



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ**

**Μελέτη και διερεύνηση των χαρακτηριστικών ενός  
Multi-Step Look-Ahead ΣΔ μετατροπέα**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΜΙΣΟΚΕΦΑΛΟΥ ΜΙΧΑΕΛΑ-ΑΣΤΕΡΩ**

**Επιβλέπων :** Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης  
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Απρίλιος 2018





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

## Μελέτη και διερεύνηση των χαρακτηριστικών ενός Multi-Step Look-Ahead ΣΔ μετατροπέα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΙΣΟΚΕΦΑΛΟΥ ΜΙΧΑΕΛΑ-ΑΣΤΕΡΩ

Επιβλέπων : Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης  
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης  
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος  
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ιωάννα Ρουσσάκη  
Επίκουρη Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Απρίλιος 2018

.....

**ΜΙΣΟΚΕΦΑΛΟΥ ΜΙΧΑΕΛΑ-ΑΣΤΕΡΩ**

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Μισοκέφαλου Μιχαέλα-Αστέρω, Απρίλιος 2018

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

# Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και ανάλυση ενός single-bit Digital to Digital Μετατροπέα (DD). Η είσοδος του συστήματος είναι ένα ψηφιακό σήμα που αποτελείται από ένα μεγάλο αριθμό bits, ενώ η έξοδος του από μια ακολουθία από  $\{+1,-1\}$ . Το πλεονέκτημα της μείωσης του αριθμού των bit για την αναπαράσταση του ψηφιακού σήματος της εισόδου είναι η γραμμικότητα που προσδίδει η παραγόμενη έξοδος και η δυνατότητα παράλειψης ενός multi-bit Digital to Analog Μετατροπέα (DAC). Οι multi-bit DACs έχουν εξορισμού πολλά επίπεδα κβαντισμού και οι πιθανές ατέλειες στο αναλογικό μέρος (πυκνωτές, αντιστάσεις) προκαλούν αλλοιώσεις στις τιμές των επιπέδων αυτών και εισάγουν μη γραμμικά φαινόμενα επιβαρύνοντας τη λειτουργία του διαμορφωτή. Στην περίπτωση του single-bit μετατροπέα που έχει ένα επίπεδο κβαντισμού το σφάλμα στην αναπαράσταση του σήματος θα είναι πολύ μεγάλο και για να αποφευχθεί αυτό απαιτείται υψηλή ταχύτητα δειγματοληψίας. Η ανάκτηση του αρχικού σήματος είναι αρκετά απλή διαδικασία και μπορεί να πραγματοποιηθεί εφαρμόζοντας ένα βαθυπερατό φίλτρο.

Για την υλοποίηση του ΣΔ μετατροπέα χρησιμοποιείται η τοπολογία του Multi Step Look Ahead ΣΔ μετατροπέα, η οποία είναι η ερευνητική πρόταση του διδακτορικού κ. Μπασέτα και του υπεύθυνου επιβλέποντα καθηγητή κ. Σωτηριάδη. Σε αντίθεση με το συμβατικό ΣΔ μετατροπέα, ο υπολογισμός της εξόδου προκύπτει από την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους του συστήματος, λαμβάνοντας υπόψη μελλοντικές εισόδους. Στην παρούσα εργασία παρατηρείται σε βάθος η συμπεριφορά του look-ahead MSLA. Πιο συγκεκριμένα, μελετώνται και διερευνώνται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα και γίνεται μια εκτενής παρουσίαση του υπολογισμού των αριθμών bits των σημάτων προκειμένου να είναι αποδοτικό το σύστημα.

**Λέξεις Κλειδιά:** Μετατροπέας, Digital to Digital Μετατροπέας, DD, ΣΔ, ΔΣ, Multi Step Look Ahead, MSLA, Look Ahead.



# Abstract

The purpose of this diploma thesis is the study and analysis of a single-bit Digital to Digital Converter (DD). The input of the system is a digital signal consisting of a large number of bits, while the output of is a sequence of  $\{+1, -1\}$ . The advantage of reducing the number of bit for representing the digital input signal is the linearity that gives the generated output and there is no need for a multi-bit Digital to Analog Converter (DAC). The multi-bit DACs have many default quantization levels and possible defects in the analog part (capacitors, resistors) cause changes in the prices of these levels and introduce nonlinear phenomena burdening the operation of the modulator. In the case of single-bit converter, that has a level of quantization error in the signal representation will be very great and to avoid a high sampling rate is required. The recovery of the original signal is quite simple and can be performed by applying a low pass filter.

For the implementation of the  $\Sigma\Delta$  converter, the topology of Multi Step Look Ahead converter is used, which is the research proposal of doctoral Mr. Baseta and responsible supervisor Mr. Sotiriadi. Unlike the conventional  $\Sigma\Delta$  converter, the calculation of the output results from the minimization of the cost function of the system, taking into account future inputs. In this study the behavior of an MSLA converter is examined that looks steps ahead. More specifically, the characteristics of the converter are studied and investigated in detail and also made a detailed calculation of the numbers of bits that are used for the signals in order to make the system efficient.

**Keywords:** Converter,  $\Sigma\Delta$ ,  $\Delta\Sigma$ , Digital to Digital Converter, DD, Multi Step Look Ahead, MSLA, Look Ahead.





# Περιεχόμενα

<b>1</b>	<b>Εισαγωγή.....</b>	<b>5</b>
1.1	Αντικείμενο διπλωματικής .....	6
1.2	Οργάνωση κειμένου.....	6
<b>2</b>	<b>Εισαγωγή στη ΣΔ διαμόρφωση .....</b>	<b>7</b>
2.1	ΣΔ Διαμορφωτές: Χρησιμότητα και εφαρμογές.....	7
2.2	Θόρυβος κβαντισμού.....	11
2.4	Βασικός Βρόχος ΣΔ Διαμορφωτή .....	12
<b>3</b>	<b>Look Ahead ΣΔ διαμορφωτής και περιγραφή του Multi Step-Look Ahead ΣΔ διαμορφωτή.....</b>	<b>15</b>
3.1	Look Ahead ΣΔ διαμορφωτής .....	15
3.1.1	Βασικά χαρακτηριστικά.....	18
3.1.2	Βασικές υλοποιήσεις .....	20
3.2	Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του Look Ahead ΣΔ διαμορφωτή έναντι του συμβατικού ΣΔ μετατροπέα.....	21
3.3	Παρουσίαση του MultiStep-LookAhead ΣΔ διαμορφωτή.....	23
<b>4</b>	<b>Μετρήσεις και επιδόσεις του MSLA διαμορφωτή .....</b>	<b>31</b>
4.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων και αξιολόγηση των αποτελεσμάτων.....	31
4.1.1	Θεωρητικά αποτελέσματα προσομοιώσεων και αξιολόγηση αποτελεσμάτων ...	31
<b>5</b>	<b>Hardware υλοποίηση του MSLA διαμορφωτή .....</b>	<b>66</b>
<b>6</b>	<b>Επίλογος .....</b>	<b>70</b>
<b>7</b>	<b>Βιβλιογραφία.....</b>	<b>72</b>

## Πίνακας εικόνων

Εικόνα 1: Μοντέλο ψηφιακής επεξεργασίας αναλογικού σήματος .....	5
Εικόνα 2: Γραμμικό μοντέλο κβαντιστή.....	10
Εικόνα 3: Διαμορφωτής Δέλτα.....	12
Εικόνα 4: Γραμμικός Διαμορφωτής Δέλτα.....	13
Εικόνα 5: ΣΔ Διαμορφωτής.....	14
Εικόνα 6: Look-Ahead με ενσωματωμένο κβαντισμό σχήματος θορύβου.....	17
Εικόνα 7: Look-Ahead με ενσωματωμένη ΣΔ διαμόρφωση.....	17
Εικόνα 8: Look-Ahead με ενσωματωμένη ΣΔ διαμόρφωση.....	19
Εικόνα 9: Αλλαγή αναφοράς χρόνου .....	21
Εικόνα 10: Error-Feedback ΣΔ διαμορφωτής .....	23
Εικόνα 11: Διάγραμμα υπολογισμού συνάρτησης κόστους.....	25
Εικόνα 12: Διάγραμμα συστήματος MSLA διαμορφωτή .....	27
Εικόνα 13: Πίνακας σύγκρισης πολυπλοκότητας look ahead ΣΔ διαμορφωτών 1 bit.....	29
Εικόνα 14: Συναρτήσεις μεταφοράς.....	32
Εικόνα 15. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 1 με $k=r$ .....	33
Εικόνα 16. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 2 με $k=r$ .....	33
Εικόνα 17. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 3 με $k=r$ .....	34
Εικόνα 18. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 4 με $k=r$ .....	34
Εικόνα 19. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 5 με $k=r$ .....	35
Εικόνα 20. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 1 με $k=r$ με $p=2$ .....	36
Εικόνα 21. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 2 με $k=r$ με $p=2$ .....	36
Εικόνα 22. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 3 με $k=r$ με $p=2$ .....	37
Εικόνα 23. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 4 με $k=r$ με $p=2$ .....	37
Εικόνα 24. Διάγραμμά SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 5 με $k=r$ με $p=2$ .....	38
Εικόνα 25. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=1$ για την NTF 1.....	39
Εικόνα 26. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=2$ για την NTF 1.....	39
Εικόνα 27. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=1$ για την NTF 2.....	40
Εικόνα 28. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=2$ για την NTF 2.....	40

Εικόνα 29. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=1$ για την NTF 3.....	41
Εικόνα 30. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=2$ για την NTF 3.....	41
Εικόνα 31. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=1$ για την NTF 4.....	42
Εικόνα 32. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=2$ για την NTF 4.....	42
Εικόνα 33. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=1$ για την NTF 5.....	43
Εικόνα 34. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά $k$ σταθερού πλάτους $A=0.40$ με $p=2$ για την NTF 5.....	43
Εικόνα 35. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο.....	45
Εικόνα 36. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο.....	45
Εικόνα 37. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο.....	46
Εικόνα 38. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=8$ ....	47
Εικόνα 39. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=16$ ....	47
Εικόνα 40. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=32$ ....	48
Εικόνα 41. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=64$ ....	48
Εικόνα 42. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=128$ ....	49
Εικόνα 43. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=8$ .....	50
Εικόνα 44. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=16$ .....	50
Εικόνα 45. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=32$ .....	51
Εικόνα 46. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=64$ .....	51
Εικόνα 47. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=128$ .....	52
Εικόνα 48. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=8$ ....	53
Εικόνα 49. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=16$ ..	53
Εικόνα 50. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=32$ .....	54
Εικόνα 51. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=64$ .....	54
Εικόνα 52. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και $OSR=128$ .....	55

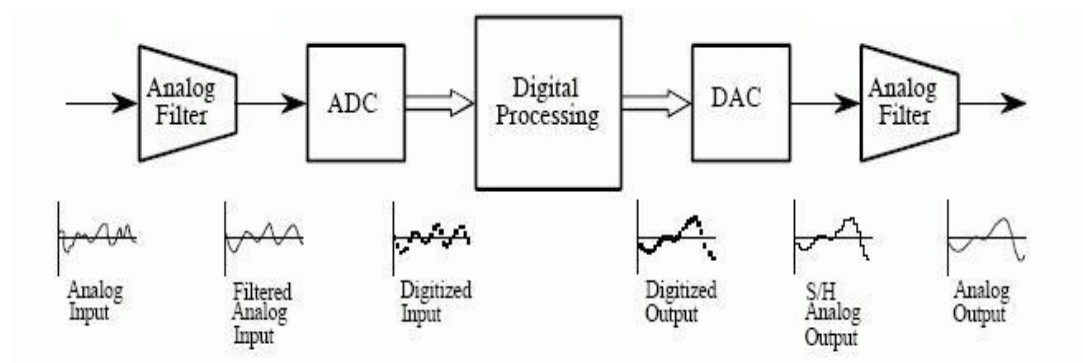
Εικόνα 53. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=8.....	56
Εικόνα 54. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=16.....	56
Εικόνα 55. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=32.....	57
Εικόνα 56. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=64.....	57
Εικόνα 57. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16.....	59
Εικόνα 58. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32.....	59
Εικόνα 59. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64.....	60
Εικόνα 60. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=128.....	60
Εικόνα 61. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16.....	61
Εικόνα 62. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32.....	62
Εικόνα 63. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64.....	62
Εικόνα 64. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=128....	63
Εικόνα 65. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16...64	64
Εικόνα 66. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32...64	64
Εικόνα 67. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64....65	65
Εικόνα 68. Μονάδα υπολογισμού $u_{j,n}$ .....	67
Εικόνα 69. Υλοποίηση του γραμμικού μπλοκ $H(z)$ ως κλίμακας LDI με πόλους στον μοναδιαίο κύκλο.....	68

# 1

## Εισαγωγή

Στις μέρες μας, τα ψηφιακά και κυρίως τα αναλογικά σήματα αποτελούν ένα πολύ σημαντικό κομμάτι της καθημερινότητας μας. Οι εφαρμογές των σημάτων εκτείνονται σε ένα μεγάλο πλήθος κλάδων, από τις επικοινωνίες, την ιατρική ακόμα και τη διασκέδαση και για το λόγο αυτό αποτελούν πόλο μεγάλου ερευνητικού ενδιαφέροντος.

Η επεξεργασία των σημάτων εκτελείται κατά κύριο λόγο από ψηφιακά μέσα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα ψηφιακά κυκλώματα μπορούν να υλοποιηθούν με εξαιρετικά μικρές και απλές δομές. Για τις πιο σύνθετες περιπτώσεις, τα κυκλώματα αυτά μπορούν να συνδυαστούν για να ληφθούν πολύ περίπλοκα, ακριβή και αποδοτικά συστήματα.



Εικόνα 1. Μοντέλο ψηφιακής επεξεργασίας αναλογικού σήματος

Κάθε χρόνο η ταχύτητα και η πυκνότητα των ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αυξάνεται, ενισχύοντας την κυριαρχία των ψηφιακών μεθόδων σε σχεδόν όλους τους τομείς των επικοινωνιών και των καταναλωτικών προϊόντων. Δεδομένου όμως ότι στο φυσικό κόσμο

τα σήματα είναι αναλογικά, απαιτούνται μετατροπείς δεδομένων για τη διασύνδεση με τη ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Επομένως, πρέπει συνεχώς να αυξάνεται η ταχύτητα και η ακρίβεια των μετατροπέων αυτών για να ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις των συστημάτων.

## ***1.1 Αντικείμενο διπλωματικής***

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η διερεύνηση των χαρακτηριστικών και η εκτεταμένη πειραματική αξιολόγηση ενός Multi-Step Look-Ahead ΣΔ μετατροπέα. Πρόκειται για ένα σύστημα μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Είναι ένα σύστημα παράλληλων συμβατικών ΣΔ μετατροπέων με έναν κοινό κβαντιστή ενός bit πολλαπλών εισόδων.

Η συμπεριφορά του μετατροπέα παρατηρείται μέσα από ένα μεγάλο πλήθος προσομοιώσεων Matlab, ενώ η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων έχει διεξαχθεί λαμβάνοντας υπόψιν αξιολογη βιβλιογραφία.

Στόχος της υπό μελέτη προσέγγισης του ΣΔ μετατροπέα είναι να προτείνει μια νέα τοπολογία που θα βελτιώνει τη διαδικασία της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων. Ταυτόχρονα, θα παρουσιάσει τα πλεονεκτήματα της πειραματικής αυτή μεθόδου έναντι της κλασικής δίνοντας λύση σε πολλά προβλήματα.

## ***1.2 Οργάνωση κειμένου***

Στην ενότητα αυτή γίνεται μια σύντομη αναφορά και περιγραφή των κεφαλαίων που θα ακολουθήσουν σε αυτή τη διπλωματική εργασία. Συγκεκριμένα στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο γίνεται η αναφορά στη ΣΔ διαμόρφωση και η παρουσίαση της βασικής ιδέας των ΣΔ διαμορφωτών καθώς και η ανάλυση της διαμόρφωσης του θορύβου, στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των Look Ahead ΣΔ μετατροπέων και η εμβάθυνση του Multi-Step Look-Ahead ΣΔ μετατροπέα, στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μετρήσεις και οι επιδόσεις του Multi-Step Look-Ahead μετατροπέα και τα πλεονεκτήματα του σε σχέση με το συμβατικό ΣΔ μετατροπέα, αναλύονται τα πειραματικά δεδομένα και αξιολογούνται τα αριθμητικά αποτελέσματα του μετατροπέα, στο κεφάλαιο 5<sup>ο</sup> παρουσιάζεται η υλοποίηση σε επίπεδο υλικού και τα πλεονεκτήματα αυτής της εκδοχής του ΣΔ μετατροπέα και τέλος στο 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο συνοψίζονται τα εξαχθέντα συμπεράσματα.

# 2

## *Εισαγωγή στη ΣΔ διαμόρφωση*

Οι μετατροπείς δεδομένων παρέχουν μια μετάβαση από το αναλογικό και ψηφιακό σήμα. Οι δύο βασικοί τύποι μετατροπέα, αναλογικό σε ψηφιακό (ADC) και ψηφιακό σε αναλογικό (DAC), έχουν πολλά κοινά κυκλωματικά στοιχεία και πολλές φορές μπορεί να συνυπάρχουν στο ίδιο σύστημα. Οι βασικές παράμετροι απόδοσης είναι πανομοιότυπες μεταξύ των δύο, όπως η ταχύτητα ρολογιού, τα ποσοστά δειγματοληψίας, και το εύρος ζώνης, αλλά διαφέρουν με πολλούς άλλους τρόπους. Η βασική, όμως, διαφορά τους έγκειται στην είσοδο και στην έξοδο του συστήματος.

Η κατανόηση πώς τα διαφορετικά χαρακτηριστικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να περιγράψουν ένα ADC ή ένα DAC θα βοηθήσει να επιταχυνθεί το έργο της εύρεσης μιας βέλτιστης μετατροπής δεδομένων για μία συγκεκριμένη εφαρμογή.

### *2.1 ΣΔ Διαμορφωτές: Χρησιμότητα και εφαρμογές*

Οι αναλογικοί και ψηφιακοί ΣΔ μετατροπείς έχουν γίνει ευρέως γνωστοί και έχουν χρησιμοποιηθεί σε πολλούς τομείς λήψης και επεξεργασίας του σήματος.

Η δυνατότητα επεξεργασίας του θορύβου και η απλότητα των διαμορφωτών ΣΔ οδήγησαν στην ευρεία χρήση τους για την μετατροπή υψηλής ανάλυσης σημάτων, ψηφιακών-αναλογικών και αναλογικών-ψηφιακών σημάτων. Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιούνται πολύ συχνά ως DAC(Digital-Analog-Converter) ή ADC(Analog-Digital-Converter), αλλά και ως DD(Digital-Digital-Converter). Με αυτούς γίνεται συχνά μετατροπή σε διάφορες ζώνες συχνοτήτων και οι αναλύσεις τους. Για σήματα χαμηλής συχνότητας, όπως αυτά που συναντήθηκαν στην ιατρική (ΗΚΓ), επιτυγχάνεται ανάλυση των 24 bits. Για συχνότητες ήχου 20 bits είναι μια τυπική ανάλυση, ενώ ADCs 14 bits είναι διαθέσιμα για την κωδικοποίηση σημάτων με πάνω από 1 MHz εύρος ζώνης. ΣΔ διαμορφωτές βρίσκουμε και σε εφαρμογές ήχου υψηλής πιστότητας. Ένας ADC διαμορφωτής χρησιμοποιείται σε ένα ψηφιακό ραδιοφωνικό δέκτη στο στάδιο IF.

Ο λόγος για τον οποίο έχουν πετύχει ραγδαία ζήτηση σε πολλές εφαρμογές είναι το γεγονός πως χρησιμοποιούν τεχνικές υπερδειγματοληψίας και μορφοποίησης θορύβου προκειμένου να επιτύχουν αρκετά μεγάλες τιμές του δείκτη SNR στην ακουστή περιοχή του φάσματος. Πιο συγκεκριμένα, μετατρέπουν το αναλογικό σήμα εισόδου σε ψηφιακό με πολύ χαμηλή ακρίβεια – όπως αυτή του 1-bit – και ταυτόχρονα διατηρούν έναν πολύ υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας – φτάνει την τάξη των MHz – ο οποίος αυξάνει την απόδοση του μετατροπέα, καθιστώντας την ισοδύναμη με αυτήν ενός μετατροπέα υψηλότερης ακρίβειας, όπως των 16-bit.

Επειδή ψηφιακά κυκλώματα δεν επηρεάζονται από τις διακυμάνσεις της διαδικασίας μετάδοσης, της τάσης και της θερμοκρασίας, και γίνονται όλο και πιο γρήγορα, ενεργειακά πιο αποδοτικά και μικρότερα σε μέγεθος με την κλιμάκωση των τεχνολογιών διαδικασίας IC, υπήρξε αυξανόμενο ενδιαφέρον στη χρήση καθαρά ψηφιακών διαμορφωτών. Έτσι, οι ψηφιακοί ΣΔ διαμορφωτές χρησιμοποιούνται ως συστατικά σε μια ποικιλία εφαρμογών που κυμαίνεται από τις παραδοσιακούς μετατροπείς δεδομένων σε όλους τους πομπούς, σε διαμορφωτές συχνότητας έως και σε PLLs(Phase-Locked-Loops). Μια ενδιαφέρουσα εφαρμογή της ΣΔ διαμόρφωσης βρίσκεται στη σύνθεση συχνότητας καθώς και στη αποδιαμόρφωση συχνότητας και φάσης. Νέα πεδία εφαρμογών για ΣΔ διαμόρφωση εμφανίζονται μερικά από τα οποία οδηγούνται από την ασύρματη (κινητή τηλεφωνία και εγκαταστάσεις GPS) και την αγορά του Internet.

Τέλος, είναι αναγκαίο να παρατηρήσουμε πως ένας DAC είναι ο συνδυασμός ενός εξολοκλήρου ψηφιακού διαμορφωτή που ακολουθείται από ένα 1-bit ή μερικά-bit DAC, το οποίο είναι πολύ πιο εύκολο να σχεδιαστεί από ένα με πολλά bit. Επομένως, η απλότητα του και η γρήγορη κατασκευή του, τον καθιστούν την καλύτερη επιλογή σε εφαρμογές που αναφέρθηκαν παραπάνω.

## **2.2 Θόρυβος κβαντισμού**

Η διαδικασία δειγματοληψίας είναι απαραίτητη για το αναλογικό σήμα που πρόκειται να εγγραφεί χωρίς απώλεια πληροφοριών. Η κατάσταση που πρέπει να πληρούνται για την δειγματοληψίας χωρίς απώλειες είναι το γνωστό θεώρημα δειγματοληψίας:



Εάν η υψηλότερη φασματική συνιστώσα του σήματος είναι  $f_b$ , το σήμα πρέπει να υποβληθεί σε δειγματοληψία με ένα ρυθμό δειγματοληψίας  $f$  διπλάσιο από το μέγεθος της:

$$f > 2 * f_b$$

Σε περίπτωση που ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι χαμηλότερος από εκείνο που καθορίζεται από το θεώρημα δειγματοληψίας, το ληφθέν σήμα δειγματοληψίας περιέχει σε χαμηλές συχνότητες παρασιτικές φασματικές συνιστώσες. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται aliasing. Ως αποτέλεσμα, το αρχικό αναλογικό σήμα δεν μπορεί να ανακατασκευαστεί αξιόπιστα από δείγματα της.

Η διαδικασία δειγματοληψίας σε ADC ακολουθείται από τη διαδικασία κβαντοποίησης/κβάντισης. Η κβάντιση είναι η μετατροπή ενός συνεχούς αξιόλογου δείγματος  $x$ , που έχει άπειρη ανάλυση εξ ορισμού, σε ένα πεπερασμένο σύνολο διακριτών τιμών  $x_q$ . Η τιμή  $x$  κυμαίνεται στο διάστημα  $(x_{min}, x_{max})$ , ενώ  $x_t$  παίρνει τιμές από το σύνολο  $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$ . Ο αριθμός  $M$  των διακριτών τιμών προσδιορίζεται από τον τύπο του κβαντιστή και συνάρτηση μεταφοράς του  $q(x)$ . Για έναν αποτελεσματικό κβαντιστή, τα υποδιαστήματα  $\Delta$  στο εύρος του  $x$  καθορίζονται με βάση τη συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (PDF) του  $x$ .

Η διαφορά  $e(n) = x_q(n) - x(n)$ , η οποία προκύπτει όταν το  $x(n)$  προσεγγίζεται από  $x_q(n)$ , ονομάζεται σφάλμα κβαντισμού και εξαρτάται από το πόσο το σήμα προσεγγίζεται. Το σφάλμα κβαντισμού είναι της τάξης του  $\Delta$  και μπορεί να είναι αρκετά μικρό σε σύγκριση με πλήρους-κλίμακας (FS) σήματα, ανάλογα με το τον αριθμό των επιπέδων κβαντισμού. Ένα σήμα πλήρους κλίμακας έχει διακύμανση κορυφή σε κορυφή ίση με  $(x_{max} - x_{min})$ . Αν το σήμα εισόδου υπερβαίνει την τιμή αυτή, η μετατροπή δεν πραγματοποιείται σωστά (περίπτωση υπερφόρτωσης), ενώ το σφάλμα κβαντοποίησης γίνεται μεγαλύτερο από  $\Delta$ . Από την άλλη πλευρά, όσο το σήμα εισόδου μικραίνει, το σφάλμα κβαντισμού αποτελεί ένα υψηλότερο ποσοστό του συνολικού σήματος.

Δεδομένου ότι το τελικό ψηφιακό σήμα αντιπροσωπεύεται από ένα δυαδικό αριθμό των  $B$  bits, τα συνολικά επίπεδα κβαντισμού που είναι διαθέσιμα είναι  $M = 2^B$ . Υποθέτοντας ότι η αλληλουχία  $x(n)$  κλιμακώνεται έτσι ώστε  $|x(n)| < 1$ , η σχετική δυναμική περιοχή είναι 2.

Για ένα ομοιόμορφο κβαντιστή, η χρονικό διάστημα μεταξύ διαδοχικών επιπέδων,  $\Delta$ , δίνεται επομένως από τη σχέση :

$$\Delta = \frac{2}{2^B - 1}$$

η οποία ονομάζεται το μέγεθος του βήματος κβαντισμού. Η τιμή εισόδου δείγματος  $x(n)$  στρογγυλοποιείται στο πλησιέστερο επίπεδο.

Το σφάλμα κβαντισμού, όντας της τάξης των  $\Delta$ , αντιστοιχεί σε σφάλμα ενός λιγότερο σημαντικού bit (LSB) του ψηφιακού σήματος. Στην κβάντιση, η αρχική τιμή του κάθε δείγματος μεταβάλλεται έτσι ώστε να μπορεί φθάσει στο πιο κοντινό επίπεδο. Αυτή η αλλαγή προκαλεί το σφάλμα κβαντισμού  $e(n)$ , το οποίο έχει μέγιστη απόλυτη τιμή  $0.5 * \Delta$ .

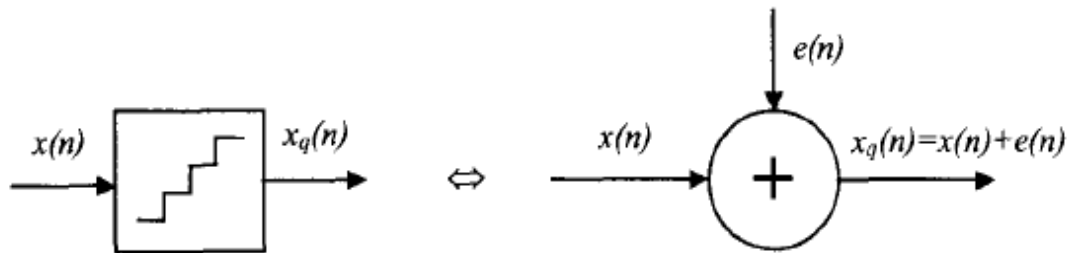
Ο θόρυβος κβαντισμού επηρεάζει την ποιότητα του σήματος. Αυτό ποσοτικά εκφράζεται με τη χρήση του λόγου σήματος-προς-θόρυβο κβαντισμού(SQNR), δηλαδή την αναλογία της ισχύος του σήματος έναντι της ισχύος του κβαντισμού θορύβου:

$$SQNR = \frac{\text{Ισχύς σήματος}}{\text{Ισχύς θορύβου κβαντισμού}}$$

Η διαδικασία κβαντισμού μπορεί να θεωρηθεί μια γραμμική λειτουργία, καθώς το σήμα μπορεί να εκφραστεί σαν άθροισμα του σφάλματος κβαντισμού και του κβαντισμένου σήματος:

$$x_q(n) = e(n) + x(n)$$

Στην πράξη βέβαια, αυτό δεν είναι αλήθεια, δεδομένου ότι ο κβαντιστής είναι ένα μη-γραμμικό κύκλωμα. Ωστόσο, το γραμμικό μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί όταν ο αριθμός των επιπέδων κβάντισης είναι μεγάλος. Στην περίπτωση αυτή, ο θόρυβος κβαντισμού  $e(n)$  είναι σχεδόν ασυσχέτιστο με το σήμα εισόδου, έχει ένα λευκό φάσμα και της συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) είναι ομοιόμορφη στο εύρος  $[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}]$ .



Εικόνα 2. Γραμμικό μοντέλο κβαντιστή

Κατά συνέπεια, το σφάλμα κβάντισης μπορεί να θεωρηθεί ως ανεξάρτητη πρόσθετη πηγή λευκού θορύβου.

Για ένα σήμα εισόδου, το οποίο είναι μεγάλο σε σχέση με το βήμα κβάντισης  $\Delta$ , ο όρος σφάλματος  $e(n)$  είναι μια τυχαία ποσότητα ομοιόμορφα κατανομημένη στο διάστημα  $[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}]$ .

Για ένα ημιτονοειδές σήμα εισόδου με μεταβολή του πλάτους πλήρους κλίμακας

$$2A = (2^B - 1) * \Delta, \text{ ισχύς της είναι } \frac{A^2}{2} \text{ και ο SQNR εκφράζεται ως } (6.02 * B + 1.76) \text{ dB.}$$

Επομένως, ένα ημιτονοειδές σήμα με μέγιστο πλάτος, το μέγιστο SQNR και το μέγιστο σφάλμα

κβαντισμού εξαρτάται από τον αριθμό των bits που χρησιμοποιείται για την αναπαράσταση των δειγμάτων.

## 2.3 Διαμόρφωση θορύβου και υπερδειγματοληψία

Σε έναν μετατροπέα για μικρά πλάτη του σήματος εισόδου, το επίπεδο θορύβου γίνεται πολύ μεγάλο και ο θόρυβος κβαντισμού  $e(n)$  που αναφέραμε παραπάνω παραμορφώνει το σήμα. Ο θόρυβος αυξάνεται και σε συνάρτηση με τη συχνότητα, με αποτέλεσμα να μην μπορεί να αγνοηθεί. Για το λόγο αυτό, ο θόρυβος κβαντισμού μορφοποιείται κατάλληλα στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιώντας κατάλληλες τεχνικές μορφοποίησης θορύβου με σκοπό την κατανομή του θορύβου σε υψηλότερες συχνότητες με στόχο την απομόνωσή του.

Οι τεχνικές αυτές βασίζονται στον υπολογισμό του σφάλματος κβαντισμού  $E(z)$  του αρχικού σήματος αφαιρώντας για κάθε περίοδο δειγματοληψίας την έξοδο  $Y(z)$  από την είσοδο  $X(z)$ . Στη συνέχεια το σφάλμα διέρχεται μέσα από ένα ψηφιακό φίλτρο συγκεκριμένων χαρακτηριστικών και αφαιρείται από το επόμενο δείγμα εισόδου.

Η υπερδειγματοληψία είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση του θορύβου, αλλά και την αύξηση της ανάλυσης του κβαντισμένου σήματος εξόδου. Η δειγματοληψία του σήματος πραγματοποιείται με ένα ρυθμό μεγαλύτερο από τον θεωρητικά απαιτούμενο – σύμφωνα με το θεώρημα του Nyquist - η οποία χρησιμοποιείται πλέον σχεδόν σε όλα τα συστήματα που υλοποιούν AD ή DA μετατροπή όπως και στους ΣΔ μετατροπείς καθώς και σε διάφορα στάδια της επεξεργασίας ήχου.

Ο μαθηματικός τύπος που εκφράζει την υπερδειγματοληψία είναι :

$$f_{os} = R * f_s$$

όπου  $f_s$  η συχνότητα του σήματος δειγματοληψίας που ορίζει ο Nyquist και  $f_{os}$  η συχνότητα υπερδειγματοληψίας. Το  $R$  είναι ο παράγοντας υπερδειγματοληψίας και συνήθως συναντάται ως  $OSR$  και συνήθως είναι δύναμη του 2.

Όταν χρησιμοποιείται η υπερδειγματοληψία, η ισχύς θορύβου κβαντισμού διανέμεται σε ένα μεγαλύτερο συχνотικό φάσμα. Κατά συνέπεια, η ισχύς του τμήματος του θορύβου κβαντισμού που βρίσκεται στη ζώνη του σήματος μειώνεται. Ο θόρυβος κβαντισμού που βρίσκεται εκτός της ζώνης σήματος μπορεί να εξαλειφθεί με τη βοήθεια ενός υψηλής ακρίβειας ψηφιακού φίλτρου.

Συνοψίζοντας, οι λόγοι που καθιστούν αυτή τη φαινομενικά περιττή διαδικασία υπερδειγματοληψίας υποχρεωτική στην περίπτωση που θέλουμε υψηλή ανάλυση σήματος είναι οι εξής:

- η ελάττωση των παραμορφώσεων από το αναλογικό φίλτρο(antialiasing) εισόδου ή εξόδου του μετατροπέα

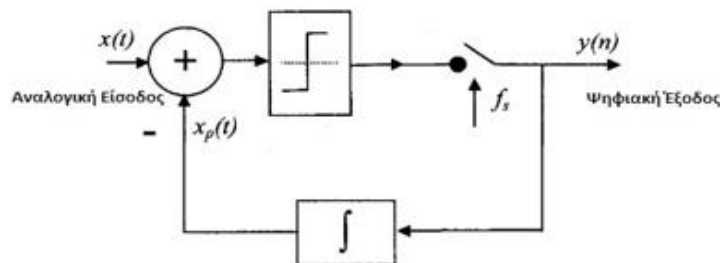
- η ελάττωση του σφάλματος θορύβου κβαντισμού
- η δυνατότητα δραματικής μείωσης της τάξης του κβαντιστή του μετατροπέα (έως και  $N=1\text{bit}$ ), χωρίς ταυτόχρονη επιδείνωση του δείκτη SNR
- η απλούστευση της κατασκευής και ρύθμισης του μετατροπέα και η ελάττωση του κόστους κατασκευής αυτού.

## 2.4 Βασικός Βρόχος ΣΔ Διαμορφωτή

Οι ψηφιακοί μετατροπείς, λόγω της αυξημένης σημασίας τους και της αναγκαιότητας τους σε πολλούς τομείς μπορούν να έχουν πλήθος διαφορετικών τοπολογιών. Η βασική δομή παραμένει ουσιαστικά αναλλοίωτη και στηρίζεται στο διαμορφωτή Δέλτα. Ωστόσο, η δομή αυτή εξελίσσεται συνεχώς προκειμένου να εξαλειφθούν τα οποιαδήποτε μειονεκτήματα της.

Ο διαμορφωτής Δέλτα προτάθηκε ως απλός βρόχος ανάδρασης για τη μετατροπή ενός αναλογικού σήματος χαμηλής συχνότητας σε ένα ρεύμα δυαδικών ψηφίων που θα μπορούσε εύκολα να μεταφερθεί μέσω θορυβωδών καναλιών.

Η διάταξη του διαμορφωτή φαίνεται στην Εικόνα 3.

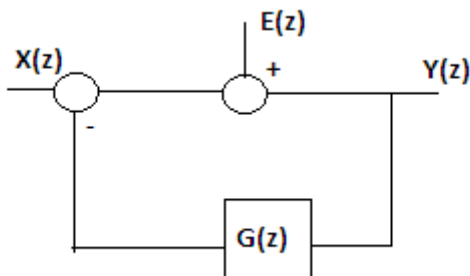


Εικόνα 3. Διαμορφωτής Δέλτα

Ο δυαδικός παλμός  $y(n)$  που παράγεται από τον διαμορφωτή Δέλτα αντιπροσωπεύει το πρόσημο της διαφοράς μεταξύ των σημάτων εισόδου και ανάδρασης. Ο ολοκληρωτής παίζει το ρόλο του αποκωδικοποιητή έτσι ώστε το σήμα ανάδρασης  $x_p(t)$  να προσεγγίζει πάντα την αναλογική είσοδο  $x(t)$ . Κατά συνέπεια, το κύκλωμα αποκωδικοποιητή στο δέκτη θα πρέπει να είναι ακριβώς το ίδιο. Ο αριθμός των θετικών ή αρνητικών παλμών στην έξοδο εξαρτάται από την κλίση του σήματος εισόδου.

Ο γραμμικός διαμορφωτής Δέλτα είναι δύσκολο να αναλυθεί δεδομένου ότι η κβάντιση είναι μια μη-γραμμική διάταξη. Επιπλέον, η υπερφόρτωση κλίσης είναι ένα από τα μειονεκτήματα του διαμορφωτή Δέλτα, καθώς αυτός δεν μπορεί να ανταποκριθεί στις γρήγορες αλλαγές του σήματος εισόδου.

Για να απλοποιηθεί η μαθηματική πολυπλοκότητα από αυτό το σύστημα χρησιμοποιήθηκε το γραμμικό μοντέλο Δέλτα μετατροπέα που φαίνεται στην Εικόνα 4. Ο κβαντιστής έχει αντικατασταθεί με το άθροισμα της εισόδου του με ένα σφάλμα, που αποτελεί και τη διαφορά εισόδου και εξόδου.



Εικόνα 4. Γραμμικός Διαμορφωτής Δέλτα

Με χρήση του μετασχηματισμού Z καταλήγουμε στις ακόλουθες μαθηματικές εξισώσεις:

$$\text{I. } V(z) = X(z) - G(z) * Y(z)$$

$$\text{II. } Y(z) = V(z) + E(z)$$

Από τις παραπάνω προκύπτει ότι:

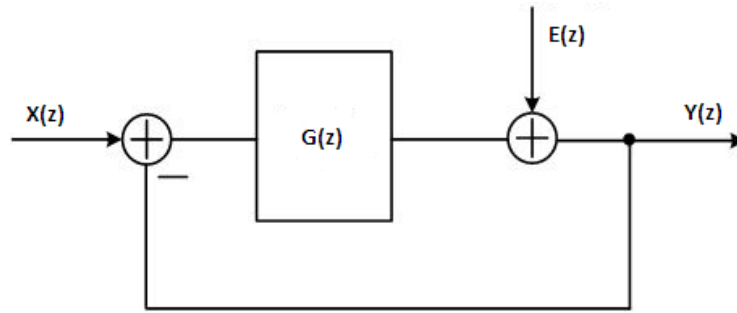
$$\text{III. } Y(z) = X(z) - G(z) * Y(z) + E(z)$$

$$\text{IV. } Y(z) = \frac{1}{1+G(z)} * X(z) + \frac{1}{1+G(z)} * E(z)$$

Ο συντελεστής της εισόδου  $X(z)$ ,  $\frac{1}{1+G(z)}$ , είναι η συνάρτηση μεταφοράς του σήματος (STF) και ο συντελεστής του σφάλματος,  $\frac{1}{1+G(z)}$ , η συνάρτηση μεταφοράς του θορύβου (NTF). Αυτό σημαίνει πως το φιλτράρισμα του σήματος της εισόδου και του θορύβου για όλο το φάσμα των συχνοτήτων θα είναι ακριβώς το ίδιο. Ιδανικά θα θέλαμε  $\text{STF} = 1$  και  $\text{NTF} = 0$ , αλλά τυπικά είναι αδύνατο να διατηρηθεί αναλλοίωτο το επιθυμητό σήμα απομακρύνοντας μόνο το θόρυβο.

Για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα οριστικά, προτάθηκε η αλλαγή της θέσης του φίλτρου, το οποίο αντί να βρίσκεται στον κλάδο της ανάδρασης βρίσκεται στον ευθύ κλάδο, μπροστά από τον κβαντιστή.

Ο νέος αυτός διαμορφωτής ονομάζεται Σίγμα-Δέλτα και παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.



Εικόνα 5. ΣΔ Διαμορφωτής

Με χρήση του μετασχηματισμού Z και ακολουθώντας την ίδια ανάλυση καταλήγουμε στις μαθηματικές εξισώσεις:

$$\text{V.} \quad V(z) = G(z) * (X(z) - Y(z))$$

$$\text{VI.} \quad Y(z) = V(z) + E(z)$$

Με απλή αντικατάσταση των δύο σχέσεων προκύπτουν:

$$\text{VII.} \quad Y(z) = G(z) * X(z) - G(z) * Y(z) + E(z)$$

$$\text{VIII.} \quad Y(z) = \frac{G(z)}{1+G(z)} * X(z) + \frac{1}{1+G(z)} * E(z)$$

Στην περίπτωση αυτή έχουμε  $\text{STF} = \frac{G(z)}{1+G(z)}$  και  $\text{NTF} = \frac{1}{1+G(z)}$ . Είναι φανερό πως οι δύο αυτές σχέσεις είναι διαφορετικές. Η κατάλληλη επιλογή  $G(z)$  θα μπορεί να προσδώσει τα κατάλληλα χαρακτηριστικά στην STF και στην NTF μέσα στη μάντα του σήματος.

# 3

## *Look Ahead ΣΔ διαμορφωτής και περιγραφή του MultiStep-Look Ahead ΣΔ διαμορφωτή*

Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιαστούν οι αρχές, τα οφέλη, τα μειονεκτήματα και οι δυνατότητες ενός look ahead ΣΔ διαμορφωτή. Το γενικό μοντέλο κβαντιστή διαμόρφωσης θορύβου μετασχηματίζεται σε γενικό μοντέλο look ahead ΣΔ διαμορφωτή, όπου απαιτείται γνώση μελλοντικών εισόδων. Στη συνέχεια, θα αναλυθεί ο MultiStep-LookAhead ΣΔ διαμορφωτής, που είναι ένα σύστημα ισοδύναμο με ένα σύστημα παράλληλων συμβατικών ΣΔ διαμορφωτών, αλλά με κοινό μη μονοτονικό κβαντιστή πολλών εισόδων αντί για έναν κλασικό κβαντιστή.

### *3.1 Look Ahead ΣΔ διαμορφωτής*

Είναι γνωστό ότι μια ΣΔ διαμόρφωση πραγματοποιεί τη διαμόρφωση του θορύβου με ένα σφάλμα(ελαχιστοποίησης σφάλματος), στο οποίο το σήμα εισόδου  $x$  συγκρίνεται με το κβαντισμένο σήμα εξόδου  $y$ . Η διαφορά μεταξύ αυτών των δύο σημάτων είναι η συχνότητα που επεξεργάζεται με το φίλτρο βρόχου. Διαφορές που έχουν περιεχόμενο συχνότητας που δεν εμπίπτει στη ζώνη σήματος δεν είναι σημαντικές και συμβάλλουν ελάχιστα στην έξοδο του

φίλτρου. Αν η διαφορά πέσει μέσα στη ζώνη σήματος, το κβαντισμένο σήμα δεν ταιριάζει με ακρίβεια με το σήμα εισόδου. Συνεπώς, η συμβολή στην έξοδο του φίλτρου είναι μεγάλη. Η έξοδος του φίλτρου βρόχου διαβιβάζεται στον κβαντιστή, ο οποίος ποσοτικοποιεί το αποτέλεσμα της επεξεργασίας(με βάρη). Το κβαντισμένο σήμα  $y$  παρουσιάζεται ως ψηφιακό σήμα εξόδου και χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του σήματος τροφοδοσίας.

Είναι σαφές ότι εάν ο κβαντιστής είχε μια άπειρη υψηλή ανάλυση, δεν θα εισάγεται σφάλμα στη διαδικασία κβαντισμού. Αν τώρα όμως υποθεθεί ότι η έξοδος φίλτρου βρόχου προκύπτει μόνο από σφάλματα εντός της ζώνης, το σήμα τροφοδοσίας θα ακυρώνει αυτά τα σφάλματα ακριβώς αν δεν υπάρχει καθυστέρηση στον βρόχο. Στην πραγματικότητα, ο κβαντιστής έχει μια πεπερασμένη ανάλυση και η έξοδος του βρόχου φίλτρου δεν οφείλονται μόνο σε λάθη μέσα στη ζώνη. Επιπλέον, υπάρχει πάντα καθυστέρηση στον βρόχο τουλάχιστον ενός κύκλου ρολογιού. Ως αποτέλεσμα, το σήμα τροφοδοσίας δεν θα ακυρώσει ακριβώς τα σφάλματα εντός της ζώνης και θα προστεθεί θόρυβος κβαντισμού. Η συνεχής ανατροφοδότηση του “ζυγισμένου” σήματος σφάλματος, έχει ως αποτέλεσμα τη διαμόρφωση του θορύβου ποσοτικοποίησης. Το κλειδί σε αυτή τη διαδικασία είναι η λειτουργία του φίλτρου βρόχου, το οποίο σχηματίζει ένα στοιχείο που βασίζεται στη μνήμη και ως εκ τούτου καθιστά δυνατή τη αναδιαμόρφωση του θορύβου ποσοτικοποίησης.

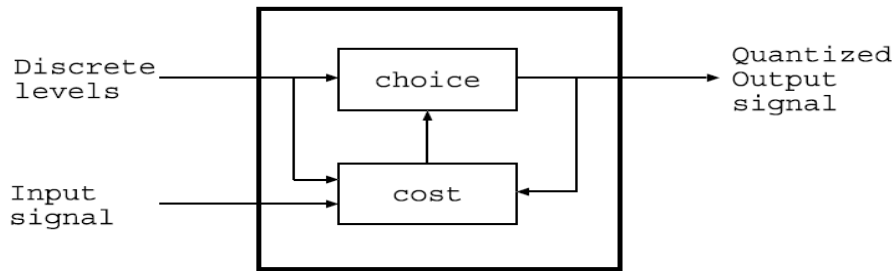
Αν η ισχύς στην έξοδο του φίλτρου γίνει μικρότερη, ο θόρυβος κβαντισμού έχει λιγότερη περιεκτικότητα σε συχνότητα εντός της ζώνης. Πιο συγκεκριμένα, το σήμα εισόδου προσεγγίζεται καλύτερα και ωθείται ο θόρυβος κβαντισμού εκτός ζώνης. Στον συμβατικό αλγόριθμο ΣΔ δεν είναι η ισχύς του φίλτρου εξόδου που μετράται και ελαχιστοποιείται άμεσα, αλλά η στρατηγική τροφοδοσίας, που προσπαθεί να ρυθμίσει την έξοδο του φίλτρου προς το μηδέν. Στην ειδική περίπτωση ενός διαμορφωτή 1-bit αυτή η λειτουργία επιτυγχάνει το ίδιο αποτέλεσμα και το ίδιο ακριβώς επιχειρεί ένας ΣΔ 1-bit.

Εάν ο αλγόριθμος διαμόρφωσης ΣΔ είναι σε θέση να επιλέγει πάντα το βέλτιστο σύμβολο εξόδου, δηλαδή το σύμβολο που οδηγεί σε μια ελάχιστη ενέργεια εξόδου φίλτρου αντί για ελάχιστη στιγμιαία ισχύ εξόδου, θα μπορούσε να βελτιωθεί η λειτουργία ΣΔ. Η προσέγγιση απόδοσης δεν μπορεί να εγγυηθεί ότι το επιλεγμένο σύμβολο εξόδου θα ελαχιστοποιήσει την ενέργεια σφάλματος επειδή το φίλτρο βρόχου αξιολογεί μόνο την τρέχουσα κατάσταση και με βάση αυτό το αποτέλεσμα επιχειρεί να αλλάξει το μέλλον με ευεργετικό τρόπο. Με την αλλαγή του βρόχου διαμόρφωσης θορύβου με ενεργή αναζήτηση ώστε να καθορίσετε ποιο σύμβολο εξόδου παρέχει το καλύτερο αποτέλεσμα, θα είναι δυνατή η βελτίωση της απόδοσης.

Με μια παραδοσιακή ΣΔ διαμόρφωση δεν είναι δυνατό να προσδιοριστεί ποιο θα είναι το σύμβολο εξόδου που οδηγεί στη χαμηλότερη ενέργεια σφάλματος, αφού η συνάρτηση κόστους (φίλτρο βρόχου) έχει μόνο γνώση μέρους της εισόδου και του σήματος εξόδου. Η συνάρτηση κόστους δεν έχει καμία γνώση των πιθανών συμβόλων εξόδου που μπορούν να επιλεγούν.

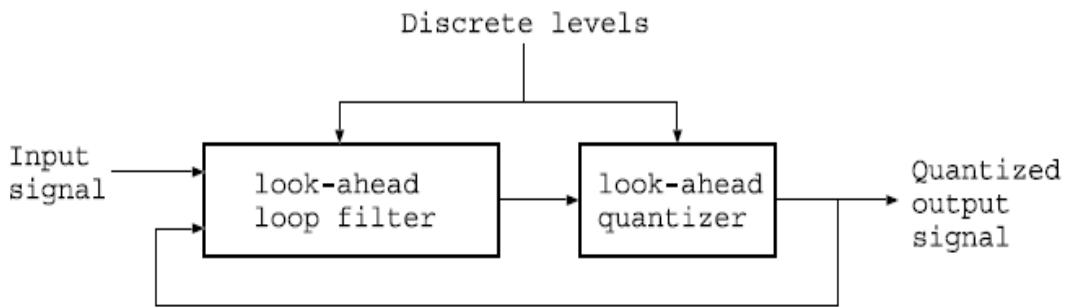
Έχει αποδειχθεί ότι το μοντέλο ΣΔ θα μπορούσε να ληφθεί από το γενικό μοντέλο κβάντισης θορύβου με απλή αλλαγή της ονομασίας των μπλοκ. Η ίδια διαδικασία μπορεί να εφαρμοστεί στο γενικό σχήμα κβαντισμού θορύβου με τις δυνατότητες προσανατολισμού για τη δημιουργία ΣΔ διαμόρφωσης.





**Εικόνα 6. Look-Ahead με ενσωματωμένο κβαντισμό σχήματος θορύβου**

Το μπλοκ κόστους γίνεται σαφές με την ονομασία του φίλτρου βρόχου look ahead, και το block επιλογής ονομάζεται look ahead κβαντιστής. Τα δύο μπλοκ λαμβάνουν το σύνολο διακριτών επιπέδων που είναι διαθέσιμα στον διαμορφωτή. Η προκύπτουσα δομή, με το φίλτρο βρόχου τοποθετημένο στην παραδοσιακή θέση αριστερά του κβαντιστή, απεικονίζεται στην Εικόνα 7.



**Εικόνα 7. Look-Ahead με ενσωματωμένη ΣΔ διαμόρφωση**

Σε σύγκριση με μια κανονική ΣΔ διαμόρφωση, υπάρχουν δύο κύριες διαφορές ορατές. Πρώτον, το φίλτρο βρόχου έχει γνώση των επιπέδων κβάντισης που υποστηρίζονται. Με αυτή τη γνώση μπορεί να αξιολογήσει ποια είναι η επίπτωση μιας ή ενδεχομένως μιας σειράς συμβόλων εξόδου. Δεδομένου ότι υπάρχουν σε κάθε διαμορφωτή τουλάχιστον δύο σύμβολα για να επιλέξει από το φίλτρο βρόχου look ahead θα παράγεται ένα πλήθος σημάτων εξόδου, δηλαδή μία έξοδο για κάθε δυνατή επιλογή. Δεύτερον, ο κβαντιστής σε μια κανονική ΣΔ διαμόρφωση μεταφράζει την έξοδο του φίλτρου βρόχου σε ένα σύμβολο εξόδου. Στην περίπτωση μιας look ahead ΣΔ διαμόρφωσης, ο κβαντιστής θα πρέπει να μεταφράσει τον συνδυασμό εξόδων βρόχου-φίλτρου σε ένα μόνο σύμβολο εξόδου. Επομένως, ο look ahead κβαντιστής απαιτεί περισσότερα από ένα σήματα εισόδου και εφαρμόζοντας μια συνάρτηση κόστους στα σήματα εισόδου καθορίζει ποια λύση είναι η καλύτερη και μεταφράζει αυτό σε ένα σύμβολο εξόδου.

Από τα παραπάνω μπορούμε να συμπεράνουμε ότι ο Look-Ahead διαμορφωτής της Εικόνας 7 αποτελείται ουσιαστικά από δύο συνενωμένες συναρτήσεις, μια συνάρτηση κόστους που λαμβάνει πολλά σήματα και παράγει μία μόνο έξοδο και μια συνάρτηση εξόδου που χαρτογραφεί αυτό το σήμα σε ένα σύμβολο εξόδου. Η συνάρτηση κόστους καθορίζει ποια από τις εξόδους φίλτρου βρόχου είναι το καλύτερο σήμα, π.χ. μετρώντας ποιο σήμα έχει τη χαμηλότερη ενέργεια ή το μικρότερο μέγιστο εύρος. Η επακόλουθη λειτουργία εξόδου θα

μεταφράσει αυτό το αποτέλεσμα στο τελικό σύμβολο εξόδου του μετατροπέα και θα ανακοινώσει επίσης το αποτέλεσμα επιλογής πίσω στο φίλτρο βρόχου look ahead.

### *3.1.1 Βασικά χαρακτηριστικά*

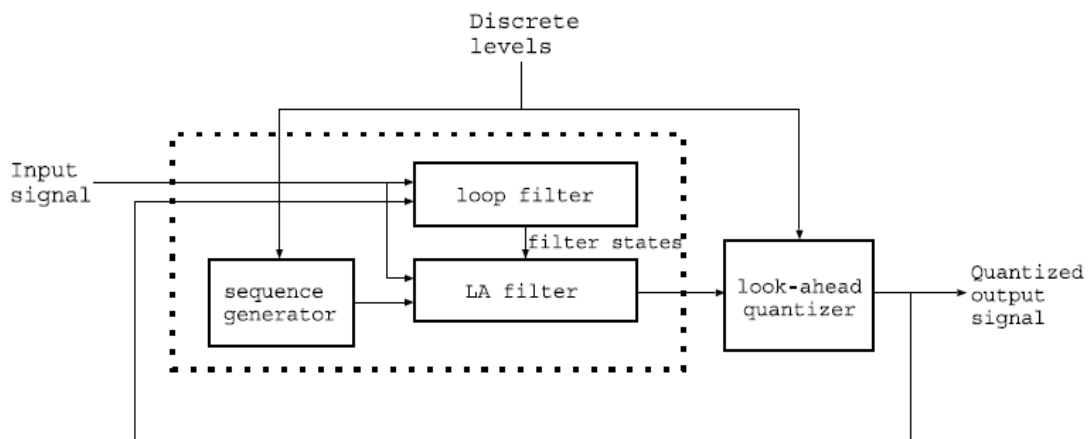
Η βασική ιδέα αναζήτησης του αλγορίθμου είναι να αποκτήσει πληροφορίες σχετικά με το μέλλον και να χρησιμοποιήσει αυτές τις πληροφορίες με ευεργετικό τρόπο. Ειδικότερα, στην περίπτωση ενός ΣΔ διαμορφωτή το μελλοντικό σήμα εισόδου I θα χρησιμοποιηθεί για τη βελτίωση του αποτελέσματος μετατροπής. Τα υπόλοιπα σήματα, οι καταστάσεις του φίλτρου του βρόχου και το σήμα εξόδου, προέρχονται από την είσοδο. Επομένως, αν είναι γνωστό το μελλοντικό σήμα εισόδου, μπορούν να δημιουργηθούν οι μελλοντικές καταστάσεις φίλτρου βρόχου και οι μελλοντικοί κωδικοί εξόδου. Με την εξέταση αυτών των παραγόμενων μελλοντικών σημάτων, μπορεί να εντοπιστούν πιθανά προβλήματα που θα προκύψουν εάν η διαδικασία μετατροπής συνεχίσει χωρίς καμία αλλαγή. Αυτό δίνει τη δυνατότητα να επηρεαστεί η τρέχουσα λειτουργία της διαμόρφωσης και να παρακαμφθεί το πρόβλημα.

Προφανώς, εάν υπάρχουν περισσότερα μελλοντικά δεδομένα, είναι δυνατόν να κοιτάξουμε περαιτέρω μπροστά. Ωστόσο, δεν είναι απαραίτητα πολλά μελλοντικά δεδομένα για την ανίχνευση προβλημάτων μετατροπής. Αν το μέγεθος της πρόβλεψης είναι μεγαλύτερο, η αστάθεια θα μπορούσε να εντοπιστεί εκ των προτέρων και θα μπορούσαν να ληφθούν πιο λεπτά μέτρα. Ωστόσο, δεν υπάρχει καμία εγγύηση ότι αυτή η ενέργεια θα λύσει πραγματικά το πρόβλημα, καθώς η πραγματική επίδραση στο μέλλον δεν αξιολογείται εκ των προτέρων. Μόνο στον μελλοντικό κύκλο ή κύκλους μετατροπής θα είναι γνωστό αν το μελλοντικό πρόβλημα έχει επιλυθεί. Επομένως, προτιμάται μια προσέγγιση που ενεργά εξετάζει την (μελλοντική) ποιότητα μιας λύσης αντί αυτής της παθητικής προσέγγισης. Στην ενεργή προσέγγιση γίνεται μια αναζήτηση για την καλύτερη σειρά κωδικών εξόδου, έτσι ώστε αυτή η γνώση να μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην κύρια διαδικασία μετατροπής. Ως αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας επιλογής, η ποιότητα της κύριας μετατροπής μπορεί να είναι υψηλότερη. Προκειμένου να διεξαχθεί η αναζήτηση για την καλύτερη ακολουθία συμβόλων εξόδου, η λειτουργία της ΣΔ διαμόρφωσης αλλάζει από την κανονική λειτουργία τροφοδοσίας, στην οποία η κβαντισμένη έξοδος βασίζεται στην έξοδο φίλτρου βρόχου, με τρόπο με τον οποίο η έξοδος του κβαντιστή εξαναγκάζεται σε μια προκαθορισμένη τιμή.

Ο έλεγχος που περιγράφεται παραπάνω επί της εξόδου του κβαντιστή της ΣΔ διαμόρφωσης πραγματοποιείται αποτελεσματικά από το σχήμα της Εικόνας 8, η οποία παρουσιάζει τις λεπτομέρειες μιας πιθανής εφαρμογής μιας ενεργής ΣΔ διαμόρφωσης. Σαφώς αναγνωρίσιμο είναι το φίλτρο βρόχου look-ahead, ο κβαντιστής και η επιστροφή από την έξοδο του φίλτρου. Το look-Ahead φίλτρο του βρόχου, που υποδεικνύεται από τη διακεκομμένη γραμμή, αποτελείται από ένα φίλτρο πρόβλεψης(φίλτρο LA), μια γεννήτρια ακολουθιών και το παραδοσιακό ΣΔ φίλτρο βρόχου. Η έξοδος του φίλτρου πρόβλεψης περνάει στον κβαντιστή που δημιουργεί το κβαντισμένο σήμα εξόδου και παρέχει το σήμα τροφοδοσίας. Έτσι, η δομή ουσιαστικά ισούται με εκείνη ενός παραδοσιακού ΣΔ στην οποία το φίλτρο βρόχου καθορίζει τον τρόπο με τον οποίο διαμορφώνεται ο θόρυβος κβαντισμού, συμπληρωμένος με πρόσθετη μελλοντική λογική.

Αναλύοντας την παραπάνω δομή διαπιστώνουμε πως το κύριο φίλτρο βρόχου λαμβάνει το τρέχον σήμα εισόδου και το σήμα τροφοδοσίας και ενημερώνει τις εσωτερικές καταστάσεις φίλτρου με βάση αυτές τις εισόδους. Οι καταστάσεις φίλτρων του κύριου βρόχου περνούν στο φίλτρο look ahead, όπου φορτώνονται. Το μπλοκ γεννήτριας ακολουθιών θα παράσχει ακολουθίες συμβόλων στο φίλτρο look ahead, το οποίο επεξεργάζεται αυτά σε συνδυασμό με το μελλοντικό σήμα εισόδου. Η έξοδος του φίλτρου περνάει στον look-ahead κβαντιστή, ο οποίος αξιολογεί μια συνάρτηση κόστους κβαντισμού για την επιλογή της καλύτερης ακολουθίας συμβόλων. Τέλος, το κβαντισμένο σήμα εξόδου προσδιορίζεται από αυτή την αλληλουχία. Αφού προσδιοριστεί η ακολουθία συμβόλων με το χαμηλότερο κόστος, η κύρια διαδικασία μετατροπής μπορεί να συνεχιστεί.

Το αποτέλεσμα της διαδικασίας επιλογής είναι μια ακολουθία συμβόλων με μήκος ίσο με το μήκος του look-ahead. Από αυτή την ακολουθία συνήθως χρησιμοποιείται μόνο το πρώτο σύμβολο ως σήμα εξόδου, αν και θεωρητικά περισσότερα σύμβολα θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για την επιτάχυνση των υπολογισμών με την τιμή ενός μειωμένου μήκους look-ahead. Το υπόλοιπο της ακολουθίας απορρίπτεται, καθώς απαιτείται μόνο για να ανακαλυφθεί ο συνδυασμός των συμβόλων που ταιριάζει καλύτερα με το σήμα εισόδου σε σχέση με το μήκος του οπτικού πεδίου. Η τιμή εξόδου ή η επιλεγμένη ακολουθία σε μια γενικότερη περίπτωση μεταφέρεται πίσω στο φίλτρο βρόχου. Στον επόμενο κύκλο μετατροπής, θα επαναληφθεί η ίδια διαδικασία, αξιολογώντας και πάλι όλες τις ακολουθίες για να αποφασιστεί το βέλτιστο σύμβολο τροφοδοσίας. Η προσέγγιση της επιλογής του συμβόλου ανατροφοδότησης βασισμένου στις γνώσεις από το look ahead μπορεί να πραγματοποιηθεί με πολλούς τρόπους.



**Εικόνα 8. Look-Ahead με ενσωματωμένη ΣΔ διαμόρφωση**

Κάθε φίλτρο look ahead λαμβάνει  $N$  δείγματα από το μελλοντικό σήμα εισόδου σε συνδυασμό με μια σειρά από  $N$  σύμβολα επαναφοράς και δημιουργεί μια ακολουθία  $N$  τιμών εξόδου. Αξίζει να σημειωθεί πως το μελλοντικό σήμα εισόδου δεν είναι διαθέσιμο και πρέπει να ληφθεί ειδική ενέργεια για να επιτευχθεί αυτό. Η ποιότητα αυτών των σημάτων εξόδου μετράται στον look ahead κβαντιστή. Αυτή η μέτρηση πραγματοποιείται με την αξιολόγηση μιας συνάρτησης κόστους κβαντιστή, δηλαδή μέσω μιας δεύτερης συνάρτησης κόστους που λειτουργεί στο σήμα εξόδου του βρόχου του φίλτρου, το οποίο αποτελεί την πρώτη συνάρτηση κόστους. Ο στόχος της συνάρτησης κόστους κβαντιστή είναι να μετατρέψει την ακολουθία των τιμών εξόδου του βρόχου σε μία μόνο τιμή που αντιπροσωπεύει την ποιότητα της εφαρμοζόμενης ακολουθίας απόδοσης. Σε ένα δεύτερο βήμα επιλέγεται το συνολικό καλύτερο αποτέλεσμα. Η επιλεγμένη ακολουθία απόδοσης χρησιμοποιείται στη συνέχεια για τη δημιουργία του τελικού συμβόλου

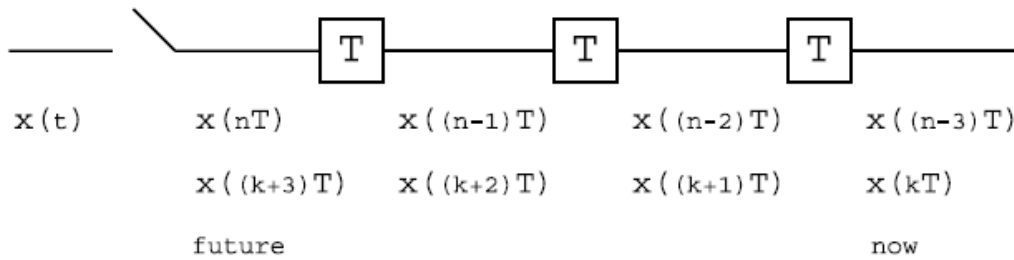
εξόδου ή των συμβόλων. Δεν υπάρχει περιορισμός στη συνάρτηση κόστους και μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε γραμμικός ή μη γραμμικός συνδυασμός λειτουργιών και μεταβλητών.

### 3.1.2 Βασικές υλοποιήσεις

Το κλειδί για την ιδέα της διαμόρφωσης look-ahead είναι η χρήση του μελλοντικού σήματος εισόδου. Προκειμένου να αποκτήσουμε όμως την είσοδο αυτή μπορούν να χρησιμοποιηθούν αρκετές υλοποιήσεις. Πιο συγκεκριμένα σε μια παρεμβολική ΣΔ διαμόρφωση μπορεί να επιτευχθεί εκτίμηση του μελλοντικού σήματος εισόδου χωρίς καμία δυσκολία. Λόγω του υψηλού ποσοστού υπερ-δειγματοληψίας, το σήμα εισόδου μπορεί να προσεγγιστεί ως σταθερά για τους επόμενους κύκλους ρολογιού. Επομένως, μπορεί να προκύψει μια προσέγγιση της μελλοντικής απόκρισης του ΣΔ, υποθέτοντας ότι το σήμα εισόδου δεν θα αλλάξει. Λόγω της προγνωστικής φύσης αυτού του αλγορίθμου υποδηλώνουμε την τεχνική ως προγνωστική look-ahead διαμόρφωση. Το μειονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι πως δίνει μόνο μια πρόβλεψη του τι θα συμβεί πιθανότατα και θα μπορούσε επομένως να είναι λανθασμένη, ενδεχομένως οδηγώντας σε μια μη βέλτιστη απόφαση. Φυσικά όσο περισσότερο προβλέπεται το μέλλον, τόσο μεγαλύτερο θα είναι το σφάλμα πρόβλεψης, αλλά γενικά για την πρόβλεψη του προσεχούς μέλλοντος μια τέτοια προσέγγιση μπορεί να αποδειχθεί χρήσιμη.

Αντί να χρησιμοποιεί μια πρόβλεψη του σήματος εισόδου, είναι δυνατό για ένα σύστημα πραγματικού χρόνου να χρησιμοποιεί το πραγματικό μελλοντικό σήμα εισόδου, χωρίς να παραβιάζει τους κανόνες της αιτιότητας. Για να γίνει αυτό, πρέπει να αλλάξουμε το σημείο αναφοράς που καθορίζει τι είναι «τώρα» και ποιο είναι το «μέλλον», δηλαδή αναφέροντας μια χρονική στιγμή στο παρελθόν ως «τώρα», το πραγματικό «τώρα» γίνεται 'μέλλον'. Αυτή η μετατόπιση του σημείου αναφοράς μπορεί να πραγματοποιηθεί με την καθυστέρηση ενός σήματος.

Το σήμα συνεχούς χρόνου  $x(t)$  λαμβάνει δειγματοληψία με περίοδο δειγματοληψίας  $T$  καταλήγοντας σε ένα σήμα διακριτού χρόνου  $x(nT)$ . Το σήμα αυτό διαβιβάζεται σε μια γραμμή καθυστέρησης η οποία χρονομετρείται με τον ίδιο ρυθμό με τον ρυθμό δειγματοληψίας. Όπως υποδεικνύεται από το σχήμα παρακάτω, τα δείγματα  $x(nT)$  είναι από προηγούμενες χρονικές στιγμές. Όταν παράδειγμα το δείγμα  $x(t)$  δειγματοληπτείται, η παλαιότερη τιμή στη γραμμή καθυστέρησης είναι από τρεις περιόδους δειγματοληψίας νωρίτερα. Εάν ο δείκτης  $n$  αντικατασταθεί από  $k + 3$ , το παλαιότερο δείγμα γίνεται  $x(kT)$  και το νεότερο δείγμα  $x((k + 3)T)$ . Ουσιαστικά, η αλλαγή του δείκτη από  $n$  σε  $k + 3$  άλλαξε το σημείο αναφοράς έτσι ώστε το παλαιότερο δείγμα να γίνει «τώρα» και το πιο πρόσφατο δείγμα να τοποθετηθεί στο 'μέλλον'. Επομένως είναι δυνατό σε ενδιάμεσες θέσεις να είναι διαθέσιμη κάθε τιμή δειγματοληψίας μεταξύ του 'τώρα' και του 'μέλλοντος'.



Εικόνα 9. Αλλαγή αναφοράς χρόνου

Το μήκος της γραμμής καθυστέρησης καθορίζει πόσα μελλοντικά δεδομένα είναι διαθέσιμα. Ταυτόχρονα, κάθε επιπλέον δειγματοληπτική καθυστέρηση αυξάνει την καθυστέρηση του συστήματος από έναν κύκλο ρολογιού, αφού όλες οι λειτουργίες εκτελούνται στο σήμα που έχει ήδη καθυστέρηση. Με αυτήν την τεχνική είναι πραγματικά δυνατό να κοιτάξουμε το μέλλον με το κόστος μιας λανθάνουσας περιόδου που είναι ίση με το μέγεθος του look ahead, χωρίς φυσικά, να απαιτείται σε όλες τις περιπτώσεις η λειτουργία ΣΔ σε πραγματικό χρόνο

### 3.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του Look Ahead ΣΔ διαμορφωτή έναντι του συμβατικού ΣΔ μετατροπέα

Τα πιθανά οφέλη ενός διαμορφωτή look-ahead σε μια κανονική ΣΔ διαμόρφωση παρατηρούνται στη βελτίωση της σταθερότητας του μετατροπέα, στην αύξηση της γραμμικότητας και στην πραγματοποίηση μιας βελτιωμένης μεταβατικής απόκρισης. Πιο συγκεκριμένα:

- αύξηση της σταθερότητας του μετατροπέα

Οφείλεται στο γεγονός ότι ο αλγόριθμος εμφάνισης θα απορρίψει τις ακολουθίες bit που έχουν κακή αντιστοιχία με το σήμα εισόδου. Τα μοτίβα που θα προκαλέσουν αστάθεια θα προκαλούν αρχικά πρώτα μια απόκριση φίλτρου η οποία αποκλίνει σημαντικά από το σήμα εισόδου, οδηγώντας το σύστημα σε αστάθεια. Ο αλγόριθμος του look ahead θα αναγκάσει την επιλογή μοτίβων που προκαλούν, κατά μέσο όρο, το μικρότερο σφάλμα. Ως αποτέλεσμα, το σύστημα δεν θα γίνει τόσο εύκολα ασταθές και το επίπεδο εισόδου για το οποίο παρουσιάζεται αστάθεια θα αυξηθεί. Ένα περιορισμένο μήκος πρέπει να είναι αρκετό για να πραγματοποιήσει μια λογική αύξηση της εμβέλειας εισόδου. Με ένα άπειρου μήκους look ahead θα πρέπει να είναι δυνατόν θεωρητικά, να πραγματοποιηθεί μια πλήρη διαμόρφωση ανεξάρτητα από τον αριθμό των επιπέδων κβαντοποίησης και τη σειρά βρόχου-φίλτρου. Στην περίπτωση κωδικοποίησης 1-bit, ωστόσο, ο αριθμός των ακολουθιών bit που μπορεί να περιγράψει με ακρίβεια το σήμα εισόδου σε τέτοια υψηλά επίπεδα διαμόρφωσης μειώνεται σημαντικά. Ως εκ τούτου, είναι πιθανότερο να εμφανιστεί μείωση της απόδοσης SNR για αυτά τα υψηλά επίπεδα. Στην πράξη,

ωστόσο, δεν έχουν δημοσιευθεί αποτελέσματα από μια τέτοια ισχυρή αύξηση της σταθερότητας εισροών.

➤ αύξηση γραμμικότητας του μετατροπέα

Η παραμόρφωση, που εισάγεται από μη γραμμικότητες στον βρόχο ΣΔ, μειώνεται από το κέρδος βρόχου του διαμορφωτή. Ωστόσο, εξαιτίας του πεπερασμένου βρόχου-κέρδους δεν μπορούν όλα τα σφάλματα να κατασταλούν. Υπάρχουν πολλές επιλογές για την εξασθένηση αυτών των ανεπιθύμητων σημάτων, όπως κάνοντας το φίλτρο βρόχου πιο επιθετικό. Με μια υψηλότερη γωνιακή συχνότητα, το κέρδος του φίλτρου αυξάνεται αποτελεσματικά, προκαλώντας μείωση των συστατικών παραμόρφωσης. Εάν αντίθετα αλλάξει η σειρά βρόχου-φίλτρου, το κέρδος του φίλτρου γίνεται επίσης υψηλότερο για την ίδια συχνότητα γωνιών. Αν τώρα αλλάξει η γωνιακή συχνότητα για να ακυρωθεί η αύξηση του κέρδους, υπάρχουν ακόμα λιγότερα στοιχεία παραμόρφωσης απ' ό,τι στην αρχική κατάσταση, καθώς το φίλτρο υψηλότερης τάξης εισάγει περισσότερη τυχαιότητα στην αλληλουχία των δυαδικών ψηφίων, αλλοιώνοντας τη συνολική του συμπεριφορά. Επομένως, τα μειονεκτήματα του φίλτρου υψηλότερης τάξης είναι η αύξηση της πολυπλοκότητας του κυκλώματος και του κόστους, η κατανάλωση ενέργειας, καθώς και η μείωση της σταθερότητας του μετατροπέα.

Μια εναλλακτική λύση είναι επίσης η διάχυση του μετατροπέα. Αυτό θα προκαλέσει διακοπή των επαναλαμβανόμενων προτύπων, με κόστος τη μείωση της SNR. Ανάλογα με το μέγεθος της απαιτούμενης απόσβεσης για την αφαίρεση των τόνων, μπορεί να μειωθεί και η σταθερή περιοχή εισόδου. Δεδομένου ότι τα στοιχεία παραμόρφωσης δεν υπάρχουν στο σήμα εισόδου αλλά μόνο στην ανατροφοδότηση, ένας διαμορφωτής look ahead θα πρέπει θεωρητικά να είναι σε θέση να ανιχνεύει και να αποφεύγει αυτά τα εσφαλμένα στοιχεία. Κατά την αξιολόγηση των πιθανών μοντέλων επιστροφής, το κόστος των μοτίβων που προκαλούν στοιχεία παραμόρφωσης θα είναι υψηλότερο από αυτό των μοτίβων που δεν εισάγουν παραμόρφωση. Ωστόσο, για την ανίχνευση τέτοιων στοιχείων, μπορεί να χρειαστεί ένα μεγάλο μήκος look ahead πρόβλεψης, με το οποίο θα εντοπίζονται και θα καταστέλλονται όχι μόνο συστατικά υψηλής παραμόρφωσης αλλά και χαμηλής συχνότητας.

➤ βελτιωμένη μεταβατική απόκριση

Πειράματα έχουν δείξει πως το υλικό που κωδικοποιείται με τους διαμορφωτές look ahead, είχε έναν καλύτερο ορισμό από τους παραδοσιακούς ΣΔ του ίδιου υλικού, δηλαδή μια καλύτερη συμπεριφορά φάσης, η οποία υποδηλώνει μια βελτιωμένη παροδική αντίδραση. Έτσι, παρόλο που οι μετρήσεις SINAD σε κανονική ΣΔ διαμόρφωση δεν δείχνουν υποβάθμιση για σήματα μη σταθερής κατάστασης σε σύγκριση με σήματα σταθερής κατάστασης, τα πειράματα ακρόασης υποδεικνύουν ότι η look ahead ΣΔ διαμόρφωση πραγματοποιεί μια ακουστικά καλύτερη ποιότητα κωδικοποίησης.

Ωστόσο υπάρχουν και αρκετά μειονεκτήματα στις διατάξεις των look ahead διαμορφωτών. Σε σύγκριση με μια παραδοσιακό ΣΔ και με το ίδιο φίλτρο βρόχου, ένας look ahead ΣΔ θα πραγματοποιήσει ένα ελαφρώς χαμηλότερο SNR. Λόγω της αυξημένης σταθερότητας του θα πρέπει να είναι δυνατό να αντισταθμιστεί αυτή η μείωση χρησιμοποιώντας ένα πιο επιθετικό φίλτρο, πράγμα που ακυρώνει αποτελεσματικά αυτό το μειονέκτημα. Ωστόσο, αν δεν είναι δυνατό να αντισταθμιστεί η μείωση του SNR, η μείωση αυτή αποτελεί σοβαρό μειονέκτημα της προσέγγισης του look ahead.

Περαιτέρω μειονεκτήματα της προσέγγισης look ahead είναι η υψηλότερη κατανάλωση ισχύος και το υψηλότερο κόστος υλοποίησης, δηλαδή χρησιμοποιείται μεγαλύτερη επιφάνεια πυριτίου ή αναφορικά με το χρόνο, περισσότεροι κύκλοι CPU ανά δευτερόλεπτο. Πιο συγκεκριμένα, καθώς ένας μεγάλος αριθμός λύσεων πρέπει να αξιολογείται σε κάθε κύκλο ρολογιού, η κατανάλωση ισχύος του μετατροπέα θα αυξηθεί. Η αύξηση αναμένεται να κλιμακωθεί ταχύτερα από ότι γραμμικά σε σχέση με τον αριθμό των λύσεων που πρέπει να αξιολογηθούν.

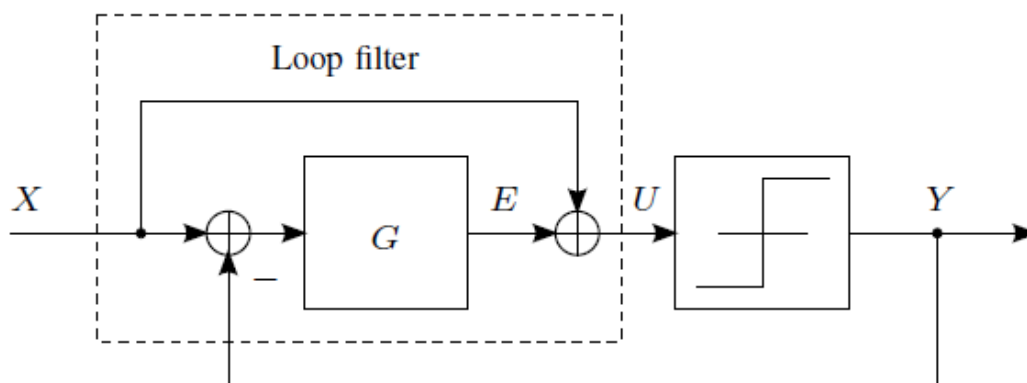
Επιπλέον, θα απαιτηθούν παράλληλες χρήσεις του υλικού ή υψηλές συχνότητες ρολογιού με αποτέλεσμα το κόστος υλοποίησης του κυκλώματος θα αυξηθεί σημαντικά.

Ένα τελευταίο μειονέκτημα της προσεγγίσεως look ahead είναι η αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος. Ο μεγάλος αριθμός σημάτων και παράλληλων κυκλωμάτων θα πρέπει να αντιμετωπιστεί, αυξάνοντας έτσι την πιθανότητα εισαγωγής σφαλμάτων στην υλοποίηση.

### 3.3 Παρουσίαση του *MultiStep-Look Ahead ΣΔ διαμορφωτή*

Προκειμένου να αποφευχθούν οι αρνητικές επιπτώσεις στο σήμα εξόδου και στο σύστημα, οι οποίες υπεισέρχονται λόγω της διάταξης και της δομής των look ahead ΣΔ διαμορφωτών χρειάστηκαν πλήθος μελετών και πειραμάτων και τελικά δημιουργήθηκε η ανάγκη για νέες υλοποιήσεις. Ένας τέτοιος νέος διαμορφωτής είναι ο Multi Step Look Ahead ΣΔ διαμορφωτής.

Στην ακόλουθη ανάλυση θα αποδειχτεί ότι η διαμόρφωση Error-Feedback που απεικονίζεται στην Εικόνα 10 μπορεί να θεωρηθεί ως ένας αλγόριθμος βελτιστοποίησης. Ο διαμορφωτής MSLA στη συνέχεια εισάγεται ως επέκταση της, που εφαρμόζεται από τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης με τις μελλοντικές τιμές εισόδου να χρησιμοποιούνται ως μέρος της διαδικασίας βελτιστοποίησης.



Εικόνα 10. Error-Feedback ΣΔ διαμορφωτής

Από την ανάλυση του παραπάνω συστήματος ισχύει πως:

$$\text{IX. } U(z) = X(z) + G(z) * (X(z) - Y(z))$$

όπου  $U(z), X(z), G(z), Y(z)$  ο μετασχηματισμός  $Z$  της εισόδου του κβαντιστή, της εισόδου, του φίλτρου του βρόχου και της εξόδου του συστήματος.

Το σφάλμα του κβαντισμού είναι ίσο με :

$$\text{X. } N(z) = Y(z) - U(z)$$

Επομένως μέσω της σχέσης IX, η έξοδος μπορεί να γραφτεί ως:

$$\text{XI. } Y(z) = X(z) + \frac{1}{1+G(z)} * N(z)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του σήματος και του θορύβου αντίστοιχα είναι:

$$STF(z) = 1 \text{ και } NTF(z) = \frac{1}{1+G(z)}$$

Μια υλοποιήσιμη Error-Feedback ΣΔ διαμόρφωση απαιτεί τουλάχιστον μία δειγματική καθυστέρηση στο φίλτρο  $G$ , η οποία επίσης μεταφράζεται σε  $NTF(\infty) = 1$ . Η γενική μορφή του φίλτρου θα είναι:

$$\text{XII. } G(z) = \frac{1-NTF(z)}{NTF(z)} = \frac{\sum_{i=1}^l b_i * z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^m a_i * z^{-i}}$$

όπου  $l, m$  είναι η τάξη του αριθμητή και του παρονομαστή αντίστοιχα.

Φαίνεται πως το σύστημα EF ΣΔ διαμορφωτή είναι ισοδύναμο με έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης και η παραγωγή του καθορίζεται από την ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους:

$$\text{XIII. } S_{0,n}(v) = |x_n + e_n - v|$$

όπου  $x_n$  είναι η τωρινή είσοδος,  $e_n$  η τωρινή έξοδος του φίλτρου και  $v \in \{\pm 1\}$  η μεταβλητή ελαχιστοποίησης. Το φίλτρο βρόχου  $G$  είναι επίσης γνωστό ως φίλτρο σύγκρισης. Η έξοδος  $y_n$  προκύπτει από την συνάρτηση κόστους με μεταβλητή  $v$ , δηλαδή:

$$\text{XIV. } y_n = \operatorname{argmin}, S_{0,n}(v), v \in \{\pm 1\}$$

Από τη λύση της σχέσης XIV καταλήγουμε:

$$\text{XV. } y_n = \operatorname{sgn}(x_n + e_n)$$

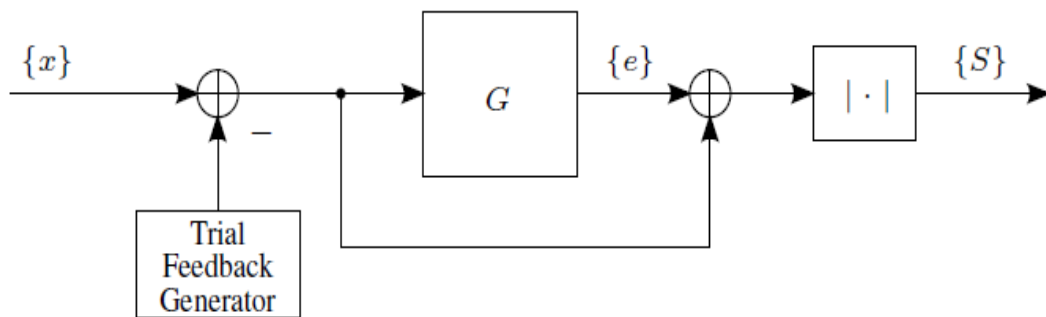
Είναι ισοδύναμη με τη λειτουργία ποσοτικοποίησης του 1-bit EF ΣΔ διαμορφωτή της Εικόνας 10 και καταλήγουμε στο ότι η έξοδος του 1-bit EF ΣΔ διαμορφωτή καθορίζεται από την ελαχιστοποίηση του στιγμιαίου σφάλματος κβαντισμού.

Μια γενίκευση του προβλήματος βελτιστοποίησης κβαντισμού 1-bit είναι δυνατή εάν η ελαχιστοποίηση του σφάλματος κβαντισμού δεν περιορίζεται στο τρέχον δείγμα εισόδου  $x_n$ ,



αλλά ενσωματώνει επίσης και τα επόμενα δείγματα εισόδου  $k$ , τα οποία ονομάζονται look-ahead δείγματα. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα μελλοντικά δείγματα εισόδου δεν προβλέπονται με κανένα τρόπο, αλλά είναι ήδη διαθέσιμα και ο όρος "μέλλον" αναφέρεται σε μια χρονική καθυστέρηση της ακολουθίας εξόδου από τα δείγματα  $k$ .

Η βασική ιδέα είναι να "ψάξουμε" ανάμεσα σε όλες τις πιθανές ακολουθίες εξόδου  $2^{k+1}, \{v_0, v_1, \dots, v_k\} v_i \in \{\pm 1\}$  που ονομάζονται μονοπάτια. Ο αλγόριθμος MSLA αξιολογεί τις διαδρομές  $2^{k+1}$  και επιλέγει αυτή με την ελάχιστη συνολική ισχύ σφάλματος κβαντισμού. Στη συνέχεια, επιλέγεται το πρώτο στοιχείο αυτής της διαδρομής ως τρέχουσα έξοδος. Τέλος, ο δείκτης χρόνου  $n$  αυξάνεται κατά ένα και ο αλγόριθμος προχωράει.



Εικόνα 11. Διάγραμμα υπολογισμού συνάρτησης κόστους

Στην Εικόνα 11 παρουσιάζεται η διαδικασία αυτή, όπου η γεννήτρια ανατροφοδότησης δίνει τις πιθανές διαδρομές  $2^{k+1}$  παράγοντας την είσοδο στο φίλτρο σύγκρισης  $G$ :

$$\text{XVI.} \quad (x_0 - y_0, x_1 - y_1, x_0 - y_0, \dots, x_n - v_0, \dots, x_{n+k} - v_k)$$

Το σχετικό κόστος είναι  $\sum_{j=0}^k (v_0, v_1, \dots, v_j)$  όπου τα μερικά κόστη καθορίζονται ως:

$$\text{XVII.} \quad S_{j,n}(v_0, v_1, \dots, v_j) = |x_{n+j} + e_{n+j} - v_j|^2$$

Η εκτεταμένη προσομοίωση προτείνει πως λαμβάνοντας υπόψη μόνο το μερικό κόστος που συνδέεται με τα τελευταία δείγματα, μπορεί να οδηγήσει σε μεγαλύτερη σταθερότητα και μικρότερη πολυπλοκότητα. Στην περίπτωση αυτή, το συνολικό κόστος μιας διαδρομής είναι:

XVIII.  $D_n(v) = \sum_{j=k-r}^k S_{j,n}(v_0, v_1, \dots, v_j)$  όπου  $v = (v_0, v_1, \dots, v_j)$ .

Η έξοδος του MSLA διαμορφωτή είναι η τιμή του  $v_0$  που μαζί με τις τιμές  $(v_1, \dots, v_j)$  ελαχιστοποιούν το  $D_n(v)$ . Δηλαδή

XIX.  $y_n = \arg \min(\min D_n(v))$  με  $v_0 \in \{\pm 1\}$  και  $v_1, v_2, \dots, v_k \in \{\pm 1\}$

Επειδή το φίλτρο G στην Εικόνα 11 είναι γενικά μια απεριόριστη παθητική απόκριση (IIR) που η έξοδος της εξαρτάται από όλα τα προηγούμενα και τρέχοντα δείγματα εισόδου, η έξοδος φίλτρου σύγκρισης  $e_{n+j}$  είναι μια έμμεση συνάρτηση των  $v_0, v_1, \dots, v_{j-1}$ . Υποθέτοντας ότι το G περιγράφεται από τη συνάρτηση XII και δεδομένου ότι η είσοδό του δίνεται από τη σχέση XVI η έξοδος του για  $0 \leq j \leq k$  είναι :

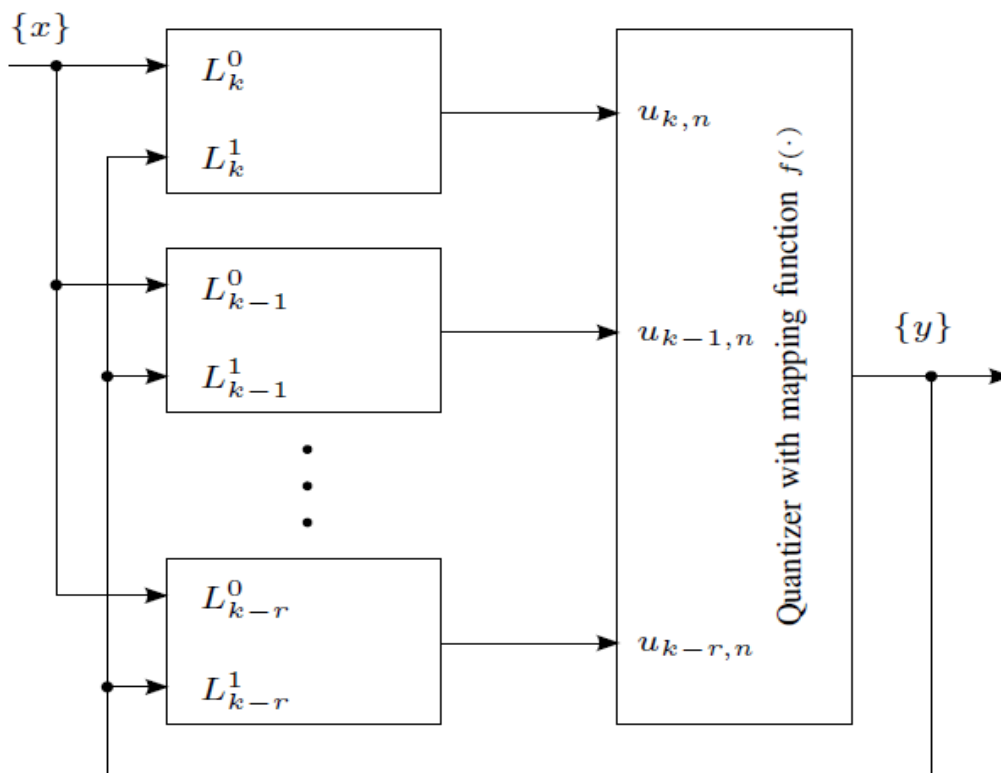
XX.  $e_{n+j} = \sum_{i=1}^l b_i * x_{n+j-i} - \sum_{i=1}^j b_i * v_{j-i} - \sum_{i=j+1}^l b_i * y_{n+j-i} - \sum_{i=1}^m a_i * e_{n+j-i}$

Αν αντί για το τετράγωνο της απόλυτης τιμής για το μερικό κόστος στη σχέση XVII χρησιμοποιήσουμε την απόλυτη τιμή, η έξοδος του διαμορφωτή MSLA δίνεται από:

XXI.  $S_{j,n}(v_0, v_1, \dots, v_j) = |x_{n+j} + e_{n+j} - v_j|$

Η χρήση της απόλυτης τιμής μπορεί να οδηγήσει σε πιο αποτελεσματικά σχέδια κβαντιστή. Ο αριθμός των μερικών κοστών που χρησιμοποιούνται στη σχέση XVII καθορίζεται από r και αντικατοπτρίζει την πολυπλοκότητα του διαμορφωτή.

Μία πιο αποτελεσματική προσέγγιση αντί των παραπάνω είναι η μετατροπή της μορφής βελτιστοποίησης του διαμορφωτή MSLA στην ισοδύναμη μορφή μη γραμμικής ανατροφοδότησης όπως φαίνεται στην Εικόνα 12.



Εικόνα 12 . Διάγραμμα συστήματος MSLA διαμορφωτή

Το σύστημα αποτελείται από  $r + 1$  φίλτρα δύο εισόδων και μια μη γραμμική συνάρτηση  $f$  με πολλαπλές μεταβλητές  $f(\cdot): \mathbb{R}^{r+1} \rightarrow \{\pm 1\}$ . Η συνάρτηση  $f$  μπορεί να θεωρηθεί ισοδύναμη με τον κβαντιστή 1-bit του συμβατικού ΣΔ διαμορφωτή.

Στην περίπτωση αυτή η έξοδος του MSLA είναι ισοδύναμη με:

$$\text{XXII.} \quad S_{j,n}(v_0, v_1, \dots, v_j) = |u_{n,j} - \sum_{i=0}^j c_{j,i} * v_{j-i}|$$

όπου  $k - r \leq j \leq k$ . Είναι μια συνάρτηση ενός γραμμικού συνδυασμού  $v_0, v_1, \dots, v_j$  και

$$\text{XXIII.} \quad u_{n,j} = \sum_{i=0}^j c_{j,i} * x_{n+j-i} + \sum_{i=j+1}^{j+l-1} c_{j,i} * (x_{n+j-i} - y_{n+j-i}) + \sum_{i=0}^{m-1} d_{j,i} * e_{n-i}$$

Οι σταθεροί συντελεστές  $c_{j,i}$  και  $d_{j,i}$  προκύπτουν από το φίλτρο σύγκρισης G. Σημειώνεται επίσης ότι το  $u_{n,j}$  είναι ανεξάρτητο από  $v_0, v_1, \dots, v_j$ . Για την ειδική περίπτωση  $j = 0$ ,  $u_{0,n} = x_n + e_n$  και  $S_{0,n}(v_0) = |u_{0,n} - u_0|$ . Αντικαθιστώντας τη σχέση XXII στην XVII και χρησιμοποιώντας τη XIX δίνει την ακόλουθη έκφραση για την έξοδο του διαμορφωτή MSLA:

$$\text{XXIV.} \quad y_n = f(u_{k-r,n}, u_{k-r+1,n}, \dots, u_{k,n})$$

όπου η συνάρτηση  $f$  ορίζεται ως η λύση του χρονικού μεταβλητού συνδυαστικού προβλήματος (δηλαδή το  $f$  δεν εξαρτάται από το  $n$ )

$$\text{XXV. } f(u_{k-r,n}, u_{k-r+1,n}, \dots, u_{k,n}) = \operatorname{argmin}(\min \sum_{j=k-r}^k |u_{n,j} - \sum_{i=0}^j c_{j,i} * v_{j-i}|)$$

με  $v_0 \in \{\pm 1\}$  και  $v_1, v_2, \dots, v_k \in \{\pm 1\}$ .

Έχοντας τη συνάρτηση  $f$  αντλούμε τώρα τα φίλτρα  $L_j^{0,1}(z)$ ,  $k-r \leq j \leq k$  για να ολοκληρωθεί το ισοδύναμο διαμορφωτή MSLA που φαίνεται στην Εικόνα 12. Για  $j=0$  η σχέση XX δίνει  $e_n = \sum_{i=1}^l b_i * (x_{n-i} - y_{n-i}) - \sum_{i=1}^m a_i * e_{n-i}$  και με μετασχηματισμό  $z$  έχουμε :

$$\text{XXVI. } E(z) = G(z) * (X(z) - Y(z)) \text{ με τη συνάρτηση } G(z) \text{ να περιγράφεται από τη σχέση XII.}$$

Με χρήση του μετασχηματισμού  $z$  της σχέσης XXIII σε σχέση με το  $n$  και συνδυάζοντας το με τη σχέση XXVI καταλήγουμε:

$$\text{XXVII. } L_j^0(z) = \sum_{i=0}^{j+l-1} c_{j,i} * z^{j-i} + G(z) * \sum_{i=0}^{m-1} d_{j,i} * z^{-i}$$

$$\text{XXVIII. } L_j^1(z) = \sum_{i=j+1}^{j+l-1} c_{j,i} * z^{j-i} + G(z) * \sum_{i=0}^{m-1} d_{j,i} * z^{-i} \text{ με } k-r \leq j \leq k \text{ και επιπλέον}$$

$$c_{j,i} = \begin{cases} \sum_{p=1}^i (\beta_{i-p} b_p), & 1 \leq i \leq l \\ \sum_{p=1}^l (\beta_{i-p} b_p), & l \leq i \leq j+l-1 \end{cases}$$

$$d_{j,i} = \begin{cases} -\sum_{p=0}^{j-1} (\beta_p a_{i+j-p}), & 0 \leq i \leq m-j \\ -\sum_{p=0}^{m-i-1} (\beta_{i+p+j-m} a_{m-p}), & m-j \leq i \leq m-1 \end{cases}$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω καθορίζεται η ισοδυναμία του συστήματος διαμορφωτή MSLA της Εικόνας 12 με το αντίστοιχο της Εικόνας 11 και ότι ο MSLA μπορεί να θεωρηθεί ως επέκταση του γενικού συστήματος ΣΔ διαμορφωτή.

Αποδείχθηκε παραπάνω ότι ο διαμορφωτής MSLA αποτελείται από  $r+1$  φίλτρα βρόχου και έναν κβαντιστή ( $r+1$ ) εισόδων. Αυτή η ρύθμιση προσφέρει σημαντικά χαμηλότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα από ότι άλλες υλοποιήσεις ΣΔ διαμορφωτών. Ο Πίνακας που φαίνεται στην Εικόνα 13 συνοψίζει την πολυπλοκότητα μιας ποικιλίας αλγορίθμων look ahead. Αυτά τα αποτελέσματα δεν συνδέονται με κάποια συγκεκριμένη υλοποίηση υλικού, αλλά βασίζονται στην υπολογιστική πολυπλοκότητα κάθε αλγορίθμου.

Description	Filter output calc.	Memory	Other
Full LA	$N \cdot 2^N$	—	Select min.
LA with re-use of results	$2^{N+1} - 2$	$2^N - 1$	Select min.
LA with select & cont.	$2^N$	$2^N$	Select min.
LA with linear decomp.	$2^{N-1}$	$2^N$	Select min.
Basic pruned LA	$N \cdot 2^N$	$N \cdot L$	Path sorting
Pruned LA with re-use of results	$2^{N+1} - 2$	$N \cdot L + 2^N - 1$	Path sorting
Efficient trellis $\Sigma$ - $\Delta$ modulation	$2 \cdot M$	$M \cdot L$	Uniqueness of last $N$ symbols + path sorting
Pruned tree $\Sigma$ - $\Delta$ modulation (M-algorithm)	$2 \cdot M$	$M \cdot L$	Path sorting
MSLA $\Sigma$ - $\Delta$ modulation	$r + 1$	—	$(r + 1)$ -input 1-bit quantizer logic

Εικόνα 13. Πίνακας σύγκρισης πολυπλοκότητας look ahead  $\Sigma\Delta$  διαμορφωτών 1 bit

Ο πλήρης αλγόριθμος look ahead προέρχεται από το MSLA εάν χρησιμοποιήσουμε την Ευκλείδεια απόσταση και αφήσουμε  $r = k = N$ , όπου  $N$  είναι ο αριθμός των δειγμάτων look ahead. Όπως φαίνεται στις πρώτες τέσσερις σειρές της Εικόνας 13, η πολυπλοκότητά του παραμένει εκθετική και συνεπώς η χρήση του απαγορεύεται για μεγάλες τιμές  $N$ . Οι τυπικές τιμές είναι  $N = 10$ .

Οι τεχνικές μειωμένης πολυπλοκότητας όπως η αποκωδικοποίηση λίστας ή ο αλγόριθμος  $M$  έχουν προταθεί για χρήση σε ψηφιακούς πομπούς. Ο αλγόριθμος  $M$  δεν αξιολογεί  $2^{k+1}$  διαδρομές μήκους  $k + 1$ , όπως συμβαίνει με τον πλήρη look ahead και τους αλγορίθμους MSLA. Αντί αυτού, υπάρχουν  $2M$  διαδρομές μήκους  $L$  υπό διερεύνηση, με τον περιορισμό ότι τα τελευταία σύμβολα  $N = \log_2(2M)$  είναι διαφορετικά. Σε κάθε επανάληψη, οι  $M$  διαδρομές με το υψηλότερο κόστος απορρίπτονται και δημιουργούνται  $2M$  νέες διαδρομές προσθέτοντας είτε  $-1$  είτε  $1$  στις υπόλοιπες  $M$  διαδρομές. Το κόστος που συνδέεται με κάθε διαδρομή είναι  $D_n(v_i) = \sum_{j=0}^L |x_j + e_j - u_j|^2$ . Το  $L$  θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ώστε όλα τα δείγματα της διαδρομής στο δείκτη χρόνου  $n$  να είναι ταυτόσημα και η τιμή τους να περάσει στην έξοδο. Αυτή είναι μια άλλη σημαντική διαφορά μεταξύ του MSLA και του αλγορίθμου  $M$ . Οι τυπικές τιμές των παραμέτρων είναι  $M = 16$  και  $L = 1500$ . Επιπλέον, η διαδικασία ενημέρωσης της διαδρομής δημιουργεί ένα σημαντικό κόστος. Επομένως, ο αλγόριθμος  $M$  παραμένει πολύ περίπλοκος για μετατροπή σήματος σε πραγματικό χρόνο. Το γεγονός αυτό οδήγησε στην πρόταση να αποθηκευτούν οι “προυπολογισμένες” βέλτιστες ακολουθίες εξόδου για ένα δεδομένο σύμβολο και στη συνέχεια να αναπαράγονται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης για να αντιμετωπιστούν τυχόν θέματα υλοποίησης υλικού.

Υποθέτοντας μια τυπική τιμή του  $r = 8$ , η μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρει ο διαμορφωτής MSLA είναι σημαντική, ενώ η απόδοσή του είναι συγκρίσιμη με εκείνη των άλλων υλοποιήσεων. Η μόνη επιβάρυνση εκτός από τους  $r + 1$  υπολογισμούς εξόδου του φίλτρου βρόχου, είναι η υλοποίηση του  $(r + 1)$  εισόδων κβαντιστή. Μια προσέγγιση LUT είναι δυνατή για μέτριες τιμές  $r$ , προσφέροντας ελάχιστη καθυστέρηση με το κόστος της αυξημένης περιοχής. Από την άλλη πλευρά, η προσέγγιση βάσει συγκριτή θα απαιτούσε μικρότερη έκταση με κόστος την αύξηση της καθυστέρησης. Η τελευταία λύση θα απαιτούσε περίπου τους ίδιους πόρους με τον αλγόριθμο διαλογής διαδρομής που απαιτείται από τις άλλες εφαρμογές μειωμένης πολυπλοκότητας.

Όπως είναι γνωστό, πρέπει να υπάρξει τουλάχιστον μία καθυστέρηση στο φίλτρο βρόχου μεταξύ της εισόδου και της εξόδου και θα πρέπει κάποιες συνθήκες να ισχύουν όπως ότι η είσοδος  $v(0) = e(0) = 1$ . Αυτή η συνθήκη μεταφράζεται εύκολα σε μια κατάσταση στο NTF.

Η παλμική απόκριση που αντιστοιχεί στο NTF με το  $H(z)$  πρέπει να ικανοποιεί την συνθήκη  $H(0) = 1$ . Από την εξίσωση  $H(z) = H(0) + z^{-1} * h(1) + z^{-2} * h(2) + ..$  μπορεί επίσης εύκολα να φανεί ότι αυτό είναι ισοδύναμο με την συνθήκη:

$$\text{XXIX.} \quad H(\infty) = H_{inf} = 1$$

Φυσικά, αν πρέπει να αποφευχθεί ένας βρόχος ελεύθερης καθυστέρησης με φυσική αδυναμία στον διαμορφωτή, πρέπει να διατηρηθούν αυτές οι ισοδύναμες συνθήκες στο NTF. Αυτό περιορίζει σοβαρά την επιλογή του  $H(z)$  που διατίθεται στον σχεδιαστή.

Όπως αναλύθηκε παραπάνω, το φίλτρο βρόχου  $L$  πρέπει να καθυστερήσει το σήμα εισόδου τουλάχιστον κατά μία χρονική περίοδο. Επομένως το πρώτο δείγμα της παλμικής απόκρισης του  $L$  είναι μηδέν,  $L_1(\infty) = 0$ . Καταλήγουμε δηλαδή στη σχέση:

$$\text{XXX.} \quad H(\infty) = H_{inf} = \frac{1}{1 - L_1(\infty)} = 1$$

# 4

## *Μετρήσεις και επιδόσεις του MSLA διαμορφωτή*

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε πλήθος προσομοιώσεων για τις διαφορετικές συναρτήσεις μεταφοράς σήματος και θορύβου που παρουσιάζονται στην Εικόνα 14. Θα γίνει εκτενής ανάλυση των αποτελεσμάτων και φυσικά η αξιολόγησή τους.

### *4.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων και αξιολόγηση των αποτελεσμάτων*

Η συνάρτηση μεταφοράς του θορύβου NTF ορίζεται με βάση τη συνάρτηση μεταφοράς  $G(z)$  δηλαδή  $NTF(z) = \frac{1}{1+G(z)}$ .

Η προσομοίωση πολλών διαφορετικών φίλτρων σύγκρισης και των σχετικών NTFs υποδεικνύει τη βελτίωση της σταθερότητας του MSLA διαμορφωτή καθώς αυξάνεται ο αριθμός των βημάτων look ahead,  $k$ . Στα επόμενα συγκριτικά αποτελέσματα προσομοίωσης, το μέγιστο πλάτος της ημιτονοειδούς εισόδου που οδηγεί σε σταθερή λειτουργία επιλέγεται ως μέτρο σταθερότητας. Οι αποστάσεις του Μανχάταν χρησιμοποιούνται για τις προσομοιώσεις.

Επιλέχθηκαν δύο είδη NTF, αυτές που καταλήγουν σε σταθερούς συμβατικούς διαμορφωτές ΣΔ και NTF που καταλήγουν σε ασταθής. Οι συναρτήσεις NTF που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις φαίνονται στον Πίνακα της Εικόνας 14, όπου οι σταθερές NTF είναι από 1-3 και οι ασταθής NTF 4-5, που έχουν τα μηδενικά τους στον κύκλο σταθερής μονάδας και πόλους στο  $z = 0$ . Τυπικά οι σταθερές NTFs σε συμβατικούς διαμορφωτές ΣΔ είναι επίσης σταθεροί σε MSLA. Επιπλέον, καθώς αυξάνεται το  $k$ , παραμένουν σταθεροί για υψηλότερα πλάτη εισόδου, ενώ οι ασταθείς NTFs σε συμβατικούς διαμορφωτές ΣΔ μπορεί να γίνουν σταθεροί. Το κύριο πλεονέκτημα της προσφυγής σε έναν διαμορφωτή MSLA ΣΔ από ένα συμβατικό είναι η δυνατότητα χρήσης πιο επιθετικών NTF όσον αφορά το κέρδος εκτός ζώνης και, συνεπώς, υψηλότερη εξασθένιση θορύβου εντός ζώνης και SNDR (λόγος σήματος προς θόρυβο και συντελεστής παραμόρφωσης).

<b>NTF 1</b>	$\frac{1-3.99646z^{-1}+5.993z^{-2}-3.99646z^{-3}+1.000000433z^{-4}}{1-3.131z^{-1}+3.7237z^{-2}-1.99z^{-3}+0.4029z^{-4}+3.5 \cdot 10^{-5}z^{-5}}$
<b>NTF 2</b>	$\frac{(1-z^{-1})(1-1.994z^{-1}+z^{-2})}{(1-0.5995z^{-1})(1-1.384z^{-1}+0.5892z^{-2})}$
<b>NTF 3</b>	$\frac{(1-z^{-1})(1-2z^{-1}+z^{-2})}{(1-0.6694z^{-1})(1-1.531z^{-1}+0.6639z^{-2})}$
<b>NTF 4</b>	$(1-z^{-1})^3$
<b>NTF 5</b>	$(1-2\cos(2\pi \cdot 0.365)z^{-1}+z^{-2})^2$

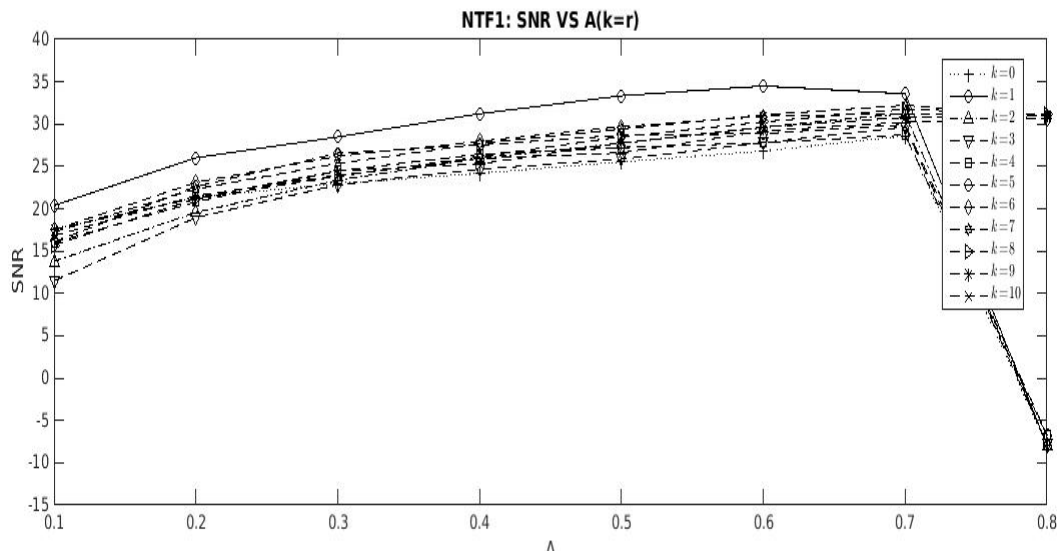
**Εικόνα 14.** Συναρτήσεις μεταφοράς

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται πλήθος προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν με χρήση του εργαλείου Matlab. Οι συναρτήσεις NTF 1-4 είναι βαθυπερατές συναρτήσεις ενώ η NTF 5 είναι ζωνοπερατή.

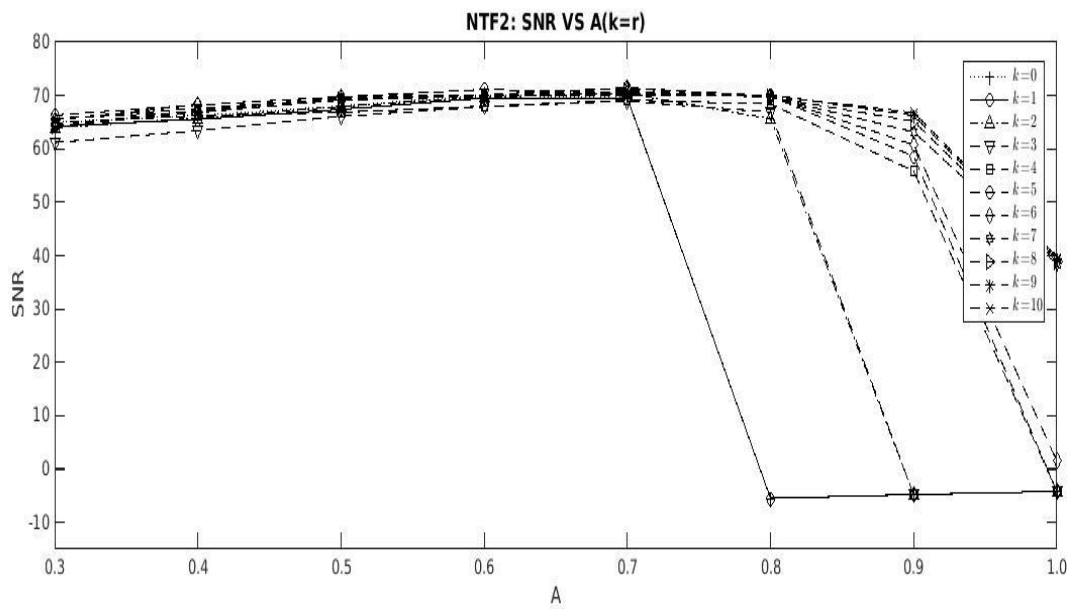
Αρχικά, θα παρουσιαστεί η εκτενής μελέτη της συμπεριφοράς του SNR σε σχέση με το πλάτος εισόδου  $A$  μέσω των διαγραμμάτων θεωρώντας  $r = k$  για κάθε συνάρτηση της Εικόνας 14 για  $r$  ίσο με 1 και 2. Στη συνέχεια, θα παραμείνει σταθερό το πλάτος  $A$  στα 0.40 και μεταβαλλόμενο το  $k$  και  $r$ . Οι μετρήσεις αυτές έχουν γίνει πάλι και για τις δύο τιμές του  $p$ .



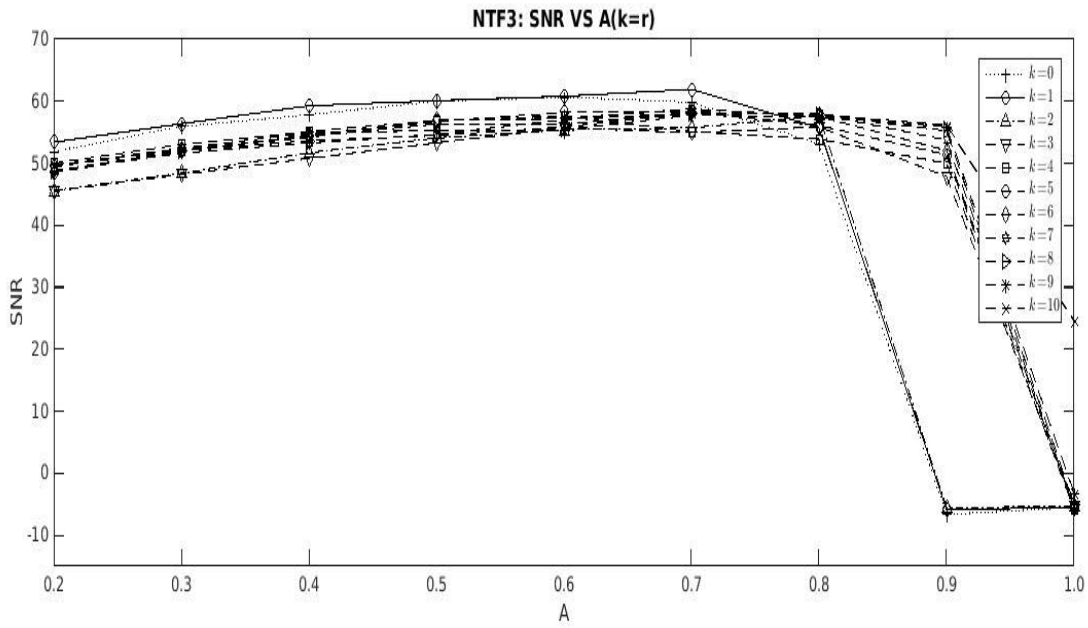
Προσομοιώσεις SNR-Πλάτους A με  $p=1$  :



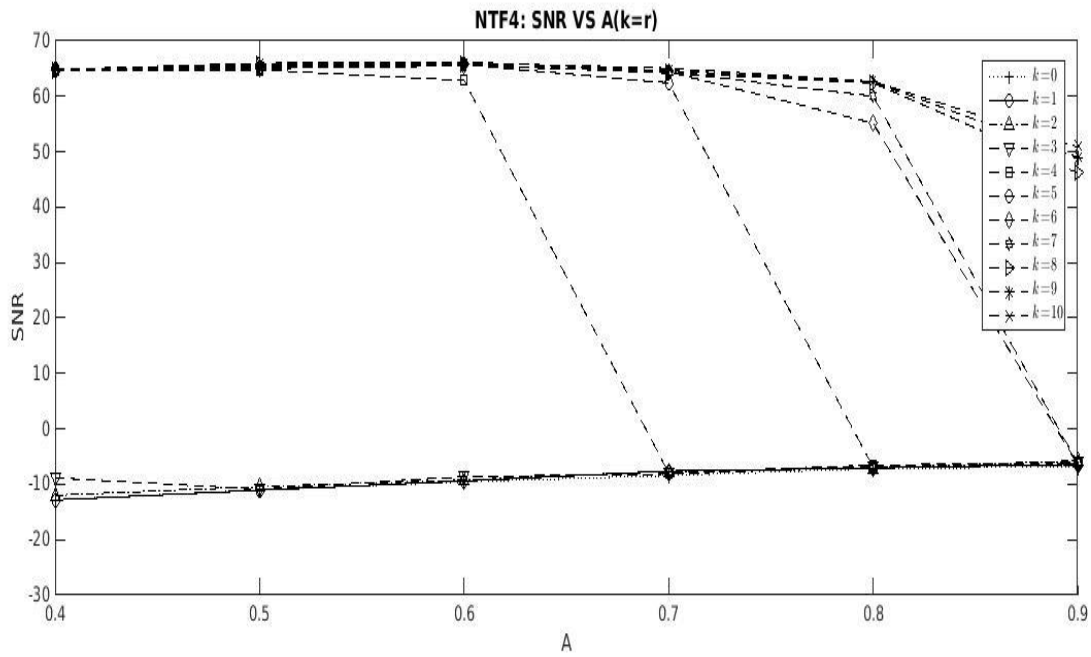
Εικόνα 15. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 1 με  $k=r$



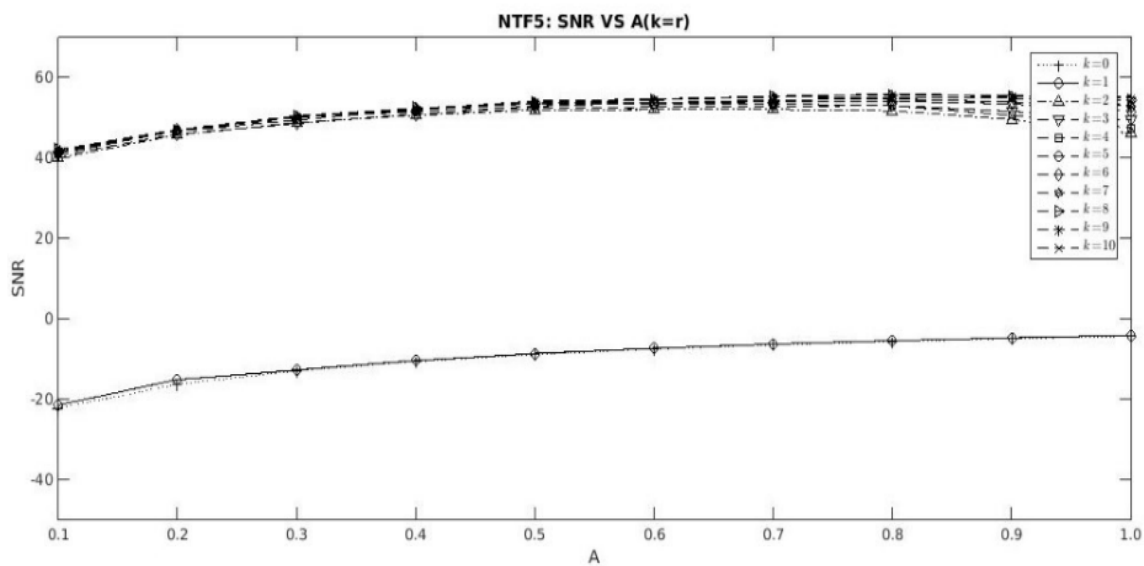
Εικόνα 16. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 2 με  $k=r$



Εικόνα 17. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 3 με  $k=r$



Εικόνα 18. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 4 με  $k=r$



Εικόνα 19. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 5 με  $k=r$

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές του  $k$  για τις οποίες ανάλογα με τις τιμές του πλάτους καθιστούν τις συναρτήσεις ευσταθή.

Πίνακας Ι. Πίνακας ευστάθειας για  $p=1$

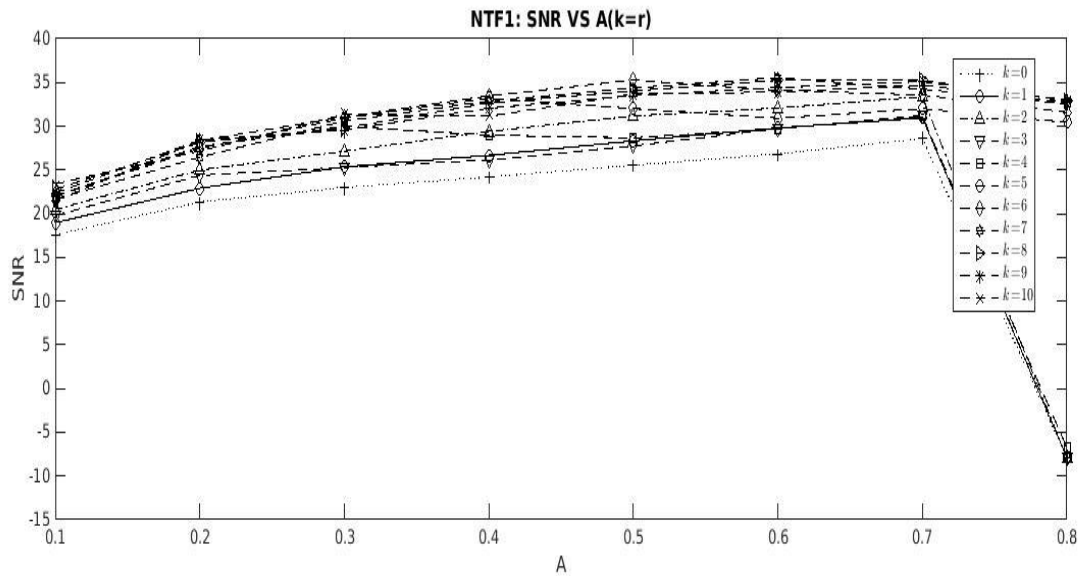
NTF	A	k
NTF 1	0.8	>5
NTF 2	0,8	>1
	0.9	>3
	1	>6
NTF 3	0.9	>2
	1	>9
NTF 4	0.6	>3
	0.7	>4
	0.8	>6
	0.9	>8

Στην περίπτωση της βαθυπερατής συνάρτησης NTF 5, παρατηρούμε πως για  $k=0$  και  $k=1$  το σύστημα παραμένει ασταθές για όλες τις τιμές του πλάτος εισόδου.

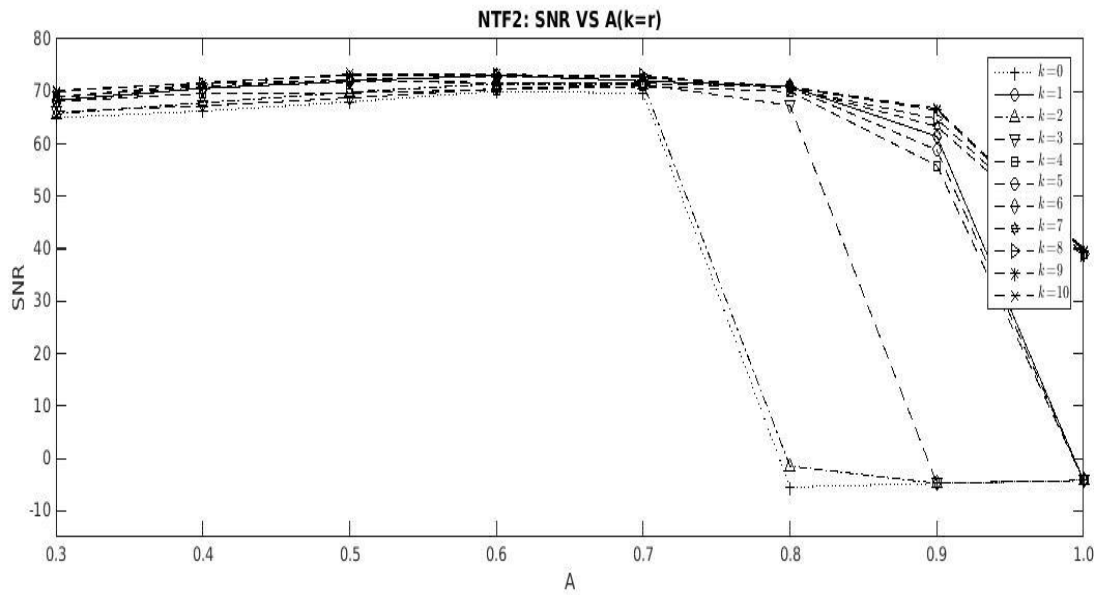
Όπως αποδεικνύεται και από τον παραπάνω πίνακα, αυξάνοντας την τιμή του πλάτους A απαιτείται μεγαλύτερη τιμή  $k$  προκειμένου το σύστημα να γίνει ευσταθές.

Δηλαδή, όσο  $\uparrow A \rightarrow \uparrow k$  για ευστάθεια για  $p=1$ .

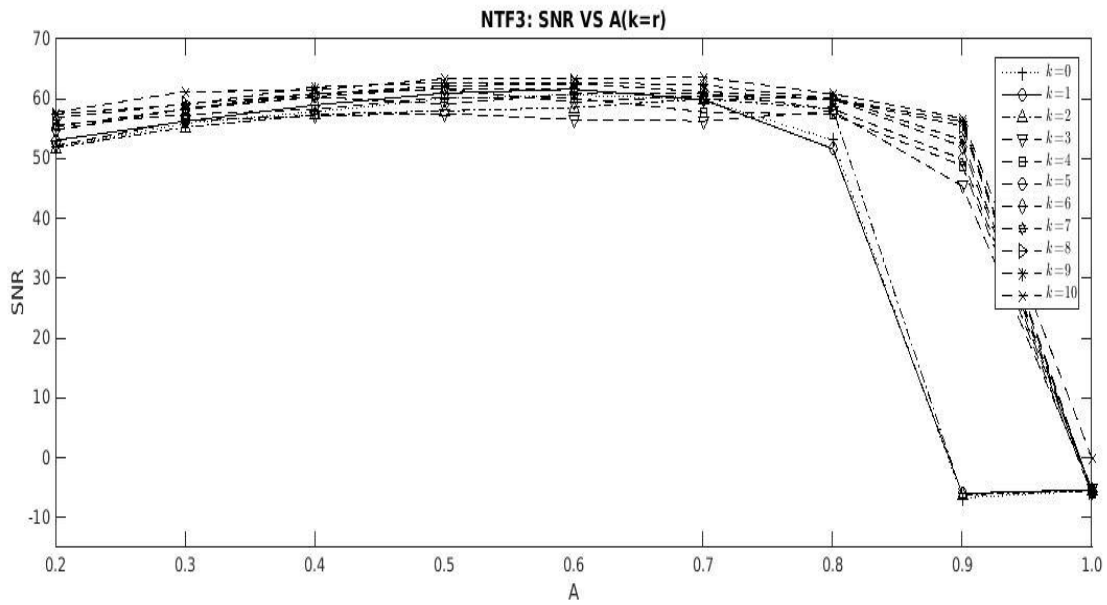
Προσομοιώσεις SNR-Πλάτους A με  $p=2$  :



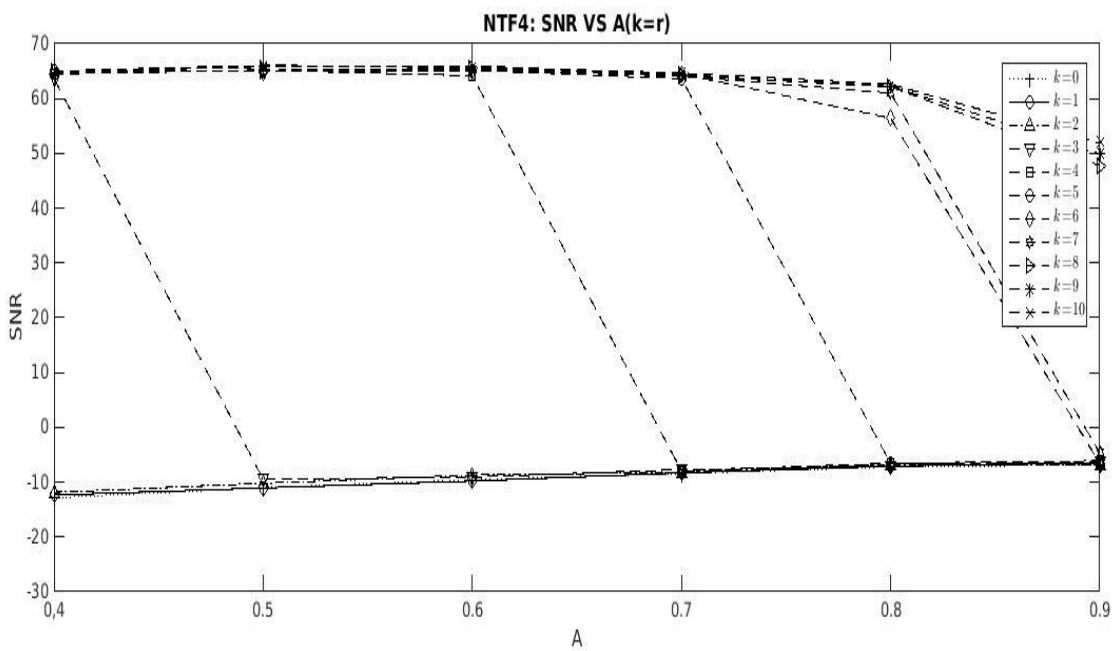
Εικόνα 20. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 1 με  $k=r$  με  $p=2$



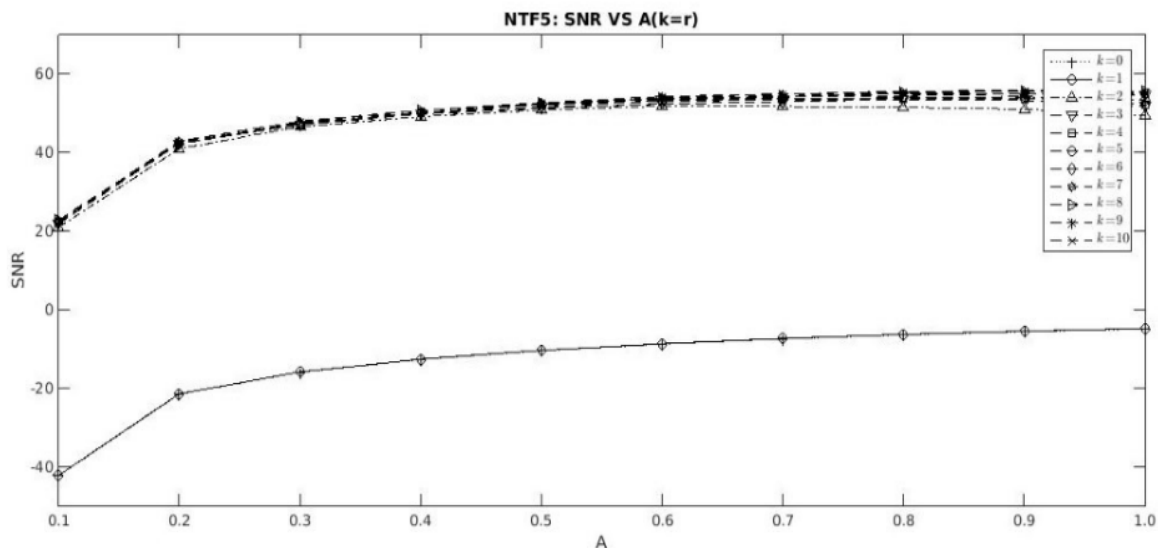
Εικόνα 21. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 2 με  $k=r$  με  $p=2$



Εικόνα 22. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 3 με  $k=r$  με  $p=2$



Εικόνα 23. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 4 με  $k=r$  με  $p=2$



Εικόνα 24. Διάγραμμα SNR-πλάτους A συνάρτησης NTF 5 με  $k=r$  με  $\rho=2$

Πίνακας II. Πίνακας ευστάθειας για  $\rho=2$

NTF	A	k
NTF1	0.8	>2
NTF2	0.8	>2
	0.9	>3
	1	>6
NTF3	0.9	>3
	1	>9
NTF4	0.5	>3
	0.7	>4
	0.8	>5
	0.9	>9

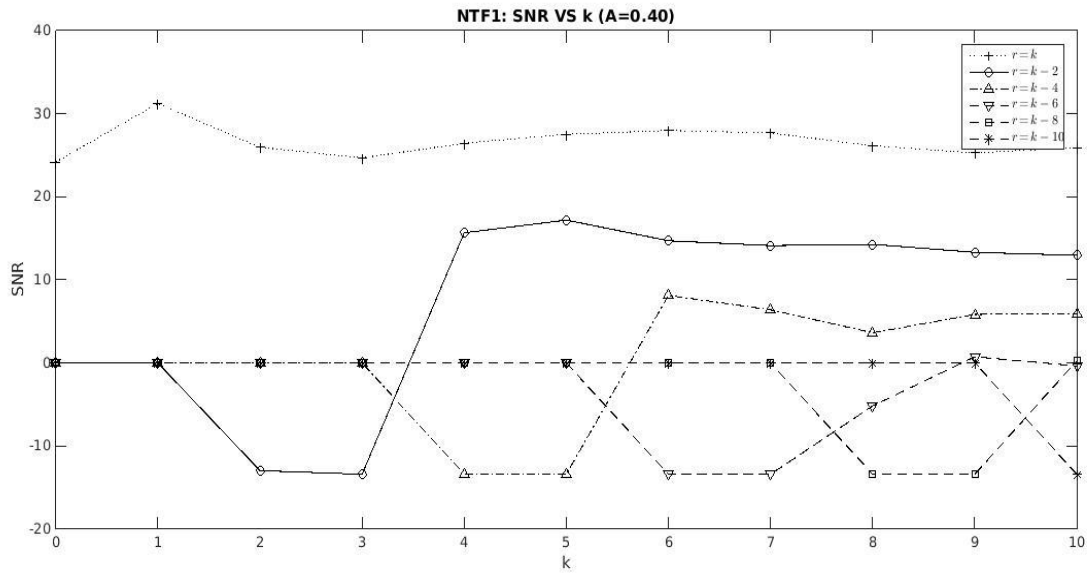
Πράγματι και στην περίπτωση που  $\rho=2$ , αυξάνοντας την τιμή του πλάτους απαιτείται μεγαλύτερη τιμή  $k$  προκειμένου το σύστημα να γίνει ευσταθές.

Δηλαδή επαληθεύεται ότι όσο  $\uparrow A \rightarrow \uparrow k$  για ευστάθεια για  $\rho=2$ .

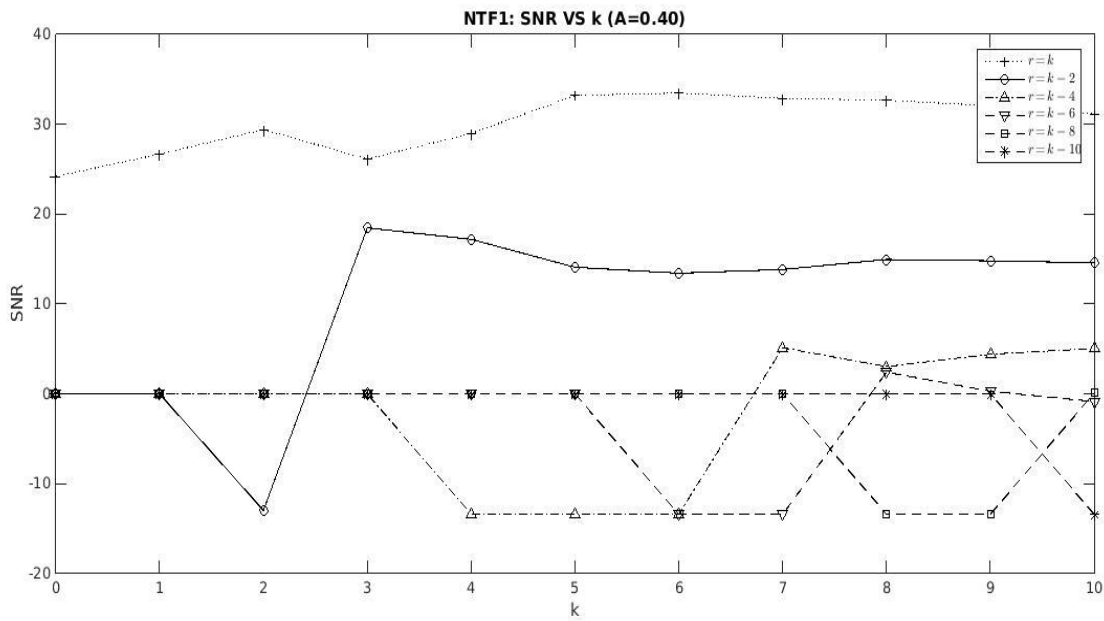
Επιπλέον, παρατηρείται πως με την αύξηση του  $\rho$  (στην περίπτωση που μελετήσαμε από 1 σε 2) αυξάνεται η τιμή του SNR για τις αντίστοιχες τιμές του πλάτους και  $k$ .

Επομένως, όσο  $\uparrow \rho \rightarrow \uparrow \text{SNR}$ .

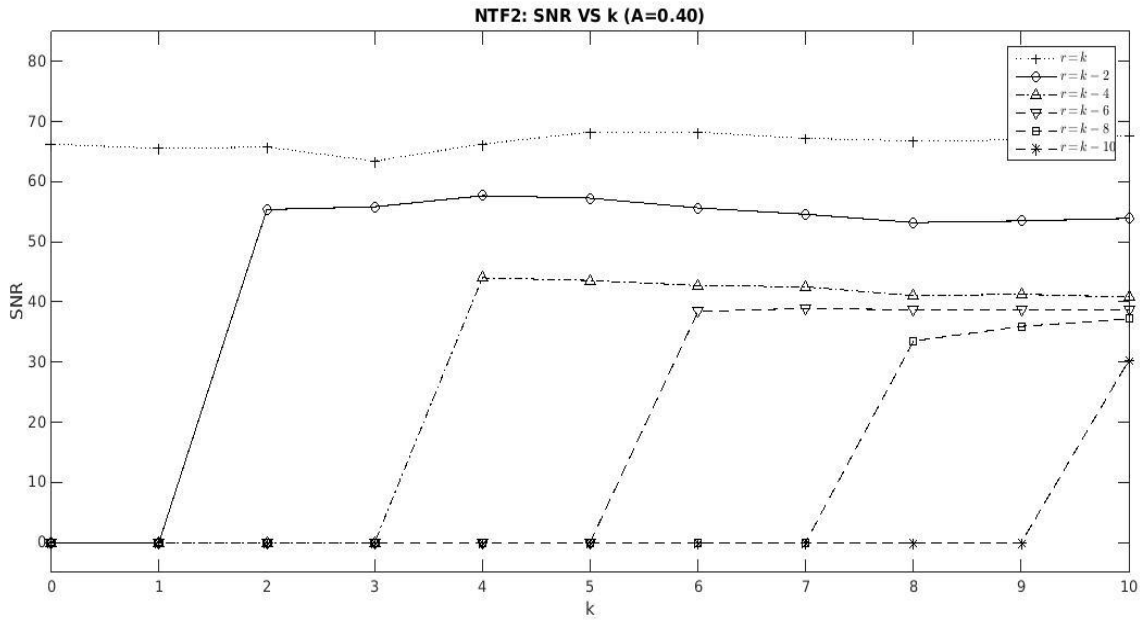
**Προσομοιώσεις SNR-βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40:**



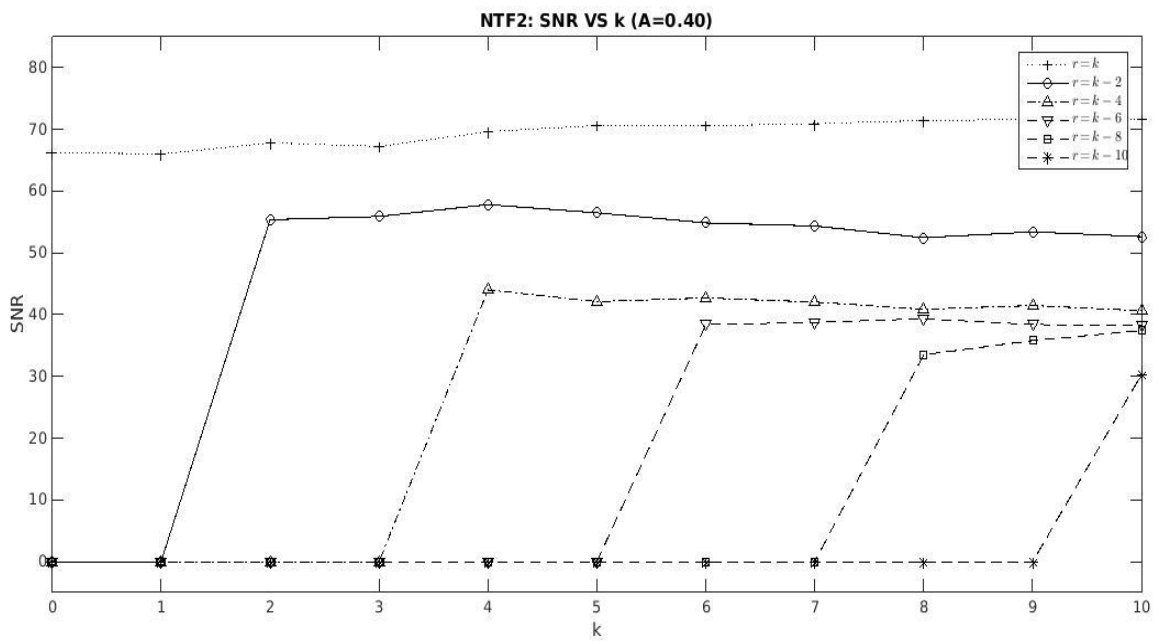
**Εικόνα 25. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=1$  για την NTF 1**



**Εικόνα 26. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=2$  για την NTF 1**

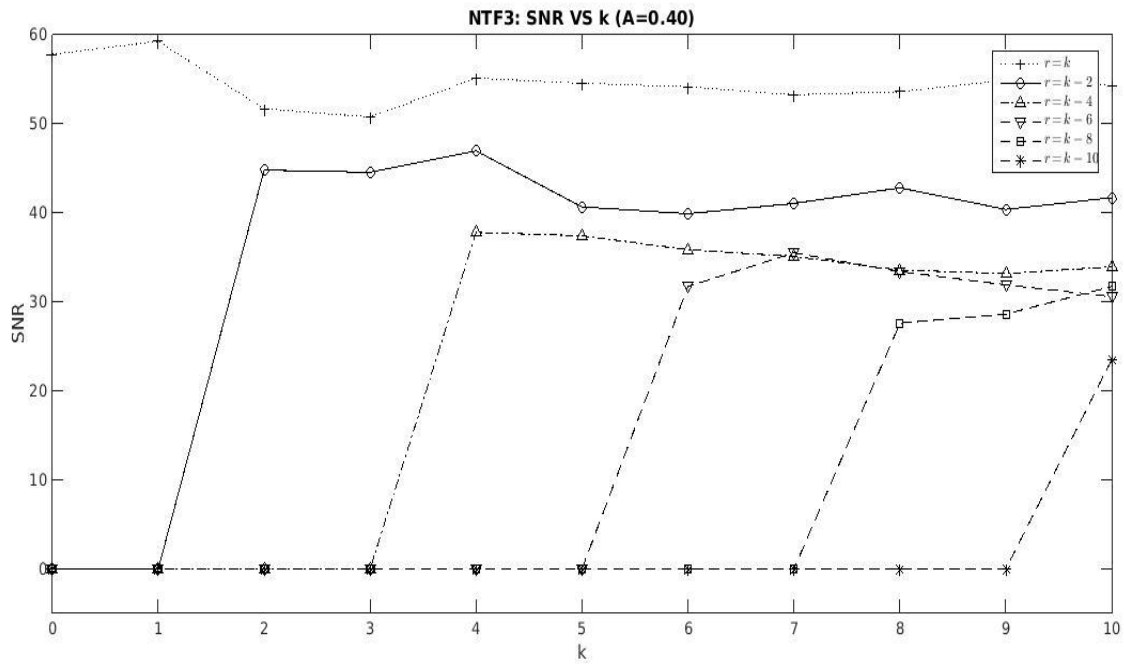


Εικόνα 27. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=1$  για την NTF 2

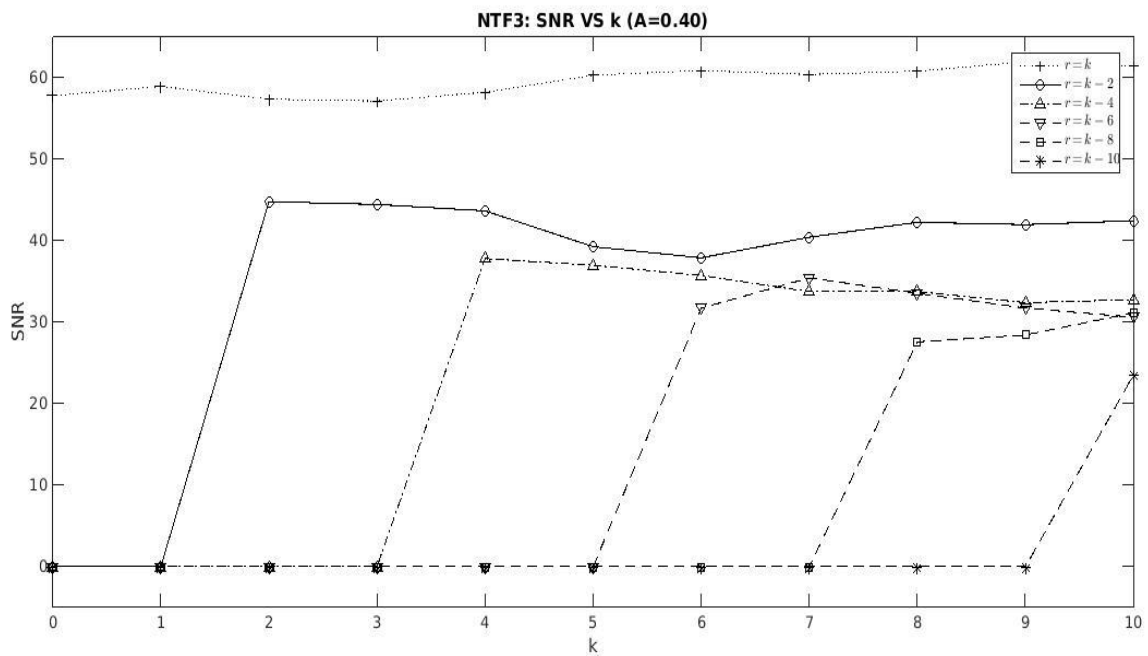


Εικόνα 28. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=2$  για την NTF 2

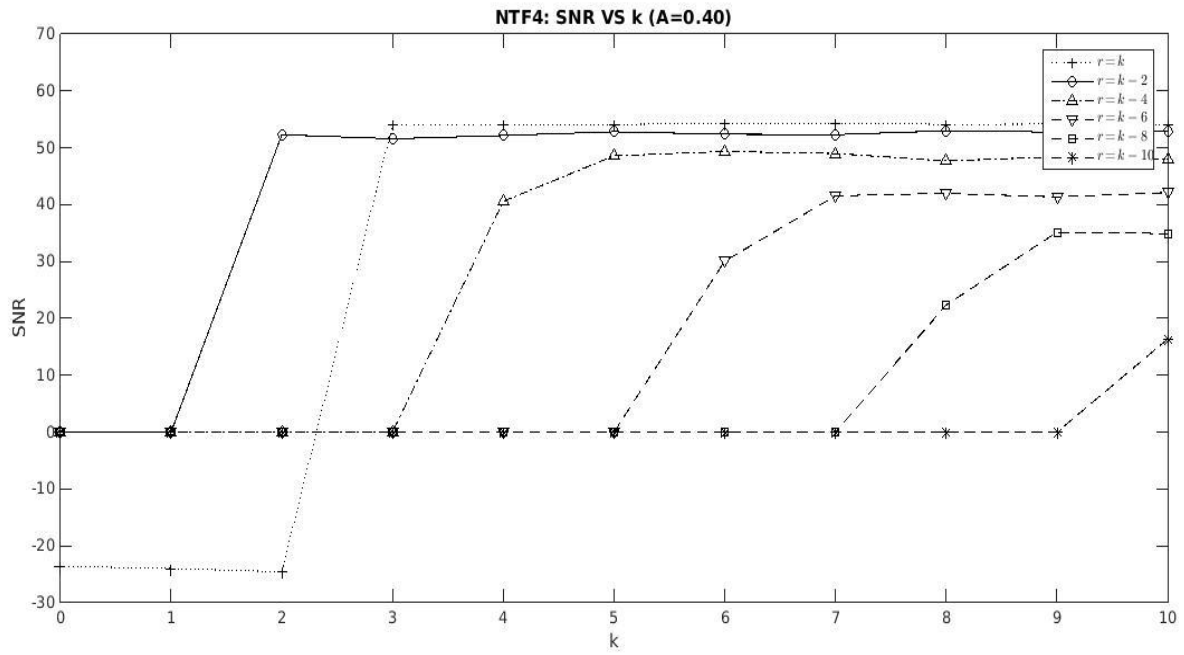




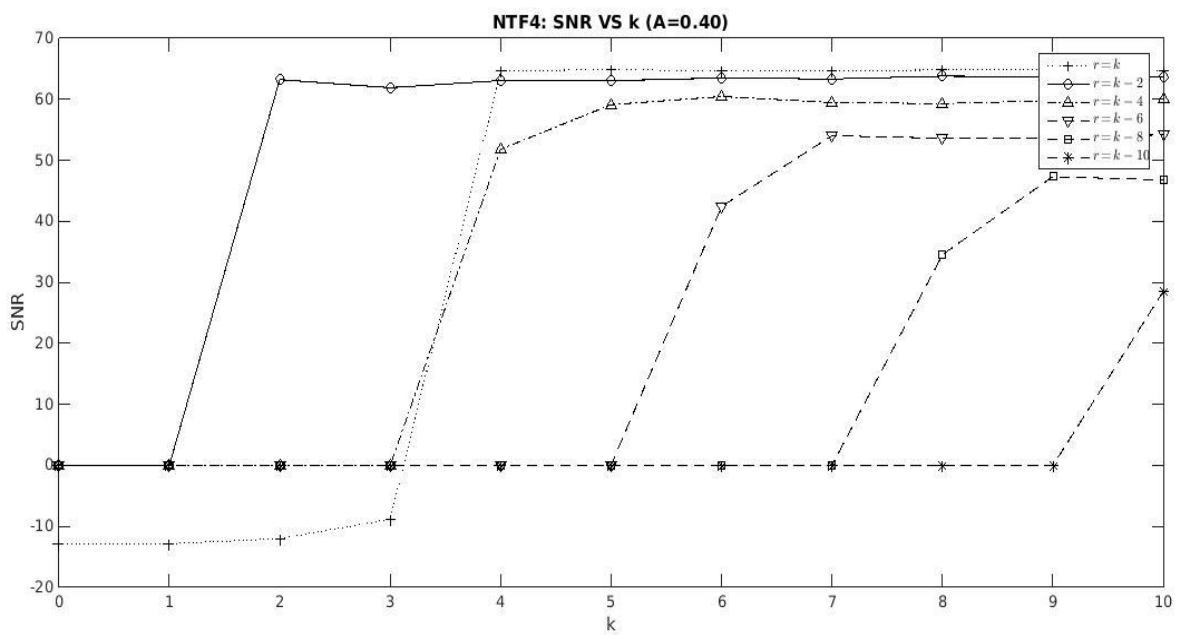
Εικόνα 29. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=1$  για την NTF 3



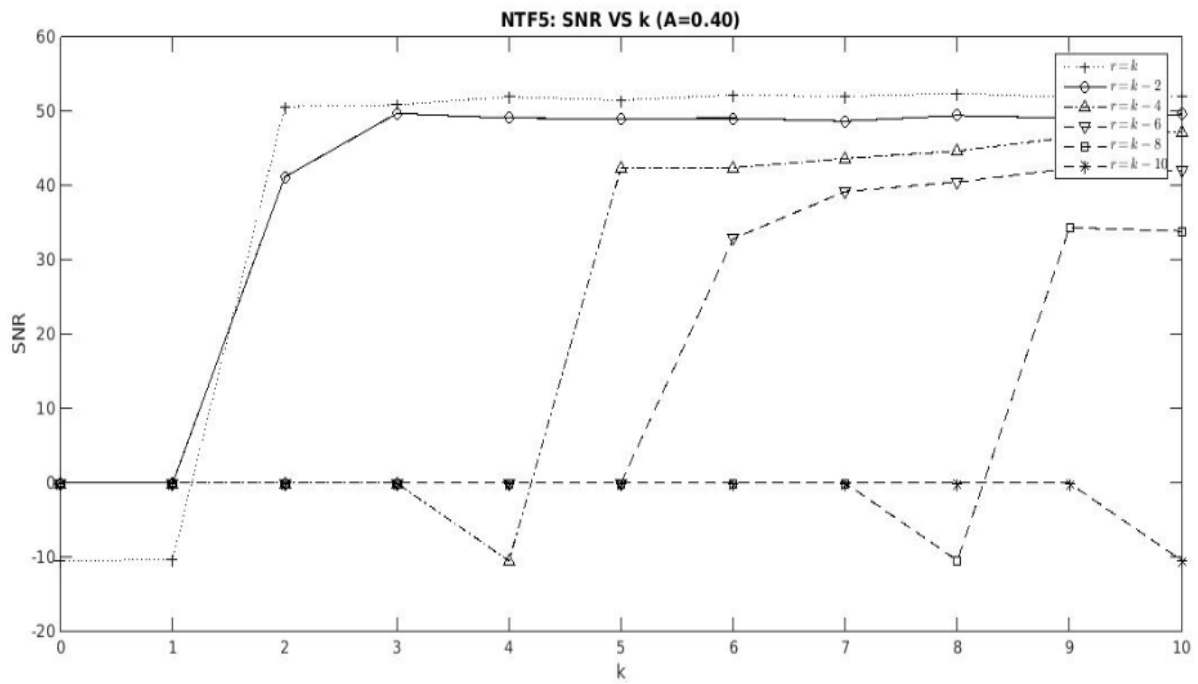
Εικόνα 30. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους A=0.40 με  $\rho=2$  για την NTF 3



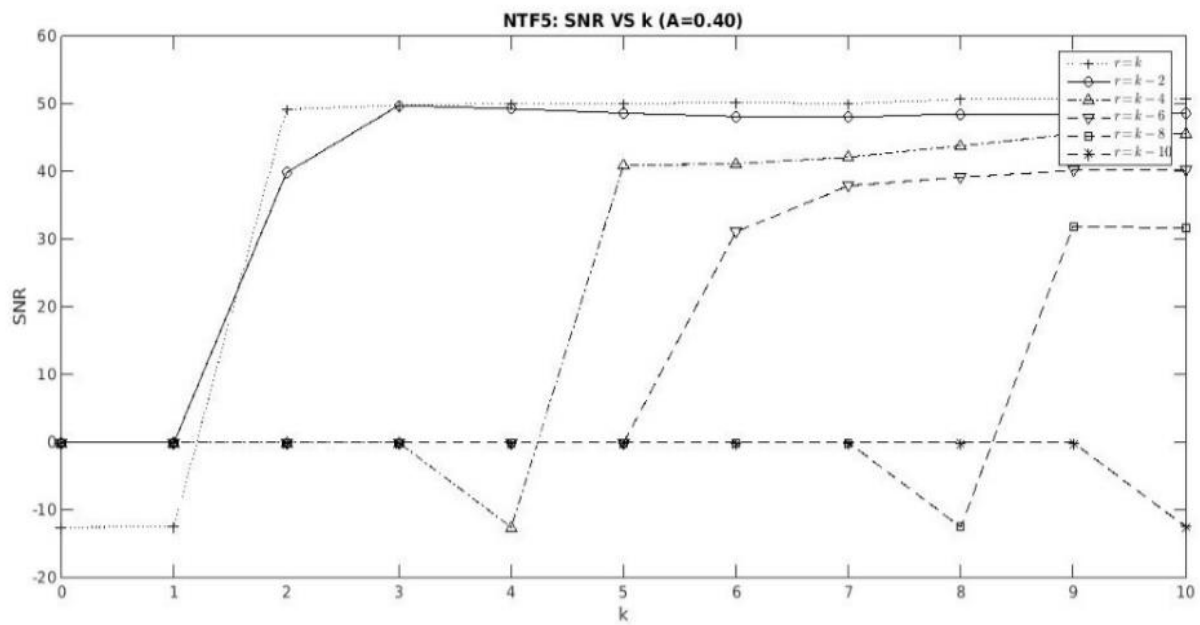
Εικόνα 31. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους  $A=0.40$  με  $p=1$  για την NTF 4



Εικόνα 32. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους  $A=0.40$  με  $p=2$  για την NTF 4



Εικόνα 33. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους  $A=0.40$  με  $\rho=1$  για την NTF 5



Εικόνα 34. Διάγραμμα SNR - βημάτων μπροστά k σταθερού πλάτους  $A=0.40$  με  $\rho=2$  για την NTF 5

Πίνακας III. Πίνακας σύγκρισης αποτελεσμάτων για τις τιμές του  $\rho$

NTF	$\rho$	SNR(For $k=6$ )	Improvement in dB (For $k=6$ )
1	1	28	6
	2	34	
2	1	68	3
	2	71	
3	1	55	6
	2	61	
4	1	55	9
	2	64	
5	1	48	4
	2	52	

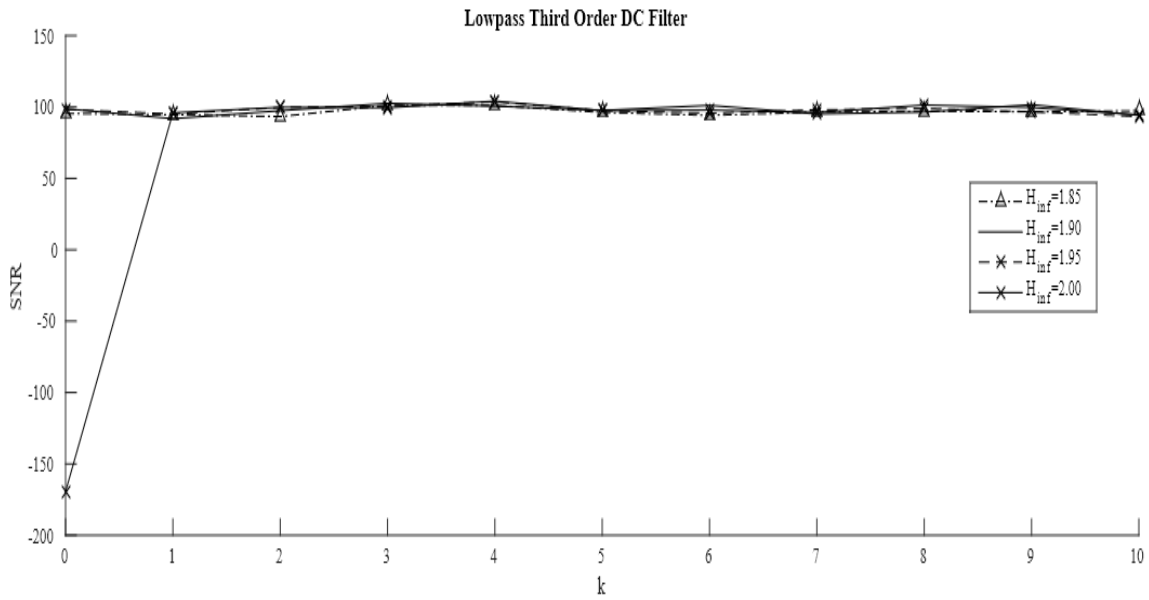
Παρατηρώντας τα παραπάνω αποτελέσματα, διαπιστώνεται πως και για σταθερή τιμή του πλάτους αυξάνεται η τιμή του SNR καθώς αυξάνεται η τιμή του  $\rho$ . Πιο συγκεκριμένα, στην τελευταία στήλη του πίνακα υπολογίζεται και η βελτίωση του SNR σε dB.

Επομένως, είναι φανερό πως για σταθερό A όσο  $\uparrow \rho \rightarrow \uparrow \text{SNR}$ .

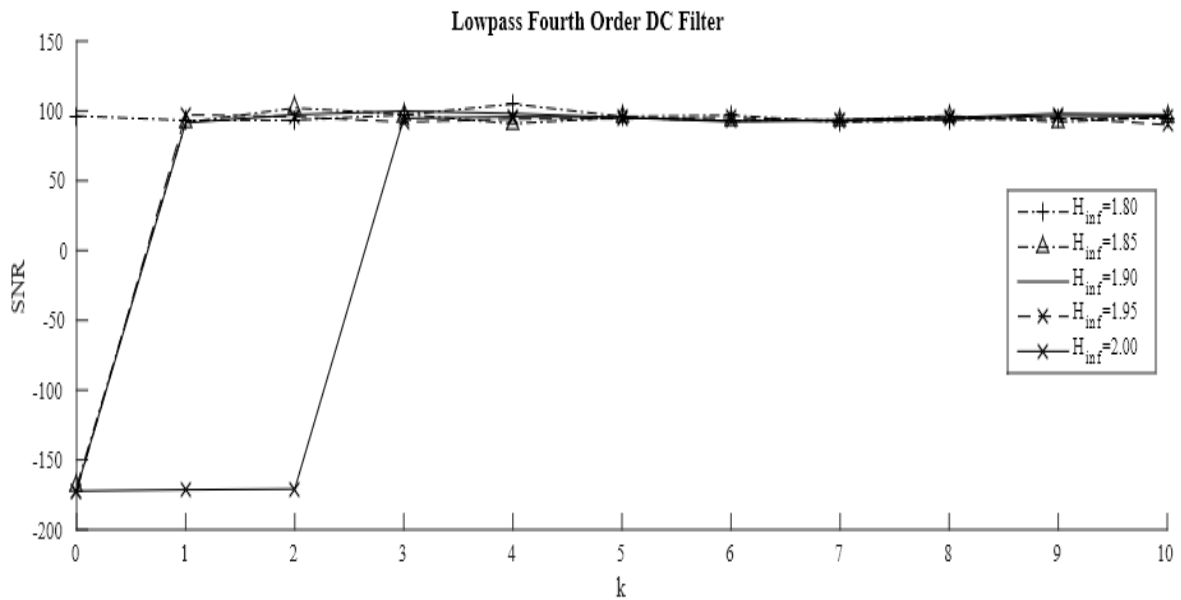
Παρακάτω ακολουθούν προσομοιώσεις προκειμένου να γίνει η μελέτη της συμπεριφοράς του SNR σε διάφορα είδη φίλτρων και διαφόρων τάξεων σε σχέση με το  $H_{inf}$  μέσω των διαγραμμάτων για διαφορετικές τιμές του  $k$ . Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα προκύψουν συμπεράσματα για τη συμπεριφορά του MSLA.

### Προσομοιώσεις SNR- $H_{inf}$ με $k=r$ :

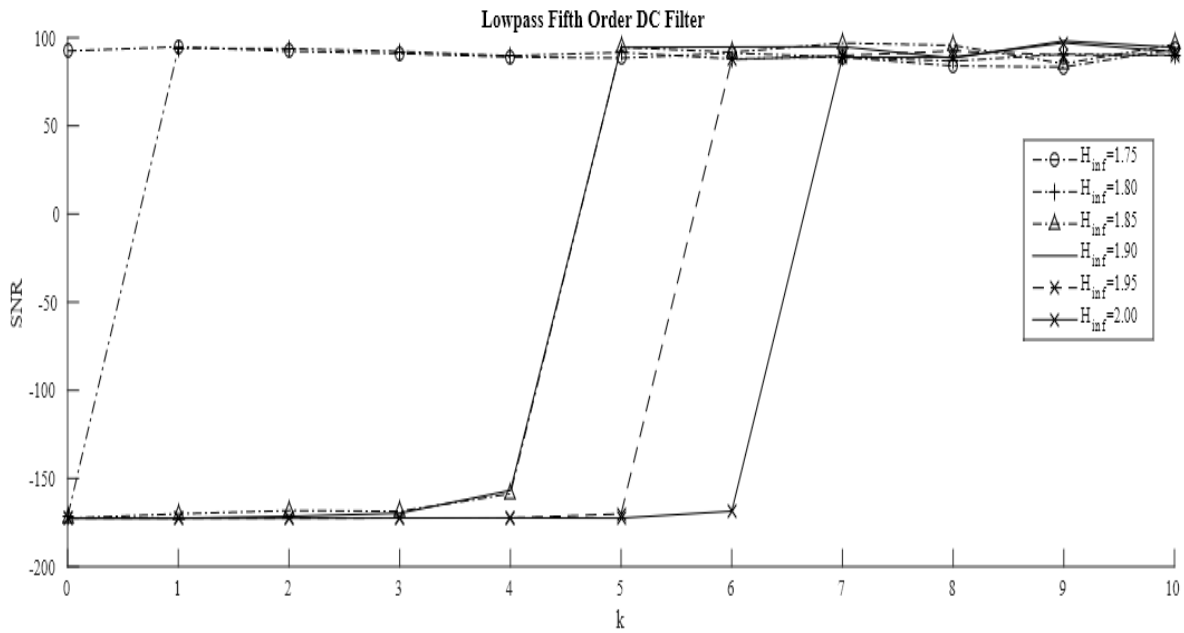
i. Βαθυπερατό φίλτρο με σταθερή DC είσοδο



Εικόνα 35. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο



Εικόνα 36. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο



Εικόνα 37. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο

Πίνακας IV. Πίνακας ευστάθειας για το βαθυπερατό φίλτρο με DC είσοδο

Order	$H_{inf}$	Max SNR	k
3	2.00	100	>0
4	1.90	100	>0
	1.95	100	>0
	2.00	100	>2
	2.00	100	>2
5	1.80	98	>0
	1.85	98	>4
	1.90	98	>4
	1.95	98	>5
	2.00	98	>6

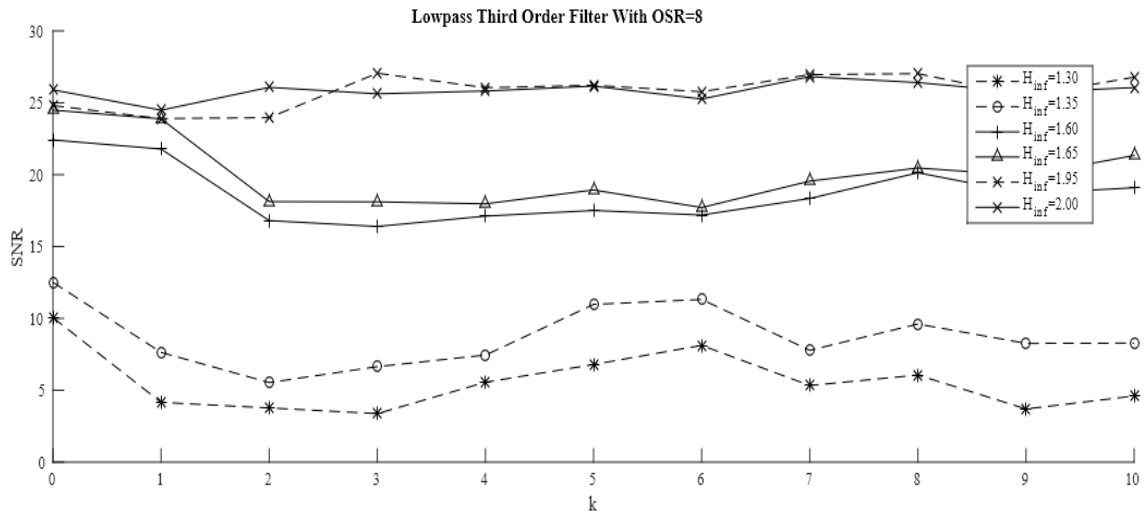
Στον παραπάνω πίνακα φαίνεται πως για να είναι ένα σύστημα ευσταθές(με βαθυπερατό φίλτρο ανεξαρτήτου τάξεος και DC είσοδο) απαιτείται μεγαλύτερη τιμή k καθώς αυξάνεται και η τιμή του  $H_{inf}$ .

Δηλαδή, όσο  $\uparrow H_{inf} \rightarrow \uparrow k$  για να είναι ευσταθές το σύστημα.

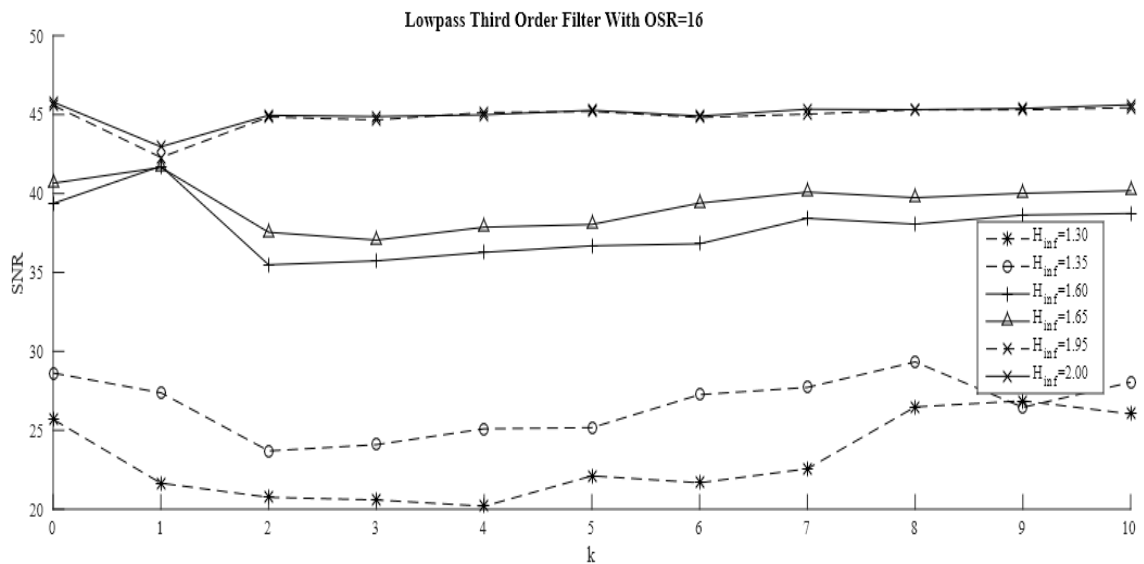
Επιπλέον όσο αυξάνεται η τάξη του φίλτρου και η τιμή του  $H_{inf}$  απαιτείται μεγαλύτερο k για να είναι ευσταθές το σύστημα.

Όσο  $\uparrow \text{order} \ \& \ \uparrow H_{inf} \rightarrow \uparrow k$  για να είναι ευσταθές το σύστημα.

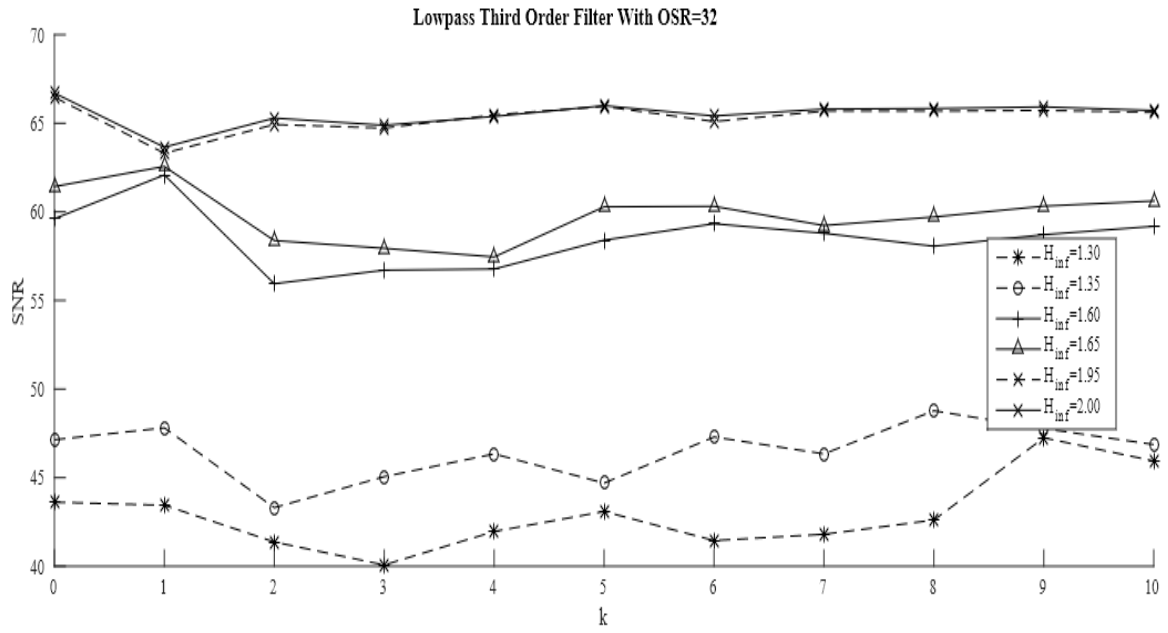
ii. Βαθυπερατό φίλτρο τρίτης τάξης με ημιτονική είσοδο



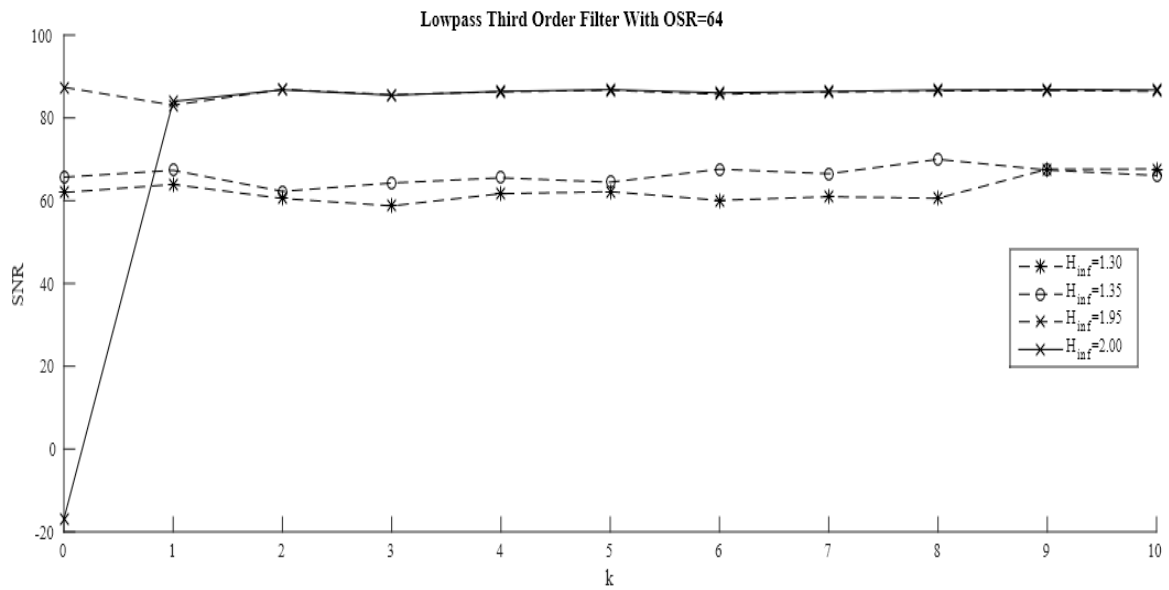
Εικόνα 38. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=8



Εικόνα 39. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=16

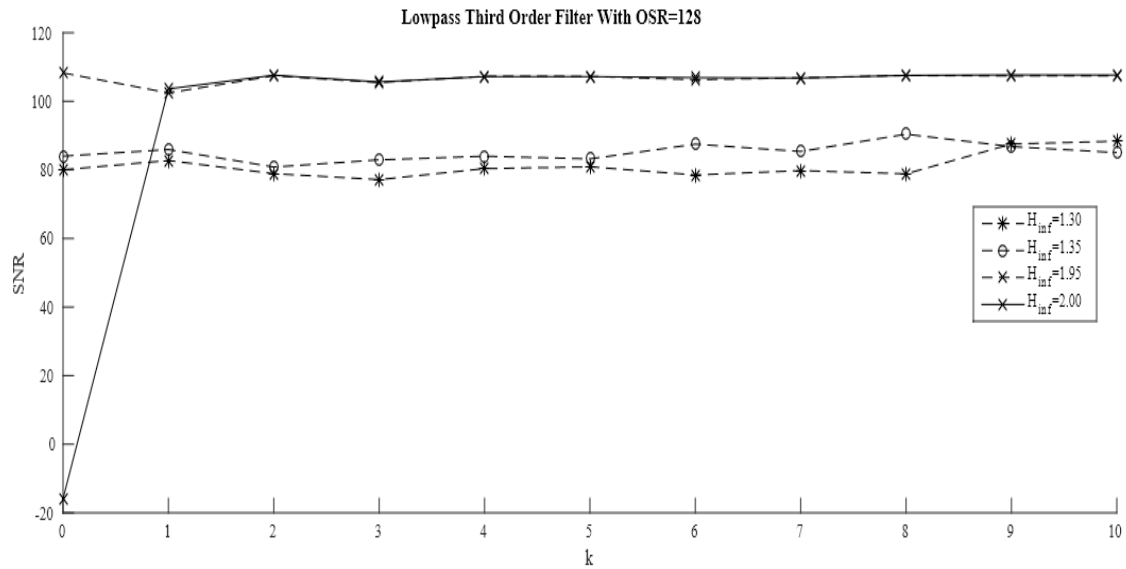


Εικόνα 40. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 41. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=64





Εικόνα 42. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τρίτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=128

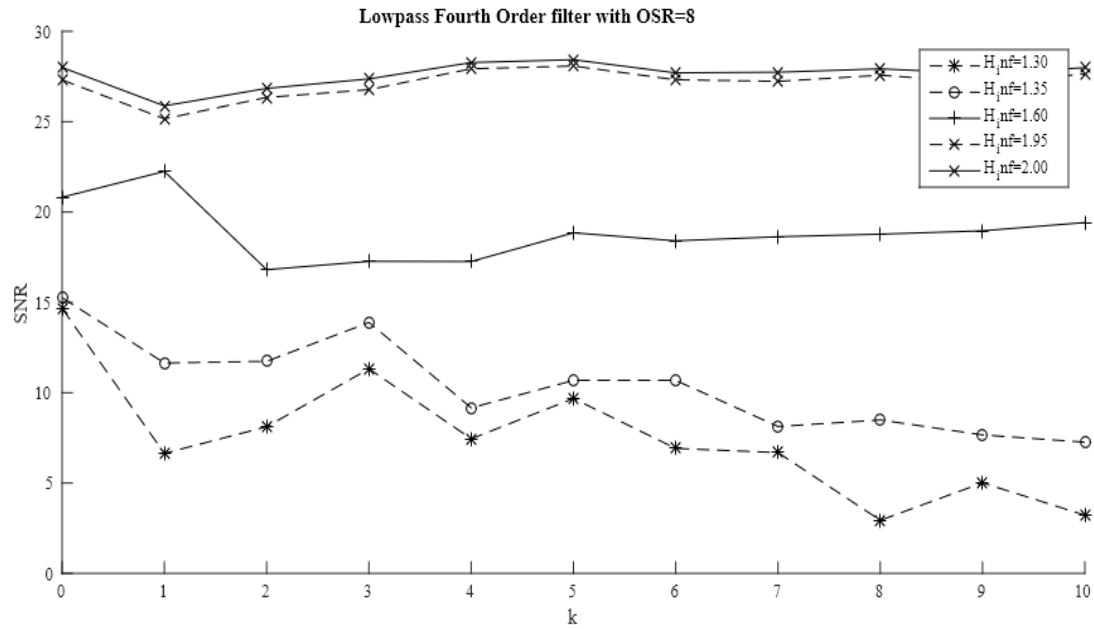
Πίνακας V. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το βαθυπερατό φίλτρο τρίτης τάξης με ημιτονική είσοδο

OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
8	1.95	26	0
	2.00	27	0
16	1.95	46	0
	2.00	47	0
32	1.95	66	0
	2.00	67	0
64	1.95	89	0
	2.00	90	2
128	1.95	109	0
	2.00	110	2

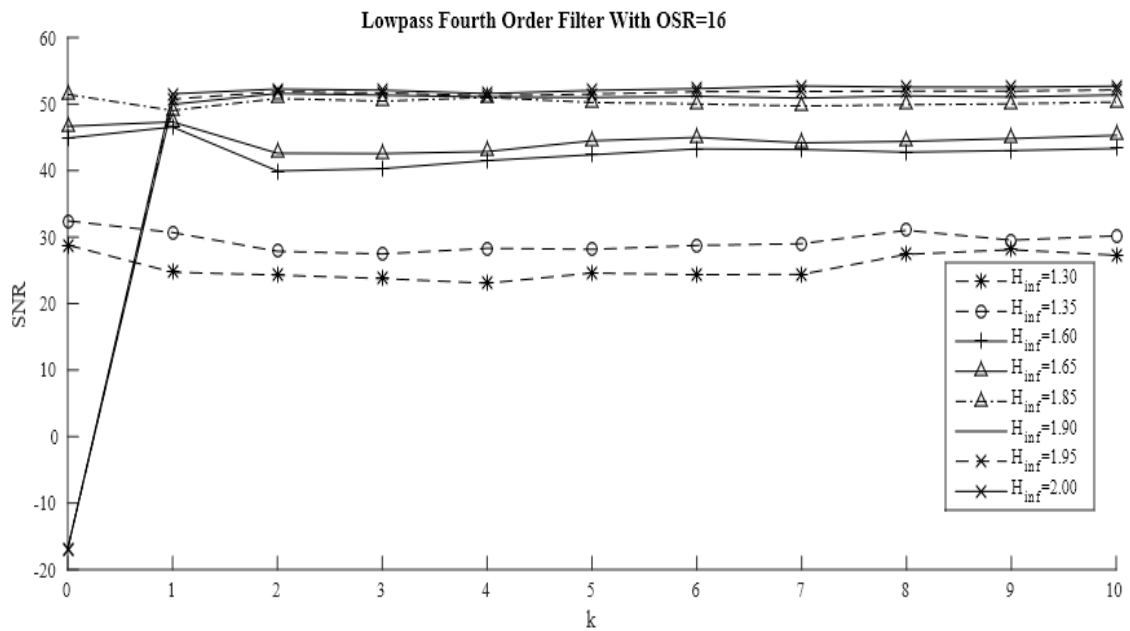
Όσο αυξάνεται η τιμή του OSR και η τιμή του  $H_{inf}$ , παρατηρείται πως προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη τιμή της ευστάθειας του συστήματος απαιτείται μεγαλύτερη τιμή  $k$ . Μάλιστα η μέγιστη τιμή της ευστάθειας αυξάνεται και με την αύξηση του OSR αλλά και του  $H_{inf}$ .

Πιο συγκεκριμένα, όσο  $\uparrow H_{inf} \mid \uparrow OSR \rightarrow \uparrow k$  για την επίτευξη της μέγιστης δυνατής τιμής της ευστάθειας.

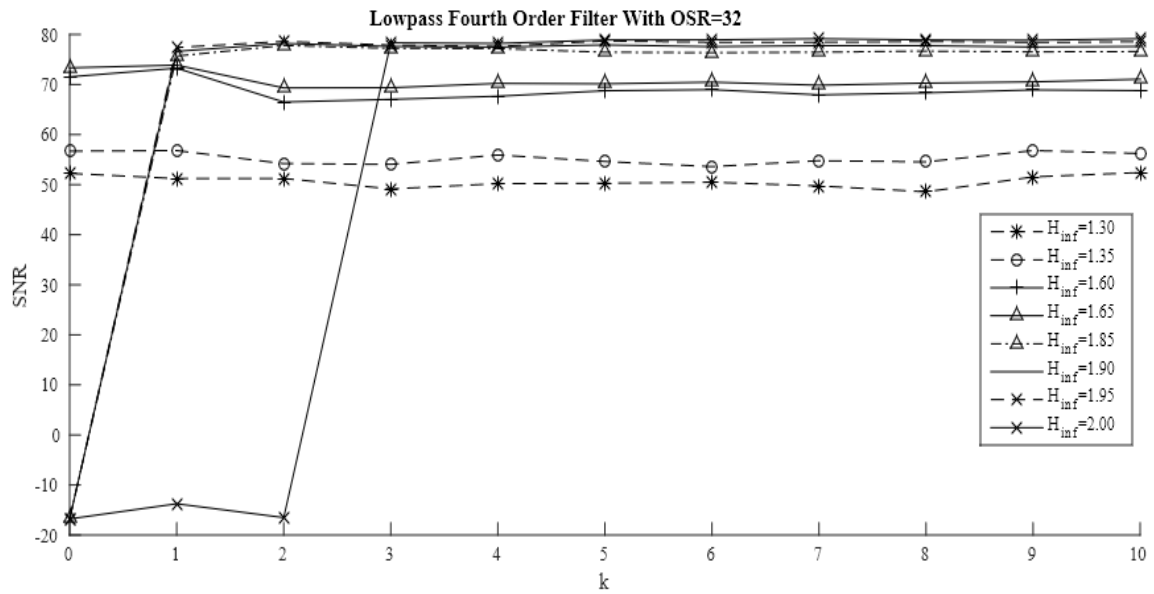
iii. Βαθυπερατό φίλτρο τέταρτης τάξης με ημιτονική είσοδο



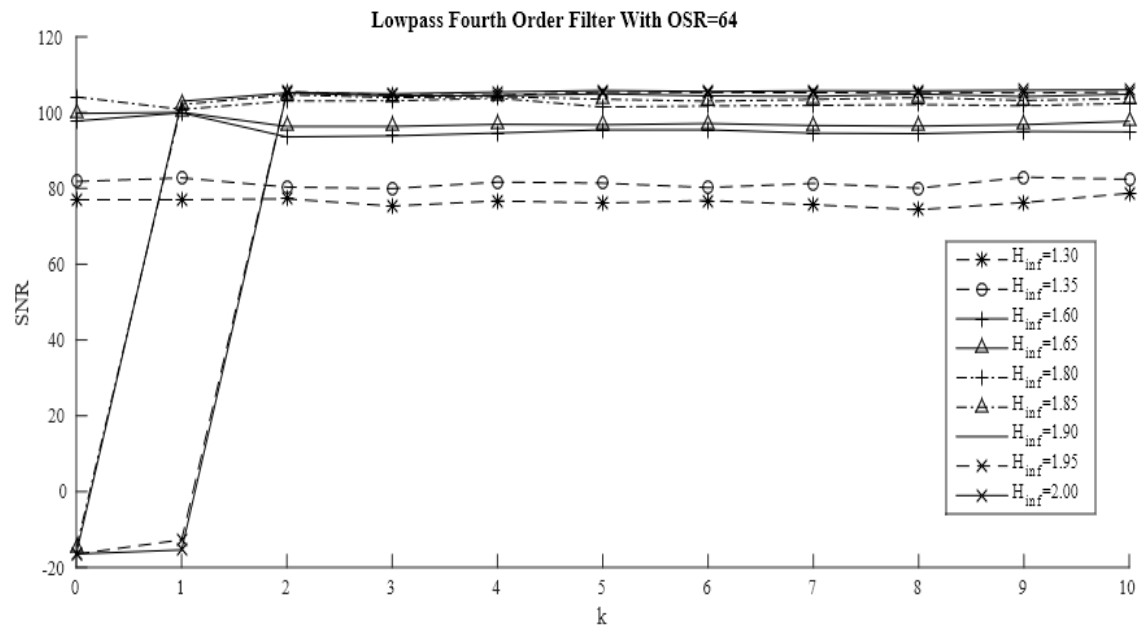
Εικόνα 43. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=8



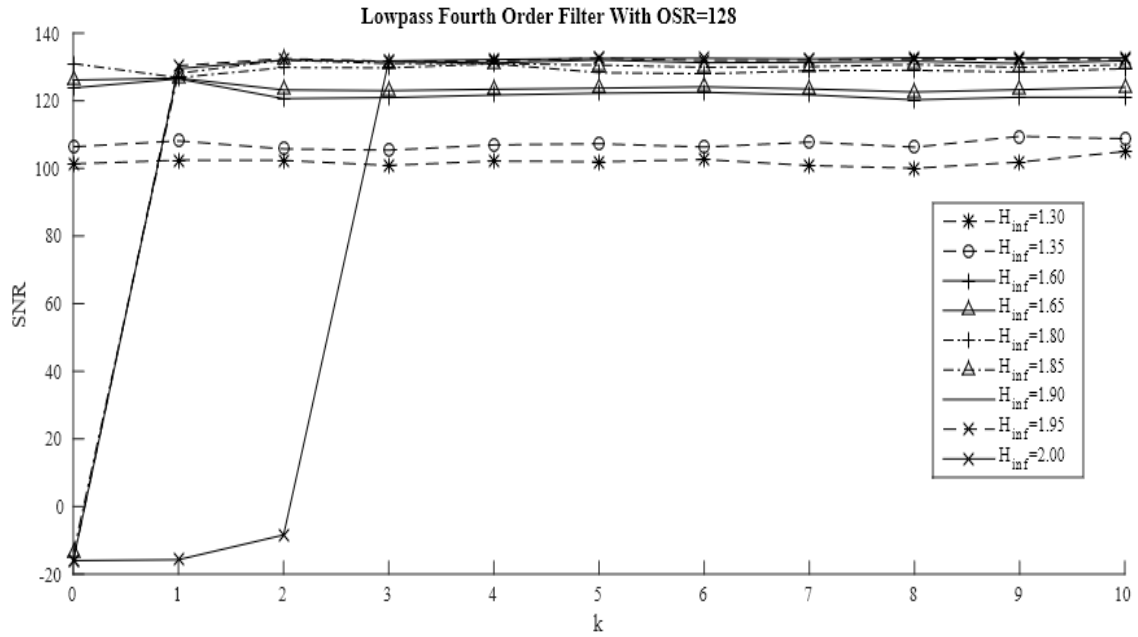
Εικόνα 44. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=16



Εικόνα 45. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 46. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=64



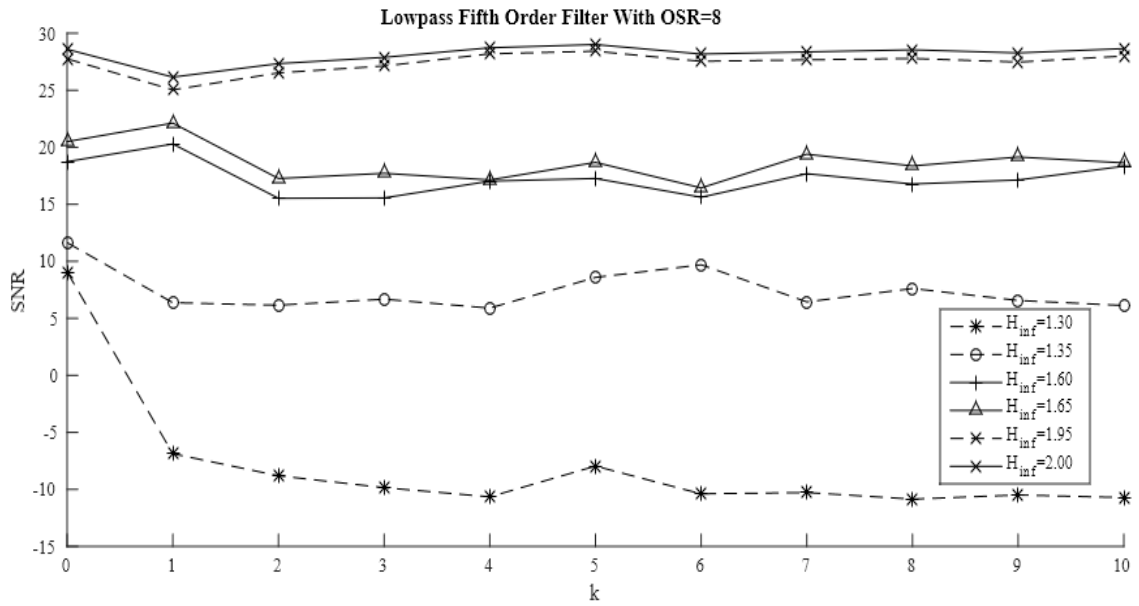
Εικόνα 47. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=128

Πίνακας VI. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το βαθυπερατό φίλτρο τέταρτης τάξης με ημιτονική είσοδο

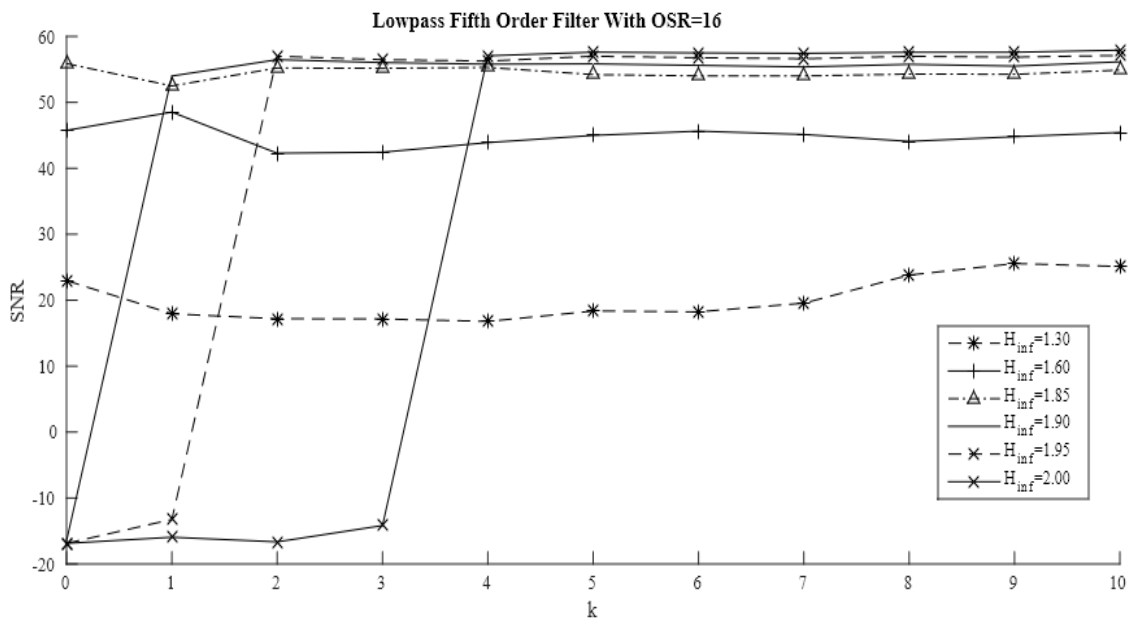
OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
8	1.95	28	0
	2.00	29	4
16	1.85	51	0
	2.00	53	2
32	1.65	73	0
	1.95	80	2
64	1.80	102	0
	2.00	104	2
128	1.80	128	0
	1.85	130	2

Αντίστοιχα με το φίλτρο τρίτης τάξης, όσο αυξάνεται η τιμή του OSR και η τιμή του  $H_{inf}$ , παρατηρείται πως προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη τιμή της ευστάθειας του συστήματος απαιτείται μεγαλύτερη τιμή k. Μάλιστα η μέγιστη τιμή της ευστάθειας αυξάνεται και με την αύξηση του OSR αλλά και του  $H_{inf}$ .

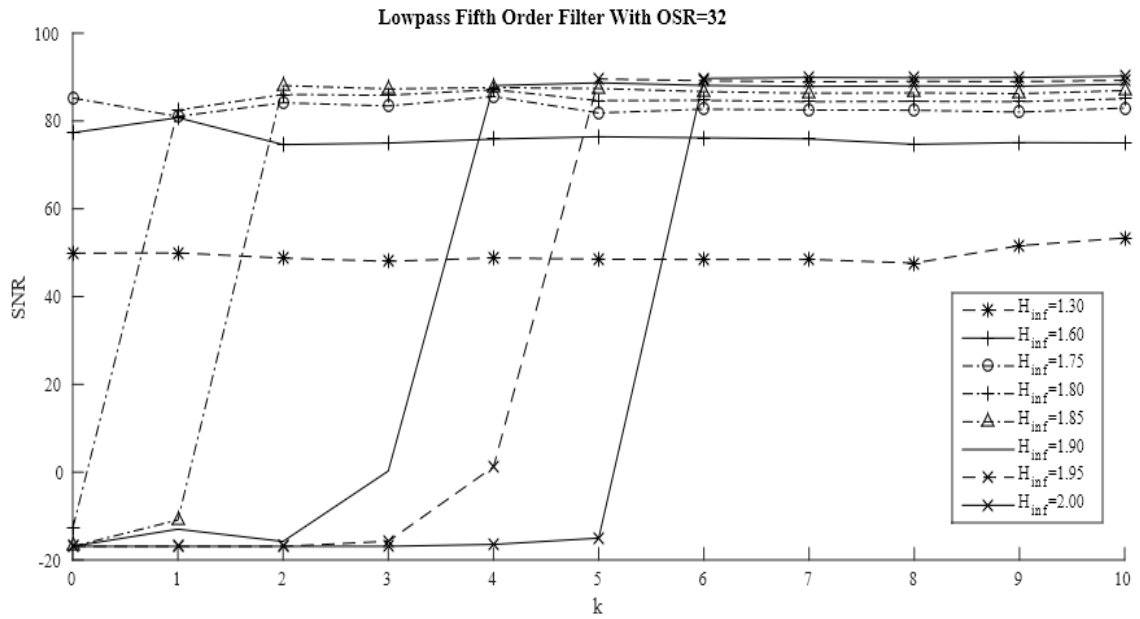
iv. Βαθυπερατό φίλτρο πέμπτης τάξης με ημιτονική είσοδο



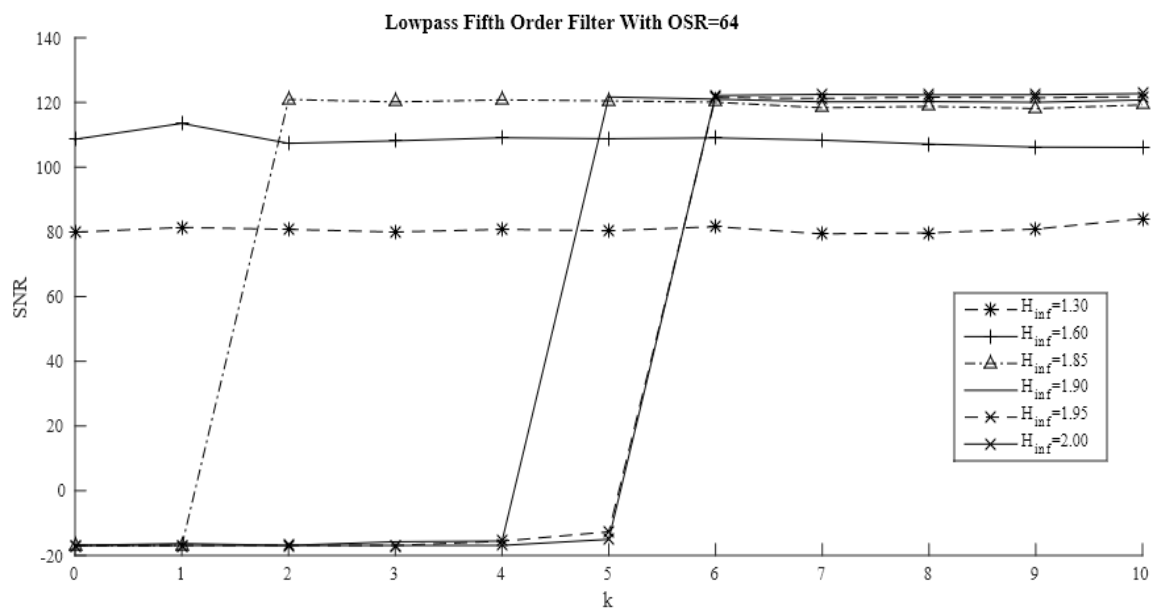
Εικόνα 48. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=g$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=8



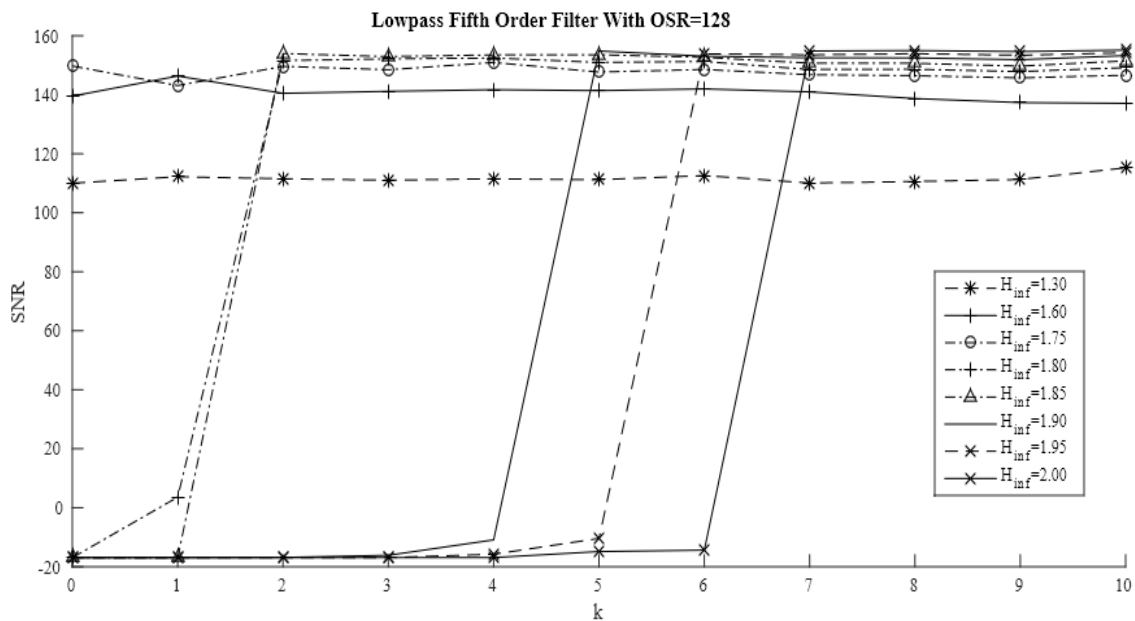
Εικόνα 49. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=g$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=16



Εικόνα 50. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 51. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=64



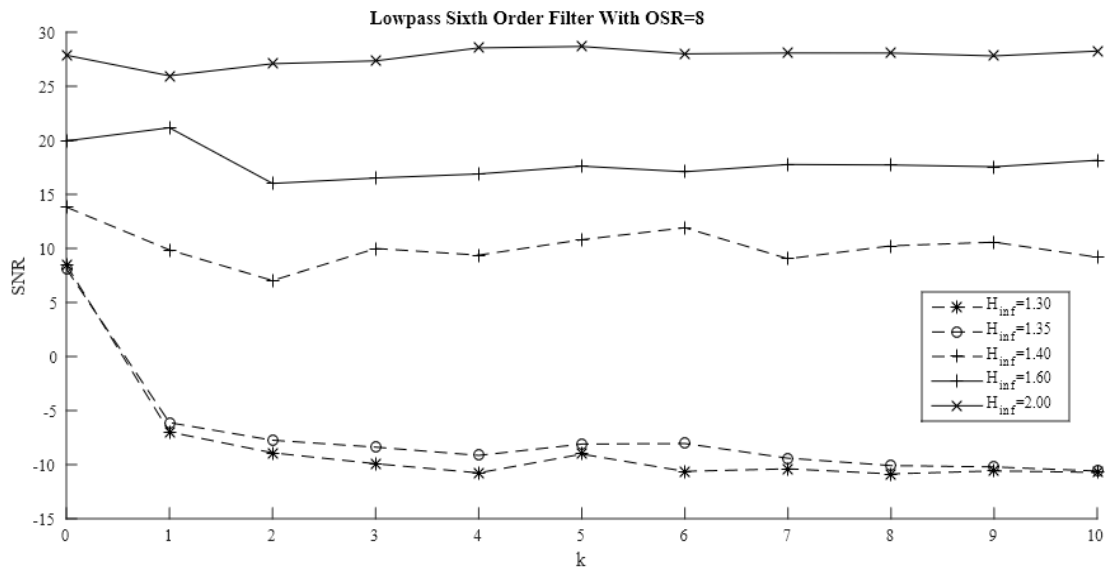
Εικόνα 52. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για πέμπτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=128

Πίνακας VII. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το βαθυπερατό φίλτρο πέμπτης τάξης με ημιτονική είσοδο

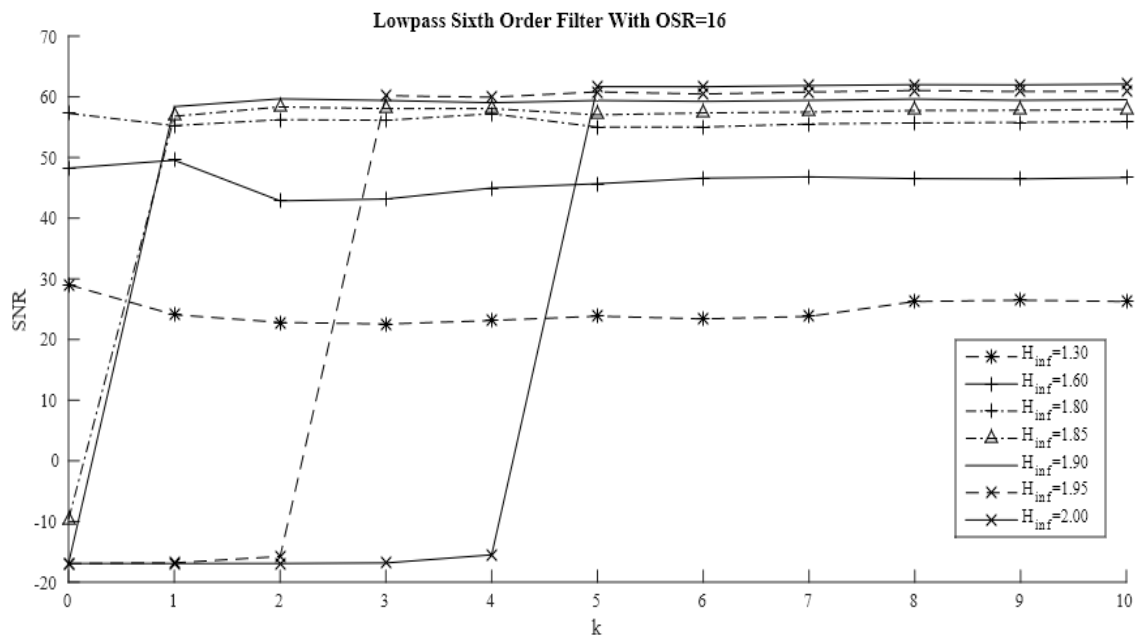
OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
8	1.95	28	0
	2.00	39	5
16	1.85	57	0
	2.00	59	5
32	1.75	84	0
	2.00	90	6
64	1.60	109	0
	2.00	122	6
128	1.75	150	0
	2.00	154	7

Επαληθεύεται και για το φίλτρο πέμπτης τάξης πως όσο αυξάνεται η τιμή του OSR και η τιμή του  $H_{inf}$ , για να επιτευχθεί η μέγιστη τιμή της ευστάθειας του συστήματος απαιτείται μεγαλύτερη τιμή k.

v. Βαθυπερατό φίλτρο έκτης τάξης με ημιτονική είσοδο

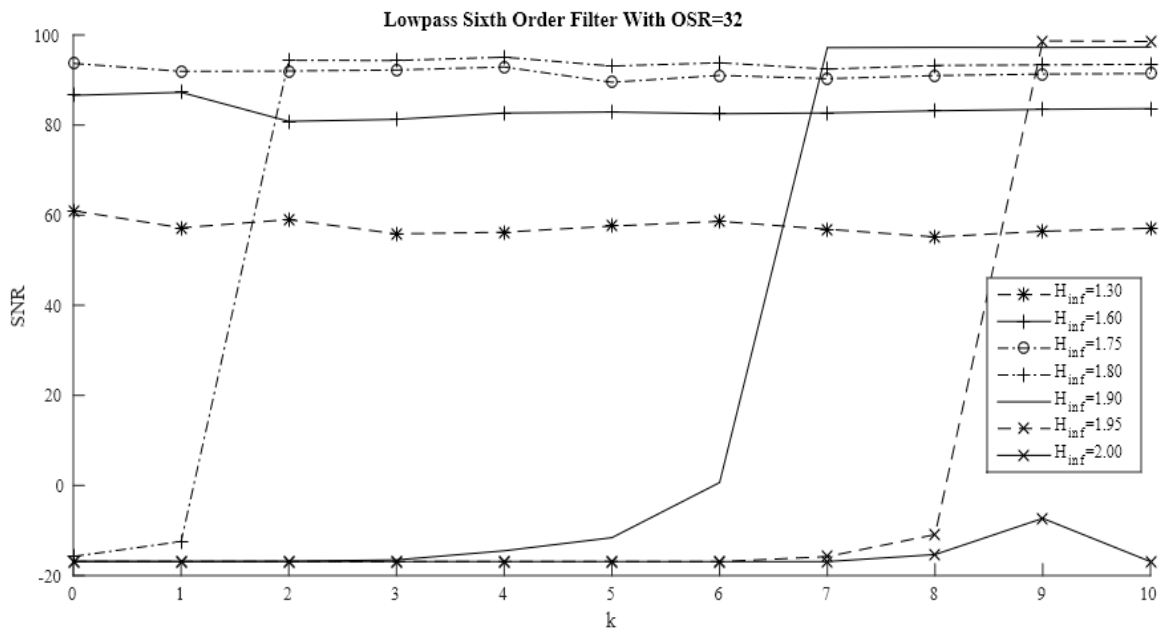


Εικόνα 53. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=8

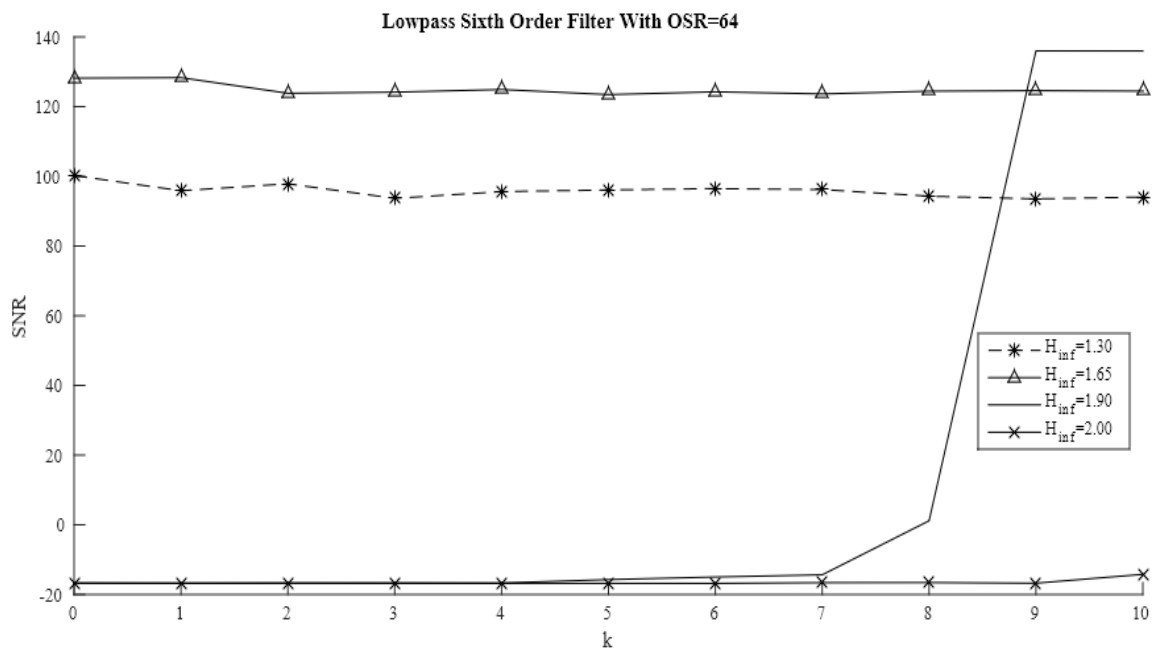


Εικόνα 54. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=16





Εικόνα 55. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 56. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο και OSR=64

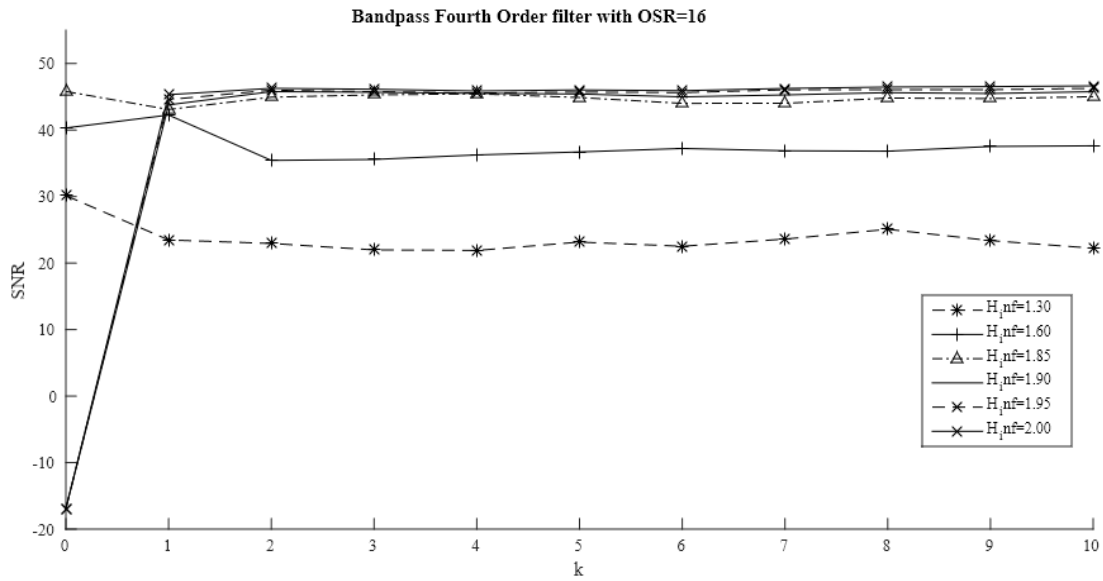
Πίνακας VIII. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το βαθυπερατό φίλτρο έκτης τάξης με ημιτονική είσοδο

<b>OSR</b>	<b>H<sub>inf</sub></b>	<b>Max SNR</b>	<b>k</b>
8	1.95	28	0
	2.00	30	4
16	1.80	58	0
	2.00	62	5
32	1.75	93	0
	1.95	99	9
64	1.65	128	0
	1.90	139	9

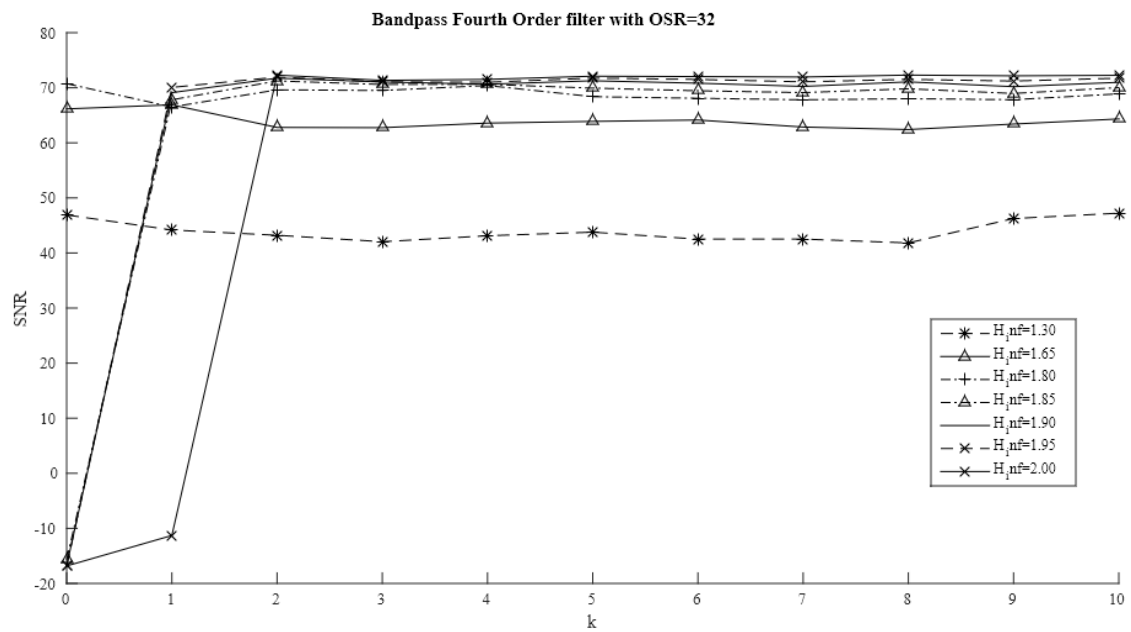
Πράγματι, παρακολουθώντας τα αποτελέσματα για τις διάφορες τάξεις βαθυπερατών φίλτρων με ημιτονική είσοδο, διαπιστώνεται πως:

- Όσο αυξάνεται η τάξη του βαθυπερατού φίλτρου για αντίστοιχες τιμές H<sub>inf</sub> αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του H<sub>inf</sub> απαιτείται και μεγαλύτερος αριθμός k προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη ευστάθεια.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του OSR τόσο αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.

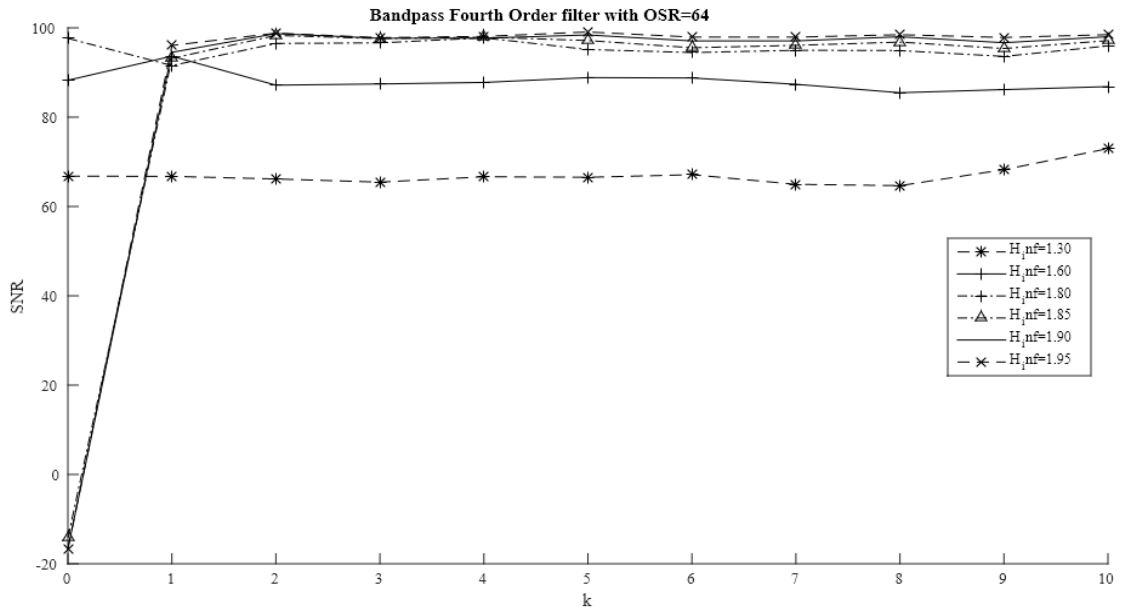
vi. Ζωνοπερατό φίλτρο τέταρτης τάξης με ημιτονική είσοδο



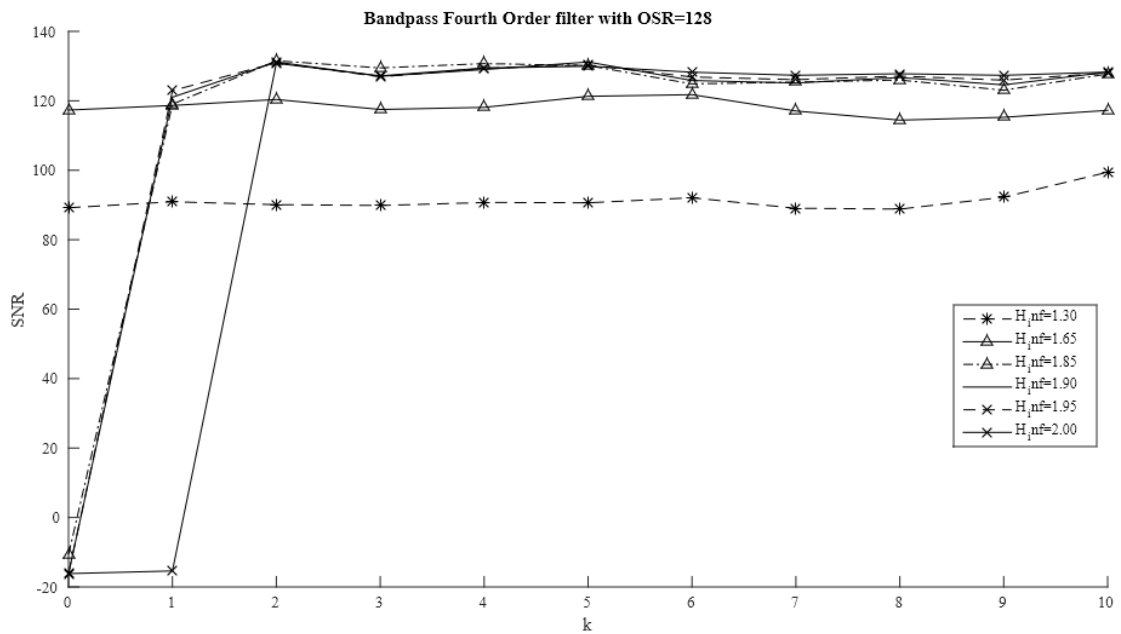
Εικόνα 57. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16



Εικόνα 58. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 59. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64



Εικόνα 60. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για τέταρτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=128

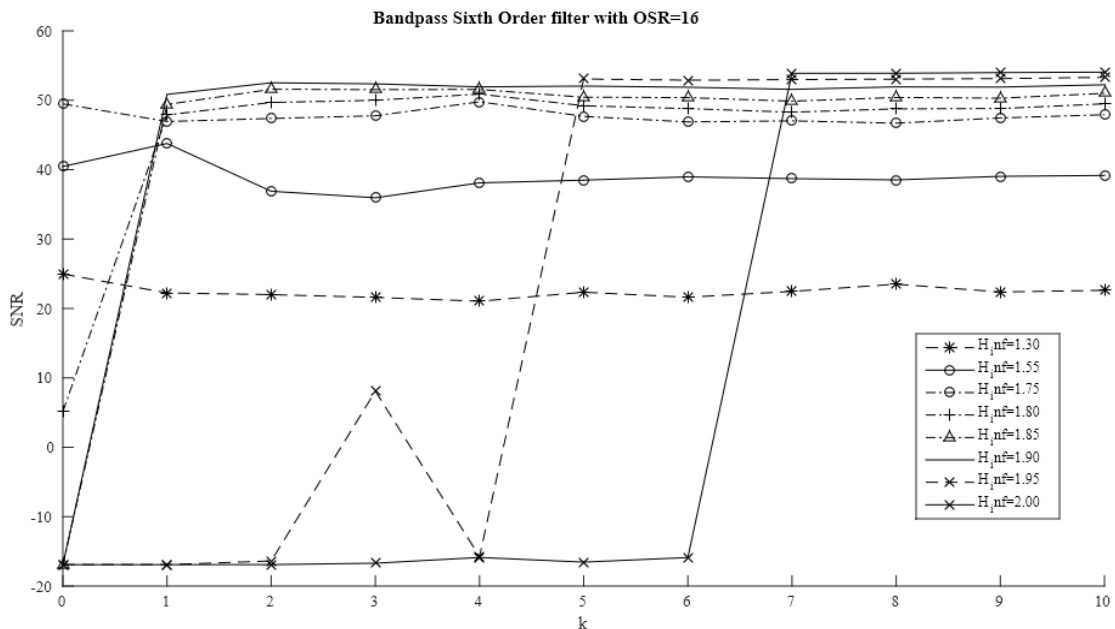
Πίνακας ΙΧ. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το ζωνοπερατό φίλτρο τέταρτης τάξης με ημιτονική είσοδο

OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
16	1.85	46	0
	2.00	46	2
32	1.80	71	0
	2.00	73	2
64	1.80	98	0
	1.95	100	2
128	1.65	118	0
	2.00	131	2

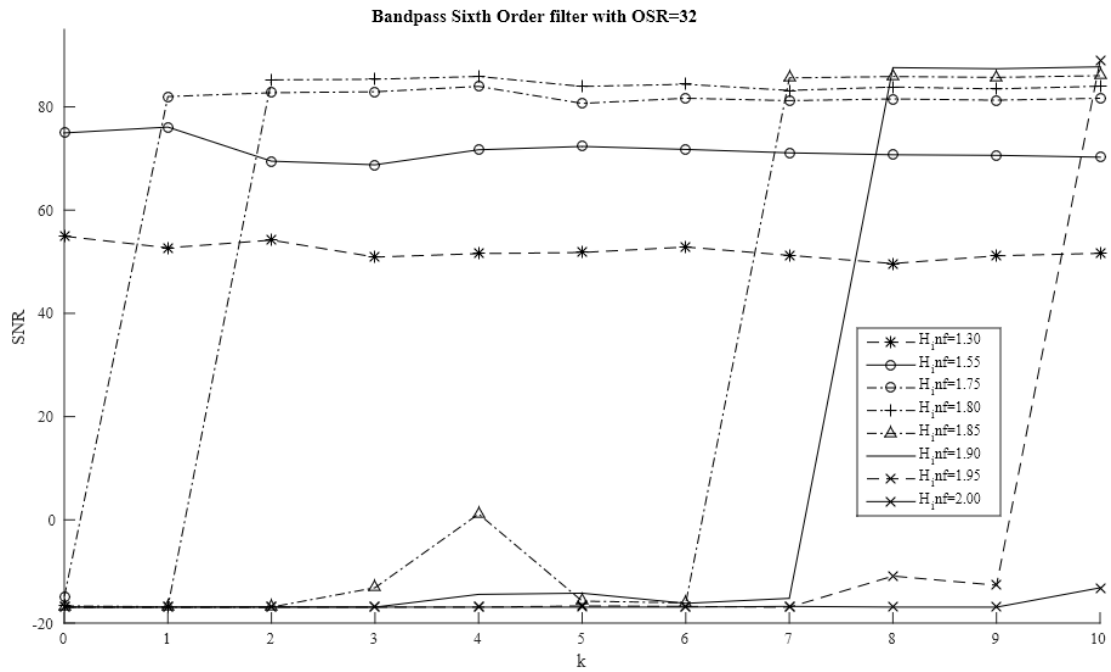
Όσο αυξάνεται η τιμή του OSR και η τιμή του  $H_{inf}$ , παρατηρείται πως προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη τιμή της ευστάθειας του συστήματος απαιτείται μεγαλύτερη τιμή k. Η μέγιστη τιμή της ευστάθειας αυξάνεται και με την αύξηση του OSR αλλά και του  $H_{inf}$ .

Πιο συγκεκριμένα, όσο  $\uparrow H_{inf} \mid \uparrow OSR \rightarrow \uparrow k$  για την μέγιστη δυνατή τιμή της ευστάθειας και για συγκεκριμένη τάξη φίλτρου.

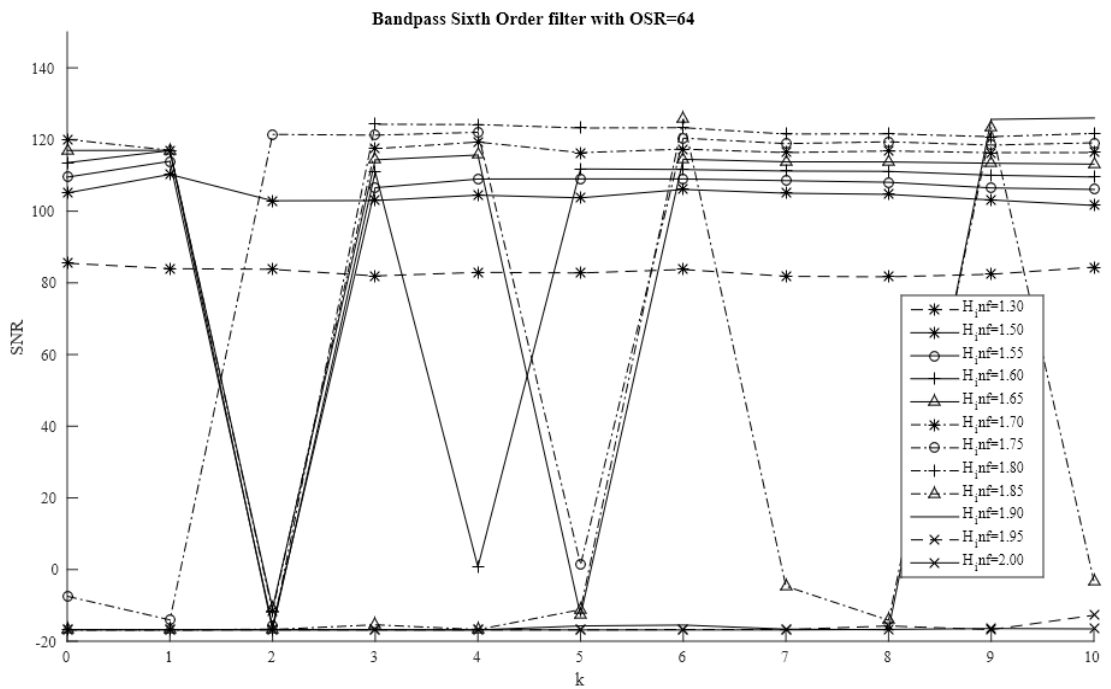
vii. Ζωνοπερατό φίλτρο έκτης τάξης με ημιτονική είσοδο



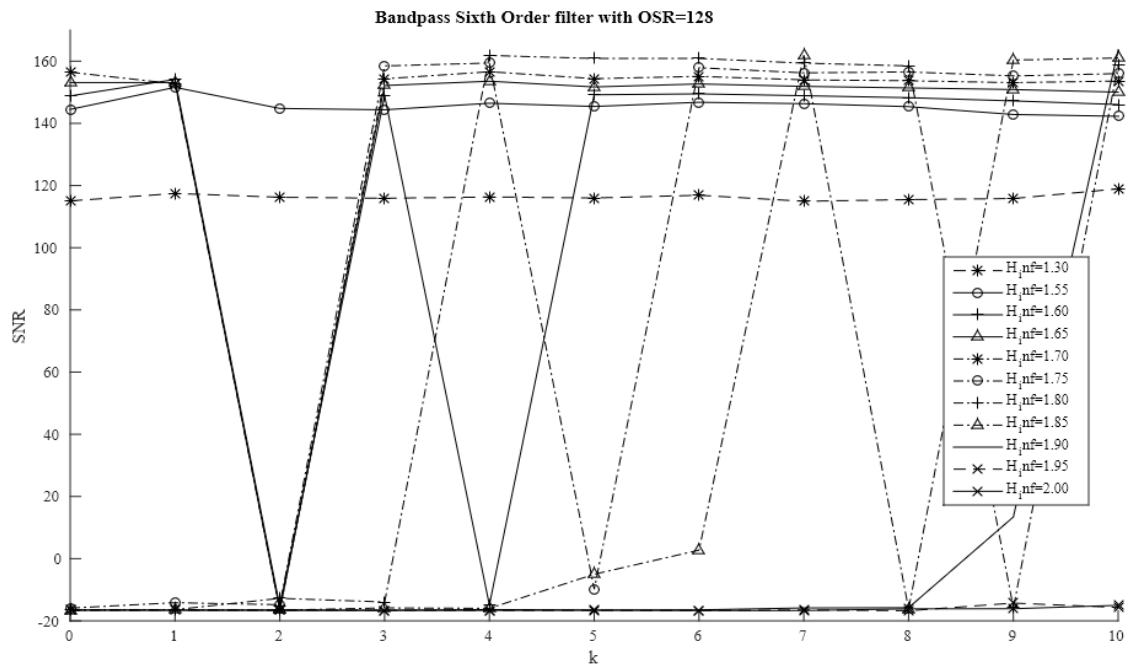
Εικόνα 61. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16



Εικόνα 62. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32



Εικόνα 63. Διάγραμμα SNR- $H_{\infty}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64



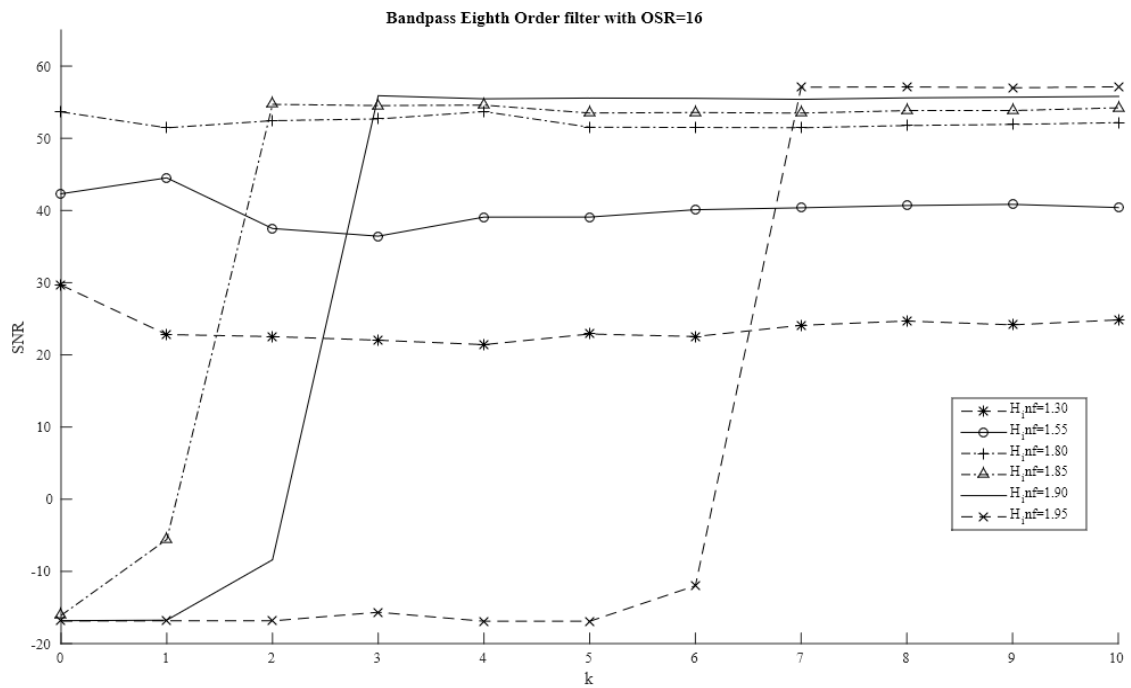
Εικόνα 64. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για έκτης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=128

Πίνακας X. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το ζωνοπερατό φίλτρο έκτης τάξης με ημιτονική είσοδο

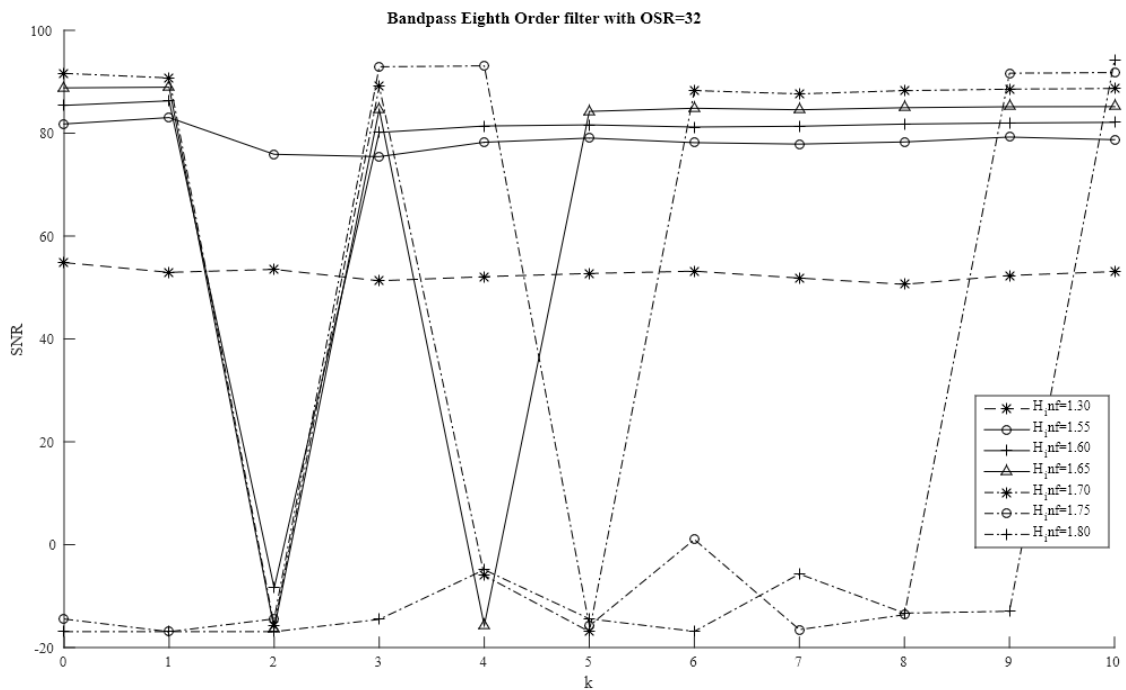
OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
16	1.75	49	0
	2.00	54	7
32	1.55	78	0
	1.95	90	10
64	1.70	120	0
	1.90	130	9
128	1.70	158	0
	1.85	162	9

Τα ίδια αποτελέσματα παρατηρούνται και στην έκτη τάξη ζωνοπερατού φίλτρου, όπου επαληθεύονται τα πορίσματα.

viii. Ζωνοπερατό φίλτρο όγδοης τάξης με ημιτονική είσοδο

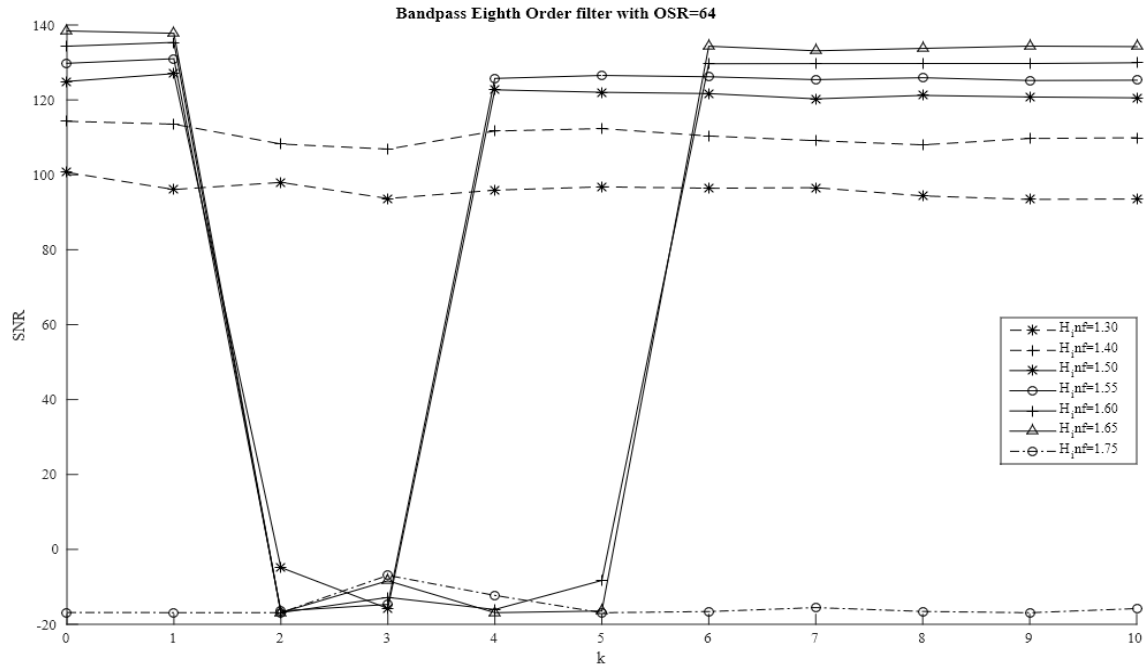


Εικόνα 65. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=16



Εικόνα 66. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=32





Εικόνα 67. Διάγραμμα SNR- $H_{inf}$  με  $k=r$  για όγδοης τάξης ζωνοπερατό φίλτρο και OSR=64

Πίνακας XI. Πίνακας μέγιστης ευστάθειας για το ζωνοπερατό φίλτρο όγδοης τάξης με ημιτονική είσοδο

OSR	$H_{inf}$	Max SNR	k
16	1.80	54	0
	1.95	58	7
32	1.70	91	0
	1.80	94	10
64	1.65	138	0
	1.65	136	6

Από τα παραπάνω αποτελέσματα φαίνεται πως επαληθεύονται και σε αυτή την περίπτωση τα ακόλουθα σε σχέση με τα αποτελέσματα των βαθυπερατών φίλτρων.

Συγκεκριμένα:

- Όσο αυξάνεται η τάξη του φίλτρου για αντίστοιχες τιμές  $H_{inf}$  αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του  $H_{inf}$  απαιτείται και μεγαλύτερος αριθμός k προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη ευστάθεια.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του OSR τόσο αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.

\*Τα spikes των γραφημάτων μπορούν να αγνοηθούν καθώς οφείλονται σε μειωμένο αριθμό δειγματοληψίας.

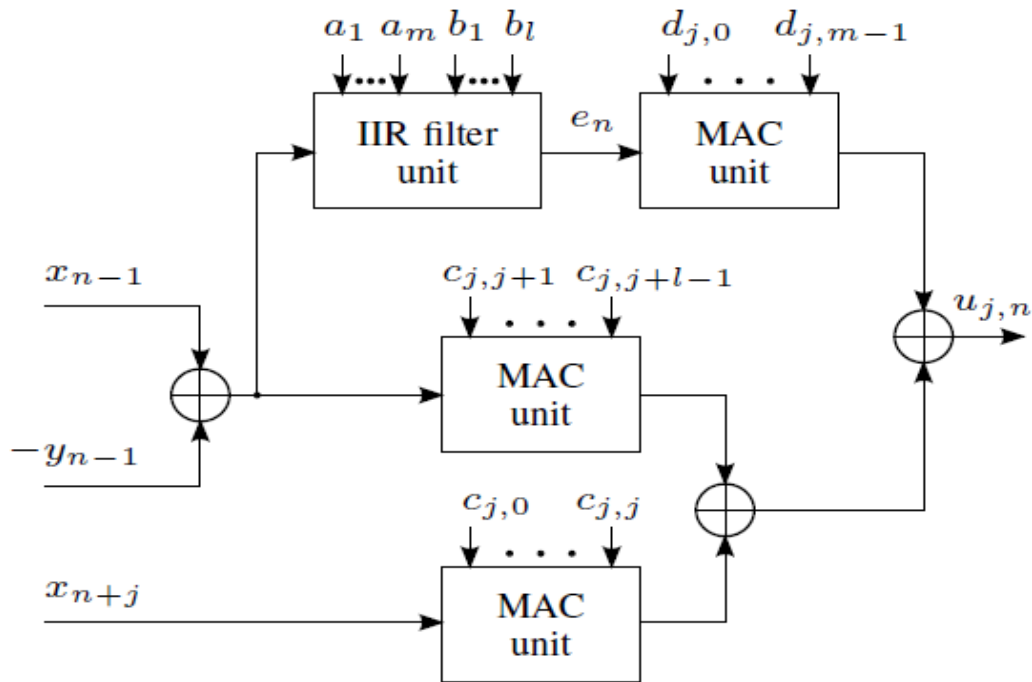
# 5

## *Hardware υλοποίηση του MSLA διαμορφωτή*

Η hardware υλοποίηση του διαμορφωτή MSLA βασίζεται στην αξιολόγηση της σχέσης XXIV ενώ οι είσοδοι του κβαντιστή  $u_{j,n}$  δίδονται από τη XXIII. Η πολυπλοκότητα του hardware εξαρτάται από τα look ahead βήματα  $k$ , το μήκος του διανύσματος εισόδου του κβαντιστή  $r + 1$  και το φίλτρο σύγκρισης.

Η προτεινόμενη αρχιτεκτονική βασίζεται σε ένα αρθρωτό σχεδιασμό, στον οποίο ο διαμορφωτής MSLA αποτελείται από  $r + 1$  φίλτρα δύο εισόδων ( $L_0^j, L_1^j$ ), τα οποία από εμάς αναφέρονται ως μονάδες υπολογισμού. Σε σύγκριση με την προσέγγιση brute-force για τον υπολογισμό της συνάρτησης του συνολικού κόστους για κάθε πιθανή ακολουθία εξόδου, όπως συμβαίνει σε άλλες αρχιτεκτονικές ΣΔ η προτεινόμενη αρχιτεκτονική απαιτεί μόνο έναν υπολογισμό του φορέα  $u$  ανά έξοδο.

Το μπλοκ διάγραμμα μίας μονάδας υπολογισμού  $u_{j,n}$  φαίνεται στην Εικόνα 68. Αυτή η μονάδα υλοποιεί τη σχέση XXIII και κάθε μονάδα MAC υπολογίζει κάθε ένα από τα τρία σχετικά ποσά. Επιπλέον, η μονάδα φίλτρου IIR υπολογίζει το σφάλμα  $e_n$  με χρήση της εξίσωσης διαφορών που αντιστοιχεί στη σχέση XXVI. Ο κβαντιστής μπορεί να υλοποιηθεί είτε με συνδυαστική λογική (π.χ. συγκριτικά) είτε με LUT που βασίζεται σε ROM. Η συνάρτηση χαρτογράφησης  $f$  καθορίζεται από το NTF, τον αριθμό των βημάτων look ahead  $k$ , την τιμή του  $r$  και την επιλογή της απόστασης Μανχάταν ή Ευκλείδειας. Περαιτέρω έρευνα διεξάγεται επί του παρόντος προκειμένου να προσδιοριστεί η βέλτιστη εφαρμογή για τον κβαντιστή.



Εικόνα 68. Μονάδα υπολογισμού  $u_{j,n}$

Η τοπολογία της υλοποίησης του φίλτρου του βρόχου έχει επίδραση στον αριθμό των απαιτούμενων καταχωρητών, αθροιστών και πολλαπλασιαστών, καθώς και στον συνολικό θόρυβο κβαντισμού. Οι πιο ισχυρές τοπολογίες όσον αφορά τον θόρυβο κβαντισμού είναι οι κασκοδικές και οι παράλληλες μορφές (δεύτερης τάξης), αλλά η υλοποίηση της παραλαγμένης μορφής II είναι πιο αποτελεσματική όσον αφορά το απαιτούμενο υλικό.

Ο κασκοδικός ολοκληρωτής με τοπολογία ανατροφοδότησης φαίνεται να είναι η βέλτιστη δομή για μια hardware υλοποίηση του φίλτρου βρόχου καθώς προσφέρει τη δυνατότητα μείωσης του αριθμού των bits που χρειάζονται μετά από κάθε ολοκληρωτή, ενώ διατηρεί μικρή καθυστέρηση.

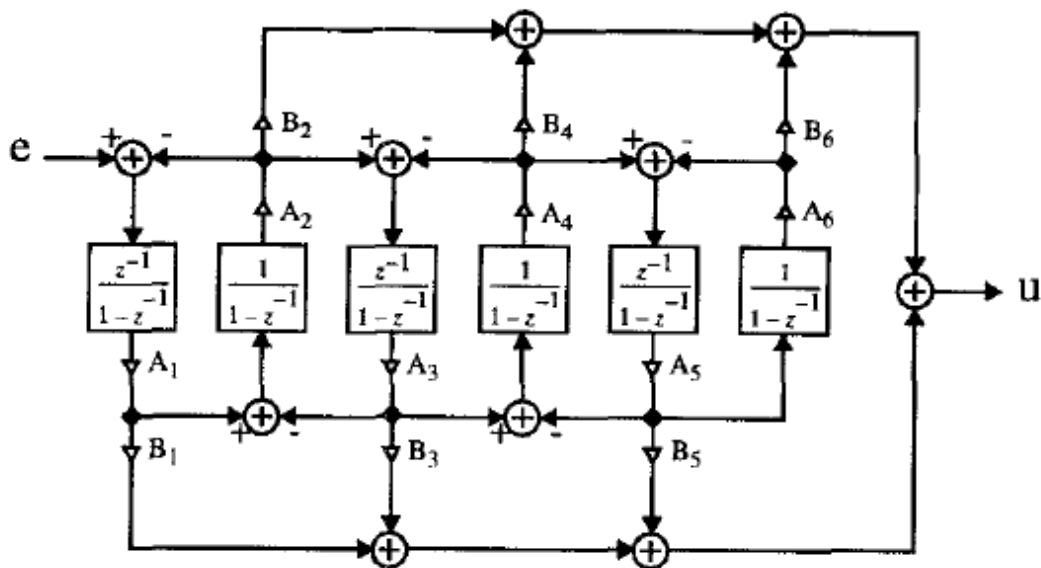
Σε πολύ προσαρμοσμένες υλοποιήσεις μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI) το γενικό στοιχείο ενός πολλαπλασιαστή είναι πολύ ακριβό. Επομένως, είναι σημαντική η μείωση υλικού και η βελτίωση της ταχύτητας που μπορούν να είναι δυνατές εάν το φίλτρο βρόχου και οι συντελεστές μονάδας MAC είναι δυνάμεις 2 ή άθροισμα των δυνάμεων του 2. Στη συνέχεια, όλοι οι πολλαπλασιασμοί μειώνονται σε λειτουργίες μετατόπισης ή δύο λειτουργίες μετατόπισης και άθροισης. Έχει προταθεί μεγάλο πλήθος τοπολογιών διαμορφωτών, καθώς και αλγόριθμοι προκειμένου να αποφευχθεί η χρήση πολλαπλασιαστών.

Μια μέθοδος που χρησιμοποιείται ευρέως που προσπαθεί να ποσοτικοποιήσει τους συντελεστές του κασκοδικού ολοκληρωτή στις δυνάμεις του δύο είναι η ακόλουθη: Κάθε συντελεστής στη δομή στρογγυλεύεται είτε προς τα πάνω είτε προς τα κάτω στην πλησιέστερη ισχύ των δύο, ανεξάρτητα από τους άλλους συντελεστές. Για μια δομή με  $n$  συντελεστές, αυτό δίνει αυξήσεις σε  $2^n$  πιθανές προσεγγίσεις. Μεταξύ των σταθερών υλοποιήσεων που λαμβάνονται έτσι, διατηρείται ο ένας που δίνει τη μεγαλύτερη μέση εξασθένηση θορύβου εντός ζώνης, ενώ σέβεται το επιλεγμένο όριο στο μέγεθος NTF, αν φυσικά αυτό υπάρχει. Αξίζει να σημειωθεί ότι για καλύτερα αποτελέσματα αυτό το όριο θα πρέπει να χαλαρωθεί σε μια

ελαφρώς μεγαλύτερη τιμή από ό,τι χρησιμοποιήθηκε για το σχεδιασμό της αρχικής συνάρτησης NTF. Ως αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας κβάντισης, τα μηδενικά και οι πόλοι της NTF που πραγματοποιούνται από τον κασκοδικό ολοκληρωτή απομακρύνονται από την αρχική τοποθεσία, σε πολλές περιπτώσεις μακριά από τον μοναδιαίο κύκλο, μειώνοντας έτσι την εισερχόμενη εξασθένιση θορύβου.

Για διαμορφωτές μικρού εύρους ζώνης υψηλής τάξης όλα τα  $2^n$  σύνολα κβαντισμένων συντελεστών έχουν ως αποτέλεσμα είτε πόλους που βρίσκονται έξω από τον μοναδιαίο κύκλο είτε η NTF να είναι σε μέγεθος που υπερβαίνει το επιτρεπόμενο μέγιστο των 2. Και στις δύο περιπτώσεις οι διαμορφωτές που προκύπτουν είναι ασταθής. Έτσι αυτή η σχεδιαστική στρατηγική αποτυγχάνει εντελώς για αυτές τις δομές. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι είναι εξαιρετικά δύσκολο να σχεδιαστούν διαμορφωτές ΣΔ υψηλού βαθμού με συντελεστές δυνάμεων δύο συντελεστών που βασίζονται στην δομή του κασκοδικού ολοκληρωτή.

Οι κατασκευές κλίμακας χρησιμοποιούνται για την πραγματοποίηση αναλογικών φίλτρων υψηλής ποιότητας λόγω των ανώτερων ιδιοτήτων ευαισθησίας τους. Τα φίλτρα συνεχούς χρόνου μπορούν να μετατραπούν σε αντίστοιχα διακριτού χρόνου τμήματα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία των κλιμάκων LDI (Lossless Discrete Integrators) που διατηρούν την ιδιότητα χαμηλής ευαισθησίας στο πόλο. Έτσι υιοθετούμε τη σκάλα LDI που φαίνεται στην Εικόνα 66 για να συνειδητοποιήσουμε το γραμμικό μπλοκ  $H(z)$ , ελπίζοντας ότι η NTF θα γίνει λιγότερο ευαίσθητη στις επαγόμενες μεγάλες μεταβολές συντελεστών που εισάγονται λόγω κβάντισης. Οι συντελεστές του αρχικού σχεδιασμού (πριν από την κβάντιση) εντοπίζονται χρησιμοποιώντας έναν μη γραμμικό λύτη εξισώσεων.



Εικόνα 69. Υλοποίηση του γραμμικού μπλοκ  $H(z)$  ως κλίμακας LDI με πόλους στον μοναδιαίο κύκλο

Δεδομένου ότι δεν υπάρχει καμία απόσβεση, οι πόλοι του  $H(z)$ , οι οποίοι είναι και τα μηδενικά της NTF, παραμένουν στον μοναδιαίο κύκλο όταν οι συντελεστές κβαντίζονται, πράγμα που δεν συμβαίνει με τον κασκοδικό ολοκληρωτή. Πράγματι, όλα τα πιθανά μηδενικά NTF βρίσκονται στον μοναδιαίο κύκλο, σε γωνίες κοντά στις επιθυμητές τιμές τους. Επιπλέον, οι πόλοι NTF παραμένουν πολύ πιο κοντά στην αρχική τους θέση από ότι με τη κασκοδική δομή παρέχοντας έτσι πολλές σταθερές διαμορφώσεις πόλων-μηδέν για να επιλέγουν.

Συνολικά, η δομή της κλίμακας είναι ικανή να πραγματοποιήσει μια στενή προσέγγιση σε μια κατανομή μηδενικών πόλων, χρησιμοποιώντας συντελεστές δυνάμεων δύο. Το προκύπτον μέγεθος NTF μπορεί να διατηρηθεί κάτω από το επιθυμητό όριο σε ολόκληρη τη ζώνη συχνοτήτων, ενώ επιτυγχάνεται καλή εξασθένιση στη ζώνη σήματος. Ένας σχεδιασμός τάξης N-οστής τάξης απαιτεί 2N προσθέσεις, N αφαιρέσεις, 2N μονάδες μετατόπισης, N καταχωρητές και έναν ανιχνευτή σήματος.

Προκειμένου να δημιουργηθούν εφαρμογές φίλτρων χωρίς τη χρήση πολλαπλασιαστών, είναι πολύ σημαντικό να πραγματοποιηθεί ένα ψηφιακό φίλτρο χρησιμοποιώντας μια δομή χαμηλής ευαισθησίας που είναι μη ευαίσθητη στις μεταβολές των συντελεστών φίλτρου. Η σημασία μιας τέτοιας δομής είναι ότι εάν η επίδραση της απόκλισης τιμής του συντελεστή από την ιδανική τιμή είναι μικρή, τότε μπορούν να χρησιμοποιηθούν μικρής ακρίβειας συντελεστές με παραβίαση της άπειρης ακρίβειας στις προδιαγραφές φίλτρου, με αποτέλεσμα ένα ταχύτερο, μικρότερο και λιγότερο δαπανηρό υλικό.

Μία από τις καλύτερες δομές για την εφαρμογή αναδρομικών ψηφιακών φίλτρων που περιεγράφηκαν παραπάνω είναι η παράλληλη σύνδεση δύο φίλτρων all-pass. Αυτή η κατηγορία φίλτρου χαρακτηρίζεται από μια ευαισθησία χαμηλού συντελεστή. Επιπλέον, ο αριθμός των πολλαπλασιαστών που απαιτούνται στην υλοποίηση είναι απευθείας η τάξη των φίλτρων, σε αντίθεση με κάποιες άλλες μορφές εφαρμογής, όπως στις κανονικές πραγματοποιήσεις άμεσης μορφής που απαιτούν περίπου διπλάσιο αριθμό πολλαπλασιαστών. Επιπλέον, αυτά τα υπο-φίλτρα all-pass μπορούν να υλοποιηθούν χρησιμοποιώντας τμήματα πρώτης και δεύτερης τάξης ως βασικά δομικά στοιχεία.

Στην τεχνική αυτή έχει χρησιμοποιηθεί πλήθος αλγορίθμων, ένας εκ των οποίων βασίζεται στην παρατήρηση ότι η εύρεση ενός ελλειπτικού φίλτρου επιτρέπει την εύρεση ενός χώρου παραμέτρων, συμπεριλαμβανομένου του εφικτού χώρου όπου πληρούνται οι προδιαγραφές του φίλτρου, η ελαχιστοποίηση της κυματοειδούς διαπερατότητας, η μέγιστη εξασθένιση της ζώνης διακοπής, η μέγιστη ακμή της ζώνης ακινητοποίησης και η ελάχιστη ακμή της ζώνης ακινητοποίησης. Μετά τον προσδιορισμό αυτού του μεγαλύτερου χώρου, το μόνο που χρειάζεται είναι να ελεγχθεί αν σε αυτό το χώρο υπάρχουν οι επιθυμητές διακριτές τιμές για τις παραστάσεις συντελεστών. Για να μειωθεί η υπολογιστική πολυπλοκότητα, εφαρμόζεται ένας γενετικός αλγόριθμος για την εξεύρεση λύσεων που ικανοποιούν τις προδιαγραφές εντός του χώρου παραμέτρων. Αυτή η στρατηγική είναι γενική αλλά ιδιαίτερα αποδοτική για φίλτρα που υλοποιούνται ως παράλληλη σύνδεση δύο φίλτρων all-pass λόγω του γεγονότος ότι για αυτά τα φίλτρα πρέπει να κβαντιστούν μόνο οι συντελεστές παρονομαστή των τμημάτων all-pass.

# 6

## *Επίλογος*

Οι διαμορφωτές υψηλής τάξης έχουν βρεθεί ότι προσφέρουν βελτιωμένες επιδόσεις με κόστος τη χρήση περισσότερου υλικού και μειωμένο εύρος σήματος.

Το γραμμικό μοντέλο του διαμορφωτή 1-bit κβαντιστή προβλέπει ότι η σταθερότητα του διαμορφωτή καθορίζεται αποκλειστικά από το κέρδος  $L$  του βρόχου, το οποίο με τη σειρά του καθορίζεται από το  $H_{inf}$ . Ωστόσο, αυτό το επιχείρημα αγνοεί τους μη γραμμικούς περιορισμούς του κβαντιστή.

Αυτό το πείραμα δείχνει σαφώς ότι το μέγεθος της εισόδου έχει σημασία για τον προσδιορισμό της σταθερότητας του βρόχου. Η συνάρτηση μεταφοράς του σήματος είναι παρόμοια σχετική με το ότι παρέχει αποτελεσματικά (εξαρτώμενη από τη συχνότητα) κλιμάκωση του μεγέθους της εισόδου.

Το εύρος των μεγεθών εισόδου πάνω από το οποίο ο διαμορφωτής λειτουργεί σωστά ονομάζεται σταθερό εύρος εισόδου και σωστή λειτουργία του διαμορφωτή εξασφαλίζεται εάν το φίλτρο βρόχου παραμένει γραμμικό (δηλαδή τα εσωτερικά σήματα δεν μεγαλώνουν τόσο ώστε οι τελεστικοί να οδηγούνται στον κόρο) και αν ο εσωτερικός κβαντιστής δεν είναι υπερβολικά φορτισμένος. Με βάση το προηγούμενο επιχείρημα, η σταθερή περιοχή εισόδου πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση με την πλήρη κλίμακα του πρώτου DAC ανατροφοδότησης. Σε ένα διαμορφωτή υψηλής τάξης, ειδικά σε ένα που χρησιμοποιεί κβάντιση ενός bit, η σταθερή περιοχή εισόδου είναι συνήθως μερικά dB κάτω από το εύρος πλήρους κλίμακας του DAC ανάδρασης. Αυτή η απώλεια στην περιοχή συνήθως προκύπτει από τις μη γραμμικές επιδράσεις της υπερφόρτωσης του κβαντιστή και όχι από την ανεπαρκή γραμμική περιοχή στο φίλτρο βρόχου.

Για τους διαμορφωτές look ahead πολλών βημάτων, μπορεί να είναι χρήσιμο το ακόλουθο θεωρητικό αποτέλεσμα:

Θεωρώντας έναν διαμορφωτή με έναν κβαντιστή  $M$  βημάτων,  $(M + 1)$  στάθμες, που έχει ένα από τα χαρακτηριστικά που αναφέρονται παραπάνω και αφήνοντας την αρχική είσοδο  $y(0)$  στον κβαντιστή να βρίσκεται εντός της γραμμικής της περιοχής (χωρίς υπερφόρτιση), ο διαμορφωτής είναι εγγυημένος ότι δεν έχει υπερφόρτωση για οποιαδήποτε είσοδο  $u(n)$ , έτσι ώστε  $m$ :

$$\max|u(n)| \leq M + 2 - \|h\|_1, \text{ όπου } \|h\|_1 = \sum_{n=0}^{\infty} |h(n)|$$

Εδώ, το  $h(n)$  είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός  $z$  της συνάρτησης μεταφοράς θορύβου  $H(z)$ .

Σύμφωνα με την παραπάνω μελέτη και συνοψίζοντας τα αποτελέσματα:

- Όσο αυξάνεται η τάξη του φίλτρου για αντίστοιχες τιμές  $H_{\text{inf}}$  αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του  $H_{\text{inf}}$  απαιτείται και μεγαλύτερος αριθμός  $k$  προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη ευστάθεια.
- Όσο αυξάνεται η τιμή του OSR τόσο αυξάνεται και η μέγιστη τιμή του SNR.
- Όσο αυξάνεται η τάξη του φίλτρου, αυξάνεται αναλόγως και η μέγιστη τιμή του SNR.
- Όσο αυξάνεται το πλάτος  $A$  του σήματος εισόδου τόσο αυξάνεται το  $k$  για να επιτευχθεί η ευστάθεια για  $\rho=1,2$
- Όσο αυξάνεται το  $\rho$ , αυξάνεται αναλόγως και η μέγιστη τιμή του SNR.

Αυξάνοντας βέβαια την τιμή του  $H_{\text{inf}}$  μειώνω το θόρυβο στην περιοχή του σήματος που μας ενδιαφέρει και κατ' επέκταση αυξάνουμε το λόγο SNR με κόστος την αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος.

Επομένως, ο MSLA  $\Delta\Sigma$  μπορεί να προσφέρει όλα τα πλεονεκτήματα που μπορεί να προσφέρει ο απλός  $\Delta\Sigma$  και επιλέγοντας τις κατάλληλες παραμέτρους να αποτρέψει τα μειονεκτήματα του αυξάνοντας την πολυπλοκότητα.

## Βιβλιογραφία

- [1] C. Basetas, T. Orfanos, and P. P. Sotiriadis, “A class of 1-bit multi-step look-ahead  $\Sigma$ - $\Delta$  modulators,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 64, no. 1, pp. 24–37, Jan. 2017.
- [2] Basetas C., Kanteres A., Sotiriadis P.P., “Hardware implementation aspects of Multi-Step Look-Ahead  $\Sigma\Delta$  modulation-like architectures for all-digital frequency synthesis applications”, in *Proc. IEEE Int. Freq. Control Symp. & the European Freq. and Time Forum (FCS)*, 2015.
- [3] E. Janssen and A. van Roermund, “Look-Ahead Based Sigma Delta Modulation”, Springer, 2011.
- [4] R. Schreier and G. C. Temes, “Understanding Delta- Sigma Data Converters”, S. V. Kartalopoulos, Ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [5] G. I. Bourdopoulos, A. Pneumatikakis, V. Anastassopoulos and T. L. Deliyannis, “Delta Sigma Modulators: Modeling, Design and Applications”, 57 Shelton Street, Covent Garden, London WC2H 9HE, UK: Imperial College Press, 2003.
- [6] R. H. Walden, “Analog-to-digital converter survey and analysis,” *IEEE J. Selected Area in Communications*, vol. 17, no. 4, pp. 539-550, Apr. 1999.
- [7] V. Mladenov, H. Hegt, and A. van Roermund, “Stability analysis of high order sigma-delta modulators,” in *Proc. Eur. Conf. Circuit Theory Design (ECCTD)*, Espoo, Finland, Aug. 2001, pp. 313–316.
- [8] H. K. Galanopoulos, C. Basetas, and P. P. Sotiriadis, “Delta-sigma modulation techniques to reduce noise and spurs in all-digital RF transmitters,” in *Proc. IEEE Int. Freq. Control Symp.*, Taipei, Taiwan, May 2014, pp. 1–3.
- [9] S. R. Norsworthy, R. Schreier and G. C. Temes, *Delta-Sigma Data Converters: Theory, Design and Simulation*. New York, NY: IEEE Press, 1997.
- [10] A.V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1999.