μεγαλύτερες από  $f_s = 8.36\text{kHz}$  )

### 3.5. Συμπεράσματα

Από τα παραπάνω διαγράμματα γίνεται φανερό η κατωδιαβατή λειτουργία του φίλτρου το οποίο δεν επιδρά στις χαμηλές συχνότητες (πριν τη συχνότητα  $f_p$ ) ενώ αποκόπτει τις συχνότητες στη ζώνη αποκοπής του φίλτρου (συχνότητες μεγαλύτερες από  $f_s$ ). Βλέπουμε ότι το φασματικό περιεχόμενο του παραγόμενου σήματος παραμένει αναλλοίωτο στις χαμηλές συχνότητες συγκριτικά με το φασματικό περιεχόμενο του σήματος διέγερσης, ενώ το φασματικό περιεχόμενο του παραγόμενου από το κατωδιαβατό φίλτρο σήματος μηδενίζεται στις υψηλές συχνότητες.

Τέλος παρατηρούμε ότι και η φασματική ανάλυση σε θεωρητικό επίπεδο συμπίπτει με αυτή σε πειραματικό. Κατά συνέπεια συνάγεται το συμπέρασμα ότι το κατωδιαβατό φίλτρο με κρίσιμες συχνότητες ( $f_p$  και  $f_s$ ) που σχεδιάστηκε λειτουργεί σωστά.

### **3.6. Παρατηρήσεις**

Όλα τα παραπάνω διαγράμματα διακρίνονται καλύτερα σε μεγένθυση και ειδικά τα διαγράμματα από MATLAB τα οποία αποθηκεύτηκαν σε μορφή SVG. Στο παραδοτέο φάκελο βρίσκεται και το MULTISIM project για εκ νέου αναπαραγωγή των αντίστοιχων διαγραμμάτων.