



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδιασμός τηλεπικοινωνιακής πλατφόρμας  
νανοδορυφόρου και προσομοίωση σε περιβάλλον  
τηλεπικοινωνιακού λογισμικού

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Χ. ΛΟΥΛΗΣ**  
**ΜΙΧΑΛΗΣ Π. ΧΡΟΝΟΠΟΥΛΟΣ**

Επιβλέπων : **ΦΙΛΙΠΠΟΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ**  
**ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

Αθήνα, Μάρτιος 2004





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδιασμός τηλεπικοινωνιακής πλατφόρμας  
νανοδορυφόρου και προσομοίωση σε περιβάλλον  
τηλεπικοινωνιακού λογισμικού

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Χ. ΛΟΥΛΗΣ**  
**ΜΙΧΑΛΗΣ Π. ΧΡΟΝΟΠΟΥΛΟΣ**

Επιβλέπων : **ΦΙΛΙΠΠΟΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ**  
**ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την .

.....  
Φίλιππος Κωνσταντίνου

.....  
Χρήστος Καυάλης

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου

Αθήνα, Μάρτιος 2004

.....  
Παναγιώτης Χρήστου Λούλης  
Μιχάλης Παναγιώτη Χρονόπουλος

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

Copyright © Παναγιώτης Λούλης  
Copyright © Μιχάλης Χρονόπουλος  
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.

# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά τον καθηγητή μας κύριο Φίλιππο Κωνσταντίνου για την σημαντική βοήθεια και καθοδήγηση που μας προσέφερε κατά την συγγραφή της εργασίας αυτής. Επίσης, ευχαριστούμε τον συνάδελφο Ηλία Κατημερτζόγλου, που με τις γνώσεις και την εμπειρία του συντόνισε την προσπάθεια μας και έλυσε τις όποιες απορίες μας. Τέλος θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε και τους συναδέλφους, Έλια Μουρτζανού, Μανώλη Παπαδάκη και Νίκο Κοτσάλο για την καλή συνεργασία και την ανταλλαγή γνώσεων.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ</b> .....	<i>i</i>
<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ</b> .....	<i>ii</i>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<i>vii</i>
<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ</b> .....	<i>viii</i>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1</b> .....	<b>1</b>
<b>ΤΡΟΧΙΕΣ ΔΟΡΥΦΟΡΩΝ</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1 Εισαγωγή</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2 Επίτευξη μιας πολικής (σύγχρονης του ηλίου) τροχιάς</b> .....	<b>2</b>
1.2.1 Σύγχρονες του ηλίου τροχιές (Sun-Synchronous Orbits).....	3
1.2.2 Επίτευξη τροχιάς.....	6
<b>1.3 Γεωμετρία της γης</b> .....	<b>6</b>
<b>1.4 Σχετική κίνηση των δορυφόρων για παρατηρητή στη γη</b> .....	<b>9</b>
1.4.1 Η τροχιά του MUSTANG .....	10
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2</b> .....	<b>13</b>
<b>ΨΗΦΙΑΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ</b> .....	<b>13</b>
<b>2.1 Εισαγωγή</b> .....	<b>13</b>
<b>2.2 Γραμμική κωδικοποίηση παλμών</b> .....	<b>13</b>
2.2.1 Μορφοποιητικοί παλμοί NRZ (non return-to-zero) .....	14
2.2.2 Μορφοποιητικοί παλμοί Manchester .....	15
2.2.3 Συμπέρασμα .....	16
<b>2.3 Το φαινόμενο αυτός διασυμβολικής παρεμβολής</b> .....	<b>16</b>
2.3.1 Φίλτρο ανορθωμένου συνημιτόνου.....	17
<b>2.4 Ψηφιακή διαμόρφωση</b> .....	<b>18</b>
2.4.1 Σχήματα Διαμόρφωσης.....	19
2.4.1.1 M-ary phase shift keying (MPSK) .....	19
2.4.1.2 Binary Phase shift keying (BPSK) .....	20
2.4.1.3 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) .....	23
2.4.1.4 Minimum Shift Keying (MSK) .....	27
2.4.1.5 Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK).....	29
2.4.2 Επιλογή του βέλτιστου σχήματος διαμόρφωσης.....	32
<b>2.5 Κωδικοποίηση καναλιού</b> .....	<b>34</b>
2.5.1 Τμηματικοί κώδικες .....	35
2.5.1.1 Κώδικες Hamming .....	35
2.5.1.2 Κώδικες Golay .....	35
2.5.2 Κυκλικοί κώδικες.....	35
2.5.2.1 Κώδικες BCH.....	36
2.5.2.2 Κώδικες Reed – Solomon.....	36
2.5.3 Συνελκτικοί κώδικες .....	36
2.5.3.1 Ο αλγόριθμος Viterbi .....	37
2.5.3.2 Κέρδος κωδικοποίησης .....	37
2.5.3.3 Αξιολόγηση – Συμπεράσματα.....	38

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....</b>	<b>39</b>
<b>ΑΝΑΛΥΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ.....</b>	<b>39</b>
<b>3.1 Χαρακτηριστικές παράμετροι μιας κεραίας.....</b>	<b>39</b>
3.1.1 Απολαβή (Κέρδος).....	39
3.1.2 Το διάγραμμα ακτινοβολίας.....	40
3.1.3 Το γωνιακό εύρος.....	41
3.1.4 Θερμοκρασία θορύβου κεραίας.....	42
3.1.5 Η κεραία του δορυφόρου.....	42
3.1.6 Η κεραία του επιγείου σταθμού.....	43
3.1.7 Πόλωση κεραιών.....	43
<b>3.2 Ενεργός ιστροπική εκπεμπόμενη ισχύς (Effective isotropic radiated power, EIRP).....</b>	<b>45</b>
3.2.1 Πυκνότητα ροής ισχύος.....	45
3.2.2 Ισχύς που λαμβάνεται από την κεραία λήψης.....	46
<b>3.3 Απώλειες καναλιού.....</b>	<b>47</b>
3.3.1 Εξασθένηση από ατμοσφαιρικά αέρια.....	47
3.3.2 Σπινθηρισμός.....	48
3.3.3 Στροφή Faraday.....	48
<b>3.4 Σχεδιασμός ραδιοζεύξης (Link Budget).....</b>	<b>48</b>
3.4.1 UPLINK.....	50
3.4.2 DOWNLINK.....	51
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....</b>	<b>52</b>
<b>Ο ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗΣ ΤΟΥ ΝΑΝΟΔΟΥΡΥΦΟΡΟΥ.....</b>	<b>52</b>
<b>4.1 Ο Δέκτης.....</b>	<b>52</b>
4.1.1 Η αρχιτεκτονική του δέκτη.....	52
4.1.2 Το κύκλωμα του δέκτη.....	52
4.1.3 Προβλήματα στον δέκτη.....	54
4.1.3.1 Συχνότητα ειδώλου.....	54
4.1.3.2 Πρόβλημα ‘Μισής IF’.....	55
<b>4.2 Ο Πομπός.....</b>	<b>56</b>
4.2.1 Η αρχιτεκτονική του πομπού.....	56
4.2.2 Το κύκλωμα του πομπού.....	56
<b>4.3 Τα επιμέρους στοιχεία του πομποδέκτη.....</b>	<b>58</b>
4.3.1 Η κεραία.....	58
4.3.1.1 Κεραίες μικροταινιών.....	58
4.3.1.2 Επιλογή κεραίας νανοδορυφόρου.....	62
4.3.2 Ενισχυτές.....	63
4.3.2.1 Μη γραμμική λειτουργία ενισχυτών.....	63
4.3.2.1.1 Κανονικοποιημένες χαρακτηριστικές καμπύλες. Αναδίπλωση ισχύος.....	64
4.3.2.1.2 Συντελεστής μετατροπής AM / AM.....	65
4.3.2.1.3 Απολαβή ισχύος.....	66
4.3.2.1.4 Συντελεστής μετατροπής AM / PM $K_p$ .....	66
4.3.2.1.5 Συμπίεση κέρδους.....	66
4.3.2.1.6 Αρμονικές.....	68
4.3.2.1.7 Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.....	68
4.3.2.3 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA).....	71
4.3.2.3.1 Επιλογή του LNA.....	72
4.3.2.4 Ενισχυτές Υψηλής Ισχύος (Power Amplifiers).....	73
4.3.2.4.1 Επιλογή ενισχυτών ισχύος.....	74
4.3.2.5 Οι ενισχυτές ενδιάμεσης συχνότητας (IF Amplifiers).....	75
4.3.2.5.1 Επιλογή ενισχυτών IF.....	75
4.3.3 ΜΙΚΤΗΣ.....	76
4.3.3.1 Περιγραφή λειτουργίας.....	76

4.3.3.2	Παράμετροι .....	77
4.3.3.3	Προβλήματα .....	77
4.3.3.4	Τυπικά χαρακτηριστικά μίκτη .....	79
4.3.3.5	Επιλογή του μίκτη .....	79
4.3.4	ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ .....	79
4.3.4.1	Παράμετροι .....	80
4.3.4.2	Προβλήματα .....	81
4.3.4.3	Επιλογή του ταλαντωτή .....	81
4.3.5	Φίλτρα .....	81
4.3.5.1	Η Προσέγγιση Butterworth .....	82
4.3.5.2	Η προσέγγιση Chebyshev .....	85
4.3.5.3	RF Φίλτρο .....	91
4.3.5.4	IF FILTER .....	91
4.3.5.5	IMAGE REJECT FILTER .....	92
<b>4.4</b>	<b>Υπολογισμός θερμικού θορύβου .....</b>	<b>94</b>
<b>4.5</b>	<b>Ευαισθησία δέκτη .....</b>	<b>95</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....</b>	<b>97</b>	
<b>Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ.....</b>	<b>97</b>	
<b>5.1 Ενισχυτές.....</b>	<b>97</b>	
5.1.1	Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier) .....	99
5.1.1.1	Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους .....	99
5.1.1.2	Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	102
5.1.1.3	Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος .....	111
5.1.2	Ο ενισχυτής ενδιάμεσης συχνότητας (IF Amplifier) .....	116
5.1.2.1	Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους .....	116
5.1.2.2	Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	119
5.1.2.3	Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος .....	128
<b>5.2 Φίλτρα.....</b>	<b>133</b>	
5.2.1	Το RF φίλτρο .....	133
5.2.1.1	Ο σχεδιασμός του RF φίλτρου .....	134
5.2.1.2	Προσομοίωση του RF φίλτρου .....	135
5.2.2	Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου .....	138
5.2.2.1	Ο σχεδιασμός του φίλτρου αποκοπής ειδώλου .....	139
5.2.2.2	Προσομοίωση του Image Reject φίλτρου .....	140
5.2.3	Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας .....	143
5.2.3.1	Ο σχεδιασμός του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας .....	144
5.2.3.2	Προσομοίωση του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας .....	145
5.2.4	Συμπεράσματα .....	148
<b>5.3 Ο Μίκτης.....</b>	<b>149</b>	
5.3.1	Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών .....	151
5.3.2	Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	154
5.3.3	Προσομοίωση στο 1dB Compression point .....	158
5.3.4	Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης .....	159
5.3.5	Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού .....	162
5.3.6	Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου .....	164
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....</b>	<b>165</b>	
<b>Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΣΥΝΟΛΙΚΑ.....</b>	<b>165</b>	
<b>6.1</b>	<b>Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου .....</b>	<b>168</b>
<b>6.2</b>	<b>Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυ-βικού λόγου .....</b>	<b>170</b>
<b>6.3</b>	<b>Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση .....</b>	<b>171</b>
<b>6.4</b>	<b>Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας .....</b>	<b>173</b>



6.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	176
6.6 Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	180
6.7 Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή .....	183
6.8 Συμπεράσματα.....	188
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7.....</b>	<b>189</b>
<b>Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ .....</b>	<b>189</b>
<b>7.1 Ενισχυτές.....</b>	<b>189</b>
7.1.1 Ο ενισχυτής ενδιάμεσης συχνότητας (IF Amplifier) .....	190
7.1.1.1 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	191
7.1.1.2 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος .....	200
7.1.2 Ο προενισχυτής ισχύος (Driver Amplifier).....	205
7.1.2.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους .....	206
7.1.2.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	209
7.1.2.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος .....	218
7.1.3 Ο ενισχυτής υψηλής ισχύος (High Power Amplifier) .....	222
7.1.3.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους .....	223
7.1.3.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....	226
7.1.3.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος .....	235
<b>7.2 Φίλτρα.....</b>	<b>240</b>
7.2.1 Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας .....	240
7.2.1.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας .....	241
7.2.1.2 Προσομοίωση του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας .....	242
7.2.2 Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου .....	245
7.2.2.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου αποκοπής ειδώλου .....	246
7.2.2.2 Προσομοίωση του φίλτρου αποκοπής ειδώλου.....	247
7.2.3 Το RF φίλτρο .....	250
7.2.3.1 Ο σχεδιασμός του RF φίλτρου .....	251
7.2.3.2 Προσομοίωση του RF φίλτρου.....	252
7.2.4 Συμπεράσματα .....	255
<b>7.3 Ο Μίκτης.....</b>	<b>256</b>
7.3.1 Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών .....	257
7.3.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου.....	260
7.3.3 Προσομοίωση στο 1dB Compression point .....	264
7.3.4 Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.....	265
7.3.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού .....	268
7.3.6 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου .....	270
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8.....</b>	<b>271</b>
<b>Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ ΣΥΝΟΛΙΚΑ .....</b>	<b>271</b>
<b>8.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου.....</b>	<b>273</b>
<b>8.2 Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυ-βικού λόγου .....</b>	<b>275</b>
<b>8.3 Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση .....</b>	<b>276</b>
<b>8.4 Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας .....</b>	<b>278</b>
<b>8.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....</b>	<b>281</b>
<b>8.6 Προσομοίωση για την εύρεση της τρίτης αρμονι-κής και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου .....</b>	<b>284</b>
<b>8.7 Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή.....</b>	<b>287</b>

<b>8.8 Συμπεράσματα.....</b>	<b>292</b>
<b>8.9 Μελέτη για τη μετάδοση εικόνας.....</b>	<b>292</b>
<b><i>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....</i></b>	<b><i>300</i></b>
<b><i>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</i></b>	<b><i>302</i></b>

# ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα διπλωματική εντάσσεται σε ένα ευρύτερο ερευνητικό πλαίσιο το οποίο έχει σκοπό τη μελέτη και την κατασκευή ενός ναυοδορυφόρου. Πρόκειται για ένα διαπανεπιστημιακό project (MUSTANG: Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group) στο οποίο συμμετέχουν:

- Το πανεπιστήμιο του Southampton
- Το πανεπιστήμιο Cranfield
- Το Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Ένας ναυοδορυφόρος, όπως άλλωστε υποδηλώνει και η ονομασία του, είναι μια μικρογραφία ενός δορυφόρου. Το βάρος του είναι αρκετά περιορισμένο και συνήθως μικρότερο από 10 Kg. Το ύψος της τροχιάς στην οποία βρίσκεται είναι χαμηλό (LEO τροχιά) και στην περίπτωση μας θεωρείται ίσο με 600 km. Λόγω των μικρών διαστάσεων του, υπάρχει και περιορισμένη διαθέσιμη ισχύς η οποία θα πρέπει να είναι μικρότερη από 15 W.

Προηγήθηκε η θεωρητική μελέτη των υποσυστημάτων του ναυοδορυφόρου, του επίγειου σταθμού και της δορυφορικής ζεύξης και στην παρούσα φάση έγινε ο σχεδιασμός και η προσομοίωση της τηλεπικοινωνιακής πλατφόρμας του ναυοδορυφόρου και του επίγειου σταθμού. Η μελέτη αυτή πλαισιώθηκε από δύο ομάδες, μία για τον ναυοδορυφόρο και μία για τον σταθμό βάσης.

# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Κατά την μελέτη και τον σχεδιασμό της τηλεπικοινωνιακής πλατφόρμας απαιτήθηκε ένα θεωρητικό υπόβαθρο το οποίο παρουσιάζεται στα τέσσερα πρώτα κεφάλαια της παρούσας εργασίας. Πιο συγκεκριμένα, στο πρώτο κεφάλαιο μελετάτε η τροχιά του ναυδορυφόρου και τα χαρακτηριστικά της. Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται λόγος για την ψηφιακή διαμόρφωση και κωδικοποίηση που θα χρησιμοποιήσουμε. Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται ανάλυση της ραδιοζεύξης και υπολογισμός των παραμέτρων της. Τέλος στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται ο σχεδιασμός του πομποδέκτη και παρουσίαση των επιμέρους στοιχείων του.

Μετά την θεωρητική μελέτη ακολουθεί η προσομοίωση του πομποδέκτη με την βοήθεια του προγράμματος Advanced Design System 2002 (ADS). Ειδικότερα, στο πέμπτο και στο έβδομο κεφάλαιο έγινε προσομοίωση των επιμέρους στοιχείων του δέκτη και του πομπού αντίστοιχα, ενώ στο έκτο και στο όγδοο έγινε προσομοίωση του δέκτη και του πομπού συνολικά.

## ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Ναυδορυφόρος, πομποδέκτης, προσομοίωση, ενισχυτής, φίλτρο, μίκτης, τροχιά, ραδιοζεύξη, κεραία, QPSK, patch, viterbi.

# ABSTRACT

The study and the design of a telecommunication platform require a theoretical basis which is actually presented in the first four chapters of this study. More specifically, in the first chapter, the orbit of a nanosatellite and its features are studied. In the second chapter, the digital modulation and coding, which is going to be employed, are presented. The analysis of radio-junction and the estimation of its parameters are given in the third chapter, while in the fourth chapter the transceiver is designed and its components are presented analytically.

After this theoretical study, the simulation of the transceiver is carried out with the help of the program Advanced Design System 2002 (ADS). Thus, in the fifth and seventh chapters, the components of the receiver and the transmitter are simulated respectively, while in the two other chapters (6<sup>th</sup> and 8<sup>th</sup>) the overall simulation of the receiver and the transmitter is presented.

*Keywords:* Nanosatellite, transceiver, simulation, amplifier, filter, mixer, orbit, radio-junction, antenna, QPSK, patch, viterbi.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΤΡΟΧΙΕΣ ΔΟΡΥΦΟΡΩΝ

### 1.1 Εισαγωγή

Τροχιά είναι η πορεία που ακολουθεί ο δορυφόρος. Βρίσκεται σε ένα επίπεδο και έχει μορφή έλλειψης με μέγιστο άξονα στο απόγειο και ελάχιστο άξονα στο περίγειο. Όσο αυξάνεται η απόσταση του από τη γη, ο δορυφόρος κινείται πιο αργά στην τροχιά του. Οι πιο δημοφιλείς τροχιές είναι :

- Ελλειπτικές τροχιές με γωνία κλίσης  $64^\circ$  ως προς το ισημερινό επίπεδο. Αυτός ο τύπος τροχιάς επιτρέπει στον δορυφόρο να καλύψει περιοχές με μεγάλο γεωγραφικό πλάτος για μεγάλο κλάσμα περιόδου της τροχιάς, καθώς αυτός περνά από το απόγειο. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν και οι κεκλιμένες ελλειπτικές τροχιές που μπορούν να πραγματοποιήσουν ζεύξεις σε μεσαία γεωγραφικά πλάτη με γωνίες ανύψωσης κοντά στις  $90^\circ$ .
- Κυκλικές τροχιές μικρού ύψους (Low Earth Orbits, LEO). Με περίπου  $90^\circ$  κλίσης και την περίοδο να είναι της τάξης της 1,5 ώρας, ο συγκεκριμένος τύπος τροχιάς εγγυάται ότι ο δορυφόρος θα περάσει πάνω από κάθε περιοχή της γης.
- Κυκλικές τροχιές μέσου ύψους (Medium Earth Orbits, MEO) ή ενδιάμεσες κυκλικές τροχιές. Έχουν ύψος περίπου 10000 km και κλίση περίπου  $50^\circ$ . Η περίοδος είναι περίπου 6 ώρες.
- Κυκλικές τροχιές με μηδενική κλίση ή ισημερινές τροχιές. Η πιο γνωστή είναι η τροχιά των γεωστατικών δορυφόρων. Οι δορυφόροι περιστρέφονται γύρω από τη γη σε ύψος 35786 km και με την ίδια φορά όπως και η γη. Η περίοδος είναι ίση με αυτή της γης με αποτέλεσμα ο δορυφόρος να φαίνεται σαν ένα σταθερό σημείο στον ουρανό.

Η παρακάτω ανάλυση που θα γίνει θα αφορά γενικούς τύπους που εφαρμόζονται σε τροχιές LEO (Low Earth Orbit) με σκοπό την εύρεση του χρονικού και χωρικού πεδίου, στο οποίο ο δορυφόρος θα είναι ορατός από κάποιο συγκεκριμένο επίγειο σταθμό. Η τροχιά θα θεωρηθεί κυκλική. Στην πραγματικότητα όμως δεν μπορεί να είναι απόλυτα κυκλική για τους ακόλουθους λόγους :

- Διαταραχή τροχιάς λόγω μη σφαιρικότητας της γης

Αυτή η διαταραχή είναι υπολογίσιμη για τις χαμηλές τροχιές.

- Διαταραχή τροχιάς λόγω τρίτων σωμάτων

Τέτοια σώματα είναι η σελήνη και ο ήλιος. Στις LEO όμως τροχιές η επίδραση τους δεν είναι τόσο μεγάλη και μπορεί να αγνοηθεί.

- Διαταραχή τροχιάς από αντιστάσεις ατμοσφαιρικών αερίων

Η βασική μη βαρυτική δύναμη που δέχεται ένας δορυφόρος αντίθετα με την ταχύτητα του και τον εξαναγκάζει σε απώλεια ύψους.

- Διαταραχή τροχιάς από την ηλιακή ακτινοβολία

Για χαμηλές τροχιές δορυφόρου η διαταραχή αυτή μπορεί να αγνοηθεί.

Αυτές οι διαταραχές της τροχιάς δεν θα μας απασχολήσουν άμεσα. Θα ληφθούν υπόψη μόνο στα γραφήματα της τροχιάς με το αντίστοιχο πρόγραμμα ( Satellite Tool Kit ).

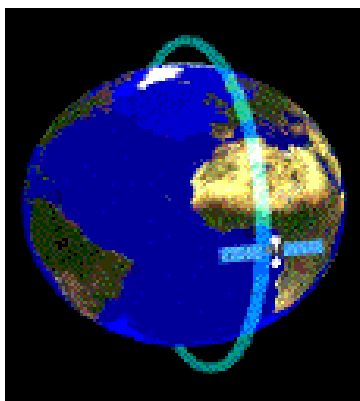
## 1.2 Επίτευξη μιας πολικής (σύγχρονης του ηλίου) τροχιάς

Οι δορυφόροι σε τροχιά γύρω από την γη μπορούν να τοποθετηθούν σε οποιοδήποτε τύπο τροχιάς ανάλογα με την αποστολή του διαστημικού σκάφους. Εντούτοις, υπάρχουν δύο γενικές κατηγορίες τροχιών που είναι διαδεδομένες στη χρήση για μετεωρολογικούς λόγους. Αυτές είναι οι γεωστατικές τροχιές και οι σύγχρονες του ηλίου τροχιές. Παρά την μικρή απόκλιση από μια αληθινή πολική τροχιά, οι σύγχρονες του ηλίου τροχιές θεωρούνται κανονικά ακριβώς ως πολικές τροχιές.

Οι γεωστατικές τροχιές είναι κυκλικές τροχιές που είναι προσανατολισμένες στο αεροπλάνο του γήινου ισημερινού. Με την τοποθέτηση του δορυφόρου σε ένα ύψος όπου η τροχιακή περίοδος της ταιριάζει ακριβώς με την περιστροφή της γης (35.800 km), ο δορυφόρος εμφανίζεται σταθερός πάνω από ένα σημείο στο γήινο ισημερινό.

Αυτοί οι δορυφόροι, εντούτοις, δεν βλέπουν τους πόλους καθόλου. Επιπλέον, για να πάρουμε τη σφαιρική κάλυψη ακριβώς των τροπικών περιοχών, θα χρειαστούμε ένα δίκτυο τουλάχιστον πέντε δορυφόρων.

Εάν ένας δορυφόρος τοποθετηθεί σε μια πολική τροχιά, η γη θα περιστραφεί κάτω από αυτόν επιτρέποντας τη σφαιρική κάλυψη από έναν μόνο δορυφόρο:



Ο στόχος είναι να τοποθετηθεί ο δορυφόρος σε μια τροχιά που είναι αρκετά χαμηλή ώστε να επιτρέψει μια σχετικά μικρή τροχιακή χρονική περίοδο, ενώ συγχρόνως αρκετά υψηλή ώστε να επιτρέψει την παρατήρηση μιας αρκετά ευρέως περιοχής. Αυτό σημαίνει ότι κατά τη διάρκεια μιας τροχιάς η γη θα περιστραφεί λιγότερο από την περιοχή ανίχνευσης του δορυφόρου. Με την τοποθέτηση ενός δορυφόρου σε ένα ύψος περίπου 833 km, παίρνουμε μια τροχιακή περίοδο κατά προσέγγιση 100 λεπτών. Σε αυτό το ύψος, μπορούμε να πάρουμε την αληθινή σφαιρική κάλυψη εάν το οπτικό πεδίο του δορυφόρου είναι περίπου 3000 km.

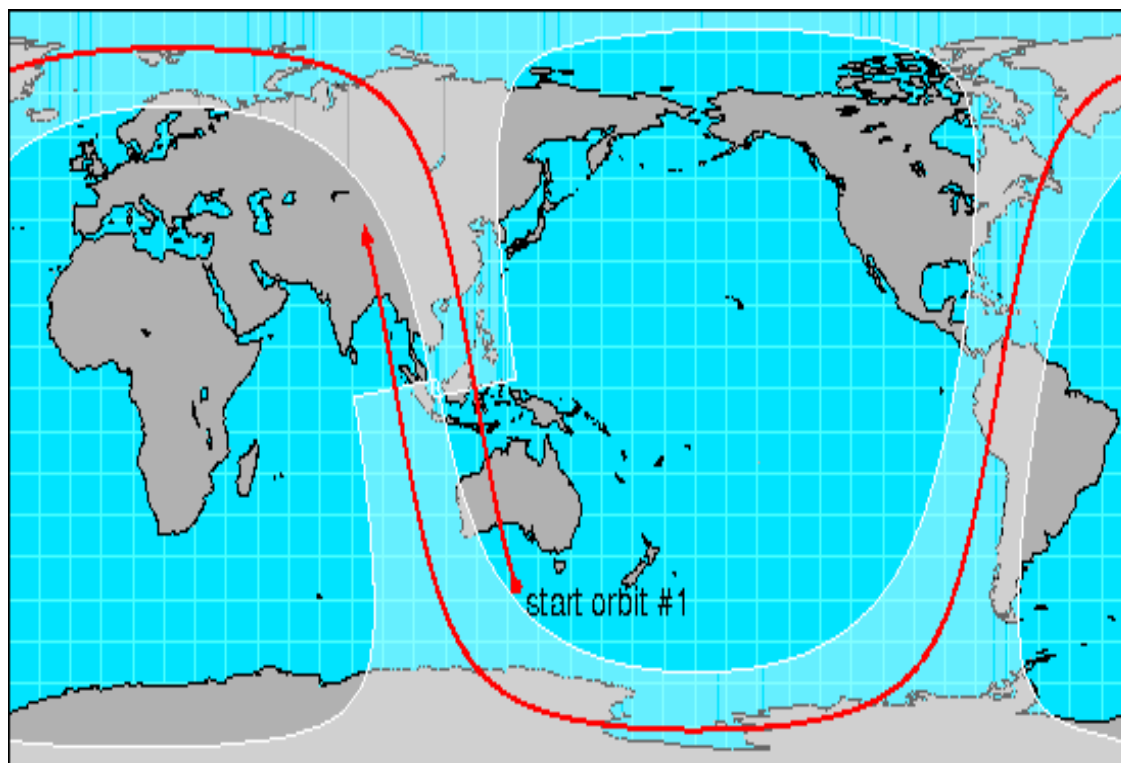
### 1.2.1 Σύγχρονες του ηλίου τροχιές (Sun-Synchronous Orbits)

Ένας δορυφόρος που τοποθετείται σε αληθινή πολική τροχιά σε σχέση με τη γη, θα κινούταν όσον αφορά τον ήλιο καθώς η γη κάνει το ταξίδι των 365 ημερών γύρω από αυτόν. Αυτό σημαίνει ότι ο δορυφόρος θα είχε διαφορετικό φωτισμό στο οπτικό πεδίο του καθώς οι εποχές θα άλλαζαν. Η πολική τροχιά, εντούτοις, μπορεί να βελτιωθεί εάν το τροχιακό επίπεδο τείνει ελαφρώς μακριά από μια αληθινή βορρά-νότου πολική τροχιά. Σε αυτήν την περίπτωση, το ασύμμετρο τράβηγμα της βαρύτητας της γης εισάγει μια αργή μετάπτωση στο τροχιακό επίπεδο. Με μια κλίση περίπου 98,7 μοιρών, η τροχιά θα εκτραπεί σχεδόν ακριβώς στο ίδιο ποσοστό που η γη περιστρέφεται γύρω από τον ήλιο.

Αυτό σημαίνει ότι το τροχιακό επίπεδο του δορυφόρου θα εμφανιστεί να καθορίζεται όσον αφορά τον ήλιο, ως εκ τούτου η τροχιά αυτή ονομάζεται σύγχρονη με τον ήλιο.

Στο σχήμα μας παρουσιάζεται μια σύγχρονη του ηλίου τροχιά. Η επίγεια διαδρομή παρουσιάζεται στο κόκκινο. Η σκιασμένη περιοχή είναι το οπτικό πεδίο των 3000km του δορυφόρου :



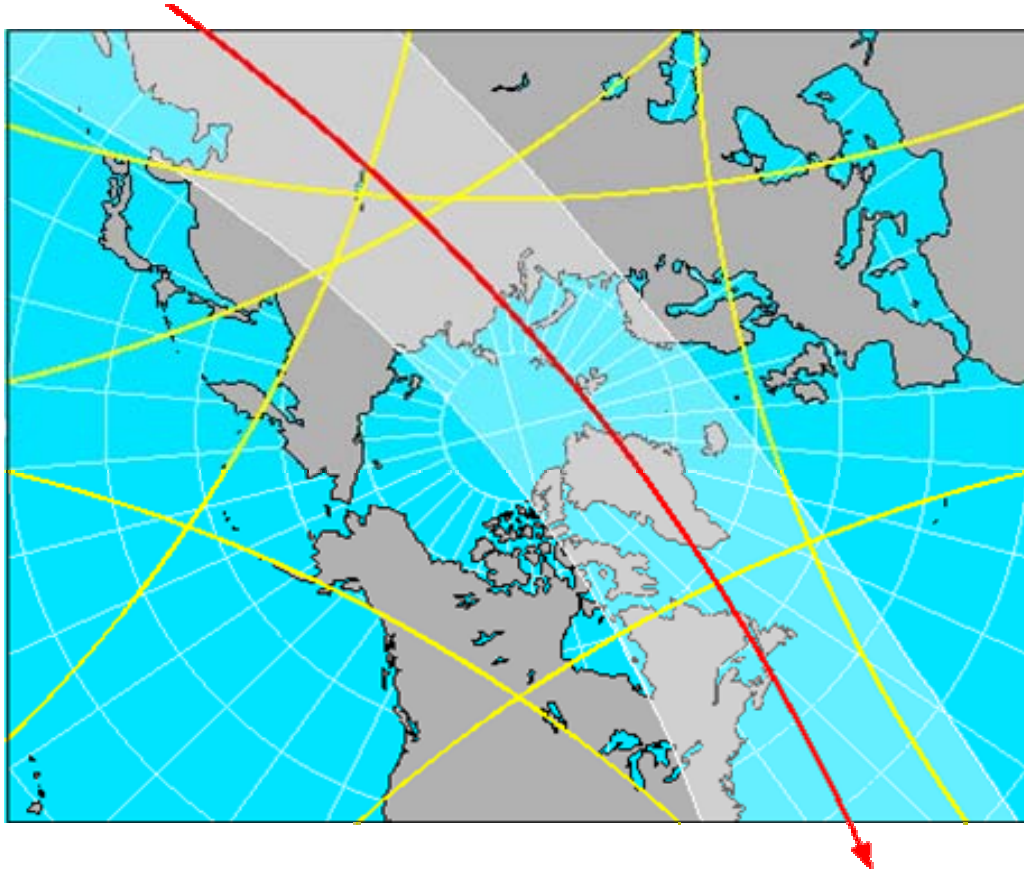


**Σχήμα 1.1:** Εάν η τροχιά της γης γύρω από τον ήλιο είναι 360 μοίρες, και το ταξίδι διαρκεί 365 ημέρες, η εκτροπή πρέπει να είναι περίπου 1 μοίρα ανά ημέρα.

Αυτή η εκτροπή εξασφαλίζει ότι οι χρόνοι στους οποίους ο δορυφόρος εκτελεί κυκλικές ισημερινές τροχιές, από την άποψη του ηλιακού χρόνου, παραμένουν σχεδόν σταθεροί καθ' όλη τη διάρκεια του έτους. Αυτό σημαίνει ότι ένας δορυφόρος μπορεί να κάνει επαναλαμβανόμενες σφαιρικές παρατηρήσεις με παρόμοιο φωτισμό από πέρασμα σε πέρασμα. Αυτό δεν είναι δυνατό με έναν γεωστατικό δορυφόρο.

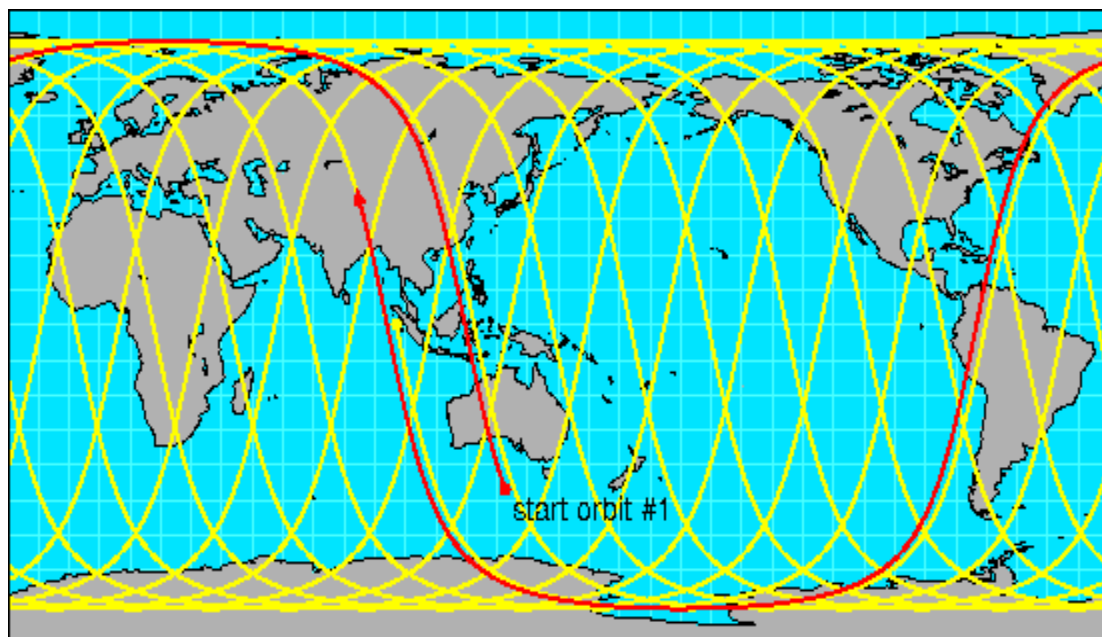
Λόγω της εκτροπής από τον άξονα βορρά-νότου, αυτοί οι δορυφόροι δεν διέρχονται ακριβώς πάνω από τους πόλους, αλλά περνούν αρκετά κοντά ώστε να παρέχουν την αληθινή σφαιρική κάλυψη από έναν και μόνο δορυφόρο. Δεδομένου ότι η τροχιά ευθυγραμμίζεται σε σχέση με τον ήλιο, παίρνουμε καθημερινά δύο φορές κάλυψη της κάθε ζώνης της γήινης σφαίρας.

Στο σχήμα μας παρουσιάζεται η κάλυψη στις πολικές περιοχές. Η κόκκινη γραμμή δείχνει την επίγεια διαδρομή, η σκιασμένη περιοχή είναι η ζώνη αντίχενωσης. Οι κίτρινες γραμμές σε αυτήν την εικόνα είναι τα βόρεια όρια της σφαιρικής γεωστατικής δορυφορικής κάλυψης.



Σχήμα 1.2 Η τροχιά του δορυφόρου σε σχέση με τους γεωστατικούς.

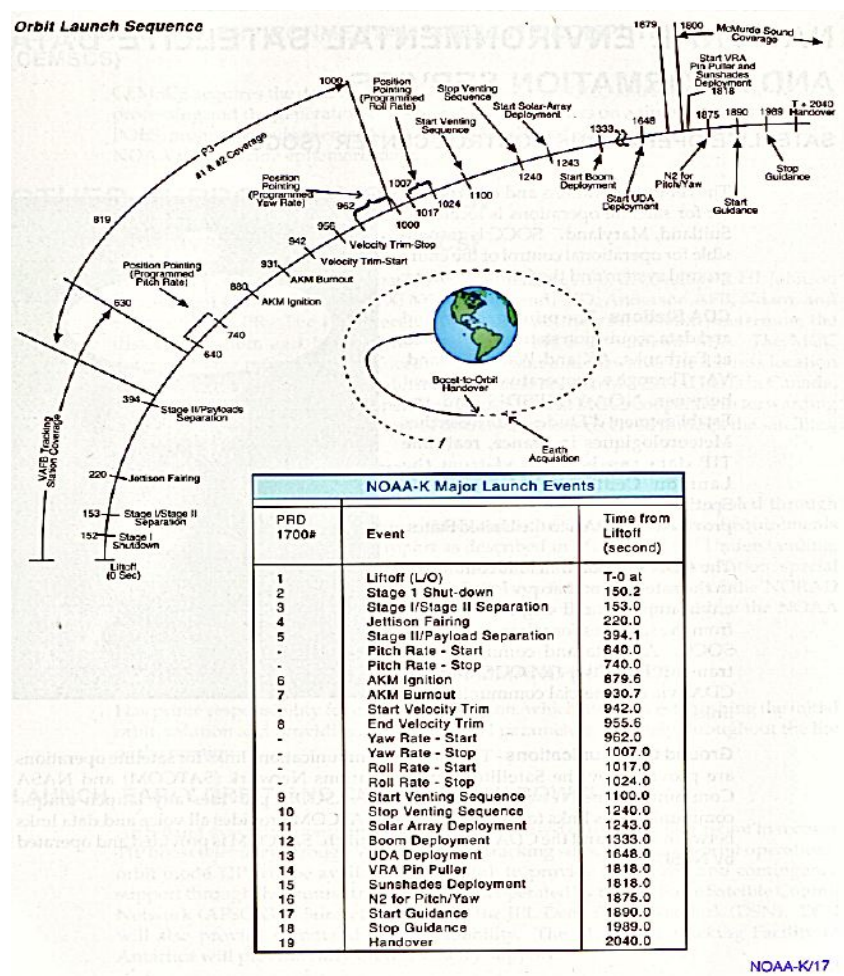
Με μια τροχιακή περίοδο περίπου 100 λεπτών, ο δορυφόρος θα ολοκληρώσει κάτι περισσότερο από 14 τροχιές σε μία μόνο ημέρα. Ένα παράδειγμα παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 1.3 Η τροχιά που ακολουθεί ο δορυφόρος σε μια ημέρα.

## 1.2.2 Επίτευξη τροχιάς

Στο επόμενο διάγραμμα εμφανίζονται η ακολουθία των γεγονότων που πρέπει να ακολουθήσει το διαστημικό σκάφος για να μπει σε σύγχρονη του ηλίου τροχιά. Ο χρόνος της έναρξης, και το μήκος του παραθύρου έναρξης καθορίζονται έτσι ώστε ο δορυφόρος να μπορεί να εισέλθει στην κατάλληλη τροχιά. Το παράθυρο έναρξης για τους δορυφόρους είναι μόνο δέκα λεπτά. Εάν χάσουμε το παράθυρό, θα πρέπει να περιμένουμε σχεδόν 24 ώρες για την επόμενη ευκαιρία ώστε να τοποθετηθεί ο δορυφόρος στην κατάλληλη τροχιά. Τέλος υπάρχει μόνο ένα ελάχιστο ποσό καυσίμων στον δορυφόρο για να κάνει διορθώσεις από την στιγμή που θα μπει για πρώτη φορά σε τροχιά.



Σχήμα 1.4 Διαδοχικές θέσεις στην τροχιά εκτόξευσης.

## 1.3 Γεωμετρία της γης

Ορίζουμε την γωνιακή ακτίνα  $\rho$  της γης, όπως αυτή φαίνεται από τον δορυφόρο και την γωνιακή ακτίνα  $\lambda_0$  από το κέντρο της γης του πεδίου που φαίνεται από τον δορυφόρο. Επειδή υποθέσαμε ότι η γη είναι σφαιρική, η γραμμή από το δορυφόρο στον γήινο ορίζοντα είναι κάθετη στην ακτίνα της γης :

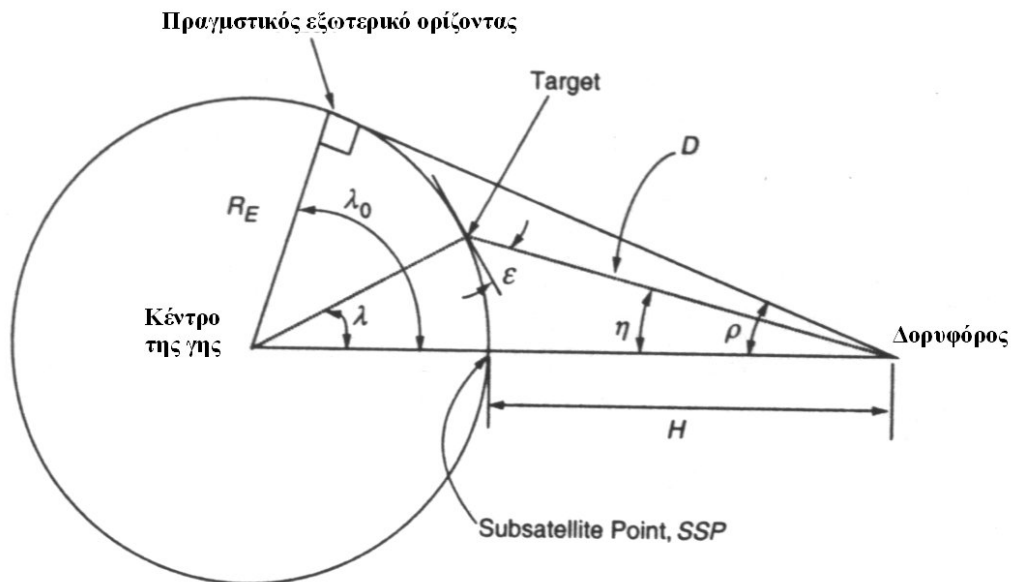
$$\sin(\rho) = \cos(\lambda_0) = \frac{R_E}{R_E + H} \quad [1.1]$$

όπου

$$\rho + \lambda_0 = 90^\circ \quad [1.2]$$

όπου  $R_E$  η ακτίνα της γης και  $H$  το υψόμετρο του δορυφόρου.

Θέλουμε να βρούμε την γωνιακή σχέση μεταξύ ενός στόχου  $T_a$ , στην επιφάνεια της γης και ενός δορυφόρου με υποδορυφορικό σημείο SSP (subsattellite point), επίσης στην επιφάνεια της γης όπως φαίνεται στο σχήμα :



Σχήμα 1.5

Θα υπολογίσουμε τις γωνιακές σχέσεις μεταξύ δορυφόρου, στόχου και κέντρου της γης. Πρέπει να βρούμε την σχέση μεταξύ γωνίας ναδίρ  $\eta$ , μετρημένη από το υποδορυφορικό σημείο του δορυφόρου στον στόχο. Η κεντρική γωνία  $\lambda$  μετράται στο κέντρο της γης από το υποδορυφορικό σημείο στον στόχο. Η γωνία ανύψωσης  $\epsilon$  μετρημένη ανάμεσα στο τοπικό ορίζοντα του στόχου και στο δορυφόρο. Η γωνιακή ακτίνα της γης είναι όπως αναφέρθηκε :

$$\sin(\rho) = \cos(\lambda_0) = \frac{R_E}{R_E + H} \quad [1.3]$$

αν το  $\lambda$  είναι γνωστό υπολογίζουμε το  $\eta$  από την σχέση :

$$\tan(\eta) = \frac{\sin(\rho) \cdot \sin(\lambda)}{1 - \sin(\rho) \cdot \sin(\lambda)} \quad [1.4]$$

με γνωστό το  $\eta$  υπολογίζουμε το  $\varepsilon$  :

$$\cos(\varepsilon) = \frac{\sin(\eta)}{\sin(\rho)} \quad [1.5]$$

ή με γνωστό το  $\varepsilon$  υπολογίζουμε το  $\eta$  :

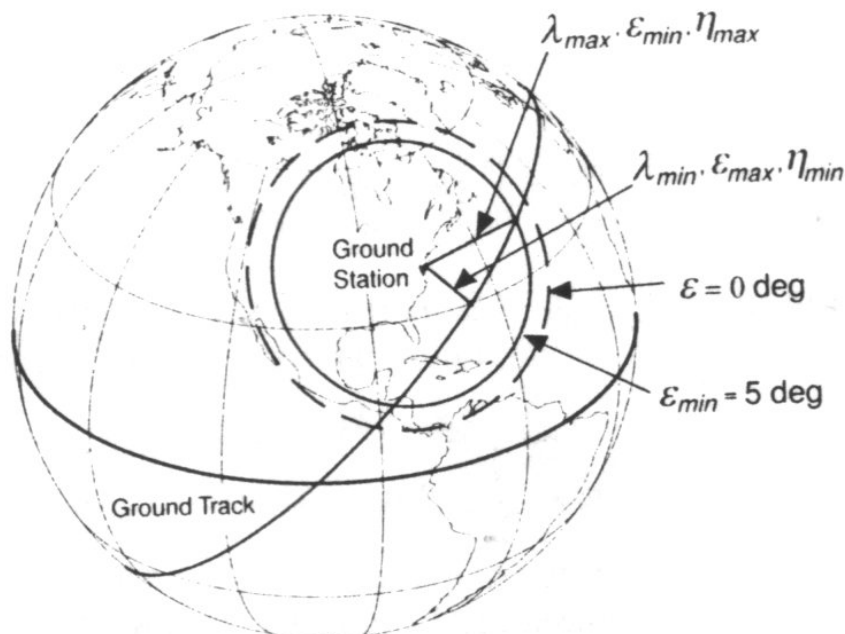
$$\sin(\eta) = \cos(\varepsilon) \cdot \sin(\rho) \quad [1.6]$$

Η υπολειπόμενη γωνία και πλευρά δίνονται από την σχέση :

$$\eta + \lambda + \varepsilon = 90^\circ \quad [1.7]$$

$$D = R_E \cdot [\sin(\lambda) / \sin(\eta)] \quad [1.8]$$

Μέχρι τώρα θεωρούμε το δορυφόρο σταθερό. Στην πραγματικότητα όμως ο δορυφόρος ταξιδεύει με μεγάλη ταχύτητα. Το παρακάτω σχήμα δείχνει την διαδρομή του υποδορυφορικού σημείου πάνω στην επιφάνεια της γης, που ονομάζεται επίγειο ίχνος ή τροχιά του δορυφόρου.



Σχήμα 1.6 Επίγειο ίχνος ή τροχιά του δορυφόρου.

Λόγω περιστροφής της γης, ο δορυφόρος κινείται πάνω στην επιφάνεια της σε ένα ελικοειδή τύπο τροχιάς. Για ένα δορυφόρο κυκλικής τροχιάς η ταχύτητα του επιγείου ίχνους είναι :

$$V_g = 2 \cdot \pi \cdot R_E / P \leq 7,905 \text{ Km / s} \quad [1.9]$$

όπου  $R_E = 6378 \text{ Km}$  είναι η ισημερινή ακτίνα της γης και  $P$  η περίοδος της τροχιάς του δορυφόρου. Για ένα δορυφόρο σε κυκλική τροχιά, η  $\omega$  σε  $\text{deg / s}$  συνδέεται με την περίοδο  $P$ , σε λεπτά μέσω της σχέσης:

$$\omega = 6 / P \leq 0,071 \text{ deg / s} \quad [1.10]$$

όπου  $0,071 \text{ deg / s}$  είναι η μέγιστη γωνιακή ταχύτητα του διαστημοπλοίου σε κυκλική τροχιά. Η ζώνη κάλυψης είναι η περιοχή γύρω από το ίχνος του δορυφόρου, όπου ο δορυφόρος μπορεί να παρατηρήσει καθώς περνά πάνω από την γη. Αμελώντας την περιστροφή της γης ο ρυθμός κάλυψης περιοχής ACR ( Area Coverage Rate), ορίζεται :

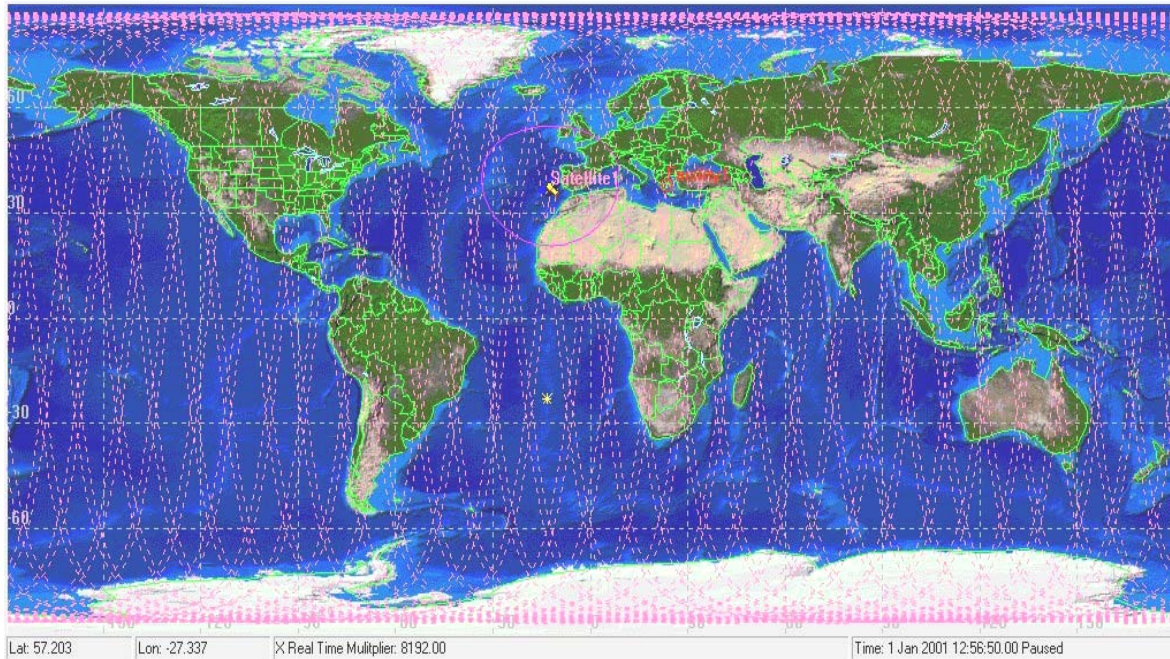
$$\text{ACR} = 2 \cdot \pi \cdot [\sin(\lambda_{\text{outer}}) \pm \sin(\lambda_{\text{inner}})] / P \quad [1.11]$$

όπου  $\lambda_{\text{outer}}$  είναι ο ενεργός εξωτερικός ορίζοντας και  $\lambda_{\text{inner}}$  είναι ο εσωτερικός ορίζοντας. Το πρόσημο αλλάζει ανάλογα με την πλευρά του ίχνους και των οριζόντων. Έτσι αν το ίχνος του δορυφόρου βρίσκεται σε αντίθετη πλευρά από τους ορίζοντες, έχουμε θετικό πρόσημο και αν βρίσκεται στην ίδια πλευρά αρνητικό.

## 1.4 Σχετική κίνηση των δορυφόρων για παρατηρητή στη γη

Η κίνηση ενός δορυφόρου διασχίζοντας τον ουρανό, για έναν παρατηρητή στην επιφάνεια της γης δεν είναι ένα απλό γεωμετρικό σχήμα. Αν ο παρατηρητής είναι στο επίπεδο της τροχιάς, τότε η σχετική διαδρομή του δορυφόρου θα είναι ένας μεγάλος κύκλος που περνά ακριβώς από πάνω του. Αν ο παρατηρητής είναι εξωτερικά από το επίπεδο της τροχιάς, τότε η στιγμιαία τροχιά θα είναι ένας μεγάλος κύκλος τριών διαστάσεων στο χώρο, παρατηρούμενος από ένα εξωτερικό σημείο της τροχιάς. Η σχετική διαδρομή ενός δορυφόρου υπολογίζεται ευκολότερα με χρήση ενός προγράμματος εξομοίωσης. Συγκεκριμένα παρατηρούμε παρακάτω την προσομοίωση που έγινε με την χρήση που έγινε με το Satellite Tool Kit.





Σχήμα 1.7 Τροχιές του δορυφόρου.

### 1.4.1 Η τροχιά του MUSTANG

Η επιλογή τροχιάς που έχει γίνει για τον ναυδορυφόρο της εφαρμογής είναι LEO στα 600 km από την επιφάνεια της γης η οποία πρέπει να προσεγγίζει ένα συν-σύγχρονο μοντέλο (sun-synchronous orbit model). Δεχόμαστε ότι η κλίση θα είναι  $97,79^\circ$  και ότι ο δορυφόρος θα είναι ορατός από γωνία ανύψωσης  $\epsilon_{\min} = 5^\circ$  και πάνω. Σε μελέτη που έχει προηγηθεί έχουν γίνει οι παρακάτω υπολογισμοί σύμφωνα με τον πίνακα :

Παράμετρος	Σύμβολο	Τιμή	Μονάδες
Ακτινική γωνία γης	$\rho$	66,06	deg
Περίοδος	P	96,684	min
Μέγιστη γωνία ναδίρ	$\eta_{\max}$	65,55	deg
Μέγιστη επίκεντρος γωνία γης	$\lambda_{\max}$	19,45	deg
Μέγιστη απόσταση	$D_{\max}$	2333,04	Km
Ελάχιστη επίκεντρος γωνία γης	$\lambda_{\min}$	0,0696	deg
Ελάχιστη γωνία ναδίρ	$\eta_{\min}$	0,7389	deg
Μέγιστη γωνία ανύψωσης	$\epsilon_{\max}$	89,1915	deg
Ελάχιστη απόσταση	$D_{\min}$	600,80	Km
Μέγιστος γωνιακός ρυθμός	$\dot{\theta}_{\max}$	0,7208	deg / s
Αζιμουθιακή απόσταση	$\Delta\phi$	179,606	deg
Χρόνος σε οπτική επαφή	T	10,4472	min

Πίνακας 1.1

Ο χρόνος σε οπτική επαφή μας δίνει την δυνατότητα να υπολογίσουμε την μέγιστη διάρκεια μετάδοσης πληροφορίας από και προς τον δορυφόρο. Έτσι υπολογίζεται η ποσότητα της πληροφορίας που μπορεί να μεταδοθεί καθώς και η ισχύ που απαιτείται για την μετάδοση αυτή. Από την τιμή της μέγιστης απόστασης δορυφόρου – επίγειου σταθμού οι απώλειες ελευθέρου χώρου, οι οποίες καθορίζουν την μέγιστη απαιτούμενη ισχύ εκπομπής. Τέλος από την τιμή του μέγιστου γωνιακού ρυθμού του δορυφόρου, καθορίζεται η ελάχιστη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής ανά άξονα του ρότορα της κεραίας του επίγειου σταθμού.

Αν δεχθούμε ότι ο επίγειος σταθμός βρίσκεται στις εγκαταστάσεις του Πολυτεχνείου με :

$$\text{lat}_{\text{gs}} = 38,13 \text{ deg} \quad [1.12]$$

$$\text{long}_{\text{gs}} = 23,75 \text{ deg} \quad [1.13]$$

και επιλέξουμε στιγμιαίο κόμβο ανόδου  $L_{\text{node}} = 30^\circ$ , ώστε ο δορυφόρος να περάσει σχεδόν ακριβώς πάνω από τον επίγειο σταθμό βλέπουμε τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα της προσομοίωσης της τροχιάς με χρήση του προγράμματος Satellite Tool Kit 4.2 για χρονικό διάστημα 30 ημερών, η οποία έχει γίνει σε προηγούμενη μελέτη :

Global Statistics	Access	Start Time (UTCG)	Stop Time (UTCG)	Duration (s)
Min Duration	126	30 Jan 2002 14:30:42.96	30 Jan 2002 14:33:11.71	148.748
Max Duration	98	23 Jan 2002 23:53:46.40	24 Jan 2002 00:04:11.53	625.130
Mean Duration				500.282
Total Duration				63535.820

**Πίνακας 1.2 :** Συγκεντρωτικά στοιχεία εξομοίωσης για επίγειο σταθμό στην Αθήνα και ύψος τροχιάς 600 Km (διάρκεια ζεύξης)

Ακόμα το πρόγραμμα δίνει και τα παρακάτω στοιχεία:

Μέγεθος	Τιμή
Semimajor axis	6978.137000 km
Apogee Radius	6978.137000 km
Apogee Altitude	600 km
Period	5801.23 sec
Mean motion (revs/day)	14.89338871
Eccentricity	0.00
Perigee Radius	6978.137000 km
Perigee Altitude	600 Km
Lon. Ascen. Node	30 deg

**Πίνακας 1.3** Συμπληρωματικά στοιχεία σεναρίου για επίγειο σταθμό στην Αθήνα και ύψος τροχιάς 600 Km

Παρατηρούμε ότι η μέση διάρκεια ζεύξης είναι :



$$T_{\text{mean}} = 500,282 \text{ s} \quad [1.14]$$

και η μέγιστη διάρκεια ζεύξης:

$$T_{\text{max}} = 625,13 \text{ s} \quad [1.15]$$

Η μέση δηλαδή διάρκεια ζεύξης είναι 80,0 % της μέγιστης διάρκειας ζεύξης. Η διάρκεια ζεύξης επίγειου σταθμού και δορυφόρου ανά ημέρα είναι :

$$T_{\text{day}} = 63535,82 \text{ s} / 30 = 2117,861 \text{ s} = 35,3 \text{ min} = 35 \text{ min } 18 \text{ s} \quad [1.16]$$

Ενώ, η μέση διάρκεια ζεύξης ανά περιστροφή είναι:

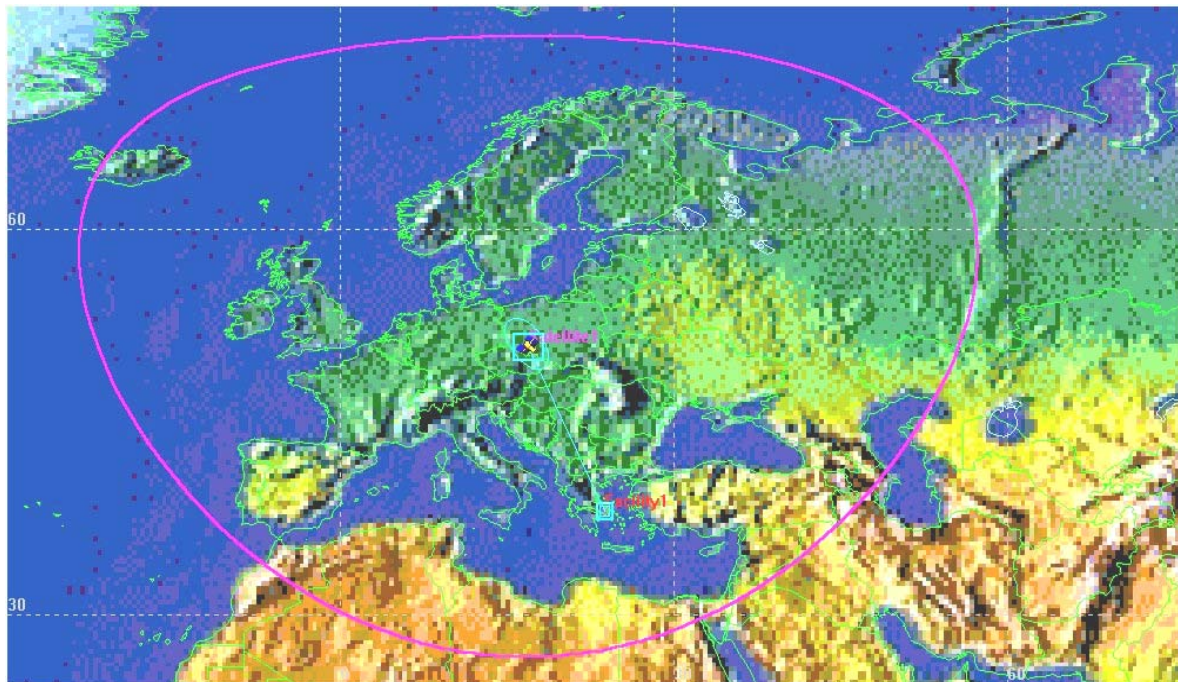
$$T_{\text{rot}} = (63535,82 \text{ s} / 30) / 14,89338871 = 142,2 \text{ s} = 2,37 \text{ min} = 2 \text{ min } 22 \text{ s} \quad [1.17]$$

Τα αποτελέσματα που έχουν σχέση με τα μεγέθη που αφορούν την απόσταση επίγειου σταθμού και δορυφόρου έχουν ιδιαίτερη σημασία. Συγκεκριμένα η μέγιστη απόσταση δορυφόρου και επιγείου σταθμού που είναι :

$$D_{\text{max}} = 2364,256 \text{ Km} \quad [1.18]$$

είναι αυτή που καθορίζει την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ εκπομπής από τον επίγειο σταθμό ή από τον δορυφόρο.

Τέλος δίνεται ένα σχήμα που παρουσιάζει την περιοχή κάλυψης του δορυφόρου, που όταν η ζεύξη μεταξύ δορυφόρου και επιγείου σταθμού είναι εφικτή, μια γαλάζια γραμμή ενώνει τα δύο σύμβολα και τα περιβάλλει με ένα τετράγωνο :



**Σχήμα 1.8:** Περιοχή κάλυψης, απόσταση ζεύξης για τροχιά ύψους 600 Km (εφικτή ζεύξη).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

# ΨΗΦΙΑΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗ

### 2.1 Εισαγωγή

Τα σύγχρονα δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών, χρησιμοποιούν ψηφιακής μορφής σήματα. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που προσφέρουν οι ψηφιακές τηλεπικοινωνίες είναι :

- Υψηλή αξιοπιστία, ευστάθεια και ευελιξία στην εξέλιξη της τεχνολογίας.
- Αποθήκευση και επαναχρησιμοποίηση των ψηφιακών σημάτων με αξιοπιστία και ταχύτητα.
- Μείωση του θορύβου των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.
- Χρήση κωδικοποίησης για διόρθωση και κρυπτογράφηση.
- Δυνατότητα εύκολης αναβάθμισης και ενσωμάτωσης καινούργιων υπηρεσιών.

### 2.2 Γραμμική κωδικοποίηση παλμών

Ένα ψηφιακό σήμα πληροφορίας, πρέπει να μετατραπεί σε καταλληλότερη μορφή, για να εξασφαλιστούν κάποια συγκεκριμένα φασματικά χαρακτηριστικά μιας παλμοσειράς. Αυτή η μετατροπή επιτυγχάνεται με τη διαδικασία κωδικοποίησης. Οι συνήθεις μορφές ψηφιακών μορφοποιητικών παλμών που χρησιμοποιούνται για ασύρματες τηλεπικοινωνίες είναι οι γραμμικοί κώδικες non return-to-zero (NRZ) και Manchester.

### 2.2.1 Μορφοποιητικοί παλμοί NRZ (non return-to-zero)

Έστω  $a_k = \{\dots -a_2, -a_1, a_0, a_1, a_2 \dots\}$ , όπου  $a_k = \pm 1$ , μια ακολουθία δυαδικών ψηφίων που εισέρχεται στην είσοδο του κωδικοποιητή. Στην έξοδο δημιουργείται το σήμα βασικής ζώνης :

$$m(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} a_k p(t - kT_b), \quad [2.1]$$

όπου  $p(t)$  ο μορφοποιητικός παλμός και  $T_b$  η διάρκεια του ψηφίου που συνδέεται με το ρυθμό μετάδοσης σύμφωνα με την σχέση :

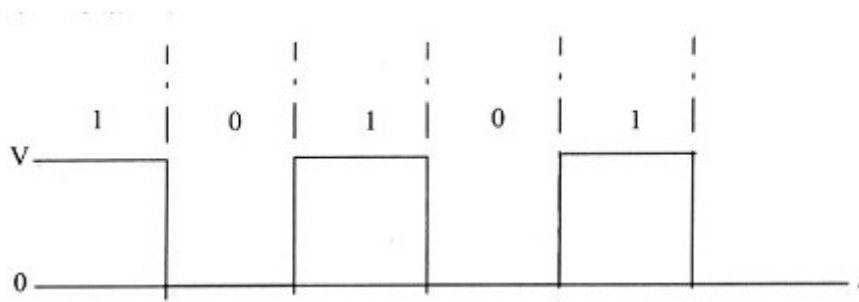
$$T_b = \frac{1}{R} \quad [2.2]$$

Στον κώδικα non return-to-zero (NRZ), τα σύμβολα 1 και 0 παριστάνονται από παλμούς ίσου θετικού και αρνητικού πλάτους, όπως φαίνεται στο σχήμα και ορίζεται στο πεδίο του χρόνου σύμφωνα με τη σχέση :

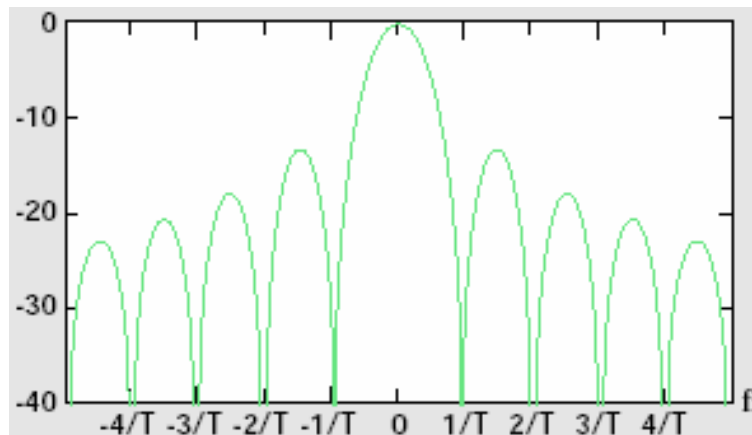
$$p(t) = u(t) - u(t - T_b) \quad [2.3]$$

Ο μετασχηματισμός Fourier των παλμών NRZ είναι :

$$P(f) = T_b \frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \quad [2.4]$$



Σχήμα 2.1 Παλμός NRZ



Σχήμα 2.2 Φάσμα παλμού NRZ

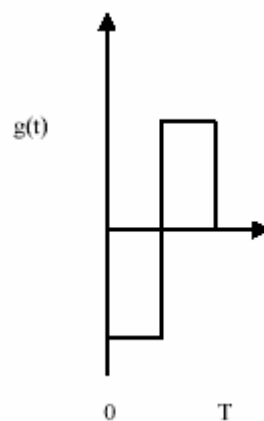
### 2.2.2 Μορφοποιητικοί παλμοί Manchester

Στον κώδικα Manchester το σύμβολο 1 παριστάνεται με ένα θετικό παλμό ο οποίος ακολουθείται από έναν αρνητικό παλμό, με τους δύο παλμούς να έχουν ίσο πλάτος και εύρος μισού συμβόλου. Για το σύμβολο 0 οι πολικότητες αντιστρέφονται. Ορίζεται στο πεδίο του χρόνου σύμφωνα με τη σχέση :

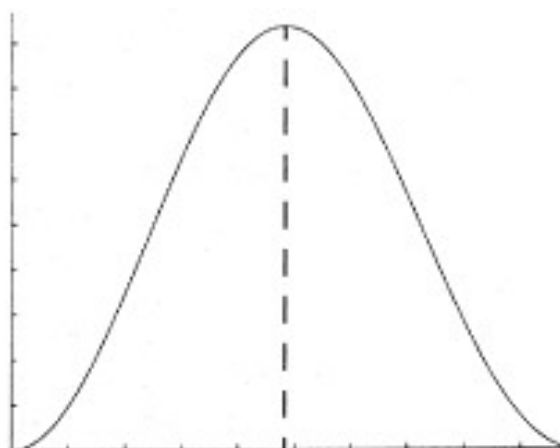
$$p(t) = u(t) - 2u(t - \frac{T_b}{2}) + u(t - T_b) \quad [2.5]$$

Ο μετασχηματισμός Fourier των παλμών Manchester είναι :

$$P(f) = T_b \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f T_b}{2}\right)}{\frac{\pi f T_b}{2}} \quad [2.6]$$



Σχήμα 2.3 Παλμός Manchester



Σχήμα 2.4 Φάσμα παλμού Manchester

### 2.2.3 Συμπέρασμα

Όταν τα δυαδικά ψηφία  $a_k$  της σχέσης [2.1] είναι ισοπίθανα, τότε η φασματική πυκνότητα ισχύος  $S_m(f)$  σήματος βασικής ζώνης  $m(t)$  είναι ίση με :

$$S_m(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \quad [2.7]$$

όπου  $P(f)$  ο μετασχηματισμός Fourier του αντίστοιχου μορφοποιητικού παλμού. Τα κριτήρια για την επιλογή συγκεκριμένου μορφοποιητικού παλμού είναι το εύρος και η μορφή του φάσματος που έχει ο καθένας, οι δυνατότητες συγχρονισμού που παρέχουν, καθώς και η ευκολία αποκωδικοποίησης. Επομένως, ψηφιακά σήματα που προκύπτουν με χρήση παλμών NRZ έχουν φάσμα συγκεντρωμένο περί τη φέρουσα συχνότητα, σε αντίθεση με την περίπτωση χρησιμοποίησης παλμών Manchester, όπου και παρατηρείται σημαντική φασματική διεύρυνση. Επειδή λοιπόν οι NRZ κώδικες είναι πιο αποδοτικοί φασματικά, οδηγούμαστε σε επιλογή αυτών.

## 2.3 Το φαινόμενο αυτός διασυμβολικής παρεμβολής

Για την σχεδίαση και ανάλυση ζωνοπερατών συστημάτων μετάδοσης δεδομένων, πρωταρχική σημασία έχει η κατάληψη εύρους ζώνης. Από την θεωρία σημάτων είναι γνωστό ότι όταν τετραγωνικοί παλμοί αυτός οι NRZ περνούν από ζωνοπεριοριστικό σύστημα, θα απλωθούν χρονικά και ο παλμός κάθε συμβόλου θα παρεμβάλλεται στα χρονικά διαστήματα των διαδοχικών συμβόλων, με αποτέλεσμα την λάθος αναγνώριση από τον δέκτη του κάθε συμβόλου. Αυτό ονομάζεται διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI) και πρέπει να ληφθεί υπόψη στον υπολογισμό του ρυθμού σφαλμάτων στον δέκτη.

### 2.3.1 Φίλτρο ανορθωμένου συνημιτόνου

Για να επιλυθεί το πρόβλημα αυτός διασυμβολικής παρεμβολής που δημιουργείται από αυτός επικαλυπτόμενες ουρές των διαδοχικών παλμών που προστίθενται στον αυτός εξέταση από τον δέκτη αυτός παλμό διασφαλίζοντας το ελάχιστο δυνατό εύρος ζώνης, χρησιμοποιείται το κριτήριο του Nyquist. Πρώτος αυτός παρατήρησε ότι κάθε φίλτρο με κρουστική απόκριση :

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)} \quad [2.8]$$

μπορεί να εξαλείψει το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Το γνωστότερο φίλτρο παλμών που χρησιμοποιείται και ικανοποιεί το κριτήριο του Nyquist είναι το φίλτρο ανορθωμένου συνημιτόνου (raised-cosine filter). Η κρουστική απόκριση του συγκεκριμένου φίλτρου είναι :

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)} \cos \frac{\pi \alpha t / T_s}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T_s^2} \quad [2.9]$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου λαμβάνεται με το μετασχηματισμό Fourier της κρουστικής απόκρισης και είναι :

$$H(f) = \left\{ \begin{array}{l} T_s, \quad 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2} \left[ 1 + \cos \frac{\pi T_s}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T_s} \right) \right], \quad \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0, \quad |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{array} \right. \quad [2.10]$$

όπου  $\alpha$  ο παράγοντας ομαλότητας με  $0 \leq \alpha \leq 1$ . Αύξηση του παράγοντα  $\alpha$  συνεπάγεται αύξηση του καταλαμβανόμενου εύρου ζώνης. Από ένα φίλτρο ανορθωμένου συνημιτόνου διέρχεται ρυθμός μετάδοσης συμβόλων  $R_s$  :

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{2B}{1+\alpha} \quad [2.11]$$

Συγκεκριμένα για RF συστήματα επικοινωνίας το εύρος ζώνης διπλασιάζεται :

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{B}{1+\alpha} \quad [2.12]$$

## 2.4 Ψηφιακή διαμόρφωση

Τα περισσότερα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα χρησιμοποιούν ψηφιακή διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση. Τα βασικά κριτήρια που οδηγούν σε ένα σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης, είναι να παρέχει χαμηλό ρυθμό εσφαλμένων δυαδικών ψηφίων ( BER ) σε χαμηλό λαμβανόμενο λόγο σήματος προς θόρυβο (S/N), να καταλαμβάνει το ελάχιστο δυνατό εύρος ζώνης και η αποδοτικότητα σε κατανάλωση ισχύος.

Η αποδοτικότητα εύρους ζώνης περιγράφει την ικανότητα του σχήματος διαμόρφωσης να περιορίζει την πληροφορία σε ένα συγκεκριμένο φασματικό εύρος. Γενικά, αύξηση στο ρυθμό μετάδοσης συνεπάγεται μείωση της χρονικής διάρκειας του παλμού του ψηφιακού συμβόλου και αύξηση του φασματικού εύρους του σήματος. Η αποδοτικότητα εύρους ζώνης δείχνει δηλαδή πόσο αξιοποιείται το χρησιμοποιούμενο εύρος και ορίζεται σαν ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων ανά Hertz σε δεδομένο εύρο ζώνης. Αν  $R$  ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων ανά δευτερόλεπτο και  $B$  το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης από το διαμορφωμένο σήμα, τότε η αποδοτικότητα εύρους ζώνης  $n_B$  εκφράζεται :

$$n_B = \frac{R}{B} \text{ bps / Hz} \quad [2.13]$$

Η αποδοτικότητα ισχύος (  $n_p$  ) του σχήματος ψηφιακής διαμόρφωσης, είναι ένα μέτρο για το πόσο ευνοϊκά γίνεται η κατανομή μεταξύ αξιοπιστίας και ισχύος του σήματος και εκφράζεται σαν ο λόγος της ισχύος ανά ψηφίο, προς την ισχύ θορύβου στην διάρκεια ενός ψηφίου που απαιτείται στην είσοδο του δέκτη για μια σταθερή πιθανότητα λάθους.

$$n_p = \frac{E_b}{N_o} \quad [2.14]$$

Ο καθορισμός του εύρους ζώνης ενός ψηφιακού σήματος, βασίζεται σε μετρήσεις του φάσματος πυκνότητας ισχύος ( PSD ) του σήματος. Αυτό για ένα τυχαίο σήμα  $w(t)$  ορίζεται :

$$P_w(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{|W_T(f)|^2}{T} \right] \quad [2.15]$$

όπου  $W_T(f)$  ο μετασχηματισμός Fourier του  $w_T(t)$ . Στην περίπτωση διαμορφωμένου σήματος, η φασματική πυκνότητα ισχύος του σχετίζεται με αυτή της μιγαδικής περιβάλλουσας βασικής ζώνης. Αν το ζωνοπερατό σήμα εκφράζεται:

$$s(t) = \text{Re}\{g(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad [2.16]$$

όπου  $g(t)$  είναι η μιγαδική περιβάλλουσα βασικής ζώνης, τότε το φάσμα πυκνότητας ισχύος του ζωνοπερατού σήματος δίνεται από την σχέση :

$$P_s(f) = \frac{1}{4} [P_g(f - f_c) + P_g(-f - f_c)] \quad [2.17]$$

Όπου  $P_g(f)$  είναι το PSD του  $g(t)$ .

Γίνεται κατανοητό ότι η τελική επιλογή σχήματος διαμόρφωσης επιτελείται πρωτίστως, από την εξέταση των στοιχείων που ενδιαφέρουν περισσότερο τη συγκεκριμένη εφαρμογή, αλλά και από άλλους παράγοντες όπως το χαμηλό κόστος και η εύκολη υλοποίηση.

## 2.4.1 Σχήματα Διαμόρφωσης

### 2.4.1.1 M-ary phase shift keying (MPSK)

Γενικά σε συστήματα M-ary PSK, η φάση του φέροντος λαμβάνει μία από τις M πιθανές τιμές :

$$\theta_i = 2 \cdot (i - 1) \cdot \pi / M \quad [2.18]$$

όπου  $i = 1, 2, \dots, M$ . Γίνεται κατανοητό ότι η BPSK είναι M-ary PSK για  $M=2$  και η QPSK είναι M-ary PSK για  $M=4$ .

Ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων μιας M-ary PSK είναι :

$$R_s = R_b / \log_2 M \quad [2.19]$$

η ενέργεια ανά σύμβολο :

$$E_s = E_b \cdot \log_2 M \quad [2.20]$$

ενώ η περίοδος του συμβόλου T :

$$T_s = T_b \cdot \log_2 M \quad [2.21]$$

οπότε η διαμορφωμένη κυματομορφή εκφράζεται ως :



$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{T_s}} \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{M} \cdot (i-1)\right], \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad [2.22]$$

Η μέση πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου ενός M-ary PSK συστήματος είναι :

$$P_e \leq 2 \cdot Q\left\{\sqrt{\frac{2 \cdot E_b \cdot \log_2 M}{N_0}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right\} \quad [2.23]$$

Όπως γνωρίζουμε στην BPSK είναι  $R_s=R_b$  και  $T_s=T_b$ , ενώ στην QPSK είναι  $T_s=2T_b$  και  $R_s=R_b/2$ . Δηλαδή καθώς αυξάνει η τάξη M της M-ary PSK, μειώνεται το απαιτούμενο εύρος ζώνης. Ο συντελεστής απόδοσης εύρους ζώνης ορίζεται ως εξής :

$$n = \frac{R_b}{B_{RF}} \quad \text{bit/s/Hz} \quad [2.24]$$

όπου  $R_b$  ο ρυθμός μετάδοσης δυαδικών ψηφίων και  $B_{RF}$  το απαιτούμενο εύρος ζώνης RF. Έτσι έχουμε :

n	Διαμόρφωση
1 bit/s/Hz	BPSK
2 bit/s/Hz	QPSK
3 bit/s/Hz	8-phase-PSK

Πίνακας 2.1

Στην πράξη όμως οι αποδοτικότητες για BPSK και QPSK είναι 0.7-0.8 bps/Hz και 1.4-1.6 bps/Hz αντίστοιχα.

### 2.4.1.2 Binary Phase shift keying (BPSK)

Στην BPSK διαμόρφωση, το ζεύγος των σημάτων  $s_1(t)$  και  $s_2(t)$  που χρησιμοποιούνται για να αναπαραστήσουν τα δυαδικά σύμβολα 1 και 0 διαφέρουν φασικά κατά  $180^\circ$ . Ορίζονται από:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (\text{δυαδικό 1}) \quad [2.25]$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (\text{δυαδικό 0}) \quad [2.26]$$

όπου  $0 \leq t \leq T_b$  και  $E_b$  η ενέργεια του μεταδιδόμενου σήματος ανά bit:

$$E_b = \frac{1}{2} A_c^2 T_c \quad [2.27]$$

όπου  $A_c$  πλάτος του φέροντος σήματος.

Για να εξασφαλιστεί ότι κάθε μεταδιδόμενο bit περιέχει ακέραιο αριθμό κύκλων του φέροντος, η συχνότητα του φέροντος  $f_c$  επιλέγεται ίση με το  $n_c/T_b$  για κάποιον σταθερό ακέραιο  $n_c$  :

$$f_c = \frac{n_c}{T_b} \quad [2.28]$$

Στην BPSK διαμόρφωση η ενέργεια ανά σύμβολο ισούται με την ενέργεια ανά bit, αφού ένα σύμβολο αποτελείται από ένα μόνο bit,  $E_s = E_b$ . Η πιθανότητα σφάλματος συμβόλων που στην PSK ισούται με την πιθανότητα σφάλματος ψηφίων BER, στην περίπτωση συμφωνίας φάσης είναι :

$$BER = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \quad [2.29]$$

$$\text{ή} \\ BER = P_e = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_o}} \right) \text{ όπου } \operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2} x) \quad [2.30]$$

όπου  $E_b/N_o$  ο λόγος ενέργειας σήματος προς πυκνότητα θορύβου. Σε περίπτωση που το σήμα του τοπικού ταλαντωτή διαφέρει από το λαμβανόμενο σήμα κατά  $\Delta\varphi$  τότε ισχύει :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b \cos^2 \Delta\varphi}{N_o}} \quad [2.31]$$

### Πομπός BPSK

Για να παραχθεί μια κυματομορφή BPSK πρέπει να αναπαραστήσουμε τη δυαδική ακολουθία εισόδου σε πολική μορφή με τα σύμβολα 1 και 0 να παριστάνονται από σταθερές στάθμες πλάτους  $+\sqrt{E_b}$  και  $-\sqrt{E_b}$  αντίστοιχα. Αυτή η δυαδική κυματομορφή και το ημιτονικό φέρον εφαρμόζονται σε διαμορφωτή γινομένου. Η επιθυμητή κυματομορφή λαμβάνεται στην έξοδο του διαμορφωτή και μπορεί να θεωρηθεί σαν μια ειδική μορφή διαμόρφωσης διπλής πλευρικής ζώνης με καταπιεσμένο φέρον (DSBSC).



Σχήμα 2.5

### Φάσμα και εύρος ζώνης BPSK

Το φάσμα ενός BPSK σήματος είναι :

$$S_{\text{BPSK}} = \frac{1}{4} [S_B(f - f_c) + S_B(f + f_c)] \quad [2.32]$$

όπου  $S_B(f)$  το φάσμα του σήματος βασικής ζώνης. Για παλμούς NRZ είναι:

$$S_B(f) = \frac{1}{T} |P_{\text{NRZ}}(f)|^2 = \frac{1}{T} \left| T \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right|^2 \quad [2.33]$$

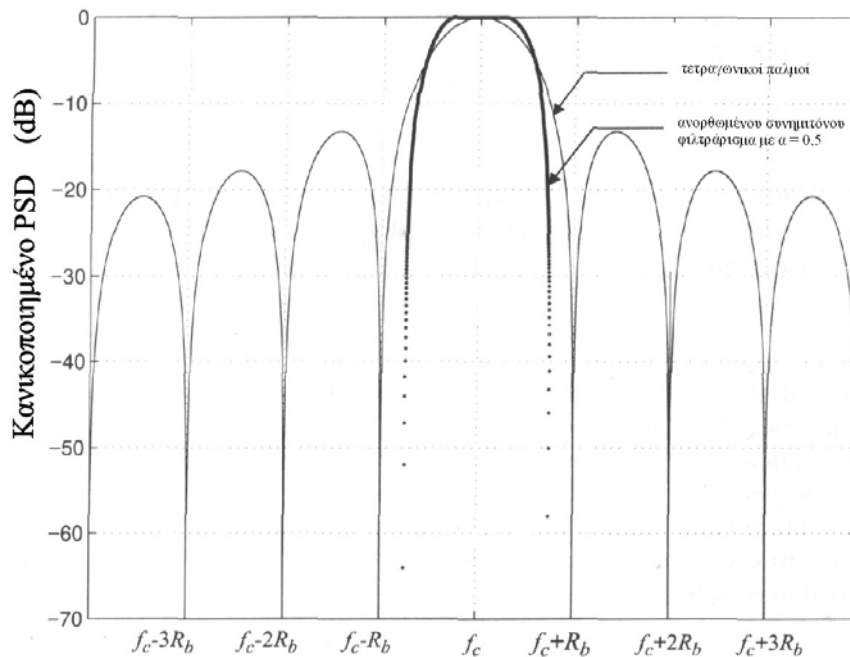
για παλμούς Manchester :

$$S_B(f) = \frac{1}{T} |P_{\text{Man}}(f)|^2 = \frac{1}{T} \left| T \frac{\sin(\pi f T / 2)}{\pi f T / 2} \right|^2 \quad [2.34]$$

με  $P_{\text{NRZ}}(f)$  και  $P_{\text{Man}}(f)$  οι αντίστοιχοι μετασχηματισμοί Fourier των παλμών.

Το από μηδέν σε μηδέν εύρος ζώνης που ορίζεται ως η φασματική απόσταση μεταξύ των πρώτων μηδενισμών του φάσματος εκατέρωθεν της φέρουσας συχνότητας του σήματος, βρέθηκε ίσο με το διπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης :

$$B_{\text{RF,BPSK}} = 2R_b = 2/T_b$$



Σχήμα 2.6

### Δέκτης BPSK

Για να ανακτηθεί το φέρον κύμα και να ανακατασκευαστεί η αρχική δυαδική ακολουθία 1 και 0, το λαμβανόμενο BPSK σήμα εφαρμόζεται σε ένα συσχετιστή μαζί με ένα τοπικά παραγόμενο σήμα αναφοράς  $\varphi_1(t)$ . Αυτό πρέπει να είναι σύμφωνο σε συχνότητα και φάση με το BPSK σήμα. Συγκρίνεται η έξοδος του συσχετιστή  $\chi_1$ , με το κατώφλι των 0 volt και αν  $\chi_1 > 0$ , ο δέκτης αποφασίζει υπέρ του συμβόλου 1. Αν  $\chi_1 < 0$ , αποφασίζει υπέρ του συμβόλου 0.

#### 2.4.1.3 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Είναι μια τεχνική ορθογωνικής μεταλλαγής ολίσθησης φάσης. Όπως και με την BPSK, χαρακτηρίζεται από το γεγονός ότι η πληροφορία που μεταφέρεται από το μεταδιδόμενο σήμα εμπεριέχεται στην φάση. Η φάση του φέροντος παίρνει μία από τις τέσσερις δυνατές τιμές  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ , όπου κάθε τιμή φάσης αντιστοιχεί σε ένα μοναδικό ζευγάρι ψηφίων μηνύματος που καλείται dibit. Το QPSK σήμα εκφράζεται :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[ 2\pi f_c t + (2i-1) \frac{\pi}{4} \right], \quad 0 \leq t \leq T_s \quad [2.35]$$

$$S_i(t) = 0, \quad \text{αλλού}$$

όπου  $i=1,2,3,4$ ,  $E_s$  η ενέργεια του μεταδιδόμενου σήματος ανά σύμβολο,  $T_s$  η διάρκεια του συμβόλου που είναι ίση με το διπλάσιο της περιόδου ψηφίου  $T_s = 2T_b$  και  $f_c$  η συχνότητα φέροντος με  $f_c = n_c/T$ . Η παραπάνω εξίσωση με χρήση γνωστής τριγωνικής ταυτότητας ισοδυναμεί :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[ (2i-1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin \left[ (2i-1) \frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

$$= 0, \quad \text{αλλού} \quad [2.36]$$

Παρατηρείται ότι υπάρχουν μόνο δύο συναρτήσεις ορθοκανονικής βάσης,  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$  με :

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad [2.37]$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad [2.38]$$

το QPSK σήμα εκφράζεται σε σχέση με τα σήματα βάσης :

$$S_{\text{QPSK}}(t) = \sqrt{E_s} \varphi_1(t) \cos \left[ (2i-1) \frac{\pi}{4} \right] - \sqrt{E_s} \varphi_2(t) \sin \left[ (2i-1) \frac{\pi}{4} \right]. \quad [2.39]$$

Η QPSK έχει διπλάσια αποδοτικότητα εύρους ζώνης από την BPSK αφού 2 ψηφία μεταδίδονται σε ένα διαμορφωμένο σύμβολο. Δηλαδή για δοσμένο εύρος ζώνης μετάδοσης μεταφέρει διπλάσια bit δεδομένων πληροφορίας. Σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης η μέση πιθανότητα λάθους συμβόλων είναι :

$$P_e \cong \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) \quad [2.40]$$

αλλά επειδή όπως αναφέρθηκε και πριν  $E_s = 2E_b$ , η πιθανότητα σφάλματος συμβόλων ισοδυναμεί :

$$P_e \cong \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad [2.41]$$

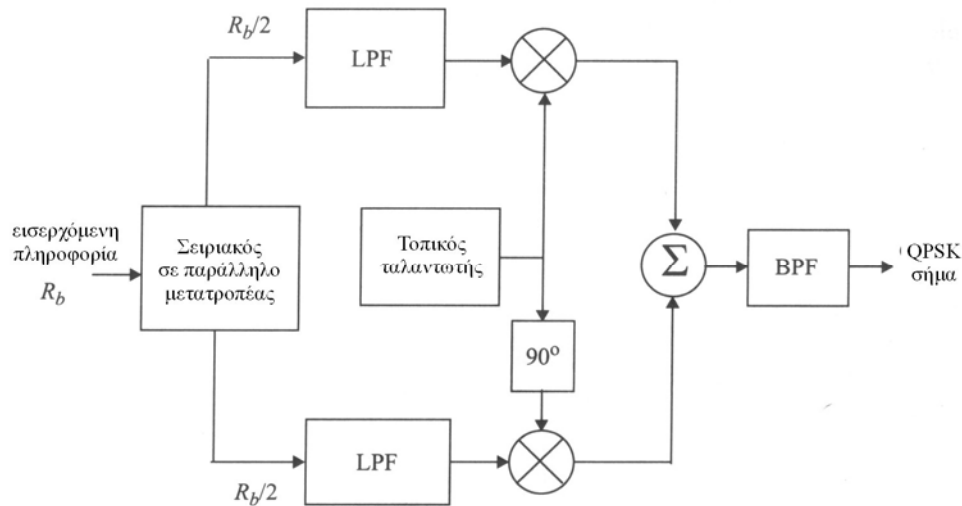
δηλαδή  $P_{\text{QPSK}} = 2P_{\text{BPSK}}$ .

Η πιθανότητα σφάλματος δυαδικών ψηφίων BER, είναι η ίδια :

$$\text{BER}_{\text{QPSK}} = \text{BER}_{\text{BPSK}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad [2.42]$$

### Πομπός QPSK

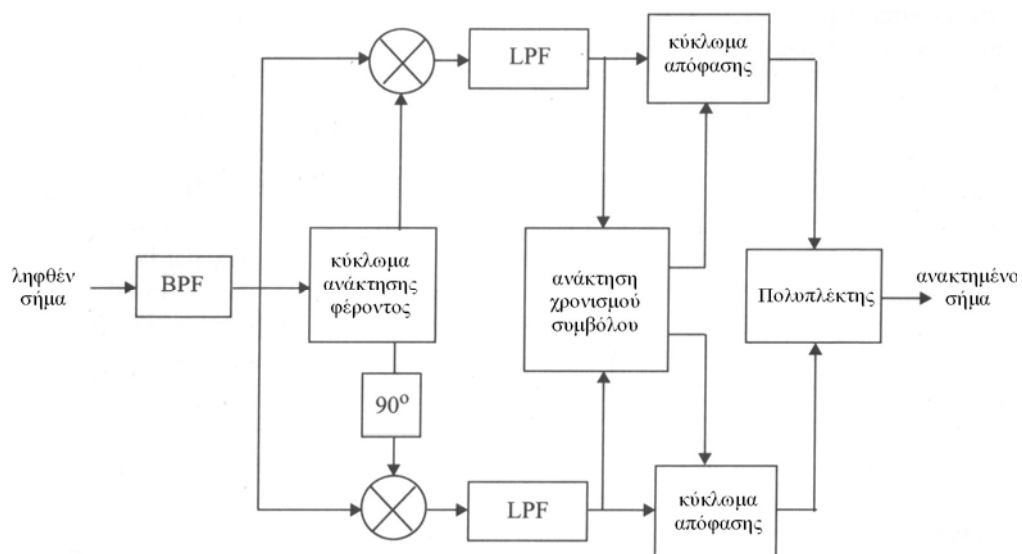
Η δυαδική ακολουθία εισόδου αναπαριστάνεται στην πολική της μορφή με τα σύμβολα 1 και 0 να παριστάνονται από  $+\sqrt{E_b}$  και  $-\sqrt{E_b}$  volt αντίστοιχα. Η δυαδική αυτή κυματομορφή διαιρείται μέσω ενός αποπολυπλέκτη σε δύο χωριστές δυαδικές κυματομορφές  $m_1(t)$  και  $m_2(t)$ , που αποτελούνται από τα άρτια και περιττά bit της εισόδου. Τα πλάτη των  $m_1(t)$  και  $m_2(t)$  είναι ίσα με  $s_{i1}$  και  $s_{i2}$  ανάλογα με το συγκεκριμένο dibit που μεταδίδεται. Οι δυαδικές κυματομορφές  $m_1(t)$  και  $m_2(t)$  χρησιμοποιούνται για να διαμορφώσουν ένα ζευγάρι ορθογωνικών φερόντων  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$ . Το αποτέλεσμα είναι ένα ζευγάρι δυαδικών σημάτων PSK τα οποία μπορούν να φωραθούν ανεξάρτητα, εξαιτίας της ορθογωνιότητας των  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$ . Οι δύο κυματομορφές PSK τελικά προστίθενται για να παράγουν την επιθυμητή QPSK κυματομορφή.



Σχήμα 2.7 Μπλοκ διάγραμμα ενός QPSK πομπού

### Δέκτης QPSK

Ο δέκτης QPSK αποτελείται από ένα ζευγάρι συσχετιστών με κοινή είσοδο και τροφοδοτείται από ένα τοπικά παραγόμενο ζευγάρι ομόδυνων σημάτων αναφοράς  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$ . Οι έξοδοι των συσχετιστών  $\chi_1$  και  $\chi_2$ , συγκρίνονται με το κατώφλι των 0 volt. Αν  $\chi_1 > 0$  ο δέκτης αποφασίζει υπέρ του συμβόλου 1 για την έξοδο του πάνω διαύλου και αν  $\chi_1 < 0$ , αποφασίζει υπέρ του συμβόλου 0. Παρόμοια συμβαίνει το ίδιο και για την έξοδο του κάτω διαύλου. Τελικά αυτές οι δύο δυαδικές ακολουθίες συνδυάζονται σε πολυπλέκτη, ώστε να αναπαραχθεί η αρχική δυαδική ακολουθία με την ελάχιστη πιθανότητα σφάλματος συμβόλων.



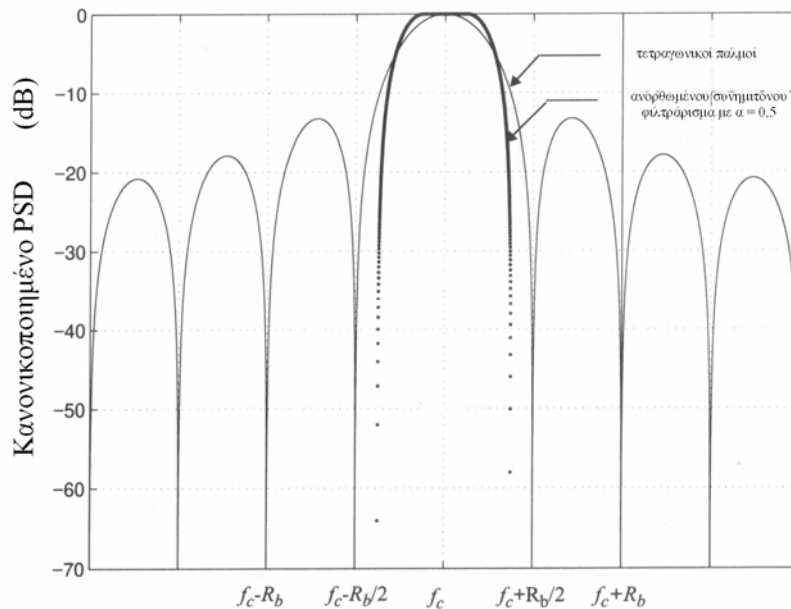
Σχήμα 2.8 Μπλοκ διάγραμμα ενός QPSK δέκτη

**Φάσμα κυματομορφής QPSK**

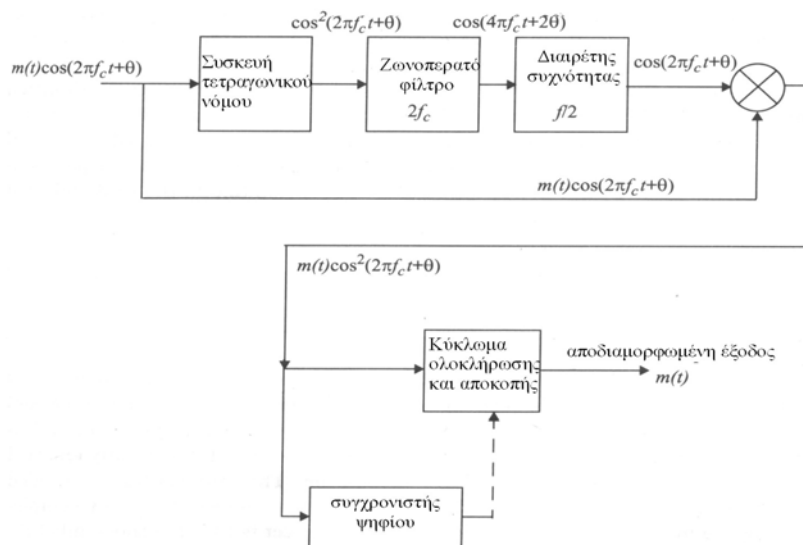
Η φασματική πυκνότητα ισχύος μιας QPSK κυματομορφής είναι :

$$P_{QPSK} = \frac{E_s}{2} \cdot \left\{ \left[ \frac{\sin(\pi \cdot (f - f_c) \cdot T_s)}{\pi \cdot (f - f_c) \cdot T_s} \right]^2 + \left[ \frac{\sin(\pi \cdot (-f - f_c) \cdot T_s)}{\pi \cdot (-f - f_c) \cdot T_s} \right]^2 \right\} = \quad [2.43]$$

$$= E_b \cdot \left\{ \left[ \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot (f - f_c) \cdot T_s)}{2 \cdot \pi \cdot (f - f_c) \cdot T_s} \right]^2 + \left[ \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot (-f - f_c) \cdot T_s)}{2 \cdot \pi \cdot (-f - f_c) \cdot T_s} \right]^2 \right\}$$



Σχήμα 2.9



Σχήμα 2.10

### 2.4.1.4 Minimum Shift Keying (MSK)

Η ελάχιστη ολίσθηση κωδικοποίησης (MSK) είναι ένας ειδικός τύπος συνεχούς φάσης κωδικοποίησης ολίσθησης συχνότητας (Continuous Phase Frequency Shift Keying CPFSK). Είναι δηλαδή μια τεχνική όπου δεν μεταβάλλεται η φάση του φέροντος ανάλογα με το σήμα πληροφορίας, αλλά η συχνότητά του. Η MSK παρουσιάζει καλύτερη απόδοση εύρους ζώνης, σε σχέση με την FSK.

Η μέση πιθανότητα εσφαλμένων συμβόλων για την MSK είναι :

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) - \frac{1}{4}\operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \quad [2.44]$$

και αν  $E/N_0 \gg 1$  είναι :

$$P_e \cong \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad [2.45]$$

παρατηρούμε ότι η MSK και η QPSK έχουν περίπου την ίδια πιθανότητα εσφαλμένων συμβόλων.

### Φάσμα ισχύος της MSK

Αν οι μορφοποιητικοί παλμοί της MSK είναι NRZ πλάτους :

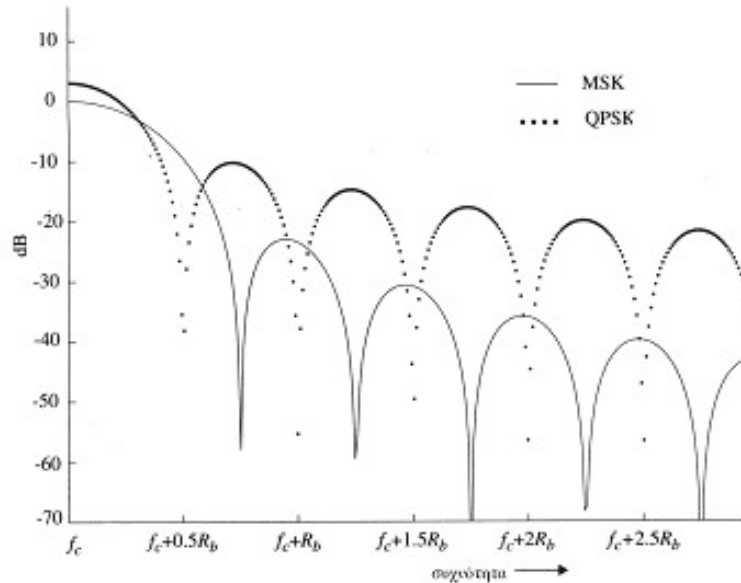
$$\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad [2.46]$$

το φάσμα του σήματος βασικής ζώνης της MSK είναι :

$$S_B(f) = \frac{32E_b}{\pi^2} \left[ \frac{\cos(2\pi T_b f)}{16T_b^2 f^2 - 1} \right]^2 \quad [2.47]$$

Το παρακάτω σχήμα δείχνει την φασματική πυκνότητα ισχύος ενός MSK σήματος καθώς και ενός QPSK σήματος για σύγκριση :



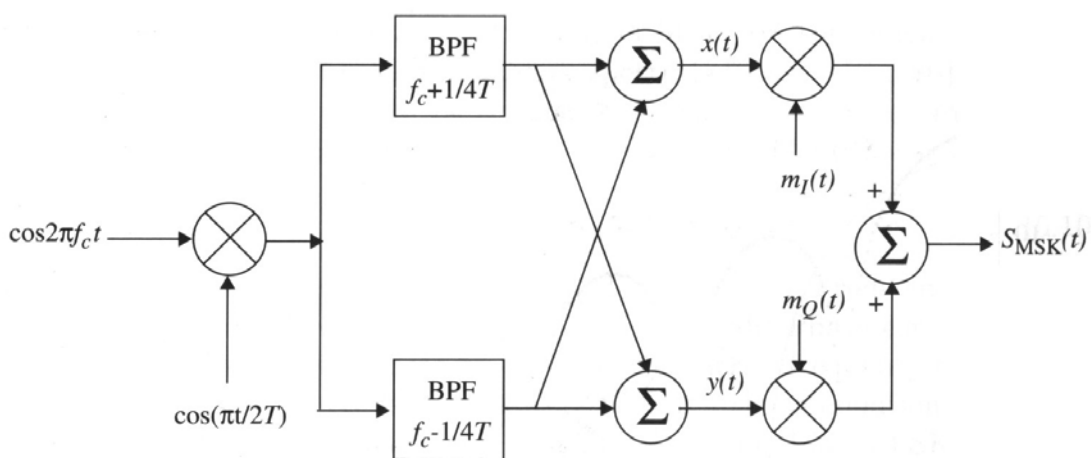


Σχήμα 2.11 Φασματική πυκνότητα ισχύος MSK σημάτων συγκρινόμενη με αυτή των QPSK

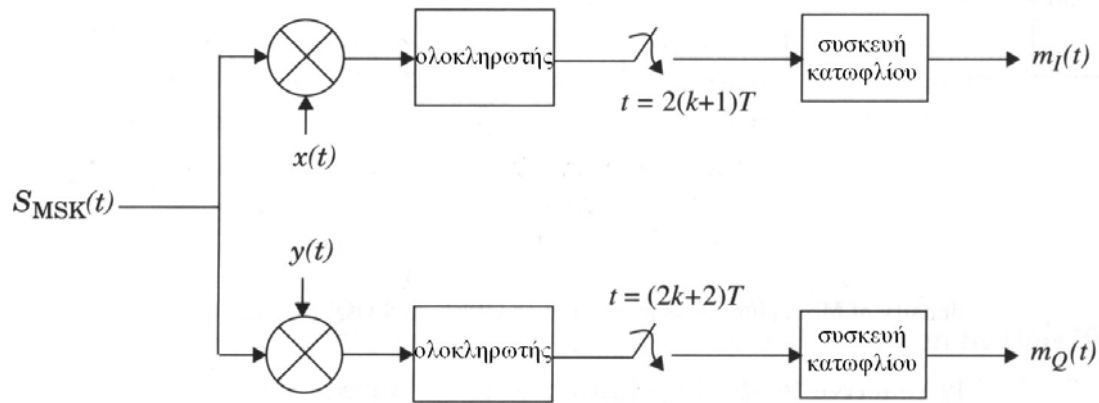
Παρατηρούμε ότι οι πλευρικοί λοβοί της MSK φθίνουν πιο γρήγορα από αυτούς της QPSK, αλλά ο κύριος λοβός της QPSK είναι στενότερος από αυτόν της MSK.

### Πομπός και Δέκτης MSK

Στα παρακάτω σχήματα βλέπουμε έναν τυπικό πομπό και δέκτη MSK :



Σχήμα 2.12 Μπλοκ διάγραμμα ενός MSK πομπού



Σχήμα 2.13 Μπλοκ διάγραμμα ενός MSK δέκτη

Στην πλευρά του πομπού πολλαπλασιάζουμε ένα φέρον σήμα με ένα  $\cos(\pi t/2T)$  και παράγονται δύο σήματα στις  $f_c + 1/4T$  και  $f_c - 1/4T$ . Αυτά χωρίζονται με δύο ζωνοπερατά φίλτρα και συνδυάζονται κατάλληλα για την μορφοποίηση σε φάση της ορθογωνικής συνιστώσας  $x(t)$  και  $y(t)$ , αντίστοιχα. Στη συνέχεια πολλαπλασιάζονται με τις περιττές και άρτιες ροές ψηφίων,  $m_I(t)$  και  $m_Q(t)$ , για την παραγωγή του MSK μορφοποιημένου σήματος.

Στην πλευρά του δέκτη το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται με το αντίστοιχο σε φάση ορθογωνικό φέρον  $x(t)$  και  $y(t)$ . Η έξοδος από τους πολλαπλασιαστές ολοκληρώνεται στην διάρκεια δύο περιόδων ψηφίου και αποκόπτεται από ένα κύκλωμα απόφασης στο τέλος κάθε περιόδου δύο ψηφίων. Ο ανιχνευτής κατωφλίου αποφασίζει για το αν το σήμα είναι 0 ή 1. Οι ροές δεδομένων εξόδου αντιστοιχούν στο  $m_I(t)$  και  $m_Q(t)$ , οι οποίες συνδυάζονται για την απόκτηση του διαμορφωμένου σήματος.

### 2.4.1.5 Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

Η GMSK αποτελεί ένα σχήμα δυαδικής διαμόρφωσης, παραγόμενο από την MSK. Σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης οι πλευρικοί λοβοί του φάσματος είναι ελαττωμένοι, αφού περνούν από προδιαμορφωτικό φίλτρο μορφοποίησης παλμών Gauss, το οποίο σταθεροποιεί τις στιγμιαίες διακυμάνσεις της συχνότητας στον χρόνο.

Το προδιαμορφωτικό φίλτρο Gauss έχει κρουστική απόκριση που δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \cdot \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} \cdot t^2\right) \quad [2.48]$$

ενώ η συνάρτηση μεταφοράς δίνεται:

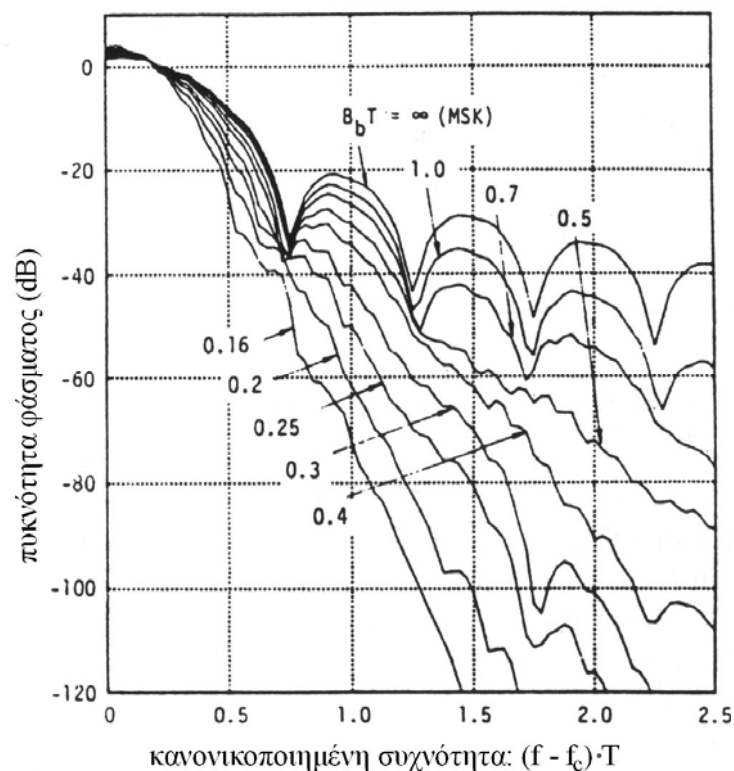
$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 \cdot f^2) \quad [2.49]$$

Η παράμετρος  $\alpha$  συνδέεται με το  $B$ , το εύρος 3-dB βασικής ζώνης του  $H_G(f)$  σύμφωνα με τη σχέση:

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2} \cdot B} = \frac{0,5887}{B} \quad [2.50]$$

οπότε το GMSK φίλτρο μπορεί να καθοριστεί πλήρως από το  $B$  και την διάρκεια συμβόλου  $T$ . Για αυτό το λόγο το χαρακτηριστικό που καθορίζει την GMSK διαμόρφωση είναι το  $BT$ .

Η GMSK διαμόρφωση παρουσιάζει πολύ καλή αποδοτικότητα ισχύος, λόγω της σταθερής περιβάλλουσας και πολύ καλή αποδοτικότητα φάσματος. Το προδιαμορφωτικό φιλτράρισμα Gauss παρουσιάζει διασυμβολική παρεμβολή στο μεταδιδόμενο σήμα, αλλά αποδεικνύεται ότι η χειροτέρευση δεν είναι μεγάλη αν το εύρος διάρκειας συμβόλου 3-dB ( $BT$ ) που παράγεται από το φίλτρο, είναι μεγαλύτερο από 0,5. Αφού το φάσμα της GMSK γίνεται όλο και πιο συμπυκνωμένο ελαττώνοντας την τιμή  $BT$ , η χειροτέρευση λόγω της διασυμβολικής παρεμβολής αυξάνεται. Έχει δειχθεί ότι η χειροτέρευση λόγω διασυμβολικής παρεμβολής είναι ελάχιστη για την τιμή  $BT = 0,5887$ .



Σχήμα 2.14 Φασματική πυκνότητα ισχύος ενός GMSK σήματος

### Ρυθμός λανθασμένων ψηφίων στην GMSK διαμόρφωση

Η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου είναι συνάρτηση του BT, εφόσον η μορφοποίηση παλμών εμφανίζει το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Για βέλτιστη MSK, όταν  $BT = 0,25$  ο ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων για κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου Gauss προσφέρει απόδοση έως 1 dB. Η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου για την GMSK δίνεται από την σχέση :

$$P_e = Q \left\{ \sqrt{\frac{2 \cdot \gamma \cdot E_b}{N_0}} \right\} \quad [2.51]$$

όπου  $\gamma$ , είναι σταθερά και συνδέεται με το BT σύμφωνα με την παρακάτω σχέση :

$$\gamma \cong \begin{cases} 0,68 & \text{για GMSK με } BT = 0,25 \\ 0,85 & \text{για απλή MSK (} BT = \infty \text{)} \end{cases} \quad [2.52]$$

### Πομπός GMSK

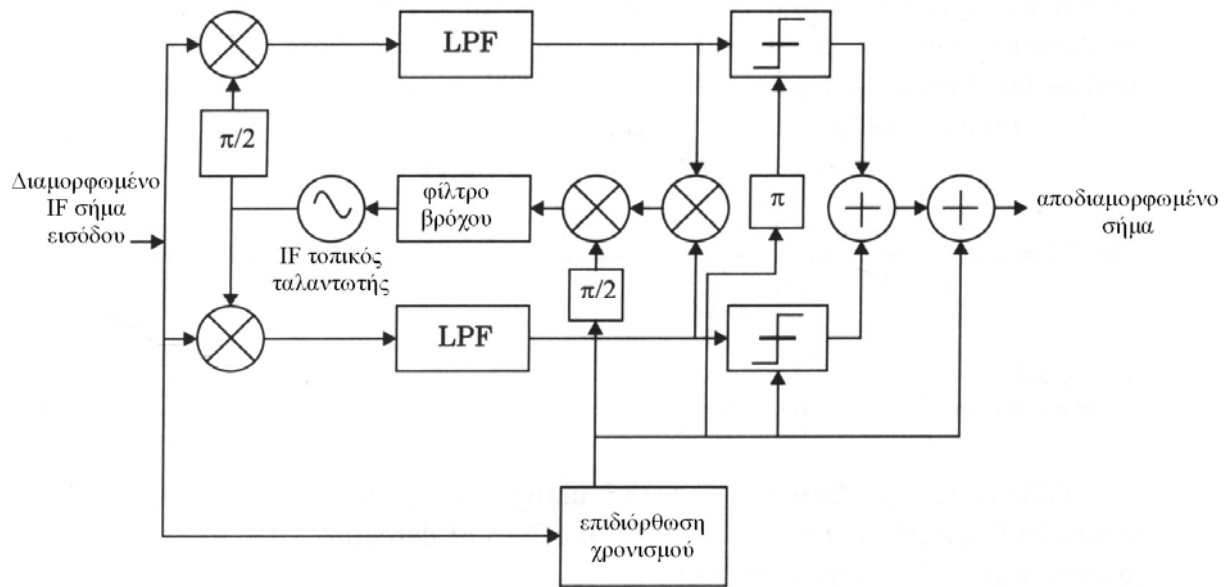
Για την παραγωγή ενός GMSK σήματος πρέπει NRZ ψηφία πληροφορίας να περάσουν από ένα βαθυπερατό φίλτρο Gauss και μετά να διαμορφωθούν από ένα FM διαμορφωτή, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα :



Σχήμα 2.15 Μπλοκ διάγραμμα ενός GMSK πομπού

### Δέκτης GMSK

Τα GMSK σήματα ανιχνεύονται χρησιμοποιώντας έναν ορθογωνικό ομόδυνο φωρατή όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, ή με έναν απλό μη ομόδυνο φωρατή όπως οι κλασικοί FM διευκρινιστές. Η ανάκτηση του φέροντος πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του de Buda, όπου το άθροισμα των δύο διακριτών συνιστωσών συχνοτήτων το οποίο περιέχεται στην έξοδο του διπλασιαστή συχνότητας διαιρείται με το τέσσερα.



Σχήμα 2.16 Μπλοκ διάγραμμα ενός GMSK δέκτη

## 2.4.2 Επιλογή του βέλτιστου σχήματος διαμόρφωσης

Η επιλογή του βέλτιστου σχήματος διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί για την εφαρμογή μας, θα γίνει αφού συγκρίνουμε κάποια χαρακτηριστικά στοιχεία των διαμορφώσεων που αναλύθηκαν και θα μας βοηθήσουν να καταλήξουμε στην τελική απόφαση. Μια σημαντική παράμετρος για την επιλογή του τύπου διαμόρφωσης είναι το φάσμα που καταλαμβάνει το φέρον. Η φασματική απόδοση  $\Gamma$  ορίζεται σαν ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων του καναλιού  $R$  ενός φέροντος, προς το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης λειτουργίας  $B$  :

$$\Gamma = R / B \quad (\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}) \quad [2.53]$$

Παραθέτουμε στον παρακάτω πίνακα συγκεντρωτικά κάποια χαρακτηριστικά στοιχεία των διαμορφώσεων που αναλύθηκαν :

Διαμόρφωση	Πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου	Φασματική απόδοση (bps/Hz)
M-PSK	$\text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \cdot \sin \left( \frac{\pi}{2 \cdot M} \right) \right\}$	$\frac{1}{2} \cdot \log_2(M)$
BPSK	$\frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right\}$	1
QPSK	$\frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right\}$	2
MSK	$\frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right\}$	2
GMSK	$\frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right\}$	2

**Πίνακας 2.2** Πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου και φασματική απόδοση

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο εδάφιο, στην πράξη λαμβάνοντας υπόψη τις ατέλειες του καναλιού μετάδοσης όπως το μη ιδανικό φιλτράρισμα και τις μη γραμμικότητες, οι αποδοτικότητες για BPSK και QPSK είναι 0.7-0.8 bps/Hz και 1.4-1.6 bps/Hz αντίστοιχα. Το ίδιο ισχύει και για την πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου. Σαν αποτέλεσμα του τρόπου υλοποίησης του αποδιαμορφωτή, η τιμή του BER είναι μεγαλύτερη από την θεωρητική. Για να πάρουμε την θεωρητική τιμή του BER πρέπει να αυξήσουμε την τιμή του λόγου  $E_b/N_0$ . Αυτό αποτελεί την υποβάθμιση που οφείλεται στην ποιότητα υλοποίησης του αποδιαμορφωτή. Ανάλογα με την τεχνολογία και τον εξεταζόμενο BER, η υποβάθμιση αυτή κυμαίνεται από 0,5 μέχρι 1,5 dB.

Η QPSK έχει διπλάσια αποδοτικότητα εύρους ζώνης από την BPSK αφού 2 ψηφία μεταδίδονται σε ένα διαμορφωμένο σύμβολο. Ισοδύναμα, για να πετύχει τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης bit  $R_b$ , απαιτεί το μισό εύρος ζώνης  $B_{RF}$ , έχοντας την ίδια πιθανότητα εσφαλμένων ψηφίων BER.

Η διαμόρφωση MSK όπως έχουμε αναφέρει και στο παραπάνω ειδικό κεφάλαιο είναι ίδια με την διαμόρφωση QPSK με την διαφορά ότι οι τετραγωνικοί μορφοποιητικοί παλμοί αντικαθίστανται με ημιτονοειδείς. Η GMSK διαμόρφωση αντί για ημιτονοειδής παλμούς έχει παλμούς τύπου Gauss. Είναι προφανές, ότι σε αυτούς τους δύο τύπους διαμόρφωσης, διατηρούνται όλα τα παραπάνω στοιχεία της QPSK διαμόρφωσης μόνο που επιτυγχάνεται καλύτερη φασματική απόδοση. Το προτέρημα αυτό είναι περισσότερο εμφανές όταν χρησιμοποιούμε μορφοποιητικούς παλμούς Gauss, στους οποίους μπορούμε ευκολότερα να ελέγξουμε την χρονική τους

διάρκεια. Βέβαια αυτή η συμπίεση του φασματικού περιεχομένου επιφέρει μια χειροτέρευση της αποδοτικότητας ισχύος.

Η τελική επιλογή διαμόρφωσης θα γίνει μεταξύ των διαμορφώσεων QPSK και GMSK. Από αυτές τελικά επιλέξαμε την QPSK διαμόρφωση, αφού αυτή χρησιμοποιείται περισσότερο στην πράξη καθώς οι QPSK διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές είναι χαμηλού κόστους και μικρής πολυπλοκότητας. Επίσης ικανοποιεί καλύτερα τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του modem του ναυοδορυφόρου της εφαρμογής μας που πρέπει να είναι :

- χαμηλή κατανάλωση ισχύος
- Μικρός όγκος και μάζα
- Αντοχή σε μεγαλύτερο εύρος θερμοκρασιών (-20 °C έως 80 °C)

## 2.5 Κωδικοποίηση καναλιού

Με την κωδικοποίηση καναλιού εισάγονται στα μεταδιδόμενα bits πληροφορίας πλεονάζοντα ψηφία προστατεύοντας από σφάλματα την μεταδιδόμενη πληροφορία μας. Η βασική ανάγκη για την ύπαρξη τεχνικών ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων, είναι η βελτίωση της απόδοσης της ασύρματης ζεύξης. Η εισαγωγή των πλεοναζόντων bits, αυξάνει τον ρυθμό μετάδοσης των ανεπεξέργαστων ψηφίων της ζεύξης, αλλά επίσης αυξάνει και την απαίτηση εύρους ζώνης. Έτσι μειώνεται η αποδοτικότητα εύρους ζώνης της ζεύξης σε συνθήκες υψηλού σηματοθορυβικού λόγου, αλλά παρέχεται εξαιρετική επίδοση BER.

Η βασική αρχή κωδικοποίησης, η οποία παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα (2.17), όπως αναφέρθηκε είναι η εξής :  $k$  bits πληροφορίας εισέρχονται στον κωδικοποιητή, κωδικοποιούνται και στην έξοδο έχουμε  $n = k + r$  bits :



Σχήμα 2.17

Στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες, χρησιμοποιούνται δύο ειδών κώδικες, οι τμηματικοί κώδικες και οι συνελκτικοί κώδικες.

## 2.5.1 Τμηματικοί κώδικες

Σε έναν κωδικοποιητή τμηματικού κώδικα,  $k$  ψηφία πληροφορίας κωδικοποιούνται σε  $n$  ψηφία κώδικα, σχηματίζοντας «κωδικές λέξεις» και ο κώδικας αναφέρεται ως  $(n,k)$  κώδικας. Σημαντική παράμετρο αποτελεί ο ρυθμός μετάδοσης του κώδικα  $R_c$ , ο οποίος ορίζεται ως εξής :

$$R_c = \frac{k}{n} \quad [2.54]$$

Άλλη σημαντική παράμετρος είναι η απόσταση  $d$  του κώδικα στην οποία έγκειται η ικανότητα διόρθωσης σφαλμάτων. Αυτή ορίζεται ως ο αριθμός των θέσεων που διαφέρουν δύο κωδικοποιημένες λέξεις. Αν ο κώδικας που χρησιμοποιείται είναι δυαδικός, τότε η απόσταση λέγεται απόσταση Hamming  $d_h$ . Στην συνέχεια παρατίθενται παραδείγματα τμηματικών κωδίκων.

### 2.5.1.1 Κώδικες Hamming

Είναι από τους αρχικούς κώδικες που χρησιμοποιήθηκαν για την διόρθωση σφαλμάτων σε ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών. Χωρίζονται σε δυαδικούς και μη κώδικες Hamming. Ένας δυαδικός κώδικας Hamming χαρακτηρίζεται από την εξής ιδιότητα :

$$(n,k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m) \quad [2.55]$$

όπου  $m = n-k$ , ο αριθμός των ψηφίων ισοτιμίας.

### 2.5.1.2 Κώδικες Golay

Οι κώδικες Golay είναι γραμμικοί δυαδικοί κώδικες με ελάχιστη απόσταση Hamming  $d_h=7$  και ικανότητα διόρθωσης σφαλμάτων 3 ψηφίων. Κάθε κωδική λέξη έχει απόσταση,  $d=3$  από κάθε άλλη.

## 2.5.2 Κυκλικοί κώδικες

Οι κυκλικοί κώδικες αποτελούν μια ειδική κατηγορία των γραμμικών τμηματικών κωδίκων, οι οποίοι ικανοποιούν την ακόλουθη κυκλική ιδιότητα ολίσθησης. Αν  $C = [c_1, c_2, \dots, c_n]$  είναι μια κωδική λέξη, τότε και η  $C_1 = [c_n, c_1, c_2, \dots, c_0, c_{n-1}]$ , που προκύπτει με κυκλική ολίσθηση των στοιχείων του  $C$ , είναι επίσης κωδική λέξη.



### 2.5.2.1 Κώδικες BCH

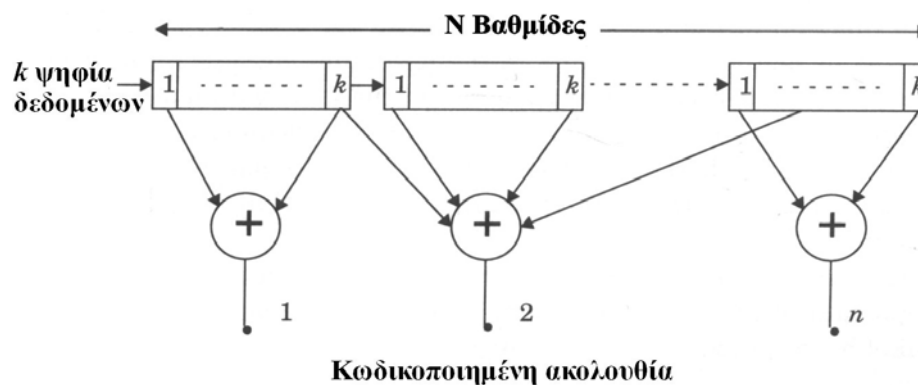
Αποτελούν τους πλέον σημαντικούς τμηματικούς κυκλικούς κώδικες, αφού επιτυγχάνουν σημαντικά κέρδη κωδικοποίησης, υλοποιούνται και σε υψηλές ταχύτητες και τέλος υπάρχουν για ευρύ πεδίο ρυθμών. Το μήκος της κωδικής λέξης είναι  $n = 2^m - 1$  για  $m \geq 3$  και ο αριθμός των σφαλμάτων που μπορούν να διορθώσουν είναι  $t < (2^m - 1)/2$ .

### 2.5.2.2 Κώδικες Reed – Solomon

Αυτοί οι κώδικες αποτελούν μη δυαδικούς BCH κώδικες. Το μήκος της κωδικής λέξης αυτών των κωδίκων είναι  $n = 2^m - 1$  ή  $n = 2^m$  ή  $n = 2^m + 1$ . Ο αριθμός των ψηφίων ισοτιμίας που πρέπει να χρησιμοποιηθεί για την διόρθωση  $e$  σφαλμάτων είναι:  $n - k = 2e$ . Οι κώδικες Reed – Solomon επιτυγχάνουν την καλύτερη απόσταση Hamming  $d_h$  από οποιονδήποτε άλλο γραμμικό κώδικα :  $d_h = 2e + 1$ .

### 2.5.3 Συνελικτικοί κώδικες

Οι συνελικτικοί κώδικες αποτελούν, όπως προαναφέρθηκε, την δεύτερη κατηγορία κωδίκων που συνήθως χρησιμοποιούνται στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες. Η διαφορά τους από τους τμηματικούς κώδικες έγκειται στο ότι δεν επεξεργάζονται τα bits πληροφορίας σε τμήματα, αλλά σειριακά και στο ότι διαθέτουν μνήμη, αφού η έξοδος κάθε χρονική στιγμή, εξαρτάται πέρα από την είσοδο της ίδιας και από τις προηγούμενες χρονικές στιγμές. Δημιουργείται περνώντας την πληροφορία μέσα από ένα καταχωρητή ολίσθησης. Ο καταχωρητής ολίσθησης περιέχει  $N$  βαθμίδες και  $n$  πύλες XOR όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (2.18). Η παράμετρος  $N$  ονομάζεται μήκος περιορισμού και δηλώνει τον αριθμό των ψηφίων της πληροφορίας εισόδου από τον οποίο εξαρτάται η έξοδος. Ο αριθμός των ψηφίων εξόδου για κάθε  $k$  ψηφία εισόδου είναι  $n$  ψηφία. Ο ρυθμός κώδικα είναι  $R_c = k/n$ . Η παράμετρος  $N$  καλείται μήκος περιορισμού και υποδηλώνει τον αριθμό των ψηφίων πληροφορίας εισόδου από τον οποίο εξαρτάται η τρέχουσα έξοδος.



Σχήμα 2.18 Διάγραμμα συνελικτικού κώδικα

Οι πιο δημοφιλείς τρόποι αναπαράστασης των συνελκτικών κωδίκων, είναι το διάγραμμα καταστάσεων, το δέντρο κωδικοποίησης και το διάγραμμα Trellis.

### 2.5.3.1 Ο αλγόριθμος Viterbi

Η αποκωδικοποίηση των συνελκτικών κωδίκων γίνεται με διάφορες τεχνικές είτε σειριακά, είτε με κάποιον αλγόριθμο. Ένας από τους πιο γνωστούς αλγορίθμους που χρησιμοποιείται είναι ο αλγόριθμος Viterbi. Σύμφωνα με αυτόν μπορεί να υλοποιηθεί σκληρή απόφαση αποκωδικοποίησης και ελαστική απόφαση αποκωδικοποίησης, με μεγαλύτερο κέρδος κωδικοποίησης κατά 2 dB.

### 2.5.3.2 Κέρδος κωδικοποίησης

Όπως προαναφέρθηκε, στόχος της κωδικοποίησης καναλιού είναι η βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου, δηλαδή καλύτερη επίδοση BER. Για να εκτιμηθεί ποιοτικά η αποτελεσματικότητα της κωδικοποίησης, ορίζουμε το κέρδος κωδικοποίησης  $G_c$  :

$$G_c = \frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_u}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_c} \quad [2.56]$$

όπου  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_u$  : ο λόγος ενέργειας ψηφίου προς πυκνότητα θορύβου στην λέξη πληροφορίας χωρίς κωδικοποίηση και

όπου  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_c$  : ο λόγος ενέργειας ψηφίου προς πυκνότητα θορύβου στην λέξη πληροφορίας με κωδικοποίηση, έτσι ώστε ο ρυθμός λαθών να είναι ο ίδιος. Ο ρυθμός μετάδοσης πληροφορίας είναι ο ίδιος και στις δυο περιπτώσεις, αλλά ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων είναι μεγαλύτερος. Για ένα κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου, το κέρδος κωδικοποίησης υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$G_c = 10 \log(R_c d) \quad [2.57]$$

όπου  $R_c = \frac{k}{v}$  και  $d$  η ελάχιστη απόσταση του κώδικα :

$$G_c = 10 \log\left(\frac{k}{v} \cdot d\right) \quad [2.58]$$

### 2.5.3.3 Αξιολόγηση – Συμπεράσματα

Σε κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου οι τμηματικοί κώδικες Reed – Solomon, προσφέρουν κέρδος κωδικοποίησης της τάξης των 3 – 4 dB (για  $BER = 10^{-5}$ ). Αντίστοιχα οι συνελκτικοί κώδικες με χρήση του αλγορίθμου Viterbi προσφέρουν κέρδος κωδικοποίησης 4 – 5,5 dB (για  $BER = 10^{-5}$ ). Για την υλοποίηση της εφαρμογής μας, επιλέξαμε αποκωδικοποιητή Viterbi, αφού παρέχει τα καλύτερα αποτελέσματα σε συνδυασμό με την χαμηλή τιμή του και την μικρή πολυπλοκότητά του.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## ΑΝΑΛΥΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ

### 3.1 Χαρακτηριστικές παράμετροι μιας κεραίας

#### 3.1.1 Απολαβή (Κέρδος)

Το κέρδος μιας κεραίας είναι ο λόγος της ισχύος που ακτινοβολείται ή λαμβάνεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας από την κεραία προς μια δεδομένη διεύθυνση, προς την ισχύ που ακτινοβολείται ή λαμβάνεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας από μια ιστροπική κεραία, η οποία τροφοδοτείται με την ίδια ισχύ. Το κέρδος είναι μέγιστο στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας του ηλεκτρομαγνητικού άξονα της κεραίας και έχει τιμή η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$G_{\max} = (4\pi/\lambda^2)A_{\text{eff}} \quad [3.1]$$

όπου

$$\lambda = c / f, \quad \mu\epsilon \quad [3.2]$$

$c = 3 \times 10^8$  m/s : η ταχύτητα του φωτός,

$f$  : η συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος

$A_{\text{eff}}$  : η ενεργός επιφάνεια της κεραίας.

για μια κεραία με ανακλαστήρα διαμέτρου  $D$  και γεωμετρική επιφάνεια,  $A = \frac{\pi D^2}{4}$ ,

είναι:

$$A_{\text{eff}} = nA = n \frac{\pi D^2}{4} \quad [3.3]$$

όπου  $n$  είναι η απόδοση της κεραίας. Οπότε :

$$G_{\max} = n \left( \frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad [3.4]$$

Εκφρασμένη σε dBi, η πραγματική απολαβή της κεραίας είναι:

$$G_{\max} = 10 \log_{10} \left( \frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (\text{dBi}) \quad [3.5]$$

Η απόδοση  $\eta$  της κεραίας είναι το γινόμενο κάποιων συντελεστών, που λαμβάνουν υπόψη το νόμο πρόσπτωσης ακτινοβολίας στην κεραία, τις απώλειες από διάχυση, από ατέλειες της επιφάνειας, τις απώλειες από τις ωμικές αντιστάσεις κ.τ.λ.:

$$\eta = \eta_i \times \eta_s \times \eta_f \times \eta_z \dots \quad [3.6]$$

Η απόδοση πρόσπτωσης ακτινοβολίας  $\eta_i$  καθορίζει την απόδοση του ανακλαστήρα σε σχέση με την περίπτωση ομοιόμορφης πρόσπτωσης ακτινοβολίας.

Η απόδοση διάχυσης  $\eta_s$  ορίζεται ως ο λόγος της ενέργειας που ακτινοβολείται από την κύρια πηγή και συλλαμβάνεται από τον ανακλαστήρα, προς την ολική ενέργεια που ακτινοβολείται από την κύρια πηγή.

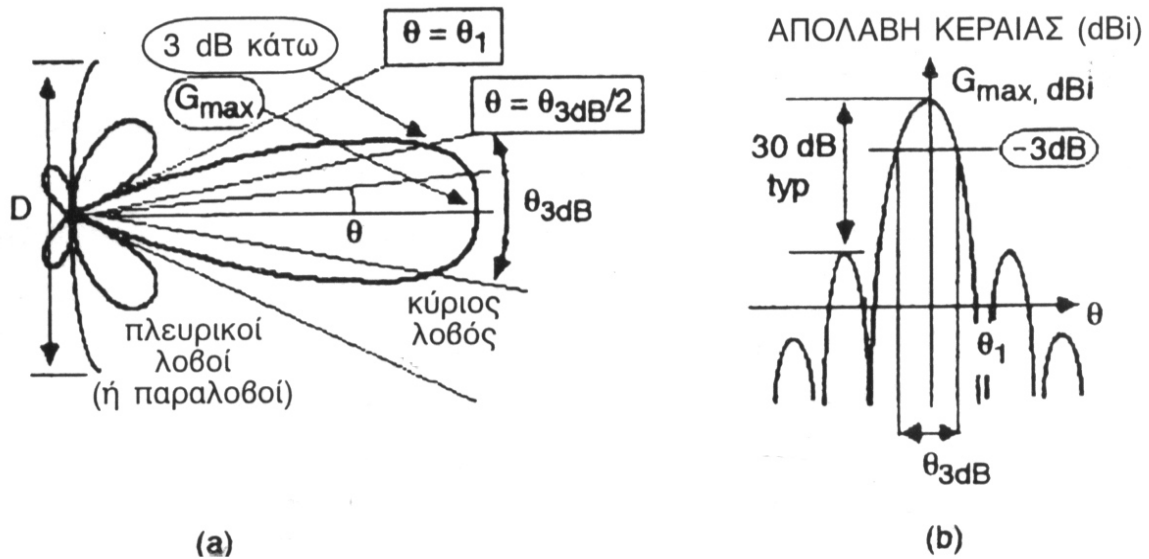
Η απόδοση επιφάνειας  $\eta_f$  λαμβάνει υπόψη την επίδραση των ανωμαλιών της επιφάνειας του ανακλαστήρα στην απολαβή της κεραίας.

Οι άλλες απώλειες, περιλαμβανομένων των ωμικών απωλειών και των απωλειών από κακή προσαρμογή, είναι μικρότερης σημασίας.

Συνολικά, η ολική απόδοση  $\eta$ , το γινόμενο των επί μέρους αποδόσεων, είναι τυπικά μεταξύ 55% και 75%.

### 3.1.2 Το διάγραμμα ακτινοβολίας

Διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας, είναι η γραφική παράσταση του τρόπου ακτινοβολίας μιας κεραίας καθώς μεταβάλλεται το σημείο παρατήρησης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου. Μας δείχνει δηλαδή τις μεταβολές του κέρδους σε συνάρτηση με τη διεύθυνση. Για μια κεραία με κυκλική επιφάνεια ή ανακλαστήρα αυτό το διάγραμμα διαθέτει περιστροφική συμμετρία και αναπαριστάται πλήρως επί ενός επιπέδου με μορφή πολικών συντεταγμένων. Ο κύριος λοβός περιέχει τη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας. Ο λόγος της ισχύος που εμφανίζει ένας δευτερεύων λοβός στην διεύθυνση μεγίστου του, προς την αντίστοιχη ισχύ που εμφανίζει ο κύριος λοβός, ονομάζεται στάθμη πλευρικού λοβού και εκφράζεται σε dB. Ανεκτοί στην πράξη θεωρούνται πλευρικοί λοβοί με στάθμη μικρότερη των -20 dB.



Σχήμα 3.1 Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας. (α) Πολική αναπαράσταση, (β) Καρτεσιανή αναπαράσταση.

### 3.1.3 Το γωνιακό εύρος

Ιδιαίτερη σημασία για την περιγραφή των κατευθυντικών ιδιοτήτων μιας κεραίας έχει το γωνιακό εύρος  $\Delta_0$  του κυρίου λοβού, δηλαδή η γωνία που σχηματίζουν οι διευθύνσεις μηδενισμών ή ελαχίστων, μεταξύ των οποίων περιλαμβάνεται η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Το εύρος δέσμης 3dB, το οποίο υποδεικνύεται στο σχήμα 1α από τη γωνία  $\theta_{3dB}$ , είναι εκείνο που στην πράξη χρησιμοποιείται. Το εύρος δέσμης 3 dB αντιστοιχεί στη γωνία μεταξύ των διευθύνσεων στις οποίες η ένταση ακτινοβολίας ελαττώνεται στο μισό της μέγιστης τιμής της. Το εύρος δέσμης 3 dB σχετίζεται με το λόγο  $\lambda/D$  μέσω ενός συντελεστή, του οποίου η τιμή εξαρτάται από την πρόσπτωση ακτινοβολίας. Για ομοιόμορφη πρόσπτωση ακτινοβολίας, ο συντελεστής έχει τιμή ίση με  $58.5^\circ$ . Για μη ομοιόμορφη πρόσπτωση ακτινοβολίας, που έχει σαν αποτέλεσμα την εξασθένηση στα όρια του ανακλαστήρα, το εύρος δέσμης 3 dB αυξάνεται και η τιμή του συντελεστή εξαρτάται από τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της πρόσπτωσης ακτινοβολίας. Μια τιμή που χρησιμοποιείται συχνά είναι  $70^\circ$ , η οποία μας οδηγεί στην ακόλουθη έκφραση:

$$\theta_{3dB} = 70(\lambda/D) = 70(c/fD) \quad (\text{μοίρες}) \quad [3.7]$$

Στη διεύθυνση  $\theta$  σε σχέση με την κύρια διεύθυνση, η τιμή της απολαβής δίνεται από τη σχέση:

$$G(\theta)_{dBi} = G_{max,dBi} - 12(\theta/\theta_{3dB})^2 \quad (dBi) \quad [3.8]$$

Αυτή η έκφραση ισχύει μόνο για αρκετά μικρές γωνίες ( $\theta$  μεταξύ 0 και  $\theta_{3dB}/2$ ).

Η μέγιστη απολαβή μιας κεραίας είναι συνάρτηση του εύρους δέσμης 3 dB, και είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα:

$$G_{\max} = n(\pi Df/c)^2 = n(\pi 70/\theta_{3\text{dB}})^2 \quad [3.9]$$

### 3.1.4 Θερμοκρασία θορύβου κεραίας

Κάθε κεραία λαμβάνει θόρυβο είτε από τον ήλιο, είτε από τα αστέρια που ακτινοβολούν ως μελανά σώματα και παράγουν θόρυβο ομοιόμορφης φασματικής κατανομής. Επίσης κάθε σκεδαστής όταν δέχεται ακτινοβολία δρα ως αντίσταση και επανακτινοβολεί με αποτέλεσμα μια κεραία να λαμβάνει από αυτόν ισχύ θορύβου. Η θερμοκρασία θορύβου είναι μια από τις χαρακτηριστικές παραμέτρους μιας κεραίας και εξαρτάται από τον προσανατολισμό της και από την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας της. Για τον υπολογισμό της επίδοσης των διαφόρων συστημάτων όσο αφορά τον θόρυβο χρησιμοποιούνται μέσες τιμές, αφού η τιμή θερμοκρασίας θορύβου μεταβάλλεται τόσο χρονικά, όσο και τοπικά. Η κεραία θεωρείται σαν πηγή θορύβου που χαρακτηρίζεται από μια θερμοκρασία θορύβου η οποία ονομάζεται θερμοκρασία θορύβου της κεραίας,  $T_A$  (K).

Έστω  $T_b(\theta, \varphi)$  η θερμοκρασία λαμπρότητας ενός ακτινοβολούντος σώματος που βρίσκεται σε μια διεύθυνση  $(\theta, \varphi)$ , όπου η απολαβή της κεραίας έχει την τιμή  $G(\theta, \varphi)$ . Η θερμοκρασία της κεραίας βρίσκεται με ολοκλήρωση των συνεισφορών όλων των ακτινοβολούντων σωμάτων που βρίσκονται μέσα στο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Έτσι, η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας είναι:

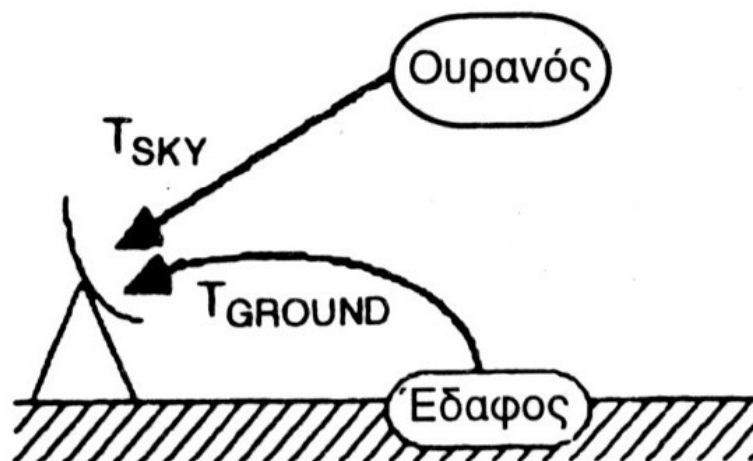
$$T_A = \left( \frac{1}{4\pi} \right) \iint T_b(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta d\varphi \quad (\text{K}) \quad [3.10]$$

### 3.1.5 Η κεραία του δορυφόρου

Ο θόρυβος που λαμβάνεται από την κεραία είναι θόρυβος από το διάστημα και από την γη (οι ηπειρωτικές περιοχές εκπέμπουν περισσότερο θόρυβο από τους ωκεανούς). Το εύρος δέσμης της κεραίας δορυφόρου είναι μικρότερο ή ίσο από την γωνία με την οποία βλέπει τη γη ο δορυφόρος, η οποία είναι περίπου  $140^\circ$  ( $70^\circ$  επίκεντρη), στην περίπτωση του ναυδορυφόρου μας. Έτσι έχουμε σημαντική συνεισφορά στον θόρυβο από το διάστημα.

### 3.1.6 Η κεραία του επιγείου σταθμού

Ο θόρυβος που λαμβάνεται από την κεραία του επίγειου σταθμού αποτελείται από το θόρυβο από τον ουρανό και θόρυβο που οφείλεται σε ακτινοβολία από τη γη. Το παρακάτω σχήμα δείχνει αυτή την περίπτωση.

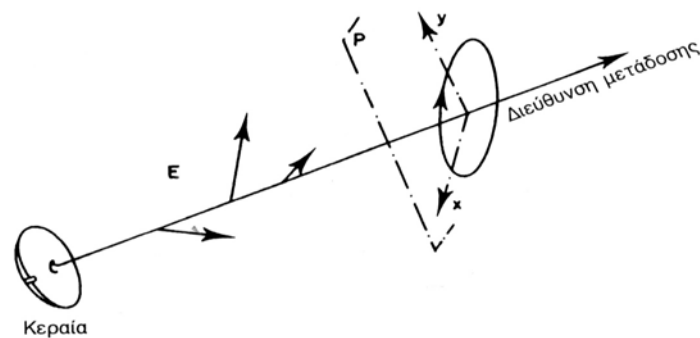


Σχήμα 3.2

### 3.1.7 Πόλωση κεραιών

Πόλωση μιας κεραίας κατά μια συγκεκριμένη διεύθυνση, είναι η πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που ακτινοβολεί ή λαμβάνει η κεραία κατά την διεύθυνση αυτή (αν δεν αναφέρεται συγκεκριμένη διεύθυνση, εννοείται η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας). Το πεδίο ακτινοβολίας της κεραίας μπορεί να θεωρηθεί ως επίπεδο κύμα με ακτινική διεύθυνση σε σχέση με την κεραία. Πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που ακτινοβολεί μια κεραία σε συγκεκριμένη διεύθυνση είναι η πόλωση του επίπεδου κύματος, που αντιπροσωπεύει το πεδίο ακτινοβολίας κατά την διεύθυνση αυτή. Πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που λαμβάνει μια κεραία σε συγκεκριμένη διεύθυνση, είναι η πόλωση του επίπεδου κύματος που όταν προσπέσει στην κεραία με αυτή την διεύθυνση, δημιουργεί μέγιστη ισχύ στους ακροδέκτες της. Το κύμα που ακτινοβολείται από κάθε κεραία αποτελείται από την συνιστώσα ηλεκτρικού πεδίου και την συνιστώσα μαγνητικού πεδίου. Αυτές οι συνιστώσες είναι κάθετες μεταξύ τους και κάθετες στην διεύθυνση της μετάδοσης. Η πόλωση του κύματος ακτινοβολίας ορίζεται, όπως ειπώθηκε και πριν από την κατεύθυνση του ηλεκτρικού πεδίου. Γενικά ούτε η διεύθυνση, ούτε το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου είναι σταθερά καθώς το κύμα διαδίδεται. Το άκρο του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου περιγράφει μια έλλειψη σε επίπεδο κάθετο στην διεύθυνση μετάδοσης όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :

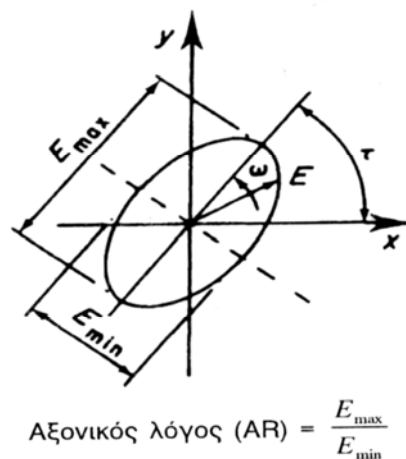




Σχήμα 3.3 Χαρακτηρισμός της πόλωσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος

Η πόλωση χαρακτηρίζεται από τις εξής παραμέτρους :

- I. Τη φορά περιστροφής, ως προς την διεύθυνση μετάδοσης διακρίνεται σε δεξιόστροφη και αριστερόστροφη πόλωση.
- II. Τον αξονικό λόγο (Axial Ratio, AR), που ορίζεται ως ο λόγος του μεγάλου προς τον μικρό άξονα της έλλειψης, δηλαδή,  $AR = \frac{E_{max}}{E_{min}}$ . Όταν  $AR = 1 = 0dB$ , τότε η πόλωση είναι κυκλική, ενώ όταν ο αξονικός λόγος γίνεται άπειρος, τότε η πόλωση είναι γραμμική.
- III. Την κλίση  $\tau$  της έλλειψης.



$$\text{Αξονικός λόγος (AR)} = \frac{E_{max}}{E_{min}}$$

Σχήμα 3.4 Χαρακτηρισμός της πόλωσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος.

Η επιλογή της πόλωσης της κεραίας αποτελεί σημαντικό παράγοντα σε μια ζεύξη, αφού θα πρέπει να ταυτίζεται η πόλωση του πομπού και επομένως του εκπεμπόμενου σήματος με αυτή του δέκτη. Αν υπάρχει διαφορά στην πόλωση του εκπεμπόμενου σήματος και της κεραίας του δέκτη παρουσιάζονται επιπρόσθετες απώλειες που είναι γνωστές ως απώλειες λόγω ασυμφωνίας πόλωσης.

### 3.2 Ενεργός ιστροπική εκπεμπόμενη ισχύς (Effective isotropic radiated power, EIRP)

Η ισχύς που εκπέμπεται ανά μονάδα στερεάς γωνίας από μια ιστροπική κεραία που τροφοδοτείται από μια πηγή ραδιοσυχνότητας με ισχύ  $P_T$  δίνεται από τη σχέση:

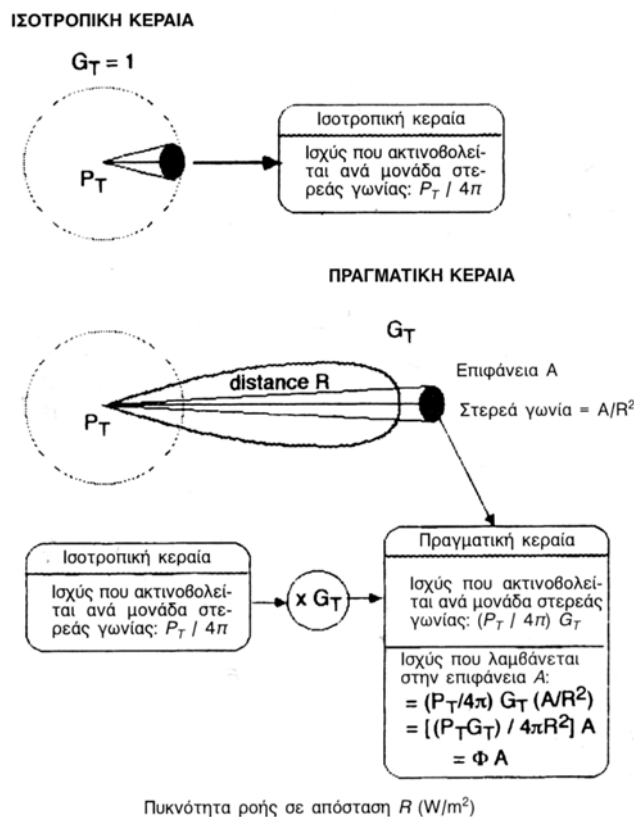
$$P_T/4\pi \text{ (W/στερεοακτίνο)} \quad [3.11]$$

Σε μια διεύθυνση όπου η τιμή της απολαβής μετάδοσης είναι  $G_T$ , οποιαδήποτε κεραία ακτινοβολεί μια ισχύ ανά μονάδα στερεάς γωνίας ίση με:

$$G_T P_T/4\pi \text{ (W/στερεοακτίνο)} \quad [3.12]$$

Το γινόμενο  $P_T G_T$  ονομάζεται η ενεργός ιστροπική ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP). Αυτή εκφράζεται σε W.

#### 3.2.1 Πυκνότητα ροής ισχύος



Σχήμα 3.5 Πυκνότητα ροής ισχύος.

Μια επιφάνεια  $A$  που βρίσκεται σε απόσταση  $R$  από την κεραία εκπομπής φαίνεται υπό στερεά γωνία  $A/R^2$  από την κεραία εκπομπής. Λαμβάνει ισχύ ίση με:

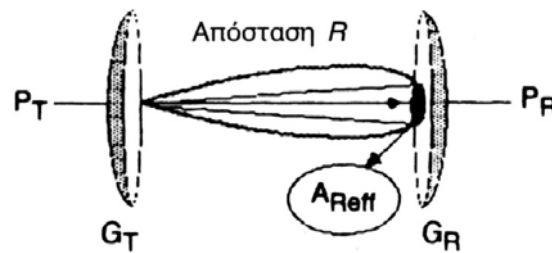
$$P_R = (P_T G_T / 4\pi)(A/R^2) = \Phi A \quad (\text{W}) \quad [3.13]$$

Το μέγεθος  $\Phi = P_T G_T / 4\pi R^2$  ονομάζεται πυκνότητα ροής ισχύος. Εκφράζεται σε  $\text{W/m}^2$ .

### 3.2.2 Ισχύς που λαμβάνεται από την κεραία λήψης

Αν σε απόσταση  $R$  από κάποιο πομπό (κεραία εκπομπής), βρίσκεται δέκτης (κεραία λήψης) με ενεργό επιφάνεια  $A_{\text{Reff}}$ , λαμβάνει ισχύ :

$$P_R = \Phi A_{\text{Reff}} = \left( \frac{P_T G_T}{\pi R^2} \right) A_{\text{Reff}} \quad (\text{W}) \quad [3.14]$$



Σχήμα 3.6

όπου

$$A_{\text{Reff}} = \left( \frac{G_R}{4\pi/\lambda^2} \right) \quad (\text{m}^2) \quad [3.15]$$

η ενεργός επιφάνεια της κεραίας λήψης σε συνάρτηση με το κέρδος της λήψης  $G_R$ .  
Οπότε :

$$\begin{aligned} P_R &= \left( \frac{P_T G_T}{4\pi R^2} \right) \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) G_R \\ &= (P_T G_T) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_R \\ &= (P_T G_T) \left( \frac{1}{L_{\text{FS}}} \right) G_R \end{aligned} \quad [3.16]$$

όπου

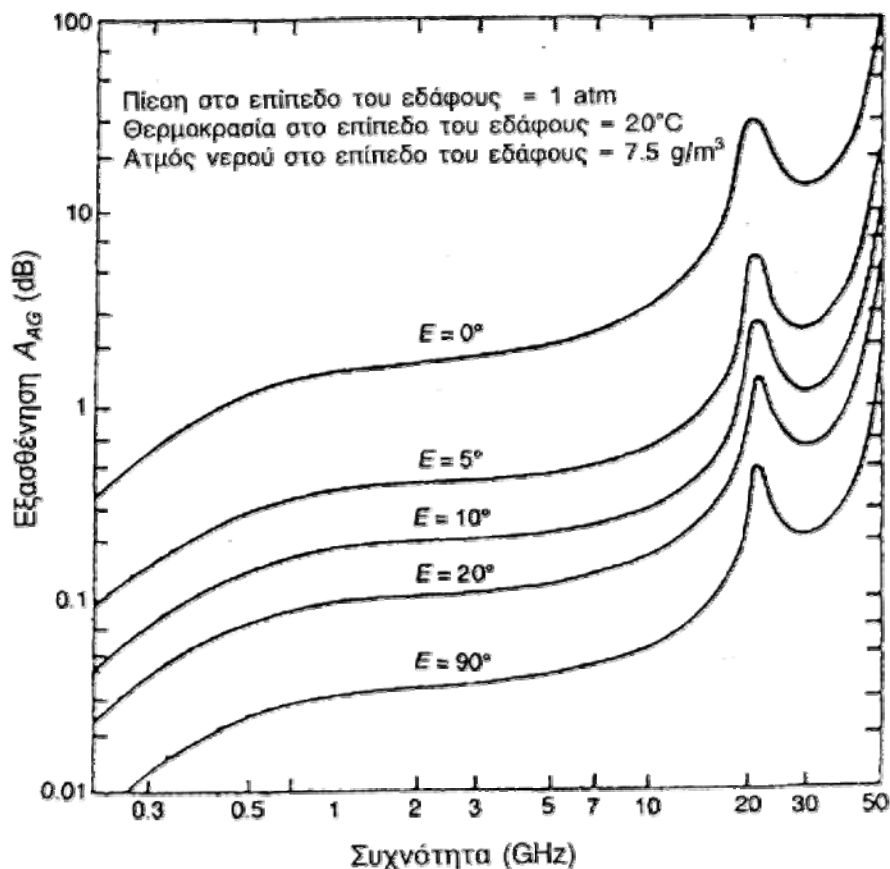
$$L_{FS} = \left(4\pi R / \lambda\right)^2 \quad [3.17]$$

οι απώλειες ελευθέρου χώρου, που δηλώνουν το λόγο της λαμβανόμενης και εκπεμπόμενης ισχύος μεταξύ δύο ισοτροπικών κεραιών, σε μια ραδιοζεύξη. Αυτές εκτιμούνται για έναν γεωστατικό δορυφόρο στα 200 dB. Στον ναυδορυφόρο της εφαρμογής μας όμως θα είναι μικρότερης τάξης.

### 3.3 Απώλειες καναλιού

#### 3.3.1 Εξασθένιση από ατμοσφαιρικά αέρια

Η εξασθένιση που οφείλεται στα αέρια της ατμόσφαιρας εξαρτάται από τη συχνότητα, από τη γωνία ανύψωσης, από το υψόμετρο του σταθμού και από τη συγκέντρωση των ατμών του νερού. Το σχήμα 2.13 δείχνει την εξασθένιση για μια τυπική ατμόσφαιρα. Η εξασθένιση είναι αμελητέα σε συχνότητες μικρότερες από 10 GHz και δεν υπερβαίνει τα 1 μέχρι 2 dB στα 22 GHz (τη συχνότητα που αντιστοιχεί σε μια ζώνη απορρόφησης από ατμό νερού) για μέση ατμοσφαιρική υγρασία και γωνίες ανύψωσης μεγαλύτερες από 10°.



Σχήμα 3.7 Η εξασθένιση που οφείλεται σε ατμοσφαιρικά αέρια σαν συνάρτηση της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης  $E$  για μια τυπική ατμόσφαιρα.

### 3.3.2 Σπινθηρισμός

Ο σπινθηρισμός είναι διακυμάνσεις του πλάτους του λαμβανόμενου φέροντος που προκαλούνται από διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας και της ιονόσφαιρας. Το από κορυφή σε κορυφή πλάτος αυτών των διακυμάνσεων, σε συχνότητα 11 GHz και μέτρια γεωγραφικά πλάτη, μπορεί να υπερβεί το 1 dB για ποσοστό 0,01% του χρόνου. Η τροπόσφαιρα και η ιονόσφαιρα έχουν διαφορετικούς δείκτες διάθλασης. Ο δείκτης διάθλασης της τροπόσφαιρας ελαττώνεται όταν αυξάνεται το ύψος, είναι συνάρτηση των μετεωρολογικών συνθηκών και είναι ανεξάρτητος από τη συχνότητα. Ο δείκτης διάθλασης της ιονόσφαιρας εξαρτάται από τη συχνότητα και τη συγκέντρωση ηλεκτρονίων στην ιονόσφαιρα. Και οι δύο δείκτες διάθλασης υπόκεινται σε γρήγορες τοπικές μεταβολές. Η διάθλαση προκαλεί καμπυλότητα στην πορεία του κύματος, διακυμάνσεις της ταχύτητας του κύματος και άρα του χρόνου μετάδοσης. Ο πιο ενοχλητικός σπινθηρισμός είναι ο ατμοσφαιρικός σπινθηρισμός. Είναι εντονότερος όταν η συχνότητα είναι μικρή, και ο επίγειος σταθμός βρίσκεται κοντά στον ισημερινό.

### 3.3.3 Στροφή Faraday

Η ιονόσφαιρα προκαλεί στροφή του επιπέδου πόλωσης ενός γραμμικά πολωμένου κύματος. Η γωνία στροφής είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της συχνότητας. Είναι συνάρτηση της συγκέντρωσης των ηλεκτρονίων της ιονόσφαιρας και συνεπώς μεταβάλλεται με το χρόνο, την εποχή και τη φάση του ηλιακού κύκλου. Η τάξη μεγέθους της στροφής είναι μερικές μοίρες στα 4 GHz. Το αποτέλεσμα, για μικρό ποσοστό του χρόνου, είναι μια εξασθένιση  $L_{POL}(dB) = -20 \cdot \log(\cos(\gamma))$  του ομοπολικού φέροντος, όπου  $\gamma$  είναι η γωνία ασυμφωνίας της πόλωσης λόγω της στροφής Faraday και την εμφάνιση μιας συνιστώσας με διαφορά πόλωσης, η οποία ελαττώνει την τιμή της ασυμφωνίας πόλωσης XPD. Η τιμή της XPD δίνεται από τη σχέση  $XPD(dB) = -20 \cdot \log(\tan(\gamma))$ . Για την περίπτωση στροφής  $9^\circ$  σε συχνότητα 4 GHz, αυτό μας δίνει  $L_{POL} = 0,1$  dB και  $XPD = 16$  dB. Όπως "φαίνονται" από τον επίγειο σταθμό, τα επίπεδα πόλωσης στρέφονται με την ίδια φορά στην άνω και την κάτω ζεύξη. Άρα, δεν είναι δυνατό να αντισταθμιστεί η στροφή Faraday με περιστροφή του συστήματος τροφοδοσίας της κεραίας, αν η κεραία χρησιμοποιείται τόσο για εκπομπή όσο και για λήψη.

## 3.4 Σχεδιασμός ραδιοζεύξης (Link Budget)

Ο σχεδιασμός της ραδιοζεύξης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, είναι η παρουσίαση των επιμέρους χαρακτηριστικών μεγεθών της ζεύξης, μαζί με τα κέρδη και τις απώλειες που αυτά τα μεγέθη έχουν. Σκοπός της ανάλυσης του σχεδιασμού της ραδιοζεύξης, είναι να καθοριστεί η εκπεμπόμενη ισχύς του σήματος που θα μεταδοθεί από τον ναυοδορυφόρο στον σταθμό βάσης. Η καταναλισκόμενη ισχύς του ναυοδορυφόρου μας είναι αρκετά περιορισμένη και αυτή η ανάλυση μας δίνει την δυνατότητα μεταβάλλοντας κάποιες τιμές των επιμέρους μεγεθών, να επιτύχουμε

μικρή τιμή εκπεμπόμενης ισχύος, εξασφαλίζοντας όσο το δυνατόν καλύτερη ποιότητα ραδιοζεύξης.

Η εξίσωση που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση του Link Budget, εκφρασμένη σε dB είναι :

$$P_T = \frac{E_b}{N_0} - G_t - G_r - L_{FS} - L_a + 10 \log K + 10 \log T_s + 10 \log R + M \quad [3.18]$$

όπου

- $P_T$  – η ακτινοβολούμενη ισχύς (dBW)
- $E_b/N_0$  – ο λόγος ενέργειας προς θόρυβο του σήματος (dB)
- $G_t$  – το κέρδος της κεραίας του πομπού (dBi)
- $G_r$  – το κέρδος της κεραίας του δέκτη (dBi)
- $L_{fs}$  – οι απώλειες του διαστήματος (dB)
- $L_a$  – οι λοιπές απώλειες (dB)
- $K$  – η σταθερά του Boltzman
- $T_s$  – η θερμοκρασία του συστήματος (Kelvin)
- $R$  – ο ρυθμός μετάδοσης (bps)
- $M$  – το περιθώριο ασφαλείας (margin) (dB)

Τα χαρακτηριστικά της ραδιοζεύξης που θέλουμε να υλοποιήσουμε παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα :

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	UPLINK		DOWNLINK	
	ΤΙΜΗ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ	ΜΟΝΑΔΕΣ
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ	2.060	GHz	2.250	GHz
ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	100000	bps	500000	bps
ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ			Viterbi 1/2	
ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ	100000	bps	250000	bps
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	QPSK		QPSK	
BER	$10^{-9}$		$10^{-6}$	
$E_b/N_0$	12.6	dB	5.3	dB
LINK MARGIN	3	dB	3	dB
ΑΠΑΙΤΟΥΜΕΝΟ $C/N_0$	62.6	dBHz	62.29	dBHz
$C/N_0$ ΑΣΦΑΛΕΙΑΣ	65.6	dBHz	65.29	dBHz
Μήκος διαδρομής διάδοσης	600-2329 Km		600-2329 Km	
Απώλειες διάδοσης και πόλωσης	3.25	dB	3.25	dB
Απώλειες ελεύθερου χώρου	600 Km	2329 Km	600 Km	2329 Km
	154.28	166.06	155.04	166.83

Πίνακας 3.1

### 3.4.1 UPLINK

Τα χαρακτηριστικά του επίγειου σταθμού και του δορυφόρου για την άνω ζεύξη όταν το μήκος της διαδρομής διάδοσης είναι 2329 Km είναι

Επίγειος σταθμός

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	Watt	1.4125
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	dBW	1.5
Κέρδος κεραίας	G <sub>t</sub>	dBi	33.185
Ισοδ. Ισοτροπ. Ακτινοβολούμενη Ισχύς	EIRP	dBW	34.685

Πίνακας 3.2

Δορυφόρος

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Κέρδος κεραίας	G <sub>r</sub>	dBi	6
Θερμοκρασία θορύβου συστήματος	T <sub>s</sub>	K	527.55

Πίνακας 3.3

Τα παραπάνω στοιχεία αποτελούν τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της άνω ζεύξης.

Το μήκος όμως της διαδρομής διάδοσης θα μεταβάλλεται μεταξύ των τιμών 600Km και 2329Km. Έτσι, και η ισχύς που θα φτάνει στο δέκτη θα μεταβάλλεται ανάλογα.

Με την παρακάτω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την ισχύ που θα λαμβάνει ο δέκτης

$$\frac{C}{N_0} = \frac{P_R}{KT_R} = P_T G_T + \frac{G_R}{T_R} - L - M + K \quad [3.19]$$

Όπου

P<sub>R</sub>- Η λαμβανόμενη ισχύς

P<sub>T</sub>G<sub>T</sub>- Η ισοδύναμη ιστροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP)

G<sub>R</sub>/T<sub>R</sub>- Ο λόγος του κέρδους της κεραίας δέκτη προς τη συνολική θερμοκρασία (Figure of merit)

L- Οι απώλειες ελευθέρου χώρου και οι λοιπές απώλειες

M- Το περιθώριο ασφαλείας (Margin)

k- Η σταθερή του Boltzman

Οπότε έχουμε

Μήκος διαδρομής διάδοσης	Απώλειες ελευθέρου χώρου(dB)	Λαμβανόμενη ισχύς (dBm)	C/ N <sub>0</sub> (dBHz)
600 Km	154.28	-89.845	77.38
2329 Km	166.06	-101.625	65.6

Πίνακας 3.4

### 3.4.2 DOWNLINK

Τα χαρακτηριστικά του επίγειου σταθμού και του δορυφόρου για την κάτω ζεύξη όταν το μήκος της διαδρομής διάδοσης είναι 2329 Km είναι

Δορυφόρος

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	Watt	0.3162
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	dBW	-5
Κέρδος κεραίας	G <sub>t</sub>	dBi	6
Ισοδ. Ισοτροπ. Ακτινοβολούμενη Ισχύς	EIRP	dBW	1

Πίνακας 3.5

Επίγειος σταθμός

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Κέρδος κεραίας	G <sub>r</sub>	dBi	33.185
Θερμοκρασία θορύβου συστήματος	T <sub>s</sub>	K	550

Πίνακας 3.6

Τα παραπάνω στοιχεία αποτελούν τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της κάτω ζεύξης.

Από την σχέση (3.19) βρίσκουμε

Μήκος διαδρομής διάδοσης	Απώλειες ελευθέρου χώρου(dB)	Λαμβανόμενη ισχύς (dBm)	C/ N <sub>0</sub> (dBHz)
600 Km	155.04	-97.1	77.08
2329 Km	166.83	-108.89	65.29

Πίνακας 3.7



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

# Ο ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗΣ ΤΟΥ ΝΑΝΟΔΟΥΡΥΦΟΡΟΥ

### 4.1 Ο Δέκτης

Ο δέκτης ενός δορυφορικού συστήματος είναι μια σειρά από κυκλωματικά στοιχεία τα οποία ευθύνονται για την λήψη του ασθενούς RF-σήματος, την ενίσχυση του, τον καθαρισμό του, την αποδιαμόρφωση και την αποκωδικοποίησή του, με τελικό σκοπό την εξαγωγή της πληροφορίας που μεταδόθηκε.

#### 4.1.1 Η αρχιτεκτονική του δέκτη

Στην πράξη, για την σχεδίαση ενός δέκτη, χρησιμοποιούνται τρία είδη αρχιτεκτονικής:

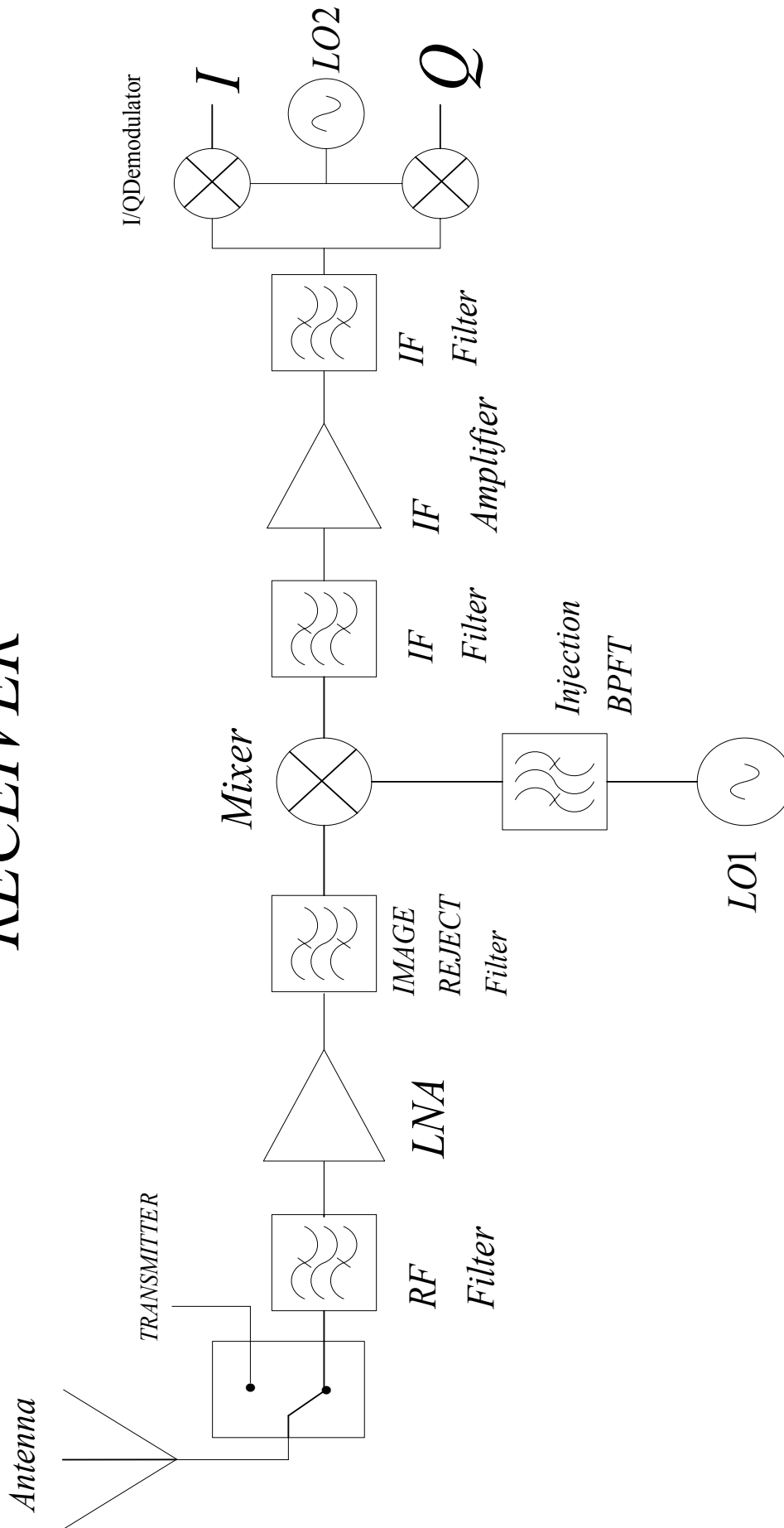
1. Η ομόδουνη, στην οποία έχουμε απ' ευθείας μετατόπιση του RF- σήματος στη βασική ζώνη.
2. Η ετερόδουνη, στην οποία το RF- σήμα μετατοπίζεται σε μία ενδιάμεση συχνότητα.
3. Η υπερετερόδουνη, στην οποία η μετατόπιση του RF- σήματος σε ενδιάμεση συχνότητα γίνεται σε περισσότερα του ενός στάδια.

Για τον σχεδιασμό του δέκτη του νανοδορυφόρου που εξετάζουμε επιλέχθηκε η ετερόδουνη αρχιτεκτονική, γιατί είναι πιο δοκιμασμένη σε σχέση με την ομόδουνη και πιο οικονομική σε σχέση με την υπερετερόδουνη.

#### 4.1.2 Το κύκλωμα του δέκτη

Όπως αναφέραμε προηγουμένως, επιλέξαμε να σχεδιάσουμε τον δέκτη με ετερόδουνη αρχιτεκτονική. Έτσι ο δέκτης μας έχει την διάταξη που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

# RECEIVER



Σχήμα 4.1 Η αλυσίδα του δέκτη.

Η λειτουργία του έχει ως εξής:

Το σήμα που λαμβάνεται από την κεραία περνάει μέσα από το RF- φίλτρο στο οποίο γίνεται η επιλογή της ζώνης συχνοτήτων του επιθυμητού σήματος. Στη συνέχεια ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ενισχύει το σήμα χωρίς όμως να προσθέτει σημαντικό ποσό θορύβου (παρ. 4.2.3). Κατόπιν, το σήμα φιλτράρεται εκ' νέου από το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (Image-Reject-Filter) για την αποκοπή των συχνοτήτων ειδώλου (παρ. 4.2.4). Ακολούθως γίνεται η κάτω μετατροπή συχνότητας από τον μίκτη. Έτσι, το σήμα μετατοπισμένο στην ενδιάμεση συχνότητα (140 MHz), φιλτράρεται (IF-Filter), ενισχύεται (IF- Amplifier), ξαναφιλτράρεται (IF-Filter) και τελικά οδηγείται στον αποκωδικοποιητή.

Η υλοποίηση του δέκτη με ετερόδυνα αρχιτεκτονική παρουσιάζει κάποια προβλήματα, τα οποία και αναλύονται στη συνέχεια.

### 4.1.3 Προβλήματα στον δέκτη

#### 4.1.3.1 Συχνότητα ειδώλου

Το πρόβλημα της συχνότητας ή εικόνας ειδώλου αποτελεί ένα από τα σοβαρότερα προβλήματα που εμφανίζονται σε όλους τους ετερόδυνους δέκτες και είναι αποτέλεσμα της διαδικασίας της μίξης.

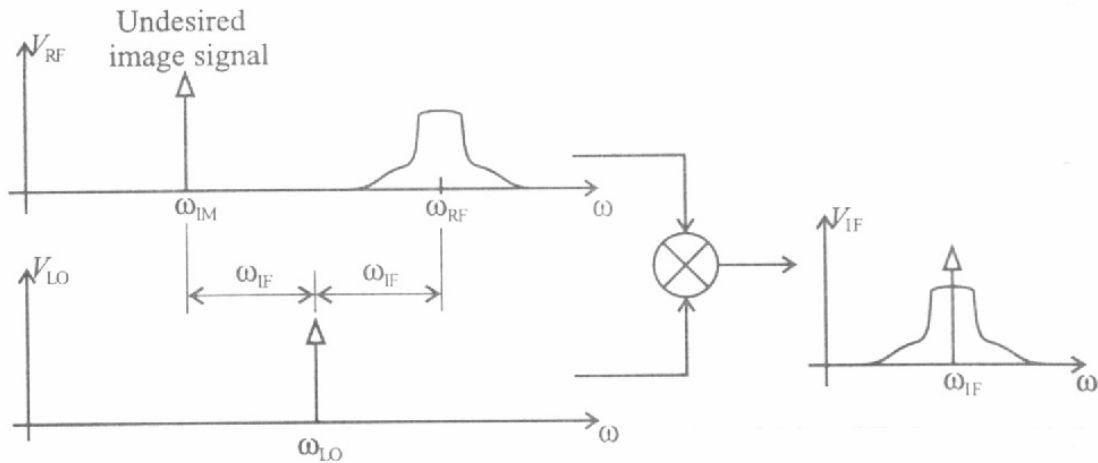
Ένας μίκτης υλοποιείται με τη βοήθεια ενός αναλογικού πολλαπλασιαστή. Έστω  $x_1(t) = A_1 \cos(\omega_{RF} t)$  και  $x_2(t) = A_2 \cos(\omega_{LO} t)$  τα σήματα στην είσοδο του πολλαπλασιαστή. Η έξοδός του θα είναι:

$$y(t) = x_1(t) * x_2(t) = A_1 \cos(\omega_{RF} t) * A_2 \cos(\omega_{LO} t) \quad [4.1]$$

$$\text{Η οποία γίνεται: } y(t) = 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t \quad [4.2]$$

$$\text{ή } y(t) = 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t \quad [4.3]$$

Θεωρούμε τώρα ένα συμμετρικό σήμα του RF-σήματος ως προς το σήμα του ταλαντωτή όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.2 Η συχνότητα ειδώλου.

Το RF σήμα μετατρέπεται όπως αναμενόταν:

$$\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO} \quad [4.4]$$

Όμως και η συχνότητα ειδώλου μετατρέπεται:

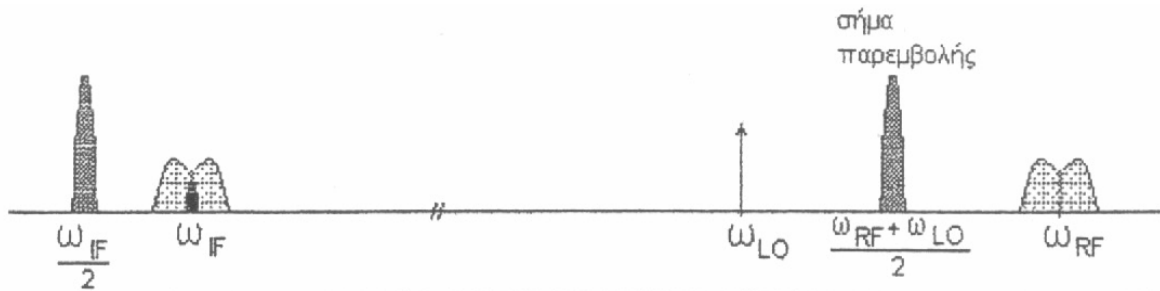
$$\omega_{IM} - \omega_{LO} = (\omega_{LO} - \omega_{IF}) - \omega_{LO} = -\omega_{IF} \quad [4.5]$$

Όμως αφού  $\cos(-\omega_{IF} t) = \cos(\omega_{IF} t)$ , δηλαδή ο αναλογικός πολλαπλασιαστής δεν μπορεί να διατηρήσει την πολικότητα της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων της εισόδου του, και τα δύο σήματα θα υποστούν την κάτω μετατροπή και θα υποβιβαστούν στην ίδια συχνότητα  $\omega_{IF}$  (σχήμα 4.2).

Για να αποτρέψουμε την παρουσία τέτοιων σημάτων ειδώλου, τα οποία μπορεί να είναι ισχυρότερα του επιθυμητού, χρησιμοποιούμε το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (image-reject filter) το οποίο τοποθετείται πριν από τον μίκτη.

### 4.1.3.2 Πρόβλημα ‘Μισής IF’

Ένα άλλο φαινόμενο που εμφανίζεται στους ετερόδυνους δέκτες, είναι αυτό της μισής IF. Υποθέτουμε ότι εκτός από το επιθυμητό σήμα RF με κεντρική συχνότητα  $\omega_{RF}$ , η κεραία συλλέγει και ένα σήμα παρεμβολής με συχνότητα  $(\omega_{RF} + \omega_{LO})/2$ . Εάν κατά την κάτω μετατροπή συχνότητας, έχουμε ενδοδιαμόρφωση και επιπλέον ο τοπικός ταλαντωτής εμφανίζει αρμονικές δεύτερης τάξης, είναι δυνατόν στην έξοδο του μίκτη να έχουμε έναν παράγοντα στη συχνότητα  $(\omega_{RF} + \omega_{LO}) - \omega_{LO} = \omega_{IF}$ , που οφείλεται στο σήμα παρεμβολής. Μια δεύτερη περίπτωση είναι το σήμα παρεμβολής να μεταφερθεί στη συχνότητα  $\omega_{IF}/2$  και στη συνέχεια αρμονικές του να πέσουν μέσα στο φάσμα του σήματος πληροφορίας, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3 Μισή IF.

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος μισής IF πρέπει να μειωθεί όσο το δυνατόν το φαινόμενο της ενδοδιαμορφωσης, και ο τοπικός ταλαντωτής να ρυθμιστεί έτσι ώστε να έχει ενεργό κύκλο 50%. Τέλος, πρέπει να επιλεγεί φίλτρο που να έχει αρκετή εξασθένηση στη συχνότητα  $(\omega_{RF} + \omega_{LO})/2$

## 4.2 Ο Πομπός

Ο πομπός του δορυφορικού συστήματος αναλαμβάνει να πραγματοποιήσει την αντίθετη ακριβώς διαδικασία απ' αυτή που έχει ο δέκτης. Αρχικά δέχεται το προς μετάδοση σήμα, το κωδικοποιεί, το διαμορφώνει, το ενισχύει και το οδηγεί στην κεραία για εκπομπή.

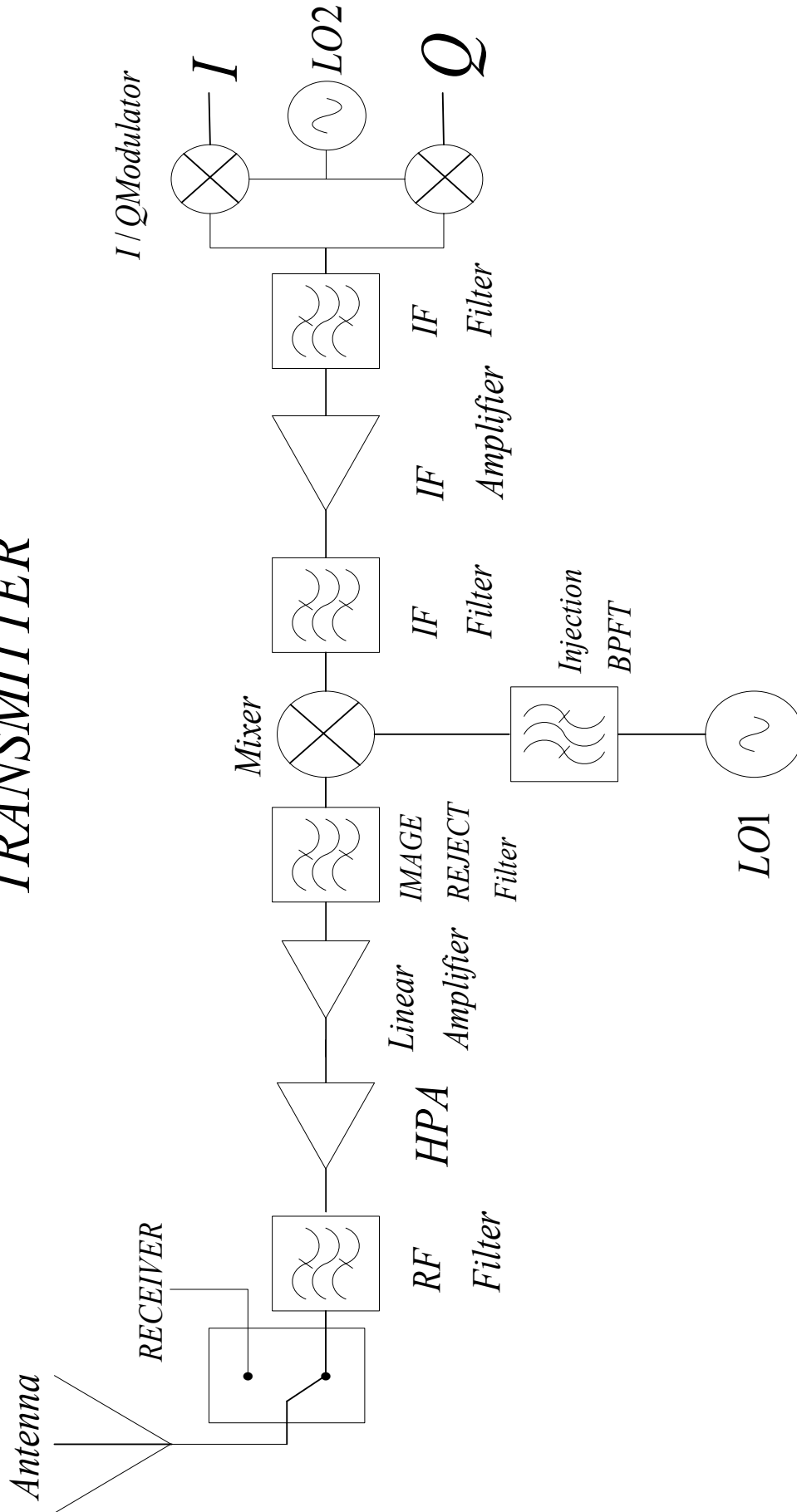
### 4.2.1 Η αρχιτεκτονική του πομπού

Όπως και στον δέκτη, έτσι και για την σχεδίαση του πομπού, χρησιμοποιούνται τα τρία ίδια είδη αρχιτεκτονικής. Για τους ίδιους λόγους, επιλέξαμε και η σχεδίαση του πομπού να γίνει με ετερόδυνη αρχιτεκτονική.

### 4.2.2 Το κύκλωμα του πομπού

Η διάταξη του πομπού που σχεδιάσαμε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

# TRANSMITTER



Σχήμα 4.4 Η αλυσίδα του πομπού.

Η λειτουργία του έχει ως εξής:

Αρχικά δέχεται το ως προς μετάδοση σήμα από την πηγή πληροφορίας και το κωδικοποιεί χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο Viterbi 1/2 έτσι ώστε να βελτιώσει το συνολικό σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Στη συνέχεια εφαρμόζει στο σήμα μια τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης, που στην περίπτωση μας είναι η QPSK. Μετά τη διαμόρφωση το σήμα φιλτράρεται (IF-Filter), ενισχύεται (IF-Amplifier) και ξαναφιλτράρεται (IF-Filter). Κατόπιν το φάσμα του σήματος μετατοπίζεται στην συχνότητα εκπομπής (2250 MHz) από τον μίκτη. Ακολούθως φιλτράρεται (Image-Reject-Filter) και ενισχύεται με τη βοήθεια δύο ενισχυτών υψηλής ισχύος. Τέλος φιλτράρεται για να οδηγηθεί προς την κεραία για εκπομπή.

Το σήμα που έχουμε στον πομπό είναι ελεγχόμενο αφού είναι προέρχεται από υπολογιστή και επιπλέον αποτελείται από ένα και μοναδικό κανάλι. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, η λειτουργία του πομπού να μην εμφανίζει ιδιομορφίες παρόμοιες με αυτές που μελετήσαμε στη λειτουργία του δέκτη.

## 4.3 Τα επιμέρους στοιχεία του πομποδέκτη

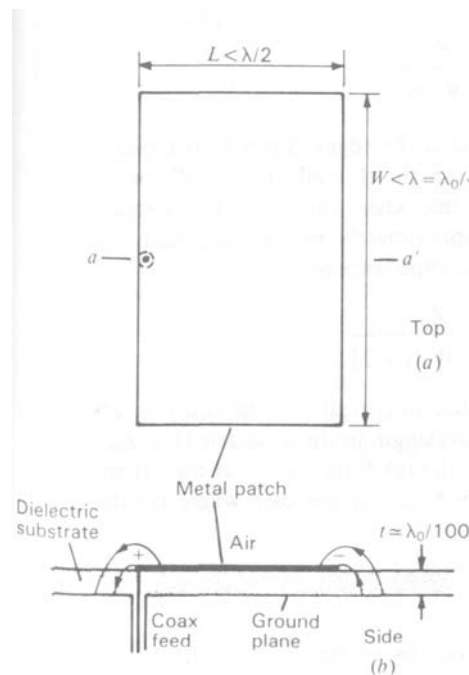
### 4.3.1 Η κεραία

Ο τύπος της κεραίας που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί στον ναυοδορυφόρο είναι η κεραία μικροταινίας (patch antenna).

Στην συνέχεια ακολουθούν κάποια θεωρητικά στοιχεία των κεραιών αυτών καθώς και παρουσίαση της κεραίας που προτείνεται.

#### 4.3.1.1 Κεραίες μικροταινιών

Αυτές οι κεραίες είναι δημοφιλείς για εφαρμογές χαμηλού προφίλ σε συχνότητες πάνω από 100 MHz. Συνήθως αποτελούνται από ένα ορθογώνιο μεταλλικό τμήμα πάνω σε ένα επίπεδο γείωσης, καλυμμένο με διηλεκτρικό (πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος). Μια τέτοια κεραία μικροταινίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (4.5) :



Σχήμα 4.5 Κεραία μικροταινιών.

Το διηλεκτρικό υλικό του υποστρώματος έχει τυπική σχετική διηλεκτρικότητα  $\epsilon_r = 2$  και πάχος  $t = \lambda_0/100$ . Παρατηρούμε επίσης από το σχήμα τις τυπικές διαστάσεις για το μήκος  $L$ , το πλάτος  $W$  και το πάχος  $t$ . Η τροφοδοσία γίνεται από μια ομοαξονική γραμμή στο κέντρο του αριστερού άκρου. Οι οριζόντιες συνιστώσες των ηλεκτρικών πεδίων στα δεξιά και αριστερά άκρα είναι στην ίδια διεύθυνση, δίνοντας συμφασική γραμμικά πολωμένη ακτινοβολία με ένα μέγιστο μετωπικά στο μεταλλικό ορθογώνιο. Το μεταλλικό ορθογώνιο ενεργεί σαν μια συντονισμένη γραμμή μικροταινίας  $\lambda/2$  από παράλληλες πλάκες, με χαρακτηριστική εμπέδηση ίση με το αντίστροφο του αριθμού  $n$  των παραλλήλων γραμμών μεταφοράς κυψελίδων πεδίου.

Κάθε γραμμή μεταφοράς κυψελίδας πεδίου έχει μια χαρακτηριστική ίση με την ειδική εμπέδηση  $Z_i$  του μέσου, όπου :

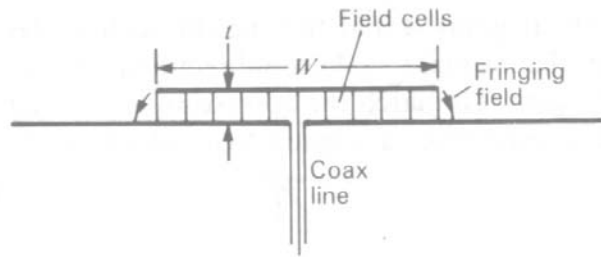
$$Z_i = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (\Omega) \quad [4.6]$$

Για τον αέρα είναι :

$$\begin{aligned} \mu_r &= \epsilon_r = 1 \\ Z_i &= Z_0 = 377 \Omega \end{aligned}$$

Στο παρακάτω σχήμα (4.6) βλέπουμε μια ακραία όψη του ορθογώνιου μεταλλικού φύλλου από την αριστερή πλευρά :





Σχήμα 4.6 Κεραία μικροταινιών.

Η διατομή όπως είναι σχεδιασμένη έχει 10 παράλληλες γραμμές μεταφοράς κυψελίδων πεδίου, έτσι ώστε για  $\epsilon_r = 2$  η χαρακτηριστική εμπέδηση της μικροταινίας δίνεται από την σχέση :

$$Z_c = \frac{Z_0}{n\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377}{10\sqrt{2}} \approx 26.7 \Omega \quad [4.7]$$

Αφού  $n = W/t$ , μια πιο γενική σχέση είναι :

$$Z_c = \frac{Z_0 t}{W\sqrt{\epsilon_r}} \quad [4.8]$$

Αυτή η σχέση αγνοεί τους κροσσούς πεδίου στα άκρα. Αφού το  $W$  είναι τυπικά ακόμα πολύ μεγαλύτερο από την τιμή του  $t$  στο παράδειγμα αυτό, η επίδραση τους είναι μικρή για ένα ορθογώνιο μεταλλικό φύλλο. Σε γραμμή μεταφοράς μικροταινίας όμως, που ο λόγος  $W/t$  είναι μικρότερος, η επίδραση τους αξιολογείται προσεγγιστικά με την προσθήκη 2 κυψελίδων, δίνοντας μια πιο ακριβή σχέση για την εμπέδηση της γραμμής μεταφοράς μικροταινίας :

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r} \left[ \left( \frac{W}{t} \right) + 2 \right]} \quad [4.9]$$

Το συντονισμένο μήκος  $L$  του μεταλλικού ορθογωνίου είναι κρίσιμο και τυπικά λίγο μικρότερο από  $\lambda/2$ , όπου  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος στο διηλεκτρικό ( $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ ).

Η ακτινοβολία από το μεταλλικό φύλλο προκύπτει σαν να προερχόταν από 2 σχισμές, στα αριστερά και δεξιά του σχήματος (1). Θα υπολογιστεί η εμπέδηση τους για την περίπτωση που το διηλεκτρικό υπόστρωμα είναι ο αέρας ( $\epsilon_r = 1$ ). Είναι γνωστό ότι η εμπέδηση  $Z_s$  της κεραίας σχισμής είναι :

$$Z_s = \frac{Z_0^2}{4Z_d} = \frac{35476}{Z_d} \quad (\Omega) \quad [4.10]$$

όπου

$Z_0$  : η εγγενής εμπέδηση του κενού χώρου ίση με 377  $\Omega$

$Z_d$  : η εμπέδηση του συμπληρωματικού διπόλου σε  $\Omega$

Για μια σχισμή μήκους  $\lambda$  και πλάτους λίγα εκατοστά του  $\lambda$ , η εμπέδηση του συμπληρωματικού διπόλου είναι περίπου  $700 + j0 \Omega$ . Έτσι η εμπέδηση της σχισμής είναι περίπου :

$$Z_s \approx \frac{35476}{700} \approx 50\Omega \quad [4.11]$$

Αυτή είναι η εμπέδηση μιας σχισμής σε ένα αγωγίμο φύλλο, που είναι ανοικτή και από τα δύο άκρα.

Η μικροταινία  $\lambda/2$  είναι ισοδύναμη με ένα τμήμα  $\lambda/2$  γραμμής μεταφοράς, που είναι συνδεδεμένο με μια αντίσταση ακτινοβολίας και απωλειών σε κάθε άκρο. Το κεντρικό σημείο της γραμμής είναι σε χαμηλό δυναμικό και μπορεί να γειωθεί, με μικρή επίδραση στην λειτουργία. Έτσι η σχισμή είναι κλεισμένη σε κάθε άκρο, με αποτέλεσμα το διπλασιασμό της εμπέδησης της. Οι δύο σχισμές του αγωγίμου ορθογωνίου φύλλου όμως, ενεργούν παράλληλα υποδιπλασιάζοντας την εμπέδηση, με αποτέλεσμα μια αντίσταση εισόδου :

$$R_{in} = 50\Omega$$

για  $W \approx \lambda_0$ , που είναι μια τυπική τιμή, ακόμα και με  $\epsilon_r > 1$ . Αν το  $W$  είναι μικρότερο, η  $R_{in}$  αυξάνει ανάλογα.

Το διάγραμμα ακτινοβολίας του ορθογωνίου φύλλου είναι πλατύ. Τυπικά η επιφάνεια δέσμης  $\Omega_A$  είναι το  $1/2$  ενός ημιχώρου. Η κατευθυντικότητα  $D$  που προκύπτει είναι :

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} = \frac{4\pi}{\pi} = 4 \quad (\text{ή } 6 \text{ dBi}) \quad [4.12]$$

Το εύρος ζώνης για σταθερή εμπέδηση μιας κεραίας ορθογωνίου φύλλου είναι συνήθως στενότερο από το εύρος ζώνης για σταθερό διάγραμμα ακτινοβολίας. Το εύρος ζώνης για σταθερή εμπέδηση είναι ανάλογο με το πάχος  $t$  του υποστρώματος διηλεκτρικού. Αφού το  $t$  είναι μικρό και το εύρος ζώνης θα είναι μικρό. Παρόλο που η έννοια του ενεργού ύψους  $h_e$  σε ένα ορθογώνιο φύλλο μετάλλου, δεν είναι κατάλληλη, θα την εκτιμήσουμε ποσοτικά για μια τέτοια κεραία.

Είναι γνωστό ότι το ενεργό ύψος  $h_e$  μιας κεραίας είναι :

$$h_e = \sqrt{\frac{2R_r A_e}{Z_0}} \quad [4.13]$$

όπου

$R_r$  : αντίσταση ακτινοβολίας σε  $\Omega$

$A_e$  : ενεργός επιφάνεια,  $\lambda^2$

$Z_0$  : εγγενής εμπέδηση του χώρου σε  $\Omega$

Αν πάρουμε  $D = 4$  και  $R_r = 50 \Omega$  για ένα τυπικό μεταλλικό ορθογώνιο, έχουμε σαν ενεργό επιφάνειά του :

$$A_e = \frac{D\lambda_0^2}{4\pi} = \frac{\lambda_0^2}{\pi} \quad [4.14]$$

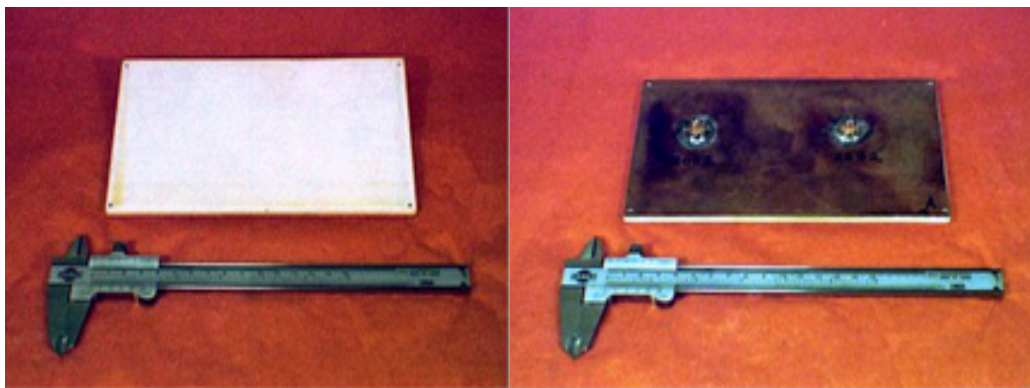
και σαν ενεργό ύψος του :

$$h_e = \sqrt{\frac{2 \times 50 \lambda_0^2}{377 \pi}} \approx 0.3 \lambda_0 \quad [4.15]$$

Είναι ενδιαφέρον ότι μια κεραία που υψώνεται μόνο  $\lambda_0/100$  πάνω από ένα επίπεδο γείωσης έχει ενεργό ύψος τριάντα φορές τόσο. Οι διαστάσεις ενός μεταλλικού ορθογωνίου δεν είναι ηλεκτρικά μικρές. Στα 2 GHz, ( $\lambda = \lambda_0/\sqrt{2} = 106 \text{ mm}$ ) ένα τέτοιο μεταλλικό ορθογώνιο δεν είναι πολύ μικρό.

#### 4.3.1.2 Επιλογή κεραίας ναυοδορυφόρου

Η κεραία που επιλέχτηκε για τον ναυοδορυφόρο της εφαρμογής μας είναι μια S-Band Microstrip Patch Antenna που η λειτουργία της βασίζεται στην δομή των κεραιών μικροταινιών που αναλύθηκε πριν. Τα χαρακτηριστικά της κεραίας παρουσιάζονται στον επόμενο πίνακα, ενώ παρατίθενται και δύο φωτογραφίες της συγκεκριμένης κεραίας.



Σχήμα 4.7 S-Band Microstrip Patch Antenna.

Temperature	-170 to +125 degrees C
Frequency	Typical frequencies: Receive: 2060 MHz Transmit: 2250 MHz
Bandwidth	Impedance (2:1 VSWR): approx. 60 MHz Polarization: greater than or equal to 20 MHz (mismatch loss to perfect CP receive antenna < 0.5 dB)
Power	Up to 10 Watts C.W.
Impedance	50 Ohms
Pattern Shape	Cylindrically symmetric hemispherical pattern
Maximum Gain	6 dBic min on axis (0 degrees elevation)
Polarization	RHCP (User defined)
Axial Ratio	< 2.5 dB
Beamwidth	Gain -1.0 dBic at 60 degrees from boresight
VSWR	< 2.0:1
RF Insertion Loss Due to ESD Protection System	No ESD protection system required
ESD DC Resistivity	< 5 x 10 <sup>12</sup> (sufficient for ESD protection)
Magnetic Properties	No magnetic materials are used in the antenna.
Size	50x50mm

Πίνακας 4.1

### 4.3.2 Ενισχυτές

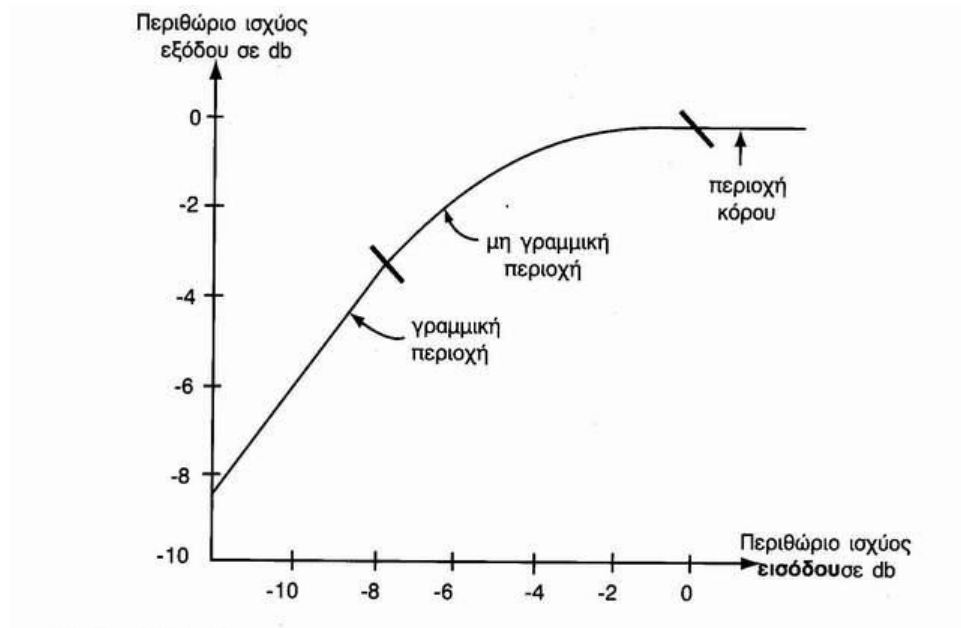
Οι ενισχυτές αποτελούν τα σημαντικότερα στοιχεία των κυκλωμάτων του πομπού και του δέκτη. Στο μεν δέκτη, χρησιμοποιούνται για την ενίσχυση του ασθενούς σήματος που λαμβάνεται έτσι ώστε να είναι δυνατή η επεξεργασία του. Στο δε πομπό, ενισχύουν το προς μετάδοση σήμα έτσι ώστε να είναι δυνατή η λήψη του από τον αντίστοιχο δέκτη.

Στη συνέχεια αναλύονται κάποια βασικά χαρακτηριστικά των ενισχυτών και της λειτουργίας τους. Επίσης γίνεται και ανάλυση όλων των ενισχυτών που χρησιμοποιούνται στον πομποδέκτη που μελετάμε.

#### 4.3.2.1 Μη γραμμική λειτουργία ενισχυτών

Όπως όλοι τα κυκλωματικά στοιχεία, έτσι και οι ενισχυτές, παρουσιάζουν τρεις περιοχές λειτουργίας, την γραμμική, την μη γραμμική στο εύρος της οποίας η ισχύς εξόδου αυξάνεται αλλά όχι ανάλογα προς την ισχύ εισόδου και την περιοχή του

κόρου όπου η ισχύς εξόδου είναι σταθερή ανεξάρτητα της στάθμης της ισχύος εισόδου. Οι τρεις αυτές περιοχές φαίνονται και στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 4.8 Οι περιοχές λειτουργίας του ενισχυτή.

Για τον χαρακτηρισμό αυτής της μη γραμμικής συμπεριφοράς των ενισχυτών χρησιμοποιούνται οι παρακάτω παράμετροι.

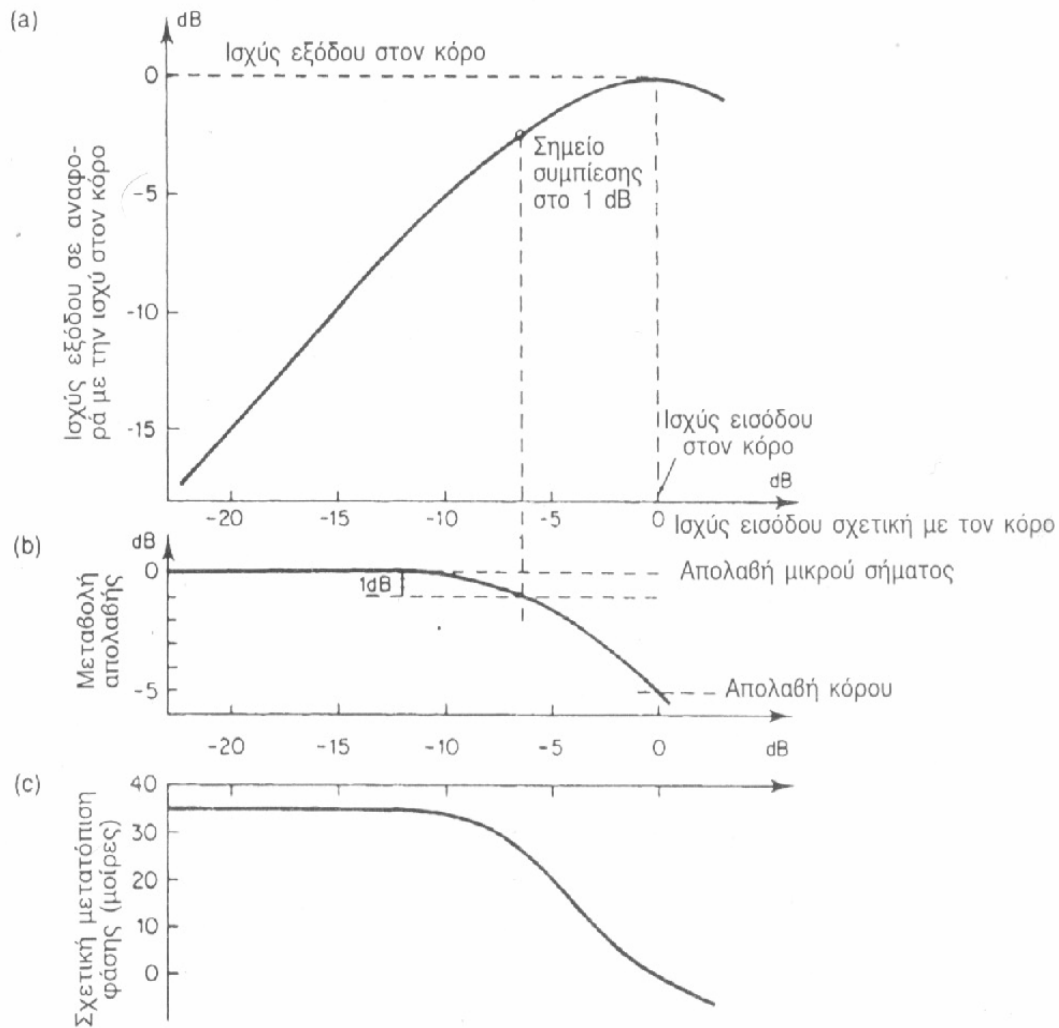
#### 4.3.2.1.1 Κανονικοποιημένες χαρακτηριστικές καμπύλες. Αναδίπλωση ισχύος εισόδου / εξόδου

Ένα ειδικό σημείο λειτουργίας (Q) του ενισχυτή χαρακτηρίζεται από ένα ζεύγος ισχύων εισόδου / εξόδου  $(P_i^1, P_o^1)_Q$ . Είναι βολικό να κανονικοποιήσουμε τις ποσότητες αυτές ως προς την ισχύ εξόδου κόρου  $(P_o^1)_{SAT}$  και την ισχύ εισόδου  $(P_i^1)_{SAT}$  που χρειάζονται για να επιτύχουμε τον κόρο, αντίστοιχα.

Επομένως, η κανονική χαρακτηριστική καμπύλη σχετίζεται με τα μεγέθη :

$$Y = P_o^1 / (P_o^1)_{SAT} \text{ και } X = P_i^1 / (P_i^1)_{SAT} \quad [4.16]$$

Η πάνω καμπύλη στο σχήμα 4.9 που ακολουθεί δείχνει αυτή τη χαρακτηριστική καμπύλη που σχετίζεται με τις τιμές Y και X σε decibel, για μια τυπική λυχνία οδεύοντος κύματος. Για ένα ειδικό σημείο λειτουργίας που ορίζεται από την  $(P_i^1, P_o^1)_Q$ , τα  $(X)_Q$  και  $(Y)_Q$  αναπαριστούν την αναδίπλωση εισόδου (IBO) και την αναδίπλωση εξόδου (OBO), αντίστοιχα.



**Σχήμα 4.9** Οι κανονικοποιημένες χαρακτηριστικές καμπύλες σαν συνάρτηση της αναδίπλωσης εισόδου (IBO).

- (α) Μεταφορά ισχύος του ενισχυτή σε λειτουργία απλού φέροντος.
- (β) Απολαβή ισχύος.
- (γ) Σχετική μετατόπιση φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου.

#### 4.3.2.1.2 Συντελεστής μετατροπής AM / AM

Για μικρή τιμή του  $X$ , η κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης (σε dB) στο διάγραμμα ισούται με 1, δηλαδή για μεταβολή 1 dB της ισχύος εισόδου, η ισχύς εξόδου επίσης μεταβάλλεται κατά 1 dB (στη γραμμική περιοχή). Μπορούμε να δούμε σχηματικά την ιδιότητα αυτή στην πάνω καμπύλη του προηγούμενου σχήματος.

Η κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης ονομάζεται συντελεστής μετατροπής AM/AM (conversion coefficient) και εκφράζεται σε dB ανά dB. Έτσι, αυτός ο συντελεστής μετατροπής έχει τιμή ίση με τη μονάδα όταν είναι μεγάλη η απόλυτη τιμή αναδίπλωσης ισχύος. Ο συντελεστής αυτός μειώνεται καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, μέχρι το σημείο κόρου, όπου και μηδενίζεται.

#### 4.3.2.1.3 Απολαβή ισχύος

Ο λόγος της ισχύος εξόδου  $P_0$  προς την ισχύ εισόδου  $P_i$  είναι η απολαβή ισχύος (power gain). Αυτή είναι σταθερή στο γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής καμπύλης, που αντιστοιχεί σε επίπεδο χαμηλής ισχύος, όπου και ονομάζεται απολαβή ισχύος για μικρό πλάτος σήματος (small signal power gain)  $G_{SS}$ . Κατόπιν, η απολαβή μειώνεται με την προσέγγιση του σημείου κόρου, όπως δείχνει η ενδιάμεση καμπύλη στο σχήμα 4.9. Στο σημείο του κόρου, αποκτά την ειδική τιμή  $G_{SAT}$ , την απολαβή ισχύος κόρου της συσκευής (saturation power gain of the device).

#### 4.3.2.1.4 Συντελεστής μετατροπής AM / PM $K_p$

Η επίδραση της μη γραμμικότητας εμφανίζεται και στην φάση του σήματος. Η συσκευή παρουσιάζει μετατόπιση φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Η σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης, σε σχέση με εκείνη που αντιστοιχεί στον κόρο, σαν συνάρτηση του επιπέδου του σήματος εισόδου παρουσιάζεται με την κάτω καμπύλη στο σχήμα 4.9. Η κλίση αυτής της χαρακτηριστικής καμπύλης, που ονομάζεται μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους προς διαμόρφωση φάσης, AM/PM  $K_p$ , δίνεται από την εξίσωση :

$$K_p = \Delta\phi / \Delta P_i^{1/2} \text{ (}^\circ / \text{dB)} \quad [4.17]$$

Ο συντελεστής μετατροπής, που εκφράζεται σε μοίρες ανά dB, είναι μέγιστος όταν η τιμή ισχύος εισόδου είναι μικρότερη από την τιμή του κόρου κατά μερικά dB.

#### 4.3.2.1.5 Συμπίεση κέρδους

Όταν το σήμα εισόδου είναι μικρό και οι αρμονικές είναι αμελητέες, τότε η έξοδος θα είναι :

$$y(t) \cong \alpha A \cos \omega t \quad [4.18]$$

Το κέρδος ασθενούς σήματος ορίζεται ως :

$$G = \alpha + \frac{3cA^2}{4} \quad [4.19]$$

Αν  $c < 0$  τότε, καθώς το  $A$  αυξάνει αφού το σήμα στην είσοδο αυξάνει, το κέρδος  $G$  μειώνεται και για μεγάλες τιμές του  $A$  θα μηδενιστεί. Το φαινόμενο αυτό περιγράφεται με την βοήθεια του σημείου συμπίεσης κατά 1 dB. Η παράμετρος αυτή χρησιμοποιείται για να ορίσουμε το τμήμα εκείνο της χαρακτηριστικής καμπύλης που μπορεί να θεωρηθεί γραμμικό και ορίζεται ως η στάθμη του σήματος εισόδου, για την

οποία η έξοδος παρεκκλίνει και μειώνεται κατά 1 dB από την γραμμική στάθμη. Μπορούμε να δούμε το σημείο αυτό στην πάνω καμπύλη του σχήματος 4.9.

Το σημείο συμπίεσης κατά 1 dB υπολογίζεται :

$$20 \log \left| \alpha + \frac{3}{4} c A_{1-\text{dB}}^2 \right| = 20 \log \alpha - 1 \quad [4.20]$$

οπότε

$$A_{1-\text{dB}} = \sqrt{0.145 \left| \frac{\alpha}{c} \right|} \quad [4.21]$$

Αν η είσοδος του συστήματος εκτός από το επιθυμητό ασθενές σήμα  $A_1 \cos \omega_1 t$  είναι και ένα ισχυρό σήμα παρεμβολής  $A_2 \cos \omega_2 t$  με  $A_1 \ll A_2$  :

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad [4.22]$$

τότε η έξοδος θα είναι :

$$y(t) = \left( \alpha A_1 + \frac{3}{4} c A_1^3 + \frac{3}{2} c A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \dots \quad [4.23]$$

$A_1 \ll A_2$

$$y(t) = \left( \alpha + \frac{3}{2} c A_2^2 \right) A_1 \cos \omega_1 t + \dots \quad [4.24]$$

Αν  $c < 0$  και  $A_2$  είναι μεγάλο, τότε το κέρδος του ασθενούς σήματος μηδενίζεται και το επιθυμητό σήμα δεν εμφανίζεται στην έξοδο, αφού φράζεται από το ισχυρό σήμα παρεμβολής.

Τέλος, όταν ένα ασθενές σήμα και ένα ισχυρό σήμα παρεμβολής περνούν μέσα από μη γραμμικό κύκλωμα, παρουσιάζεται το φαινόμενο της διασταυρούμενης διαμόρφωσης, κατά την οποία μεταφέρεται η διαμόρφωση ή ο θόρυβος από το σήμα παρεμβολής στο επιθυμητό σήμα.

Αυτή η μη γραμμική λειτουργία επιφέρει δυσμενείς επιπτώσεις στην απόδοση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Για αυτό θα αναλυθούν στην συνέχεια τα βασικά προβλήματα που δημιουργεί η μη γραμμική λειτουργία ενός συστήματος, η οποία εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση :



$$y(t) = ax(t) + bx^2(t) + cx^3(t) \quad [4.25]$$

#### 4.3.2.1.6 Αρμονικές

Αν στην είσοδο ενός συστήματος, εφαρμοστεί ημιτονικό σήμα :

$$x(t) = A \cos \omega t \quad [4.26]$$

τότε η έξοδος του θα είναι :

$$\begin{aligned} y(t) &= aA \cos \omega t + bA^2 \cos^2 \omega t + cA^3 \cos^3 \omega t \\ &= aA \cos \omega t + \frac{bA^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{cA^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \\ &= \frac{bA^2}{2} + \left( aA + \frac{3cA^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{bA^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{cA^3}{4} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad [4.27]$$

Παρατηρώντας την έξοδο, βλέπουμε ότι εκτός του όρου που περιέχει την βασική συχνότητα, υπάρχουν και όροι που περιέχουν συχνότητες πολλαπλάσιες της βασικής οι οποίοι αποτελούν τις αρμονικές. Η ν-οστή αρμονική είναι ευθέως ανάλογη του  $A^ν$ .

Το πρόβλημα των αρμονικών αντιμετωπίζεται με τη χρήση φίλτρων.

#### 4.3.2.1.7 Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης

Όπως προαναφέρθηκε κανένα κυκλωματικό στοιχείο δεν έχει απόλυτα γραμμική συμπεριφορά. Αν θεωρήσουμε ότι η απόκριση ενός μη γραμμικού ενισχυτή και γενικότερα οποιουδήποτε μη γραμμικού κυκλώματος που χρησιμοποιούμε είναι η [4.25], δηλαδή :

$$y(t) = ax(t) + bx^2(t) + cx^3(t)$$

τότε αν εισαχθεί σε αυτό σήμα :

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad [4.28]$$

η έξοδος θα είναι :

$$y(t) = a(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + b(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + c(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad [4.29]$$

Αναπτύσσοντας την παραπάνω σχέση θα δούμε ότι στην έξοδο εμφανίζονται όροι με συχνότητες που δεν είναι αρμονικές των σημάτων εισόδου. Οι όροι αυτοί

ονομάζονται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης και παρουσιάζονται στις παρακάτω συχνότητες :

- $\omega_1 \pm \omega_2$  :  $bA_1A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + bA_1A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$
- $2\omega_1 \pm \omega_2$  :  $\frac{3cA_1^2A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3cA_1^2A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t$
- $2\omega_2 \pm \omega_1$  :  $\frac{3cA_2^2A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3cA_2^2A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$

Φυσικά, θα υπάρχουν και οι όροι στις βασικές συχνότητες :

$$\omega = \omega_1, \omega_2 : \left( aA_1 + \frac{3}{4}cA_1^3 + \frac{3}{2}cA_1A_2^2 \right) \cos\omega_1 t + \left( aA_2 + \frac{3}{4}cA_2^3 + \frac{3}{2}cA_2A_1^2 \right) \cos\omega_2 t$$

Ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης που εμφανίζονται στις συχνότητες  $2\omega_1 - \omega_2$  και  $2\omega_2 - \omega_1$  όπου  $\omega_1$  η συχνότητα του επιθυμητού σήματος και  $\omega_2$  η συχνότητα του σήματος παρεμβολής.

Για να εκτιμήσουμε το μέγεθος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, εφαρμόζουμε στην είσοδο ένα σήμα διέγερσης που αποτελείται από δυο τόνους ίσου πλάτους  $A_1 = A_2 = A$  και εξετάζουμε τους όρους  $aA$  και  $\frac{3}{4}cA^3$ .

Αν για παράδειγμα  $aA = 2V_{p-p}$  και  $\frac{3}{4}cA^3 = 10mV_{p-p}$ , τότε :

$$20 \log \frac{aA}{\frac{3}{4}cA^3} = -46 \text{ dBc} \quad [4.30]$$

που σημαίνει ότι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης εμφανίζονται 46dB πιο κάτω από το φέρον όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



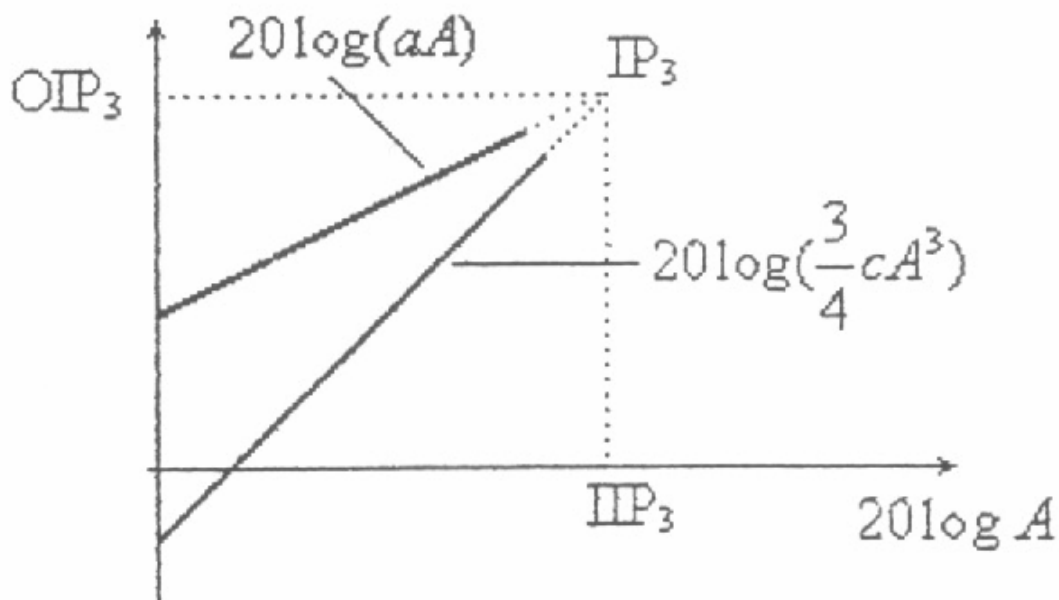
Σχήμα 4.10 Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.

Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης επηρεάζουν σημαντικά και το επιθυμητό σήμα όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 4.11 Αλλοίωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης.

Για να υπολογιστούν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης, χρησιμοποιείται μια ειδική παράμετρος, που ονομάζεται σημείο σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης  $IP_3$ . Το σημείο αυτό υπολογίζεται αν στην είσοδο εφαρμόσουμε το σήμα διέγερσης δυο τόνων, όπως προαναφέρθηκε. Αν το  $A$  είναι αρκετά μικρό, τότε το κέρδος του ασθενούς σήματος είναι σταθερό και ίσο προς  $a$ . Αυξάνοντας το  $A$ , οι όροι των βασικών συχνοτήτων αυξάνουν ευθέως ανάλογα με το  $A$ , ενώ τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης αυξάνουν ευθέως ανάλογα ως προς το  $A^3$ , δηλαδή τρεις φορές πιο γρήγορα από το βασικό σήμα. Το σημείο σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης είναι η τομή των δύο ευθειών  $20 \log(aA)$  και  $20 \log\left(\frac{3}{4}cA^3\right)$ , όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.12 Σημείο σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης ( $IP_3$ ).

Στο σχήμα φαίνονται επίσης τα σημεία εισόδου  $IP_3$  ( $IIP_3$ ) και εξόδου  $IP_3$  ( $OIP_3$ ). Το σημείο σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης για είσοδο της μορφής :

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad [4.31]$$

είναι :

$$A_{IP_3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a}{c} \right|} \quad [4.32]$$

Αν γνωρίζουμε την ισχύ εισόδου καθώς και την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης, τότε ισχύει :

$$IIP_3(\text{dBm}) = \frac{\Delta P(\text{dB})}{2} + P_{in}(\text{dB}) \quad [4.33]$$

Τέλος, αναφέρουμε και την σχέση μεταξύ του σημείου συμπίεσης 1-dB και του σημείου σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης :

$$\frac{A_{1-\text{dB}}}{A_{IP_3}} = \frac{\sqrt{0.145}}{\sqrt{\frac{4}{3}}} \approx -9.6 \text{ dB} \quad [4.34]$$

Στην περίπτωση του ναυοδορυφόρου της εφαρμογής μας, το πρόβλημα της ενδοδιαμόρφωσης δεν είναι σημαντικό αφού το σήμα μας αποτελείται από μία μόνο φέρουσα συχνότητα. Αν για κάποιο λόγο επιλέξουμε τελικά να χρησιμοποιήσουμε κάποιο σύστημα πολλαπλής πρόσβασης ( π.χ. FDMA), τότε θα έχουμε να αντιμετωπίσουμε προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> τάξης. Στην περίπτωση αυτή θα πρέπει να κάνουμε αντιστάθμιση της μη γραμμικότητας του ενισχυτή.

### 4.3.2.3 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)

Το σήμα που φτάνει στην κεραία του δέκτη του δορυφόρου είναι πολύ ασθενές, της τάξης του 1μV. Έτσι, για να γίνει η περαιτέρω επεξεργασία του στις επόμενες βαθμίδες, είναι απαραίτητη η ενίσχυσή του. Αυτή πραγματοποιείται μέσω ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) ο οποίος ονομάζεται έτσι επειδή έχει αρκετά χαμηλή θερμοκρασία θορύβου, καλή αξιοπιστία και ευστάθεια. Η απαίτηση για μικρό συντελεστή θορύβου γίνεται κατανοητή μελετώντας την παρακάτω σχέση που δίνει τον συντελεστή θορύβου μιας αλυσίδας δικτύων :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}} \quad [4.35]$$

Παρατηρούμε από την παραπάνω εξίσωση ότι είναι αναγκαίο να χρησιμοποιηθεί εξοπλισμός λήψης, του οποίου το πρώτο στάδιο να έχει χαμηλό θόρυβο, αφού αυτό κυρίως καθορίζει τον συνολικό συντελεστή θορύβου και γι' αυτό θα πρέπει να έχει μικρή τιμή.

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου (LNA) χρησιμοποιούν τρανζίστορ πεδίου στα οποία ο θόρυβος είναι κυρίως θερμικής προέλευσης. Κατάλληλη επιλογή του ημιαγωγού που χρησιμοποιείται μπορεί να μειώσει το θόρυβο αυτό.

Η χρήση GaAs και λιθογραφίας κλασμάτων του μικρού ( $10^{-6}\text{m}$ ) έχει βελτιώσει σημαντικά την απόδοση των LNA όσον αφορά το συντελεστή θορύβου. Τέλος η εμφάνιση τρανζίστορ HEMTs έχει επιτρέψει την περαιτέρω ελάττωση του θορύβου, ιδιαίτερα σε υψηλές συχνότητες (20GHz).

Οι τυπικές τιμές των παραμέτρων ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Συντελεστής θορύβου (NF)	2 dB
IP3	-10 dB
Κέρδος (G)	15 dB
Αντίσταση εισόδου /εξόδου ( $R_{in}/R_{out}$ )	50 $\Omega$
Εξασθένηση από επιστροφή ( $L_R$ )	-15 dB
Reverse isolation	20 dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

Πίνακας 4.2

Η παράμετρος  $L_R$  χρησιμοποιείται παράλληλα με τον λόγο στάσιμων κυμάτων S για την ποσοτική εκτίμηση της προσαρμογής (input matching). Είναι:

$$L_R = 20\log|p_L| \quad (\text{dB}) \quad [4.36]$$

όπου  $p_L$  ο συντελεστής ανάκλασης.

Η παράμετρος reverse isolation καθορίζει το ποσοστό του σήματος που διαφεύγει από το μίκτη προς την κεραία.

#### 4.3.2.3.1 Επιλογή του LNA

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου που προτείνεται είναι ο RF9986 (περιέχει και τον μίκτη).

Τα χαρακτηριστικά του είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Συντελεστής θορύβου (NF)	1,4 dB
IP3	+5.5 dBm
Κέρδος (G)	12 dB
Αντίσταση εισόδου/εξόδου ( $R_{in}/R_{out}$ )	50 $\Omega$
Εξασθένηση από περιστροφή ( $L_R$ )	-15 dB
Reverse isolation	23 dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

Πίνακας 4.3

#### 4.3.2.4 Ενισχυτές Υψηλής Ισχύος (Power Amplifiers)

Οι ενισχυτές υψηλής ισχύος (PA) χρησιμοποιούνται στην πλευρά εκπομπής του κυκλώματος του πομποδέκτη. Αποτελούν το τελευταίο στάδιο ενίσχυσης του σήματος πριν την εκπομπή και για το λόγο αυτό θα πρέπει να παράγουν αρκετή ισχύ εξόδου για να καλύψουν τις απώλειες μετάδοσης του σήματος από τον πομπό προς τον αντίστοιχο δέκτη.

Στην περίπτωση του ναυοδορυφόρου που εξετάζουμε, όπως είδαμε και προηγουμένως στην αλυσίδα του πομπού, χρησιμοποιούμε δύο ενισχυτές υψηλής ισχύος, τον προενισχυτή (Driver PA) και τον τελικό (HPA). Αυτό γίνεται για να δώσουμε στο σήμα μας την απαιτούμενη ισχύ για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης.

Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό τους είναι το κατά πόσο αποδοτικά μετατρέπουν την ισχύ με την οποία τροφοδοτούνται ( $P_{DC}$ ) σε ισχύ εξόδου ( $P_L$ ). Το δεύτερο σημαντικό χαρακτηριστικό τους, είναι η γραμμικότητα. Τα δύο αυτά στοιχεία δεν είναι ανεξάρτητα με αποτέλεσμα βελτίωση τους ενός να συνεπάγεται χειροτέρευση του άλλου.

Οι δύο παράμετροι που ορίζουν την απόδοση ενός ενισχυτή ισχύος είναι :

- i. Η αποδοτικότητα  $\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} \times 100\%$ , όπου  $P_L$  η ισχύς που αποδίδει ο ενισχυτής στο φορτίο και  $P_{DC}$  η ισχύς τροφοδοσίας του ενισχυτή.
- ii. Η αποδοτικότητα PAE (Power-added efficiency), που εκφράζεται με την διαφορά της ισχύος εισόδου και εξόδου προς την ισχύ τροφοδοσίας :

$$PAE = \frac{P_L - P_{IN}}{P_{DC}} \quad [4.37]$$

Οι δύο αυτές παράμετροι είναι πολύ σημαντικοί αφού οι PA καταναλώνουν την περισσότερη ισχύ από όλα τα κυκλώματα του πομποδέκτη και επηρεάζουν έτσι σε μεγάλο βαθμό την ισχύ που θα έχει ο ναυοδορυφόρος της εφαρμογής μας.

Οι τυπικές τιμές των παραμέτρων ενός ενισχυτή υψηλής ισχύος είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΥΠΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ
Ισχύς Εξόδου	+20 έως +30 dBm
Αποδοτικότητα (η)	30%-60%
IMD	-30 dBc
Τάση τροφοδοσίας	3.8 έως 5.8 V
Κέρδος	20 έως 30 dB
Output Spurs & Harmonics	-50 έως -70 dBc
Έλεγχος ισχύος	On-Off
Παράγοντας ευστάθειας Κ	>1

Πίνακας 4.4

#### 4.3.2.4.1 Επιλογή ενισχυτών ισχύος

Ο προενισχυτής ισχύος που προτείνεται είναι ο RF2189 και έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά.

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Power Added Efficiency	42%
Κέρδος (G)	20 dB
Noise Figure	7dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

Πίνακας 4.5

Επίσης για τελικός ενισχυτής προτείνεται ο RF2126 με χαρακτηριστικά.

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Power Added Efficiency	45%
Κέρδος (G)	12 dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

Πίνακας 4.6

### 4.3.2.5 Οι ενισχυτές ενδιάμεσης συχνότητας (IF Amplifiers)

Ο ενισχυτές αυτοί χρησιμοποιούνται για την ενίσχυση του σήματος ενδιάμεσης συχνότητας.

Στην πλευρά του δέκτη, ο IF ενισχυτής αποτελεί στάδιο υψηλής ενίσχυσης του σήματος το οποίο και οδηγείται στον αποκωδικοποιητή. Το σημείο σύμπτυξης 3<sup>ης</sup> τάξης πρέπει να είναι υψηλό στην περίπτωση που ακολουθεί απευθείας τον μίκτη, ενώ μπορεί να είναι χαμηλότερο αν παρεμβάλλεται μεταξύ τους ένα στάδιο φιλτραρίσματος το οποίο και παρέχει προστασία από υψηλής ισχύος ανεπιθύμητα σήματα.

Στον πομπό χρησιμοποιείται για την ενίσχυση τους σήματος που εξέρχεται από τον κωδικοποιητή και οδηγείται στον μίκτη.

#### 4.3.2.5.1 Επιλογή ενισχυτών IF

Ο ενισχυτής IF που προτείνεται για τον δέκτη έχει τα παρακάτω χαρακτηριστικά.

NF	5 dB
Input IP3	5 dBm
Gain	50 dB

Πίνακας 4.7

Για τον πομπό τα χαρακτηριστικά του είναι:

Noise Figure	4 dB
Third Order Interrupt	11 dBm
Gain	12 έως 20 dB
Αντίσταση εισόδου-εξόδου	50 Ohm
Εύρος συχνοτήτων	70-230 MHz
Τάση τροφοδοσίας	2-5 Volt

Πίνακας 4.8



### 4.3.3 ΜΙΚΤΗΣ

Ο μίκτης είναι το κυκλωματικό στοιχείο με το οποίο υλοποιούμε την μετατροπή συχνότητας, άνω και κάτω μετατροπή στις περιπτώσεις του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα.

Υπάρχουν δύο κατηγορίες μικτών, οι ενεργοί και οι παθητικοί. Οι ενεργοί μίκτες εμφανίζουν κέρδος της τάξης των 10 dB σε αντίθεση με τους παθητικούς οι οποίοι απλά πολλαπλασιάζουν τα δύο σήματα των εισόδων τους χωρίς να τα ενισχύουν. Επίσης στους ενεργούς απαιτείται σήμα ταλαντωτή μικρότερης ισχύος από ότι στους παθητικούς. Βέβαια, όπως είναι φυσικό οι ενεργοί έχουν μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος.

Ο λόγος που γίνεται μετατροπή της συχνότητας σε μία ενδιάμεση χαμηλότερη είναι το ότι σε αυτή είναι ευκολότερο το φιλτράρισμα και η επεξεργασία του σήματος.

#### 4.3.3.1 Περιγραφή λειτουργίας

Ένας μίκτης υλοποιείται με τη βοήθεια ενός αναλογικού πολλαπλασιαστή. Έστω  $x_1(t) = A_1 \cos(\omega_{IN} t)$  και  $x_2(t) = A_2 \cos(\omega_{LO} t)$  τα σήματα στην είσοδο του πολλαπλασιαστή. Η έξοδός του θα είναι:

$$y(t) = x_1(t) * x_2(t) = A_1 \cos(\omega_{IN} t) * A_2 \cos(\omega_{LO} t) \quad [4.38]$$

Η οποία γίνεται:  $y(t) = 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{IN} - \omega_{LO})t + 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{IN} + \omega_{LO})t$

[4.39]

$$\text{ή} \quad y(t) = 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{LO} - \omega_{IN})t + 1/2 A_1 A_2 \cos(\omega_{IN} + \omega_{LO})t$$

Αν  $\omega_{RF}$  και  $\omega_{LO}$  οι συχνότητες του RF σήματος και του σήματος του τοπικού ταλαντωτή αντίστοιχα, τότε:

$$\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO} \quad \text{ή} \quad \omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$$

Στην περίπτωση που εξετάζουμε επιλέγουμε την πρώτη περίπτωση για τον πομπό (δηλ.  $\omega_{RF} = \omega_{IF} + \omega_{LO}$ ) και για τον δέκτη την δεύτερη (δηλ.  $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ ).

### 4.3.3.2 Παράμετροι

#### 1. Κέρδος μετατροπής

Κέρδος τάσης

Το κέρδος τάσης ορίζεται ως ο λόγος της rms τάσης του σήματος εξόδου προς την rms τάση του σήματος εισόδου. Αυτό μπορεί να μετρηθεί εφαρμόζοντας ημιτονοειδές σήμα στην θύρα εισόδου με συχνότητα  $\omega_{IN}$  και μετρώντας στην έξοδο το πλάτος του σήματος εξόδου σε συχνότητα  $\omega_{OUT}$ .

Κέρδος ισχύος

Το κέρδος ισχύος ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του σήματος εξόδου προς την ισχύ του σήματος εισόδου.

Τα κέρδη τάσης και ισχύος σε dB είναι ίσα αν και οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του μίκτη είναι ίσες. Για να πετύχουμε μέγιστη μεταβίβαση ισχύος αλλά και για να αποφύγουμε τα στάσιμα κύματα πρέπει να έχουμε βέλτιστη προσαρμογή του μίκτη με τα άλλα στοιχεία.

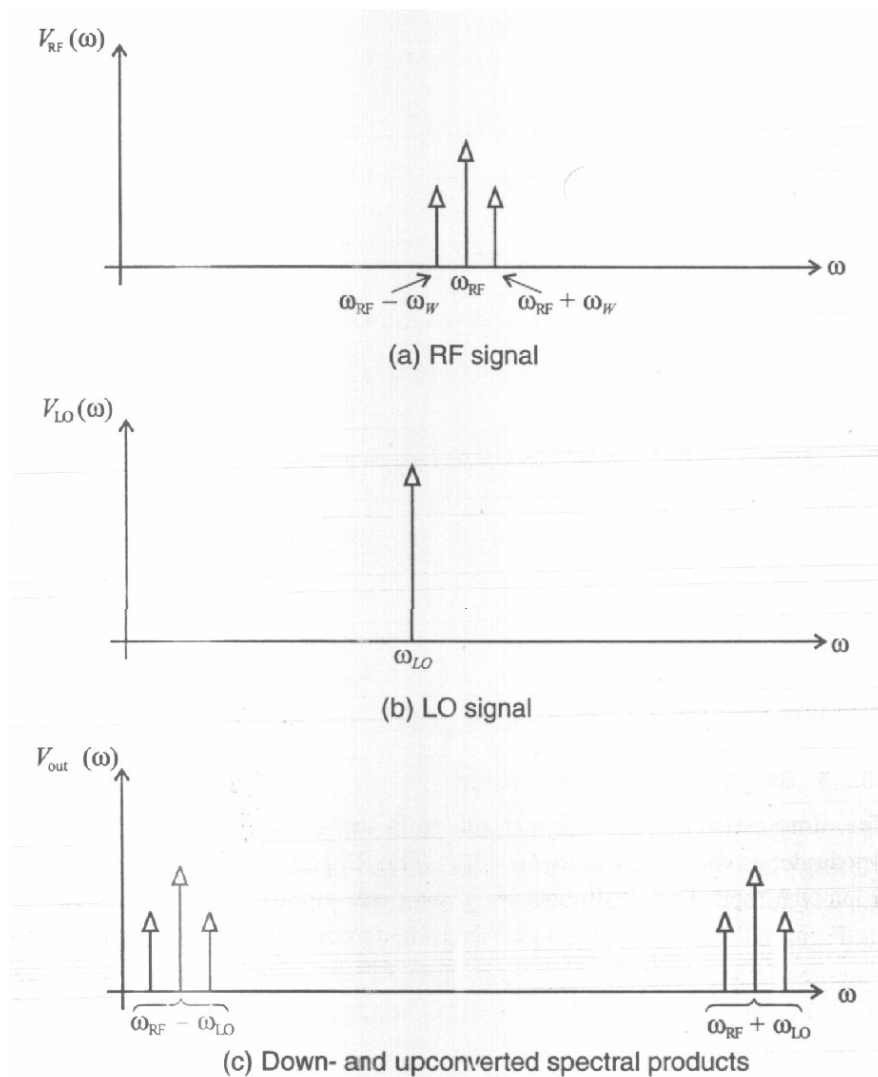
#### 2. Συντελεστής θορύβου

Στην έξοδο ενός μίκτη που δεν εισάγει επιπλέον θόρυβο στο σήμα, ο σηματοθορυβικός λόγος είναι διπλάσιος αυτού της εισόδου. Αυτό οφείλεται στο ότι στην έξοδο εκτός του σήματος εισόδου συνεισφέρει και το φάσμα της εικόνας ιδώλου. Έτσι έχουμε συντελεστή θορύβου απλής πλευρικής ζώνης.

### 4.3.3.3 Προβλήματα

#### 1. Ανεπιθύμητα σήματα

Από τις σχέσεις που αναφέρθηκαν κατά την περιγραφή της λειτουργίας του μίκτη (παρ. 4.3.3.1), βλέπουμε ότι τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη εκτός από το επιθυμητό σήμα δημιουργείται και το  $\omega = \omega_{RF} + \omega_{LO}$  (σχήμα 4.13). Το σήμα αυτό είναι ανεπιθύμητο και κόβεται με τη βοήθεια φίλτρων.



**Σχήμα 4.13** Το φάσμα εξόδου του μίκτη.

## 2. Εικόνα ειδώλου

Ένα άλλο πρόβλημα που παρατηρείται είναι αυτό της συχνότητας ή εικόνας ειδώλου το οποίο και αναλύθηκε σε προηγούμενη παράγραφο (παρ 4.1.3.1).

## 3. Απομόνωση θυρών

Στον μίκτη, όπως και σε όλα τα κυκλωματικά στοιχεία, δεν έχουμε τέλεια απομόνωση μεταξύ των θυρών του. Έτσι είναι πιθανό να έχουμε διαρροή:

1. Ισχύος από την LO-θύρα στην RF-θύρα που φτάνει μέχρι την κεραία.

2. Από την RF-θύρα στην LO-θύρα. Αυτή προκαλεί την διέλευση ισχυρών σημάτων παρεμβολής από την LO-θύρα και την αλληλεπίδρασή τους με το σήμα του ταλαντωτή.
3. Από την LO-θύρα στην IF-θύρα που δημιουργεί προβλήματα στις επόμενες βαθμίδες.
4. Από την RF-θύρα στην IF-θύρα που δημιουργεί προβλήματα ενδοδιαμόρφωσης.

#### 4.3.3.4 Τυπικά χαρακτηριστικά μίκτη

Οι τυπικές τιμές των χαρακτηριστικών του μίκτη είναι :

Συντελεστής θορύβου (NF)	12 dB
IP <sub>3</sub>	+5 dBm
Κέρδος (G)	10 dB
Αντίσταση εισόδου	50 Ω
Απομόνωση θυρών	10-20 dB

Πίνακας 4.9

#### 4.3.3.5 Επιλογή του μίκτη

Ο μίκτης που προτείνεται τόσο για τον πομπό όσο και για τον δέκτη έχει τα εξής χαρακτηριστικά :

Συντελεστής θορύβου (NF)	5.5 dB
Κέρδος (G)	13 - 16 dB
Αντίσταση εισόδου-εξόδου	50 Ohm
Απομόνωση θυρών	10 - 30 dB

Πίνακας 4.10

### 4.3.4 ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ

Για να γίνει η μετατροπή συχνότητας από τον μίκτη απαιτείται κάποιο περιοδικό σήμα, συνήθως ημίτονο. Το σήμα αυτό παράγεται από έναν τοπικό ταλαντωτή.

Ως ταλαντωτής ορίζεται το κύκλωμα το οποίο με μηδενική είσοδο έχει άπειρη έξοδο.

Υπάρχουν τρεις κατηγορίες ταλαντωτών :

1. Ταλαντωτές με τελεστικό ενισχυτή και RC. Αυτοί χρησιμοποιούνται για εφαρμογές με συχνότητα λειτουργίας μεταξύ 10Hz και 100kHz.
2. Ταλαντωτές LC. Χρησιμοποιούν τρανζίστορ FET ή BJT και συντονισμένα LC. Χρησιμοποιούνται για εφαρμογές με συχνότητα λειτουργίας από 100kHz έως εκατοντάδες MHz και έχουν μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας Q από τους προηγούμενους. Τέλος είναι δύσκολος ο συντονισμός τους σε μεγάλη περιοχή συχνοτήτων.
3. Κρυσταλλικοί ταλαντωτές. Χρησιμοποιούνται για εφαρμογές με συχνότητα λειτουργίας από 100kHz έως εκατοντάδες MHz. Είναι πολύ σταθεροί σε σχέση με τη θερμοκρασία και το χρόνο και διαθέτουν πολύ μεγάλους συντελεστές ποιότητας Q.

Στην περίπτωση μας θέλουμε η συχνότητα του ταλαντωτή να μην είναι σταθερή αλλά να μεταβάλλεται. Έτσι χρησιμοποιούμε ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO). Η λειτουργία του βασίζεται στο ότι εφαρμόζοντας μια τάση ελέγχου V στην είσοδο, παίρνουμε στην έξοδο μια ημιτονική κυματομορφή της οποίας η συχνότητα μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου.

$$\text{Δηλαδή :} \quad \omega_{\text{out}} = \omega_{\text{FR}} + K_{\text{VCO}}V \quad [4.40]$$

Όπου  $\omega_{\text{FR}}$  η ελεύθερη συχνότητα και  $K_{\text{VCO}}$  το κέρδος του ταλαντωτή.

#### 4.3.4.1 Παράμετροι

##### Συντελεστής ποιότητας Q

Σε ένα ταλαντωτή LC ο συντελεστής ποιότητας δείχνει πόση ενέργεια χάνεται κατά την μεταφορά της από τον πυκνωτή στο πηνίο και αντίστροφα.

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\text{Ενέργεια που αποθηκεύεται ανά περίοδο}}{\text{Ενέργεια που καταναλώνεται ανά περίοδο}} \quad [4.41]$$

Ο συντελεστής ποιότητας μπορεί να οριστεί και ως ο λόγος της συχνότητας ταλάντωσης  $\omega_c$  προς το εύρος ζώνης  $\Delta\omega$  3 dB.

$$Q = \frac{\omega_c}{\Delta\omega_{3\text{dB}}} \quad [4.42]$$

### 4.3.4.2 Προβλήματα

#### 1. Θόρυβος φάσης

Ο ταλαντωτής είναι πολύ ευαίσθητος στο θόρυβο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, όταν εισέρχεται θόρυβος στον ταλαντωτή, να προκαλούνται διαταραχές τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση του σήματος εξόδου. Οι πρώτες συνήθως είναι αμελητέες ενώ οι δεύτερες πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη.

Ειδικότερα στην περίπτωση μας που χρησιμοποιούμε διαμόρφωση QPSK πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη διότι ο θόρυβος φάσης μπορεί να προκαλέσει αύξηση του BER.

#### 2. Oscillator pulling and pushing

Ολίσθηση της φέρουσας συχνότητας  $\omega_0$  προς την πλευρά της συχνότητας παρεμβολής  $\omega_1$  μπορεί να προκληθεί από πιθανά σήματα παρεμβολής που είναι συγκρίσιμα σε πλάτος με το επιθυμητό σήμα και βρίσκονται σε γειτονικές με αυτό συχνότητες.

### 4.3.4.3 Επιλογή του ταλαντωτή

Ο ταλαντωτής που προτείνεται έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

Εύρος συχνοτήτων	1900-2400 MHz
Ισχύς	-5 έως 0 dB
Τάση τροφοδοσίας	3 έως 5 Volt

Πίνακας 4.11

### 4.3.5 Φίλτρα

Φίλτρα ονομάζονται τα συστήματα που επιτρέπουν την διέλευση σημάτων των οποίων η συχνότητα είναι εντός της φασματικής τους ζώνης, ενώ αποκόπτουν τα σήματα με συχνοτικά χαρακτηριστικά εκτός της φασματικής τους ζώνης. Πρόκειται δηλαδή για μια διάταξη επιλογής συχνοτήτων, η οποία χρησιμοποιείται για να περιορίσει το φάσμα ενός σήματος σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων. Η απόκριση συχνότητας ενός φίλτρου χαρακτηρίζεται από μια ζώνη διέλευσης (passband), μια ζώνη μετάβασης (transition band) και μια ζώνη αποκλεισμού (stopband). Οι συχνότητες μέσα στην ζώνη διέλευσης μεταδίδονται με μικρή ή καθόλου παραμόρφωση και το όριο της είναι εκεί όπου η εξασθένιση που εισάγεται είναι ίση με 3dB. Οι συχνότητες στην ζώνη αποκλεισμού απορρίπτονται σε ένα

καθορισμένο βαθμό. Σε ιδανική περίπτωση θα θέλαμε το φίλτρο μας να περνά από την ζώνη διέλευσης κατευθείαν στην ζώνη φραγής. Στην πράξη όμως αυτό δεν συμβαίνει και για αυτό επιθυμούμε όσο το δυνατόν μικρότερη ζώνη μετάβασης.

Τα φίλτρα χωρίζονται σε τέσσερις βασικές κατηγορίες :

- Βαθυπερατά Φίλτρα (Low-pass filter )
- Υψιπερατά Φίλτρα (High – pass filter )
- Ζωνοπερατά Φίλτρα (Band- pass filter )
- Ζωνοφρακτικά Φίλτρα (Band- stop filter)

Τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται στον πομποδέκτη του ναυοδορυφόρου της εφαρμογής μας είναι ζωνοπερατά, εκτός από τα φίλτρα μεταξύ του μίκτη και του τοπικού ταλαντωτή, που είναι βαθυπερατά.

Ανάλογα με τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς των φίλτρων, υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι φίλτρων, τα φίλτρα Chebychev, τα φίλτρα Butterworth, και τα φίλτρα Bessel. Θα μας απασχολήσουν στην μετέπειτα ανάλυση μόνο οι πρώτοι δύο τύποι φίλτρων, αφού αυτοί είναι οι πιο κοινός και χρησιμοποιούνται περισσότερο στην πράξη

#### 4.3.5.1 Η Προσέγγιση Butterworth

Είναι η πιο απλή μέθοδος προσέγγισης συναρτήσεων μεταφοράς, από όλες τις κλασσικές μεθόδους.

Η προσέγγιση Butterworth είναι μια ειδική περίπτωση των συναρτήσεων maximally flat, που εξετάσαμε προηγούμενα. Σχηματίζεται, αν στη γενική πολλαπλώς επίπεδη συνάρτηση, θέσουμε όλα τα μηδενικά διελύσεως στο άπειρο. Έτσι, η συνάρτηση  $G(j\omega)$ , θα έχει  $p_i = 0$ . Ταυτόχρονα όμως, λόγω της σχέσης  $p_i = -e_i$ , θα πρέπει  $e_i = 0$ , εκτός φυσικά από τον όρο υψηλότερου βαθμού.

Έτσι, μετά από όλα τα παραπάνω, η γενική συνάρτηση συστήματος Butterworth N-οστού βαθμού διαμορφώνεται ως εξής:

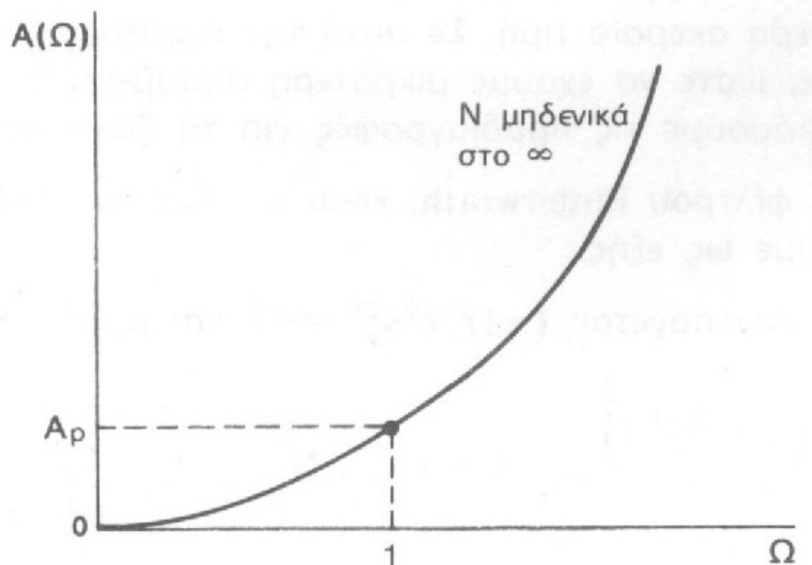
$$|G(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \Omega^{2N}} \quad [4.43]$$

Με το  $\Omega$ , θεωρούμε την κανονικοποιημένη συχνότητα,  $\Omega = \omega/\omega_p$ , στο εξής, όπου  $\omega_p$  η συχνότητα διελύσεως.

Στη γενική περίπτωση των πολλαπλώς επιπέδων συναρτήσεων, υπάρχει και το πολυώνυμο  $P(s)$  που δίνει τα μηδενικά διελεύσεως.

Στην περίπτωση Butterworth, το πολυώνυμο αυτό είναι απλώς μονάδα. Ο συντελεστής  $\varepsilon$  δεν είναι άλλος από τον συντελεστή  $\varepsilon_n$ .

Στο σχήμα βλέπουμε τη συνάρτηση απόσβεσης Butterworth N-οστού βαθμού. Σε  $\omega_c$  παρουσιάζει μηδενική απόσβεση, καθώς επίσης και μηδενικές παραγώγους ανωτέρας τάξεως. Η συνάρτηση επίσης αυξάνει μονότονα, ενώ παρουσιάζει N μηδενικά διελεύσεως στο άπειρο.



Σχήμα 4.14 Η συνάρτηση απόσβεσης Butterworth βαθμού N.

Η συνάρτηση μεταφοράς Butterworth, N βαθμού, δίνεται από τη σχέση:

$$H(s)H(-s) = 1 + (-1)^N \cdot \varepsilon^2 \cdot s^{2N}$$

Στο πεδίο της φανταστικής συχνότητας, έχουμε:

$$H(s)H(-s)|_{s=j\Omega} = |H(\Omega)|^2 = 1 + \varepsilon^2 \Omega^{2N} \quad [4.44]$$

Η συνάρτηση απόσβεσης δίνεται από τη σχέση:

$$A(\Omega) = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 \Omega^{2N}) \quad [4.45]$$

Με βάση την παραπάνω συνάρτηση απόσβεσης, πρέπει να βρούμε τον βαθμό N του φίλτρου και τον συντελεστή  $\varepsilon$ , που ικανοποιούν τις δοθείσες προδιαγραφές. Έστω ότι στη συχνότητα  $\Omega_s$  μας έχει δοθεί τιμή απόσβεσης  $A_s$ . Αντικαθιστώντας τα παραπάνω στην σχέση (2.1-7) θα έχουμε:

$$A_s = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 \Omega_s^{2N}) \quad [4.46]$$

Για να υπολογιστεί το N, πρέπει να ξέρουμε την τιμή του  $\varepsilon$ . Αυτή βρίσκεται, κάνοντας την παρακάτω παρατήρηση:



Είναι γνωστό ότι η τιμή της συνάρτησης απόσβεσης στη ζώνη διελύσεως  $A_p$  βρίσκεται στην κανονικοποιημένη συχνότητα  $\Omega=1$ . Έτσι, θα έχουμε:

$$A_p = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2)$$

Η σχέση αυτή δίνει το  $\varepsilon$  και έτσι η συνάρτηση Butterworth προσδιορίζεται πλήρως.

Έχουμε λοιπόν την σχέση για το βαθμό του φίλτρου  $N$ :

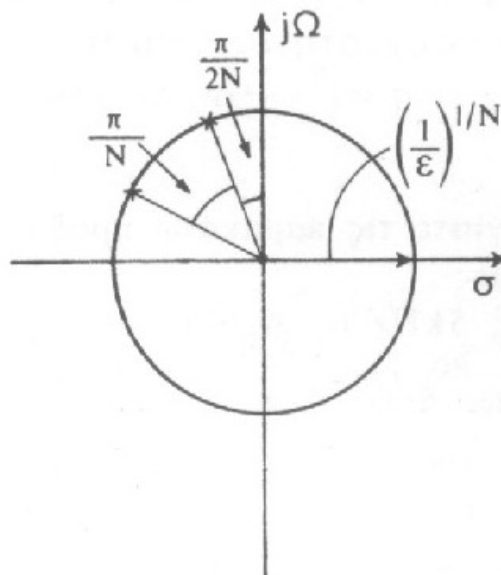
$$N = \log_{10} \sqrt{\frac{10^{A_s/10} - 1}{10^{A_p/10} - 1}} \cdot [\log_{10} \Omega_s] \quad [4.47]$$

Σημειώνεται, ότι αν η σχέση δεν δώσει ακέραια τιμή για το  $N$ , λαμβάνεται η αμέσως μεγαλύτερη ακέραια τιμή. Σε αυτή την περίπτωση, υπάρχει περιθώριο μεταβολής του  $\varepsilon$ , ώστε να έχουμε μικρότερη απόσβεση στη ζώνη διέλευσης, χωρίς να παραβιάσουμε τις προδιαγραφές για τη ζώνη φραγής.

Οι πόλοι του φίλτρου Butterworth, είναι οι ρίζες του πολυωνύμου της συνάρτησης μεταφοράς. Τους υπολογίζουμε ως εξής:  
Έχουμε:  $(-1)^N \varepsilon^2 s_k^{2N} = -1$  και άρα:

$$s_k = \frac{1}{\varepsilon^{1/N}} e^{j(\frac{\pi}{2} + \frac{2k-1}{2N}\pi)} \quad , \quad \kappa=1,2,\dots,N \quad [4.48]$$

Δηλαδή, παρατηρούμε, ότι οι πόλοι βρίσκονται πάνω στην περιφέρεια κύκλου ακτίνας  $(1/\varepsilon)^{1/N}$  και σε αποστάσεις που σχηματίζουν γωνία  $\pi/N$  μεταξύ τους. Ο πρώτος πόλος βρίσκεται σε γωνία  $\pi/2 + \pi/2N$  από την αρχή.



**Σχήμα 4.15** Γεωμετρική παράσταση των πόλων συνάρτησης Butterworth βαθμού  $N$ .

Οι συντελεστές  $\omega_{ok}$  και  $Q_k$ , αν γραφτεί η συνάρτηση Butterworth σε μορφή όρων  $s^2 + (\omega_o/Q)s + \omega_o^2$  δίνονται ως εξής:

$$Q_k = \frac{1}{2 \sin\left(\frac{2k-1}{2N}\right)\pi}, \quad k=1,2,\dots,N \quad [4.49]$$

ενώ όλα τα  $\omega_{ok}$  είναι ίσα μεταξύ τους και ίσα με την ακτίνα του κύκλου  $\Omega_o$ , στον οποίο βρίσκονται οι πόλοι τη συνάρτησης.

Με βάση τα παραπάνω, η συνάρτηση μεταφοράς διαμορφώνεται ως εξής:

$$H(s) = \varepsilon \prod_{k=1}^N (s - s_k) \quad [4.50]$$

ή με την μορφή  $\omega_o$  και  $Q$  είναι :

$$H(s) = \varepsilon \prod_{k=1}^{N/2} \left( s^2 + \frac{\Omega_o}{Q_k} s + \Omega_o^2 \right) \quad \text{για } N \text{ άρτιο} \quad [4.51]$$

$$H(s) = \varepsilon (s + \Omega_o) \prod_{k=1}^{N/2} \left( s^2 + \frac{\Omega_o}{Q_k} s + \Omega_o^2 \right) \quad \text{για } N \text{ περιττό} \quad [4.52]$$

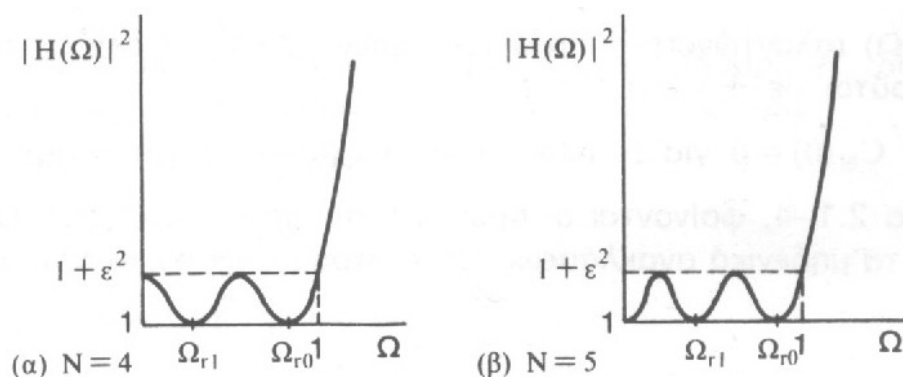
Οι παράμετροι πολωνύμων Butterworth διαφόρων βαθμών, βρίσκονται υπολογισμένοι σε πίνακες, ώστε όταν γνωρίζουμε τον απαιτούμενο βαθμό του πολωνύμου, αμέσως να βρίσκουμε την συνάρτηση.

Σημειώνεται ότι οι συναρτήσεις αυτές, των πινάκων υλοποιούν κανονικοποιημένα ( $\Omega_{-3DB}=1$ ) βαθυπερατά φίλτρα.

### 4.3.5.2 Η προσέγγιση Chebyshev

Η προσέγγιση Chebyshev παρουσιάζει κυματισμό της συνάρτησης απόσβεσης στη ζώνη διέλευσης, ενώ η συνάρτηση γίνεται μονότονος αύξουσα στη ζώνη φραγής (για βαθυπερατό φίλτρο πάντα).

Ο αριθμός μεγίστων-ελαχίστων της συνάρτησης απόσβεσης στη ζώνη διέλευσης, προσδιορίζει και τον βαθμό  $N$  του φίλτρου. Στο σχήμα φαίνεται η συνάρτηση απόσβεσης ενός φίλτρου Chebyshev με  $N=5$  και ενός με  $N=4$ . Προσοχή στο γεγονός ότι για  $\Omega = 0$ , η απόσβεση είναι 0, μόνο όταν  $N$  περιττό. Παρατηρούμε ότι λόγω της μονότονης αύξησης της συνάρτησης απόσβεσης στη ζώνη φραγής, η συνάρτηση έχει όλα της τα μηδενικά διελεύσεως στο άπειρο. Γι' αυτό ακριβώς το λόγο, τα φίλτρα Chebyshev είναι ειδική περίπτωση της γενικής κατηγορίας ίσου κυματισμού με πεπερασμένα μηδενικά διελεύσεως.



Σχήμα 4.16 Η συνάρτηση απόσβεσης Chebyshev βαθμού 4 και 5.

Το μειονέκτημα επομένως των φίλτρων Chebyshev, είναι ότι δεν μπορούν να ικανοποιήσουν πολύπλοκες προδιαγραφές για τη συνάρτηση απόσβεσης στην περιοχή της ζώνης φραγής, αλλά λόγω του ότι οι συναρτήσεις Chebyshev βρίσκονται πολύ εύκολα έτοιμες σε σχετικούς πίνακες είναι χρήσιμες για υλοποίηση πιο απλών προβλημάτων σύνθεσης φίλτρων, ιδιαίτερα όταν δεν υπάρχει δυνατότητα προσπέλασης σε υπολογιστή.

Η μορφή της συνάρτησης Chebyshev είναι:

$$|H(\Omega)|^2 = 1 + \varepsilon^2 C_N^2(\Omega) \quad [4.53]$$

Αντίστοιχα, η συνάρτηση απόσβεσης είναι:

$$A(\Omega) = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 C_N^2(\Omega)) \quad [4.54]$$

Η συνάρτηση  $C_N(\Omega)$  είναι:

$$C_N(\Omega) = \cos(N \cos^{-1} \Omega), \Omega \leq 1 \text{ για } \Omega \in R \quad [4.55]$$

$$C_N(\Omega) = \cosh(N \cosh^{-1} \Omega), \Omega \geq 1 \quad [4.56]$$

Ο αναδρομικός τύπος είναι:

$$C_{N+1}(\Omega) = 2\Omega C_N(\Omega) - C_{N-1}(\Omega) \quad [4.57]$$

Δηλαδή η  $C_N(\Omega)$  δεν είναι παρά η μορφή των πολωνύμων Chebyshev, και φυσικά ακολουθεί τις ιδιότητες αυτών των πολωνύμων:

- i) Η  $C_N(\Omega)$  είναι άρτια συνάρτηση για  $N$  άρτιο και περιττή για  $N$  περιττό.
- ii) Η  $C_N(\Omega)$  ταλαντώνεται μεταξύ των τιμών  $-1$  και  $+1$  στη ζώνη διέλευσης και ισούται με  $+1$  για  $\Omega=1$ .

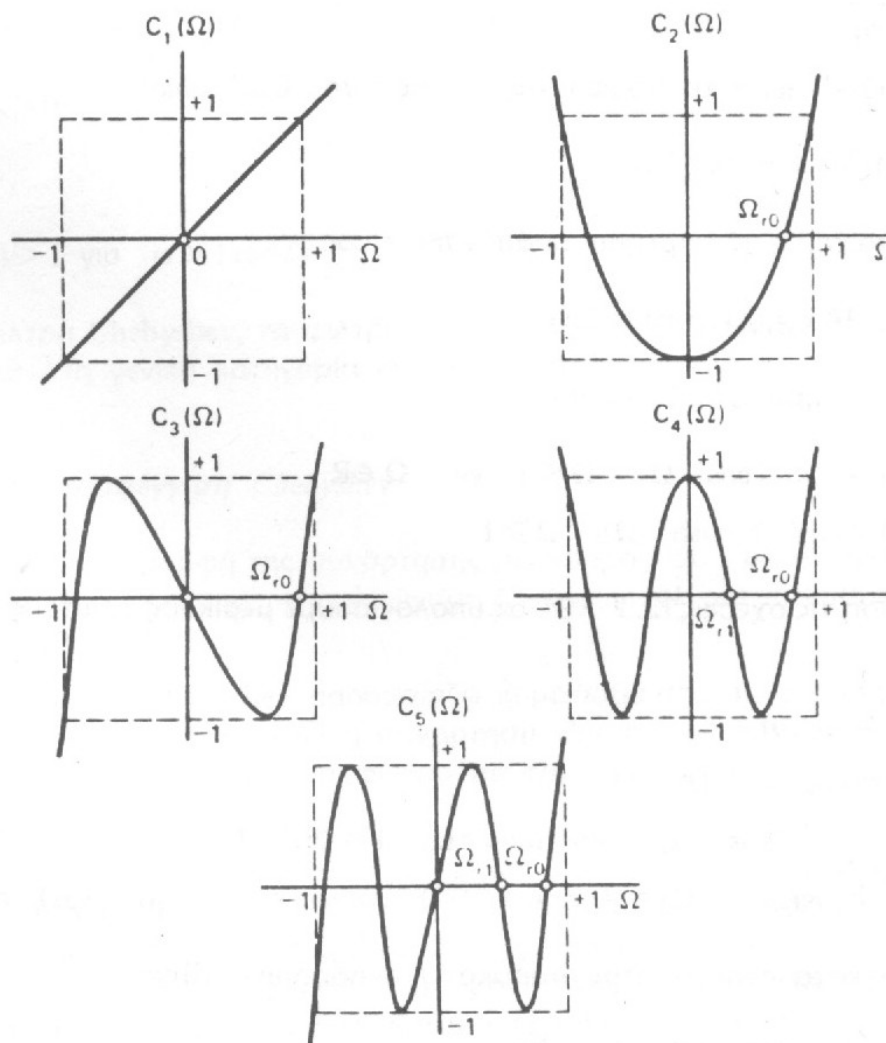
Ακόμη  $C_N(0) = 0$  για  $N$  περιττό και  $C_N(0) = \pm 1$  για  $N$  άρτιο.

Στο σχήμα φαίνονται οι πρώτες 5 συναρτήσεις  $C_N(\Omega)$ . Οι ρίζες της  $C_N(\Omega)$ , είναι τα μηδενικά ανακλάσεως του φίλτρου Chebyshev, και δίνονται από τη σχέση:

$$\Omega_{rk} = \cos\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad \kappa = 0, 1, \dots, (N-1)/2 \text{ N περιττό, } \kappa = 0, 1, \dots, N/2-1, \text{ N άρτιο [4.58]}$$

Οπότε, το πολυώνυμο δίνεται από τη σχέση:

$$C_N(\Omega) = 2^{N-1} \prod_{\kappa} (\Omega^2 - \Omega_{rk}^2) \quad [4.59]$$

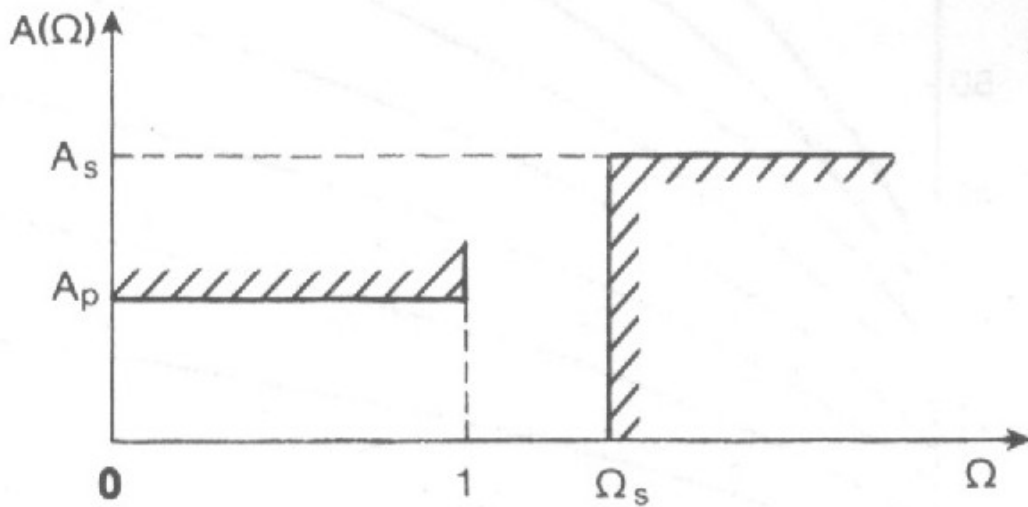


Σχήμα 4.17 Οι πέντε πρώτες συναρτήσεις  $C_N(\Omega)$ .

Από τις παραπάνω ιδιότητες, βλέπουμε γιατί η συνάρτηση απόσβεσης των φίλτρων Chebyshev παρουσιάζει ομοιόμορφο κυματισμό στη ζώνη διέλευσης. Ακόμη, από τη σχέση  $A(\Omega) = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 C_N^2(\Omega))$  παρατηρούμε ότι ο συντελεστής  $\varepsilon$ , διαμορφώνει την απόσβεση στη ζώνη διέλευσης, μιας και η  $C_N(\Omega)$  μεταβάλλεται σταθερά από  $-1$  έως  $+1$ .

Για τον εντοπισμό του βαθμού  $N$ , δοθείσών των κανονικοποιημένων προδιαγραφών για βαθυπερατό φίλτρο έχουμε:

Οι προδιαγραφές αυτές είναι για  $\Omega=1$  απόσβεση  $A_p$  για  $\Omega = \Omega_s$  απόσβεση  $A_s$



Σχήμα 4.18 Τυπικές προδιαγραφές κανονικοποιημένου βαθυπερατού φίλτρου.

Οι προδιαγραφές φαίνονται και στο σχήμα.

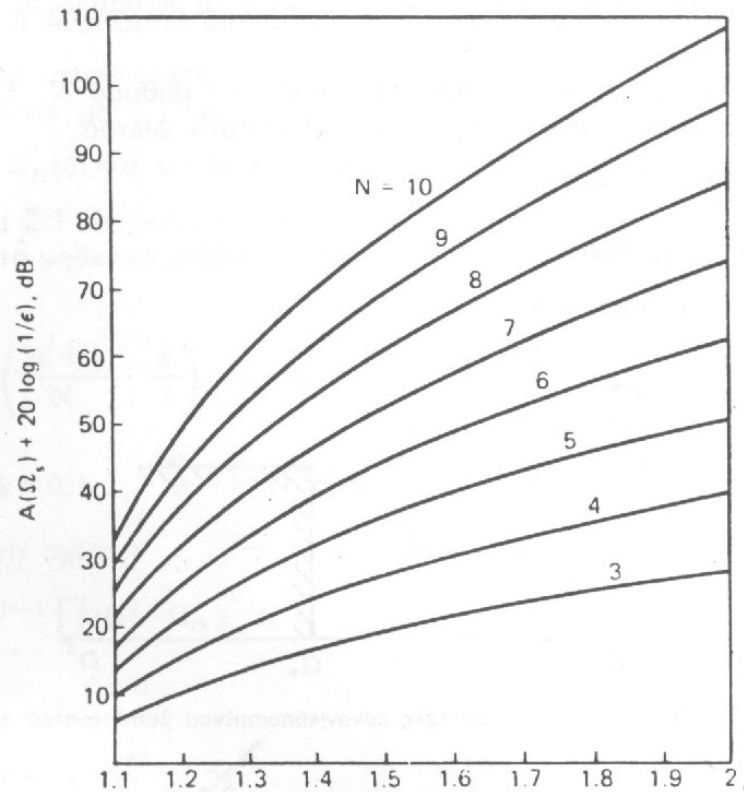
Η σχέση  $A(s) = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2 C_N^2(\Omega_s))$  με επαναληπτικές δοκιμές, δίνει την τιμή του  $N$ , που προσδιορίζει τον βαθμό του φίλτρου.

Για τιμές του  $A_s$  μεγαλύτερες από 10 dB γίνεται  $A(s) \approx 10 \log_{10} \varepsilon^2 C_N^2(\Omega_s)$

Ένας προσεγγιστικός τύπος του  $N$  είναι :

$$N \geq \frac{A_s + 20 \log \frac{1}{\varepsilon} + 6}{8,68 \cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad [4.60]$$

Για διευκόλυνση στους υπολογισμούς, στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται ένα διάγραμμα για τον εντοπισμό του  $N$  (από  $N = 3$  έως  $N = 10$ ). Το διάγραμμα είναι της συνάρτησης  $A(\Omega_s) + 20 \log \left( \frac{1}{\varepsilon} \right)$  για τιμές της  $\Omega_s$  από 1 έως 2.



Σχήμα 4.19 Διάγραμμα εντοπισμού βαθμού  $N$  ενός φίλτρου Chebyshev.

Φυσικά, αν η τιμή του  $N$ , δεν προκύπτει ακέραια, λαμβάνεται η αμέσως μεγαλύτερη ακέραια.

Όταν εντοπισθεί ο βαθμός  $N$  της συνάρτησης Chebyshev, από τους πίνακες, μπορούμε να έχουμε απ' ευθείας την αναλυτική της έκφραση και να προχωρήσουμε στη σύνθεση του φίλτρου. Αν δεν υπάρχουν τέτοιοι πίνακες στη διάθεση μας, οι πόλοι της συνάρτησης  $H^2 = 0$ , βρίσκονται από την παρακάτω σχέση:

$$s_k = -\sin\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \sinh\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right) + j \cos\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cosh\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right), \quad \kappa=0,1,\dots,N-1$$

ή

$$\Omega_{0k} = \sqrt{\sin^2\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \sinh^2\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right) + \cos^2\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cosh^2\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right)}$$

$$Q_k = \frac{1}{2} \cos\left\{ \tan^{-1} \left[ \cot\left(\frac{2k+1}{N} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \coth\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon}\right) \right] \right\} \quad [4.61]$$

Με βάση τους παραπάνω πόλους, η  $H(s)$  βρίσκεται από τη σχέση:

$$H(s) = h \prod_{k=0}^{N-1} (s - s_k) \quad [4.62]$$

όπου η πολλαπλασιαστική σταθερά  $h$ , βρίσκεται από τη σχέση:

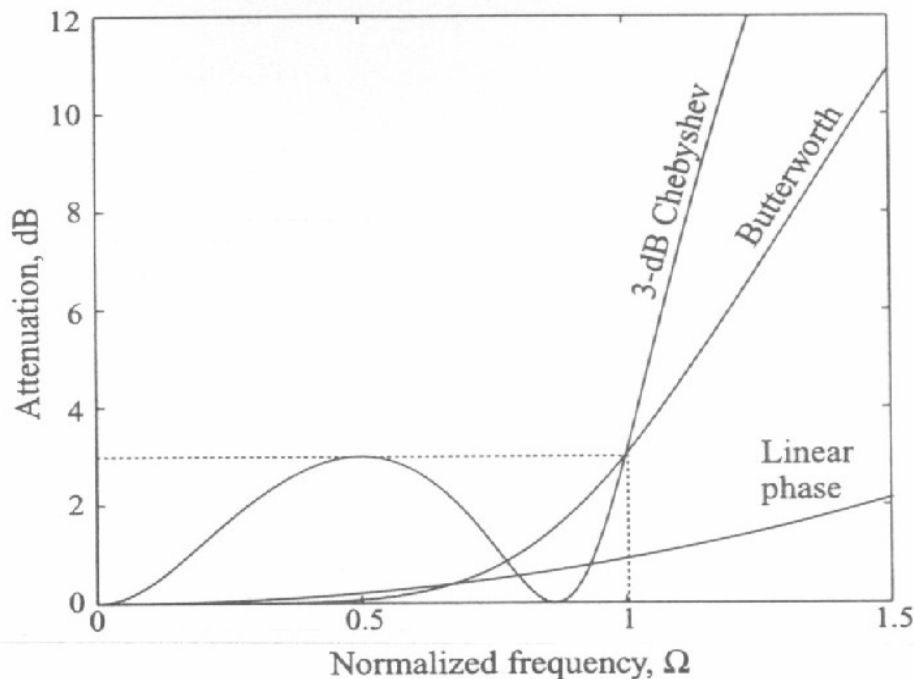
$$H(0) = h \prod_{k=0}^{N-1} (-s_k) \quad [4.63]$$

Στην προηγούμενη παράγραφο, είδαμε ότι οι πόλοι της συνάρτησης Butterworth, βρίσκονται πάνω σε κύκλο. Αντίστοιχα, ο γεωμετρικό τύπος των ριζών της συνάρτησης Chebyshev, είναι έλλειψη, στο εσωτερικό του κύκλου Butterworth με την παρακάτω εξίσωση:

$$\frac{\sigma_k^2}{\sinh^2\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right)} + \frac{\Omega_k^2}{\cosh^2\left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right)} = 1 \quad [4.64]$$

όπου  $s_k = \sigma_k + j\Omega_k$ .

Συγκρίνοντας τα φίλτρα Chebyshev με τα φίλτρα Butterworth, εντοπίζουμε, ότι οι συναρτήσεις Chebyshev προσεγγίζουν καλύτερα τις προδιαγραφές ενός ιδανικού φίλτρου. Η συνάρτηση Chebyshev έχει μεγαλύτερη κλίση στη ζώνη μετάβασης, από ότι μια συνάρτηση Butterworth ίδιου βαθμού και με ίδια παραμόρφωση στη ζώνη διέλευσης. Αυτό σημαίνει ότι μια υλοποίηση Chebyshev χρειάζεται λιγότερες βαθμίδες από την αντίστοιχη Butterworth και έτσι εξοικονομούμε στοιχεία. Εκείνο που πληρώνει κανείς σ' αυτή την περίπτωση, είναι η συνάρτηση φάσης: Τα φίλτρα Butterworth έχουν καλύτερη συμπεριφορά από τα Chebyshev ως προς την φάση.



Σχήμα 4.20 Απόκριση των φίλτρων Chebyshev και Butterworth.

### 4.3.5.3 RF Φίλτρο

Τα RF φίλτρα του πομποδέκτη της εφαρμογής μας είναι ζωνοπερατά φίλτρα που χρησιμοποιούνται για την επιλογή της ζώνης συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο φάσμα του επιθυμητού σήματος, καθώς και για να περιορίζουν τον εκτός ζώνης θόρυβο. Η επιλογή τους εξαρτάται από το ρυθμό μετάδοσης και τη συχνότητα. Κατά την σχεδίαση των φίλτρων RF θα πρέπει το εύρος ζώνης διέλευσης να είναι αρκετό, ώστε να μην έχουμε καταπίεση του κύριου φασματικού μέρους των σημάτων της βασικής ζώνης.

Τα χαρακτηριστικά του RF φίλτρου που επιλέξαμε για τον πομπό μας είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2250 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	2%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 4.12

ενώ τα χαρακτηριστικά του RF φίλτρου που επιλέξαμε για τον δέκτη μας είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2060 MHz
Απόσβεση (IL)	1,5 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	5%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 4.13

### 4.3.5.4 IF FILTER

Σε ετερόδυνες αρχιτεκτονικές, χρησιμοποιούνται IF φίλτρα. Ειδικότερα στον δέκτη μας χρησιμοποιούνται στην ενδιάμεση βαθμίδα για να φιλτράρουν την έξοδο του μίκτη, στην οποία εκτός της συχνότητας  $\omega_{IF}$ , παράγεται και η  $\omega = \omega_{RF} + \omega_{LO}$  που



είναι ανεπιθύμητη. Ενώ στον πομπό μας τα IF φίλτρα βρίσκονται εκατέρωθεν του ενισχυτή IF και στοχεύουν στην εκκαθάριση του σήματος που οδηγείται στο μίκτη.

Τα χαρακτηριστικά των IF φίλτρων που επιλέξαμε για τον πομπό είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	140 MHz
Απόσβεση (IL)	6 dB
Τύπος	Chebychev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	2%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 4.14

αντίστοιχα, τα χαρακτηριστικά των IF φίλτρων που επιλέξαμε για τον δέκτη είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	140 MHz
Απόσβεση (IL)	5 dB
Τύπος	Chebychev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	4
Εύρος ζώνης (BW)	500 kHz
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 4.15

#### 4.3.5.5 IMAGE REJECT FILTER

Το συγκεκριμένο φίλτρο χρησιμοποιείται για την αποκοπή της συχνότητας ειδώλου. Όπως είδαμε στη μελέτη του μίκτη η συχνότητα ειδώλου είναι  $\omega_{im} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$ . Οι βασικές απαιτήσεις για την επιλογή του φίλτρου είναι να έχει μεγάλες απώλειες στη συχνότητα ειδώλου καθώς και μεγάλο κέρδος στην περιοχή συχνοτήτων του επιθυμητού σήματος. Για να το πετύχουμε αυτό θα πρέπει η τιμή της συχνότητας  $2\omega_{IF}$  να είναι αρκετά μεγάλη. Επιλέγοντας όμως μεγάλη ενδιάμεση συχνότητα  $\omega_{IF}$  μειώνεται ο συντελεστής ποιότητας Q. Τελικά κατά την επιλογή του φίλτρου λαμβάνουμε υπόψη και τους δύο αυτούς παράγοντες.

Στην πλευρά του πομπού μας, το φίλτρο αποκοπής ειδώλου χρησιμοποιείται για την καταπίεση της συχνότητας ειδώλου που παράγεται κατά την άνω μετατροπή

συχνότητας. Επειδή η συχνότητα του ειδώλου που παράγεται είναι 1970 MHz ( $\omega_{im} = \omega_{\lambda O} - \omega_{IF}$ ) και το RF σήμα είναι στα 2250 MHz, το φίλτρο μας θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα επιλεκτικό.

Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2250 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	4
Εύρος ζώνης (BW)	1%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 $\Omega$

Πίνακας 4.16

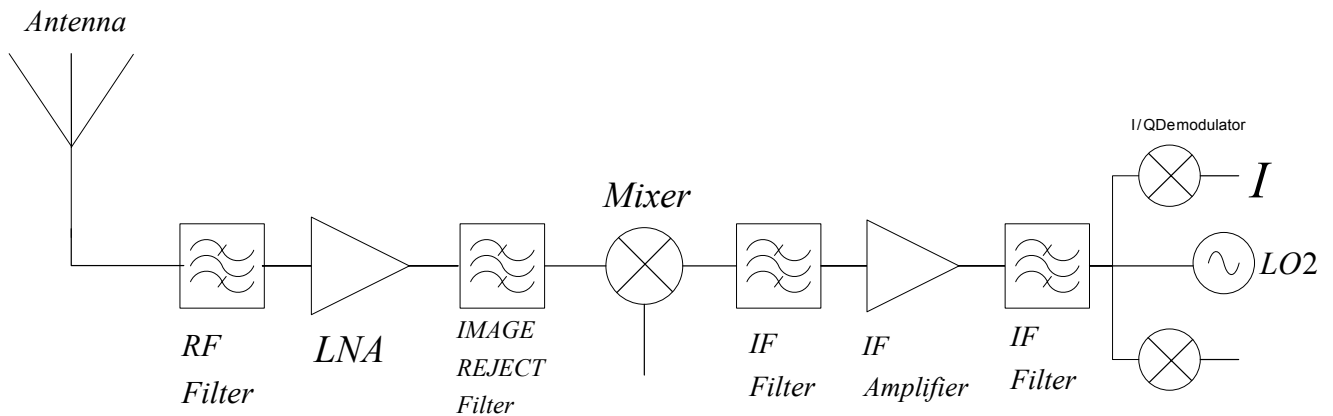
Το ίδιο ισχύει και για την πλευρά του δέκτη, όπου το φίλτρο αποκοπής ειδώλου χρησιμοποιείται για την καταπίεση της συχνότητας ειδώλου που παράγεται κατά την κάτω μετατροπή συχνότητας. Επειδή η συχνότητα του ειδώλου που παράγεται είναι 2340 MHz ( $\omega_{im} = \omega_{\lambda O} + \omega_{IF}$ ) και το RF σήμα είναι στα 2060 MHz, ξανά το φίλτρο μας απαιτείται να είναι ιδιαίτερα επιλεκτικό.

Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2060 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	4%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 $\Omega$

Πίνακας 4.17

## 4.4 Υπολογισμός θερμικού θορύβου



Σχήμα 4.21 Διάγραμμα δέκτη.

Ο συντελεστής θορύβου (noise figure) και η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη, από την είσοδο του LNA (σημείο 2) έως την είσοδο του αποδιαμορφωτή (σημείο 3), υπολογίζονται από τις παρακάτω σχέσεις.

$$F_{23} = F_{LNA} + \frac{F_{IRF} - 1}{G_{LNA}} + \frac{F_{MIX} - 1}{G_{LNA} G_{IRF}} + \frac{F_{IFFILT1} - 1}{G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX}} + \frac{F_{IFAMP} - 1}{G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX} G_{IFFILT1}} + \frac{F_{IFFILT2} - 1}{G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX} G_{IFFILT1} G_{IFAMP}} \quad [4.65]$$

$$T_{23} = (F_{23} - 1)T_0 \quad [4.66]$$

Οι τιμές του συντελεστή θορύβου και του κέρδους των κυκλωματικών στοιχείων του δέκτη είναι οι εξής.

Στοιχείο	Συντελεστής Θορύβου (Noise Figure)	Κέρδος (Gain)
RF FILTER	1.5	-1.5
LNA	1.4	12
IMAGE REJECT FILTER	3	-3
MIXER	5.5	15.5
IF FILTER 1	5	-5
IF AMPLIFIER	5	45
IF FILTER 2	5	-5

Πίνακας 4.18

Οπότε με αντικατάσταση στη σχέση (1) έχουμε

$$F_{23} = 10^{0.14} + \frac{10^{0.3} - 1}{10^{1.2}} + \frac{10^{0.55} - 1}{10^{1.2} \cdot 10^{-0.3}} + \frac{10^{0.5} - 1}{10^{1.2} \cdot 10^{-0.3} \cdot 10^{1.55}} + \frac{10^{0.5} - 1}{10^{1.2} \cdot 10^{-0.3} \cdot 10^{1.55} \cdot 10^{-0.5}} + \frac{10^{0.5} - 1}{10^{1.2} \cdot 10^{-0.3} \cdot 10^{1.55} \cdot 10^{-0.5} \cdot 10^{4.5}} = 1.796 \Rightarrow F_{23} = 2.543 \text{ dB} \quad [4.67]$$

Και με αντικατάσταση στη σχέση (2) έχουμε

$$T_{23} = (10^{0.2543} - 1)290 \text{ K} = 230.47 \text{ K} \quad [4.68]$$

Συνυπολογίζοντας και την συνεισφορά του RF φίλτρου στο θόρυβο έχουμε

$$F_{13} = F_{\text{RFFILT}} + \frac{F_{23}}{G_{\text{RFFILT}}} = 10^{0.15} + \frac{10^{0.2543} - 1}{10^{-0.15}} = 2.535 \Rightarrow F_{13} = 4.04 \text{ dB} \quad [4.69]$$

και

$$T_{13} = (F_{13} - 1)T_0 = (10^{0.404} - 1)290 \text{ K} = 445.19 \text{ K} \quad [4.70]$$

Θεωρώντας ότι η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας είναι  $T_{\text{ANT}} = 300 \text{ K}$ , βρίσκουμε ότι η συνολική ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη στην έξοδο της κεραίας (σημείο 1) είναι

$$T_1 = T_{\text{ANT}} + T_{13} = (300 + 445.19) \text{ K} = 745.19 \text{ K} \quad [4.71]$$

Τέλος, η θερμοκρασία θορύβου του συστήματος είναι

$$T = (T_{\text{ANT}} + T_{\text{RFFILT}})G_{\text{RFFILT}} + T_{23} = \{[300 + 290(10^{0.15} - 1)]10^{-0.15} + 230.47\} \text{ K} = 527.55 \text{ K} \quad [4.72]$$

## 4.5 Ευαισθησία δέκτη

Η ευαισθησία ενός δέκτη ορίζεται ως η ελάχιστη ισχύς στην είσοδο του δέκτη που ικανοποιεί την απαίτηση για μια ορισμένη ελάχιστη τιμή σηματοθορυβικού λόγου.

Ο συντελεστής θορύβου από την είσοδο του LNA (σημείο 2) έως την είσοδο του αποδιαμορφωτή (σημείο 3) είναι :

$$F_{23} = \frac{\text{SNR}_2}{\text{SNR}_3} = \frac{P_2/N_2}{\text{SNR}_3} = \frac{P_{\text{ANT}}/\text{KBWT}}{\text{SNR}_3} \quad [4.73]$$

Όπου  $P_{ANT}$  η ισχύς στην έξοδο της κεραίας του δέκτη (σημείο 1).

$$\text{Έτσι } P_{ANT, \min} = SNR_3 * (kT_0BW) * F_{23}$$

$$P_{ANT, \min} \text{ (dB)} = SNR_3 + 10\log(kT_0BW) + F_{23}$$

Για να επιτύχουμε  $BER=10^{-6}$  απαιτείται στην είσοδο του αποδιαμορφωτή  $C/N_0 = 65.6$  dB και σηματοθορυβικός λόγος

$$\begin{aligned} SNR_3 &= (C/N_0 - 10\log BW) \text{ dB} \\ &= [65.6 - 10\log(10^5/1.5)] \text{ dB} \\ &= (65.6 - 48.24) \text{ dB} \\ &= 17.36 \text{ dB} \end{aligned}$$

Οπότε με  $T_0 = 290$  K και  $F_{23} = 2.54$  dB έχουμε :

$$\begin{aligned} P_{ANT, \min} &= (17.36 + 10\log(k*333.34*10^3*290) + 2.54) \text{ dB} \\ &= (17.36 - 228.6 + 48.24 + 24.62 + 2.54) \text{ dB} \\ &= -135.84 \text{ dB ή } 105.84 \text{ dBm} \end{aligned}$$

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

## Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ανάλυση των επιμέρους στοιχείων που απαρτίζουν τον δέκτη, δηλαδή των ενισχυτών, των φίλτρων και του μίκτη. Σκοπός μας είναι να ελέγξουμε αν τα στοιχεία που επιλέχθηκαν κατά τον σχεδιασμό του δέκτη ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις μας.

### 5.1 Ενισχυτές

Ο δέκτης περιλαμβάνει δύο ενισχυτές, τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) και τον ενισχυτή ενδιάμεσης βαθμίδας (IF amplifier).

Κατά την μελέτη των ενισχυτών έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

- Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους
- Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου για όλες τις τιμές ισχύος που θα δέχεται ο δέκτης όπως υπολογίστηκαν στην παράγραφο 3.4.1
- Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος

Κατά τις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι παρακάτω παράμετροι λειτουργίας των ενισχυτών.

- **Τα φάσματα εισόδου και εξόδου**

Στα διαγράμματα αυτά εμφανίζονται η συχνότητα και η ισχύς του επιθυμητού σήματος καθώς και των αρμονικών που παράγονται.

- **Το κέρδος μετατροπής**

Το κέρδος μετατροπής ορίζεται ως ο λόγος της rms τάσης του σήματος εξόδου προς την rms τάση του σήματος εισόδου και ταυτίζεται με το κέρδος ισχύος σε dB επειδή οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου των ενισχυτών είναι ίσες (50 Ohm). Μελετάμε την συμπεριφορά του για σήμα εισόδου μεταβλητής ισχύος και μεταβλητής συχνότητας.

- **Η απόδοση προστιθέμενης ισχύος (Power Added Efficiency, PAE)**

Με τον όρο απόδοση προστιθέμενης ισχύος ορίζεται ο λόγος της ισχύος εξόδου μείον την ισχύ εισόδου προς την ισχύ που τροφοδοτεί τον ενισχυτή ( $\eta = (P_{Out} - P_{In}) / P_{DC}$ ). Ουσιαστικό ενδιαφέρον έχει στους ενισχυτές υψηλής ισχύος λόγω της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος που παρουσιάζουν.

- **Τα διαγράμματα βασικής και τρίτης αρμονικής**

Στα διαγράμματα αυτά βλέπουμε τις καμπύλες της βασικής και της τρίτης αρμονικής σε σχέση με την ισχύ και την συχνότητα του σήματος εισόδου. Σκοπός μας είναι να δούμε αν και κατά πόσο απέχει η τρίτη της βασικής ώστε να μην επηρεάζεται η ομαλή λειτουργία των ενισχυτών.

- **Οι κυματομορφές των τάσεων εισόδου και εξόδου**

Με τις κυματομορφές αυτές παρατηρούμε την ενίσχυση που εισάγεται και ελέγχουμε για τυχόν μετατόπιση φάσης.

- **Ο συντελεστής μετατροπής AM/AM (conversion coefficient)**

Ο συντελεστής μετατροπής AM/AM ισούται με την κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης μεταφοράς ισχύος και εκφράζεται σε dB ανά dB. Η τιμή του μειώνεται καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, μέχρι το σημείο του κόρου, όπου και μηδενίζεται. Έτσι μπορούμε να ελέγξουμε την γραμμικότητα του ενισχυτή.

- **Ο συντελεστής μετατροπής AM/PM**

Ο συντελεστής μετατροπής AM/PM ισούται με την κλίση της καμπύλης της μετατόπισης φάσης ως προς την ισχύ εισόδου και εκφράζεται σε μοίρες ανά dB. Είναι μέγιστος όταν η τιμή ισχύος εισόδου είναι μικρότερη από την τιμή κόρου κατά μερικά dB.

- **Η καθυστέρηση ομάδας**

Η καθυστέρηση ομάδας (group delay) ορίζεται ως η παράγωγος της απόκρισης φάσης ως προς τη συχνότητα ( $t_{gd} = -\partial\beta / \partial\omega$ ) και μετρείται σε nanoseconds. Μελετάται για να ελέγξουμε κατά πόσο η παραμόρφωση της καθυστέρησης ομάδας αλλοιώνει το σήμα μας.

### 5.1.1 Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier)

Το σημαντικότερο στοιχείο ενός δέκτη είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA). Η σημαντικότητα του έγκειται στο γεγονός ότι αποτελεί την πρώτη βαθμίδα ενίσχυσης του σήματος λήψης και θα πρέπει να εισάγει σε αυτό, τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο. Οπότε, χαρακτηριστικά του θα πρέπει να είναι η πολύ χαμηλή θερμοκρασία θορύβου, η αξιοπιστία και η ευστάθεια.

Οι παράμετροι του ενισχυτή που μελετάμε είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Συντελεστής θορύβου (NF)	1,4 dB
IIP3	+5.5 dBm
Κέρδος (G)	12 dB
Αντίσταση εισόδου/εξόδου ( $R_{in}/R_{out}$ )	50 Ω
Εξασθένηση από περιστροφή ( $L_R$ )	-15 dB
Reverse isolation	23 dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

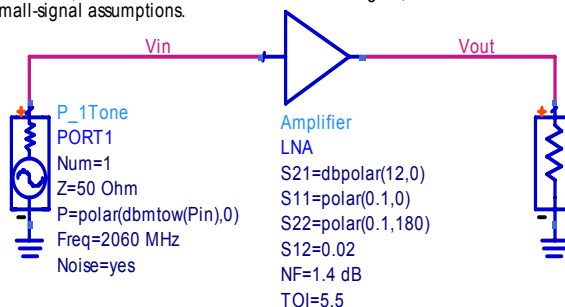
Πίνακας 5.1

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε περιβάλλον προσομοίωσης.

#### 5.1.1.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους

##### Simulation to Show Noise Degradation Through an Amplifier

The Envelope simulator is used, and the noise is limited to the Envelope bandwidth =  $1/(\text{simulation time step})$ . Two simulations are run. One with the signal power off (-300 dBm), to model the noise by itself, and one with the signal on (-105.1 dBm). With this Envelope simulation, noise is modeled as a time-domain signal, and there are no small-signal assumptions.



The available noise power in Watts per Hz is  $k^*T$ , where T is the simulation temperature in degrees Kelvin. For a simulation temperature of 25 C, the available noise power is  $k^*(25+273.15)$ , or -173.8 dBm/Hz.

##### PARAMETER SWEEP

ParamSweep  
Sweep1  
SweepVar="Pin"  
SimInstanceName[1]="Env1"  
SimInstanceName[2]=  
SimInstanceName[3]=  
SimInstanceName[4]=  
SimInstanceName[5]=  
SimInstanceName[6]=  
Start=-300  
Stop=-105.1  
Lin=2

##### OPTIONS

Options  
Optionst  
Temp=25

##### ENVELOPE

Envelope  
Env1  
Freq[1]=2060 MHz  
Order[1]=7  
EnvNoise=yes  
Stop=2000 usec  
Step=2 usec  
EquationName[1]="VinFund"  
EquationName[2]="VoutFund"

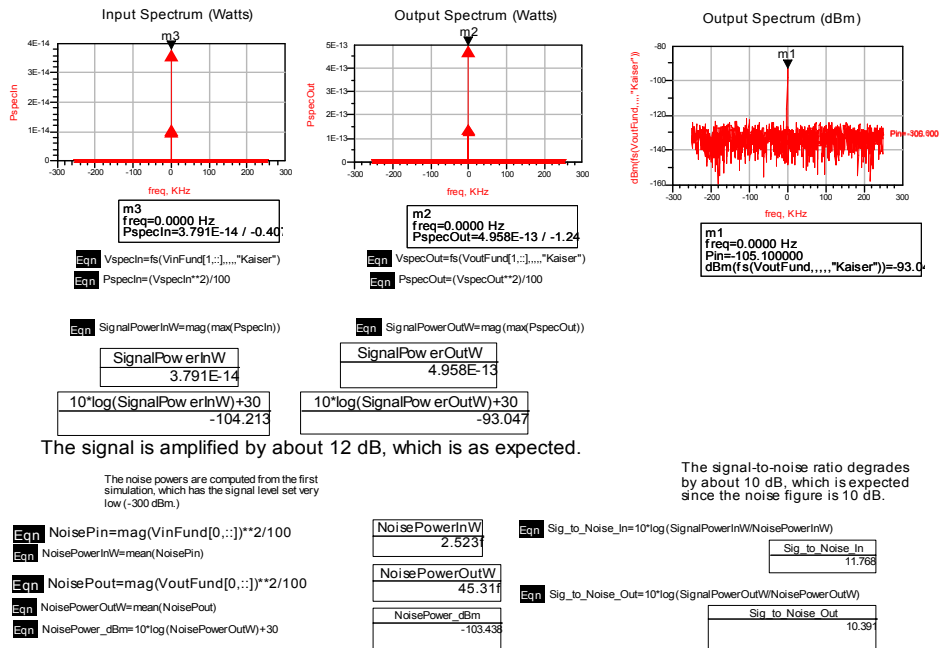
VAR  
VAR1  
Pin=-105.1

MeasEqn  
meas1  
VinFund=Vin[1]  
VoutFund=Vout[1]

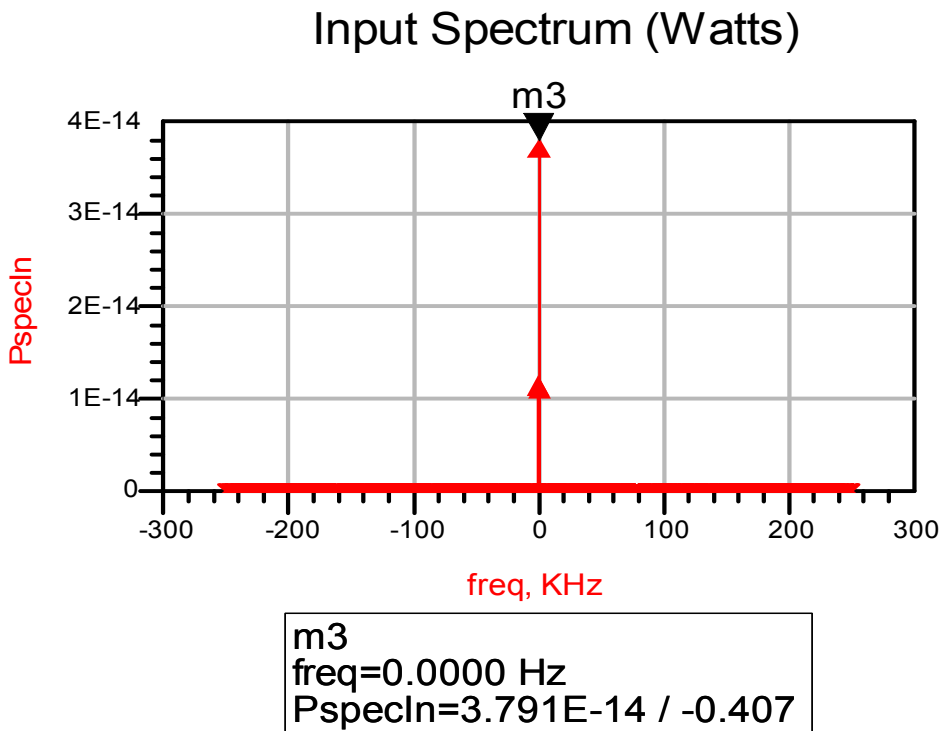
Σχήμα 5.1 Ο ενισχυτής LNA σε περιβάλλον προσομοίωσης.



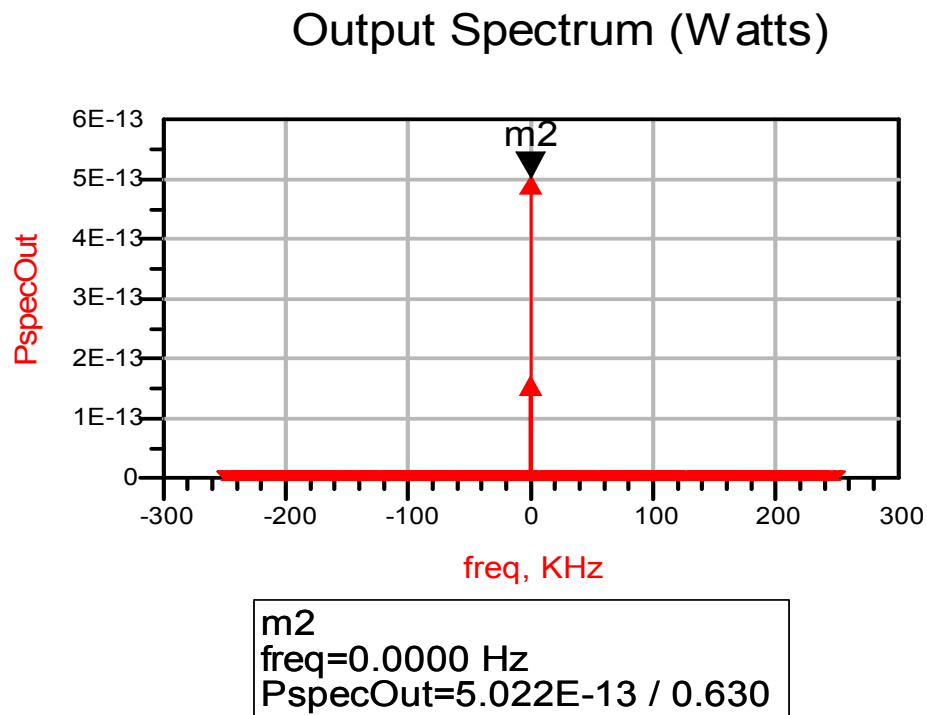
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2060 MHz, σήμα εισόδου -105,1 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB.



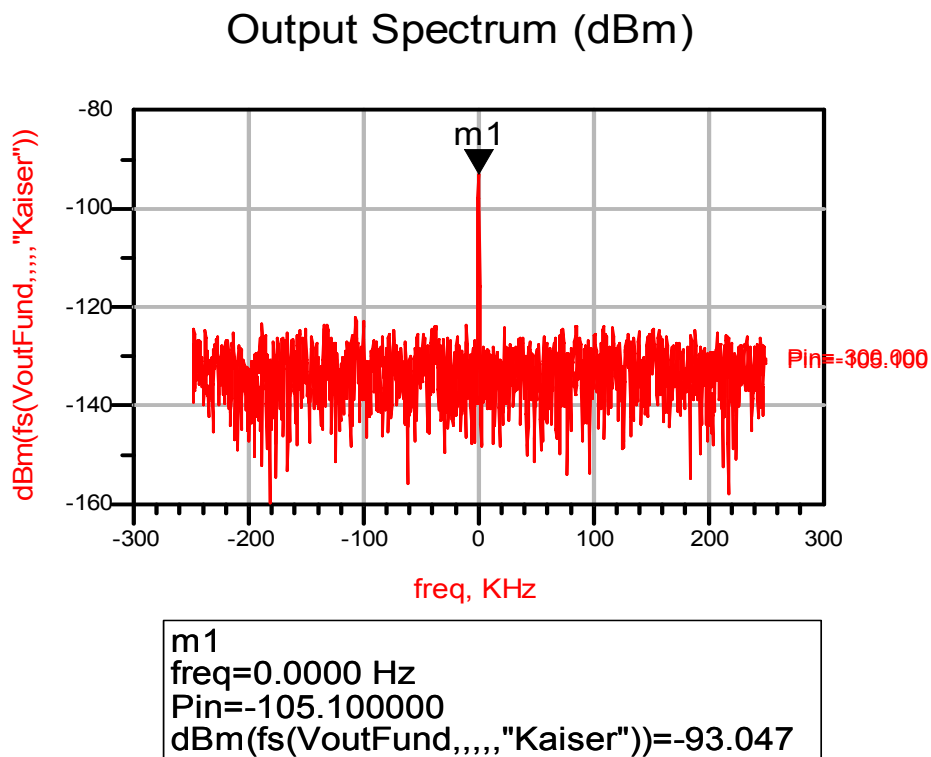
Σχήμα 5.2 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.



Σχήμα 5.3 Το φάσμα εισόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 5.4 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 5.5 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

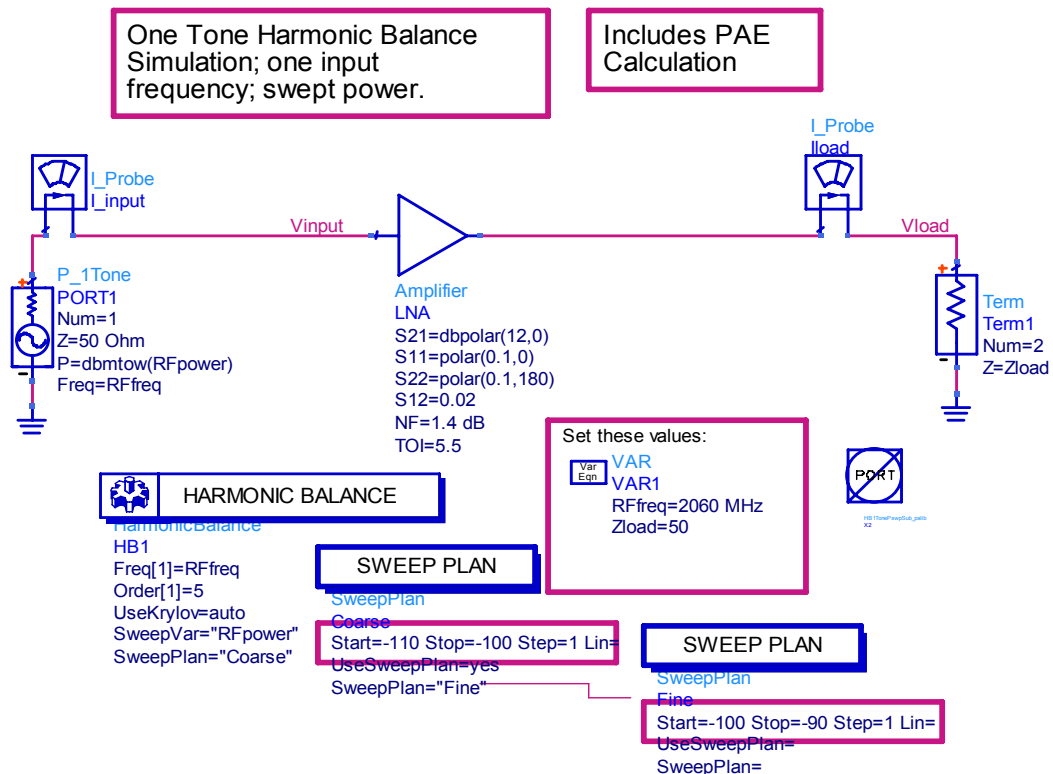
SignalPowerInW	SignalPowerOutW
3.791E-14	4.958E-13
$10 \cdot \log(\text{SignalPowerInW}) + 30$	$10 \cdot \log(\text{SignalPowerOutW}) + 30$
-104.213	-93.047

The signal is amplified by about 12 dB, which is as expected.

Σχήμα 5.6 Οι τιμές του σήματος εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.

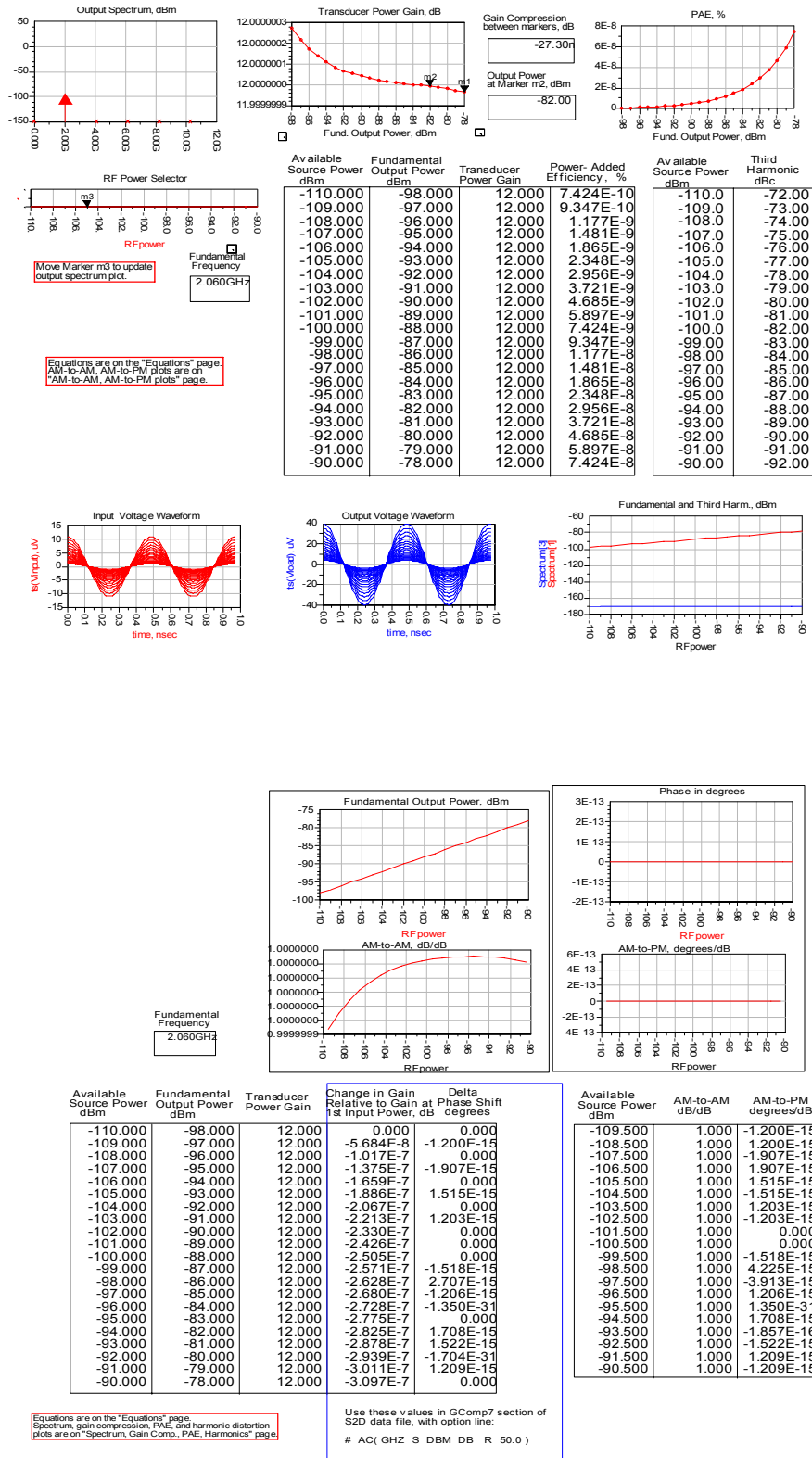
Στα φάσματα εισόδου και εξόδου βλέπουμε την στάθμη του σήματος, των παραγώγων και του θορύβου. Είναι εμφανές ότι το σήμα είναι πολύ πιο ισχυρό από το θόρυβο. Συγκρίνοντας τα δύο φάσματα παρατηρούμε ότι έχουμε ενίσχυση του σήματος και πιο συγκεκριμένα κατά 11.116 dB όπως φαίνεται από τους παραπάνω πίνακες. Η τιμή αυτή προσεγγίζει την επιθυμητή (12dB).

### 5.1.1.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου



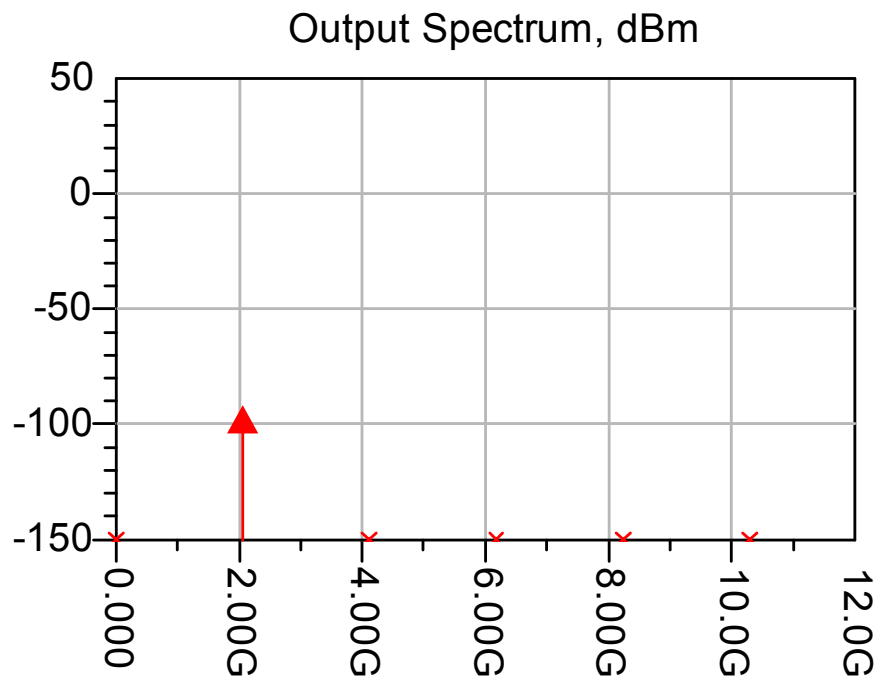
Σχήμα 5.7 Ο ενισχυτής LNA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2060 MHz, μεταβλητή ισχύς σήματος εισόδου από -110 έως -90 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB.

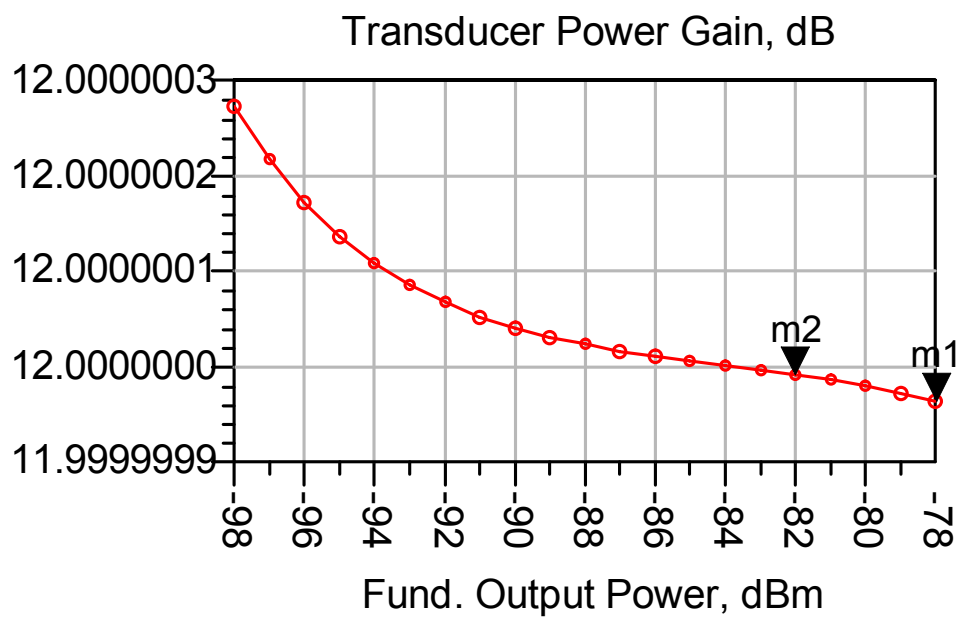


Σχήμα 5.8 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της τάσης εισόδου-εξόδου, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος και της τρίτης αρμονικής.

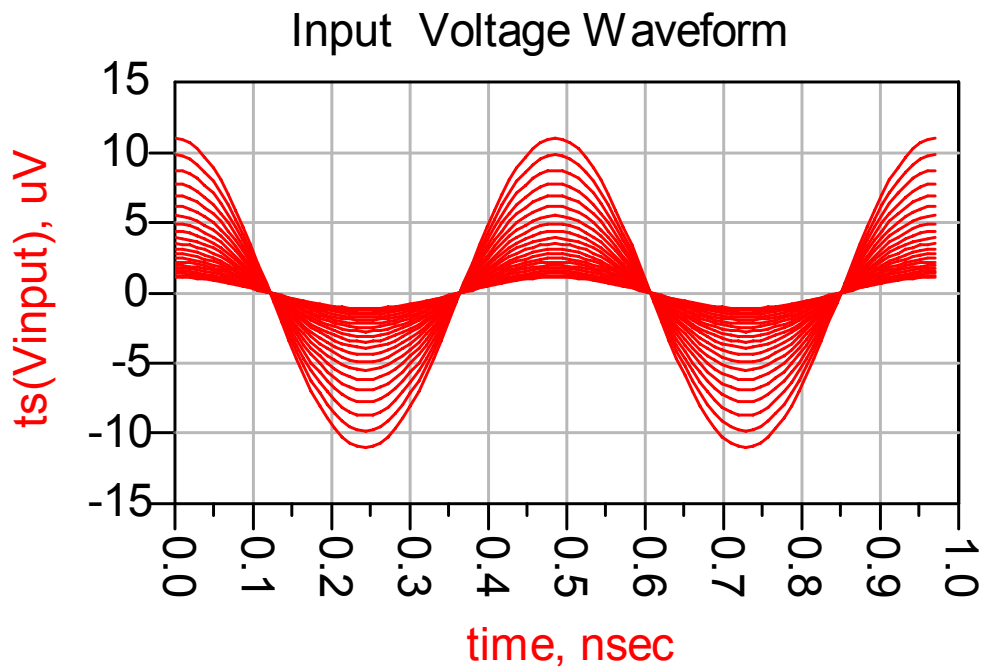


Σχήμα 5.9 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

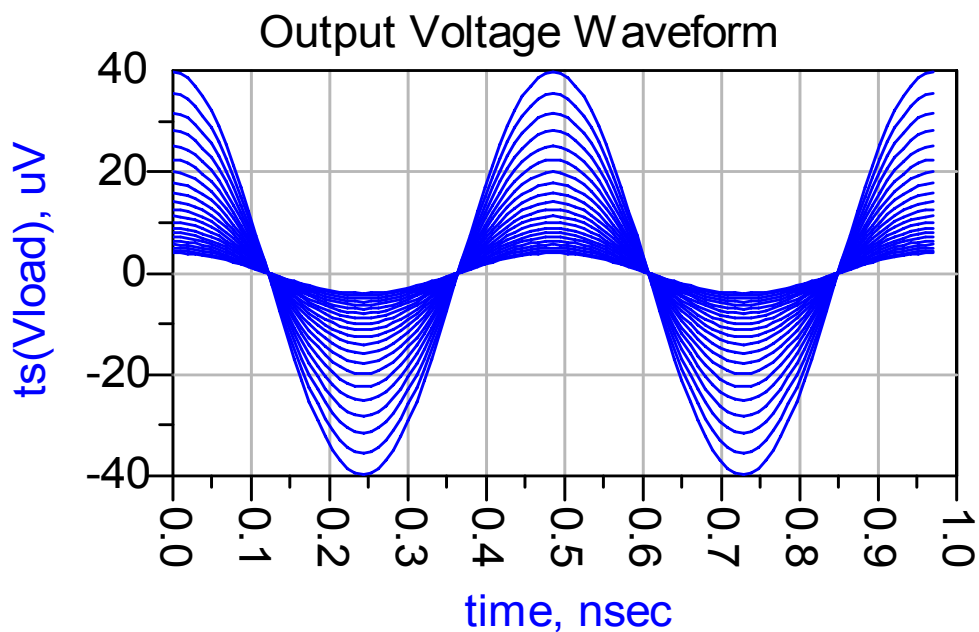


Σχήμα 5.10 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτίζεται της ισχύος εξόδου.

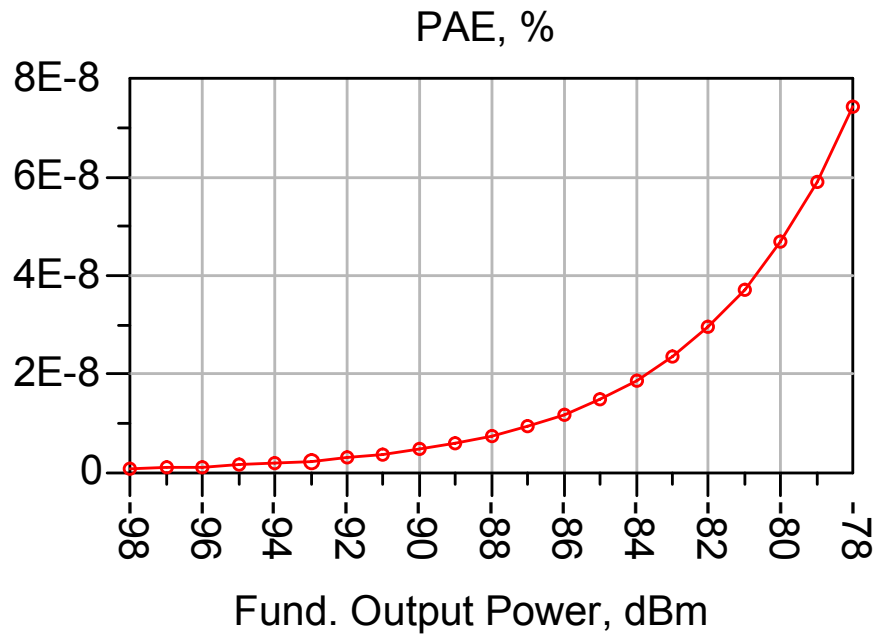
Παρατηρούμε ότι με τη μεταβολή της ισχύος εισόδου, το κέρδος του ενισχυτή παραμένει σχεδόν αμετάβλητο. Η γραμμική αυτή συμπεριφορά οφείλεται στο γεγονός ότι δουλεύει στην γραμμική περιοχή χωρίς να πλησιάζει την περιοχή του κόρου.



Σχήμα 5.11 Κυματομορφή της τάσης εισόδου.

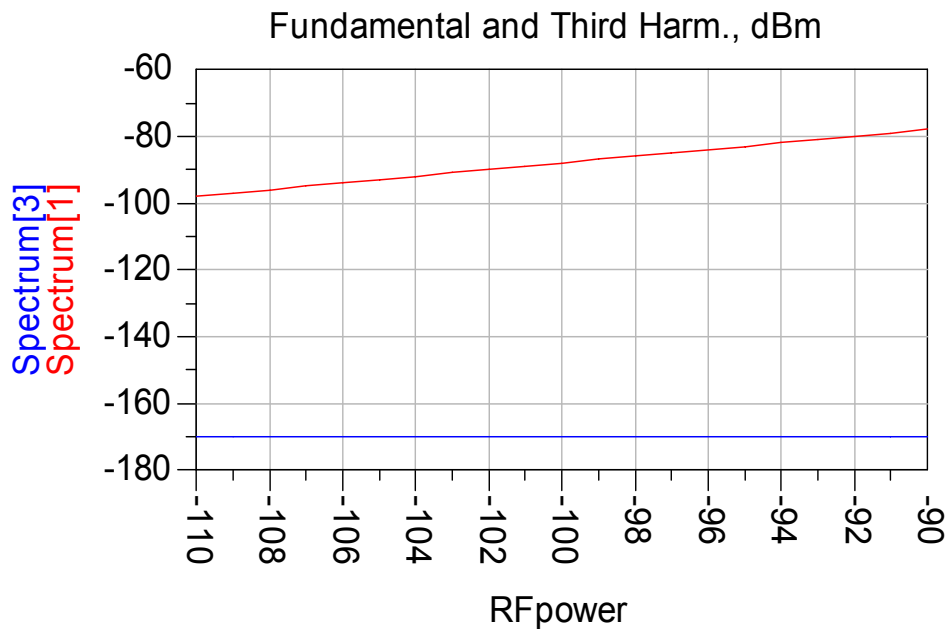


Σχήμα 5.12 Κυματομορφή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 5.13. Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).

Όπως βλέπουμε η αποδοτικότητα του LNA είναι πολύ χαμηλή, κάτι που το αναμέναμε αφού δεν είναι ενισχυτής υψηλής ισχύος,



Σχήμα 5.14 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Μία παράμετρος που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της γραμμικότητας ενός ενισχυτή είναι το σημείο τομής της βασικής και της τρίτης αρμονικής. Αυτό προκύπτει αν επεκτείνουμε τα γραμμικά τμήματα των χαρακτηριστικών καμπυλών του σήματος και της τρίτης αρμονικής. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της τεταγμένης στο σημείο τομής, τόσο πιο γραμμικός είναι ο ενισχυτής.

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα, σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου, η τρίτη αρμονική υπολείπεται αρκετά της πρώτης με αποτέλεσμα να μην επηρεάζει την γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

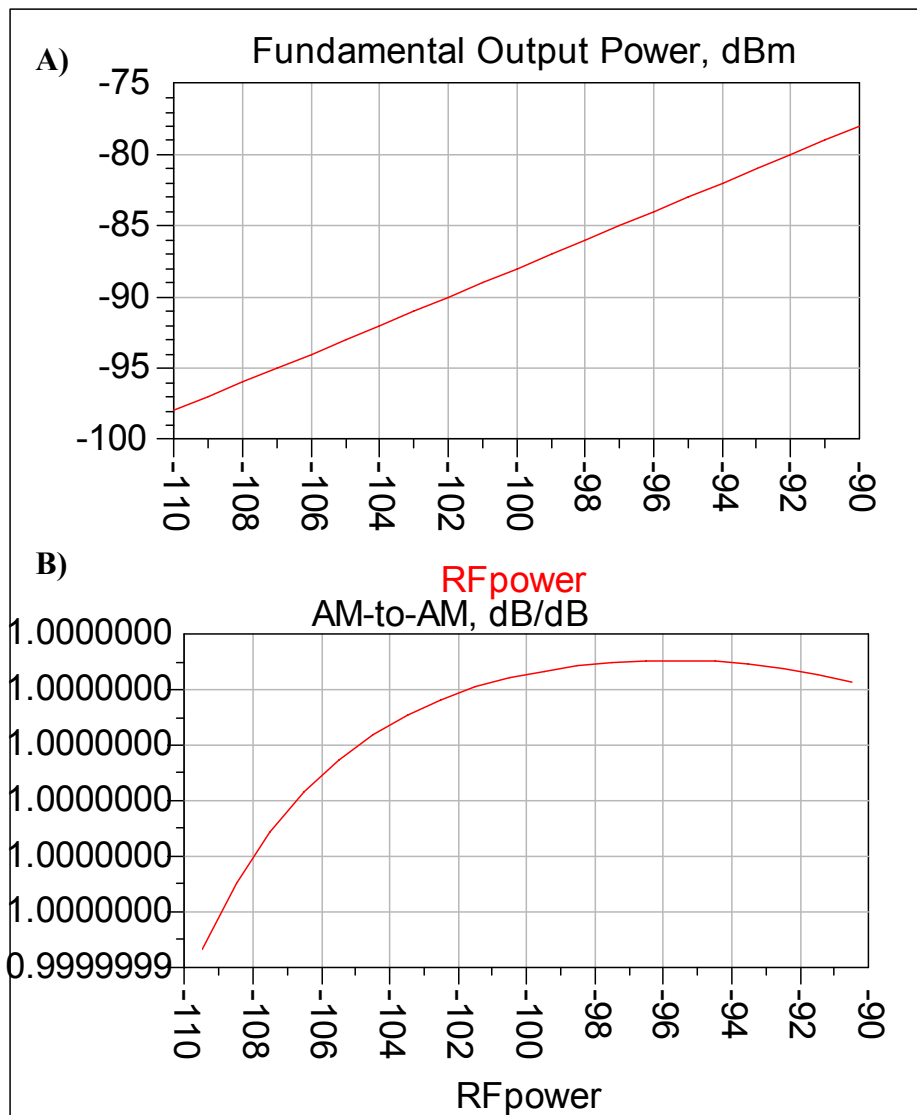
Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές της ισχύος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος (power-added efficiency) και της απόστασης της πρώτης από την τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	Third Harmonic dBc
-110.000	-98.000	12.000	7.424E-10	-72.000
-109.000	-97.000	12.000	9.347E-10	-73.000
-108.000	-96.000	12.000	1.177E-9	-74.000
-107.000	-95.000	12.000	1.481E-9	-75.000
-106.000	-94.000	12.000	1.865E-9	-76.000
-105.000	-93.000	12.000	2.348E-9	-77.000
-104.000	-92.000	12.000	2.956E-9	-78.000
-103.000	-91.000	12.000	3.721E-9	-79.000
-102.000	-90.000	12.000	4.685E-9	-80.000
-101.000	-89.000	12.000	5.897E-9	-81.000
-100.000	-88.000	12.000	7.424E-9	-82.000
-99.000	-87.000	12.000	9.347E-9	-83.000
-98.000	-86.000	12.000	1.177E-8	-84.000
-97.000	-85.000	12.000	1.481E-8	-85.000
-96.000	-84.000	12.000	1.865E-8	-86.000
-95.000	-83.000	12.000	2.348E-8	-87.000
-94.000	-82.000	12.000	2.956E-8	-88.000
-93.000	-81.000	12.000	3.721E-8	-89.000
-92.000	-80.000	12.000	4.685E-8	-90.000
-91.000	-79.000	12.000	5.897E-8	-91.000
-90.000	-78.000	12.000	7.424E-8	-92.000

Πίνακας 5.2

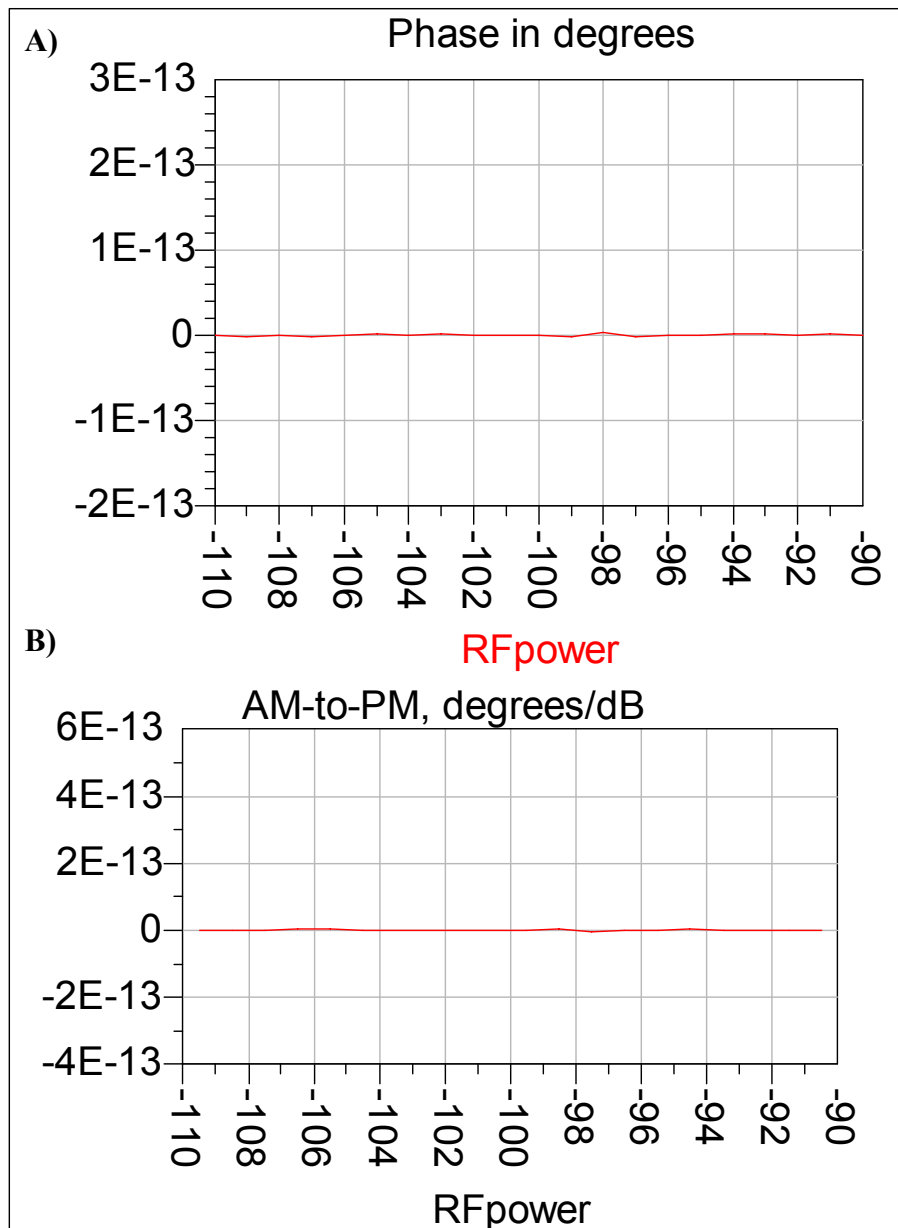
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος.





**Σχήμα 5.15** A. Μεταφορά ισχύος.  
B. Κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης  
(συντελεστής μετατροπής AM/AM).

Γνωρίζουμε ότι ο συντελεστής μετατροπής έχει τιμή ίση με τη μονάδα όταν είναι μεγάλη η απόλυτη τιμή αναδίπλωσης ισχύος ενώ μειώνεται με την αύξηση της ισχύος εισόδου, μέχρι το σημείο του κόρου, όπου και μηδενίζεται. Από τα διαγράμματα A και B γίνεται εμφανές ότι ο ενισχυτής μας λειτουργεί στην γραμμική περιοχή αφού ο συντελεστής μετατροπής είναι ίσος με ένα.



**Σχήμα 5.16** A. Μετατόπιση φάσης.  
 B. Σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης  
 (συντελεστής μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους  
 προς διαμόρφωσης φάσης, AM/PM).

Ο συντελεστής μετατροπής AM/PM εκφράζει την επίδραση της μη γραμμικότητας στη φάση του σήματος. Από τα διαγράμματα A, B παρατηρούμε ότι η φάση του σήματος είναι σταθερή επιβεβαιώνοντας τη γραμμικότητα του ενισχυτή μας.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι πίνακες 5.3, 5.4 που περιέχουν τις αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Change in Gain Relative to Gain at 1st Input Power, dB	Delta Phase Shift degrees
-110.000	-98.000	12.000	0.000	0.000
-109.000	-97.000	12.000	-5.684E-8	-1.200E-15
-108.000	-96.000	12.000	-1.017E-7	0.000
-107.000	-95.000	12.000	-1.375E-7	-1.907E-15
-106.000	-94.000	12.000	-1.659E-7	0.000
-105.000	-93.000	12.000	-1.886E-7	1.515E-15
-104.000	-92.000	12.000	-2.067E-7	0.000
-103.000	-91.000	12.000	-2.213E-7	1.203E-15
-102.000	-90.000	12.000	-2.330E-7	0.000
-101.000	-89.000	12.000	-2.426E-7	-1.167E-32
-100.000	-88.000	12.000	-2.505E-7	1.704E-15
-99.000	-87.000	12.000	-2.571E-7	-1.518E-15
-98.000	-86.000	12.000	-2.628E-7	-1.353E-15
-97.000	-85.000	12.000	-2.680E-7	2.412E-15
-96.000	-84.000	12.000	-2.728E-7	2.150E-15
-95.000	-83.000	12.000	-2.775E-7	-2.407E-31
-94.000	-82.000	12.000	-2.825E-7	3.361E-33
-93.000	-81.000	12.000	-2.878E-7	1.522E-15
-92.000	-80.000	12.000	-2.939E-7	0.000
-91.000	-79.000	12.000	-3.011E-7	1.209E-15
-90.000	-78.000	12.000	-3.097E-7	-2.155E-15

Use these values in GComp7 section of S2D data file, with option line:  
# AC( GHZ S DBM DB R 50.0 )

Πίνακας 5.3

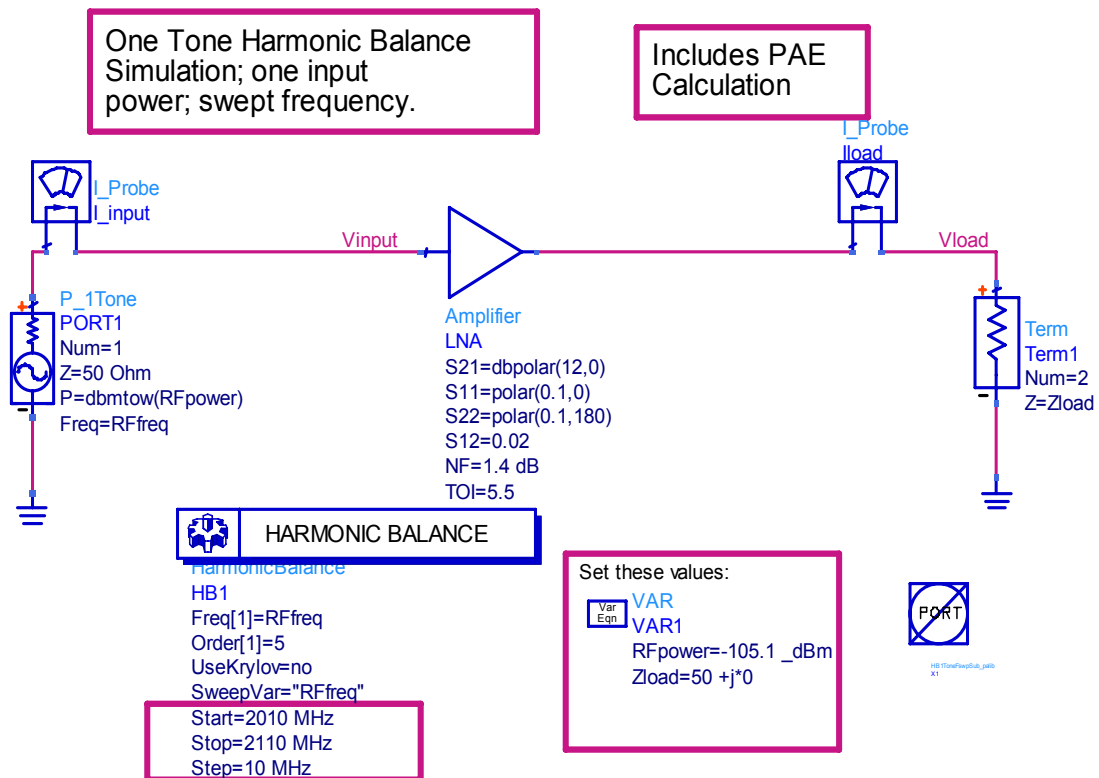
Available Source Power dBm	AM-to-AM dB/dB	AM-to-PM degrees/dB
-109.500	1.000	-1.200E-15
-108.500	1.000	1.200E-15
-107.500	1.000	-1.907E-15
-106.500	1.000	1.907E-15
-105.500	1.000	1.515E-15
-104.500	1.000	-1.515E-15
-103.500	1.000	1.203E-15
-102.500	1.000	-1.203E-15
-101.500	1.000	-1.167E-32
-100.500	1.000	1.704E-15
-99.500	1.000	-3.222E-15
-98.500	1.000	1.651E-16
-97.500	1.000	3.766E-15
-96.500	1.000	-2.623E-16
-95.500	1.000	-2.150E-15
-94.500	1.000	2.440E-31
-93.500	1.000	1.522E-15
-92.500	1.000	-1.522E-15
-91.500	1.000	1.209E-15
-90.500	1.000	-3.364E-15

Πίνακας 5.4

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

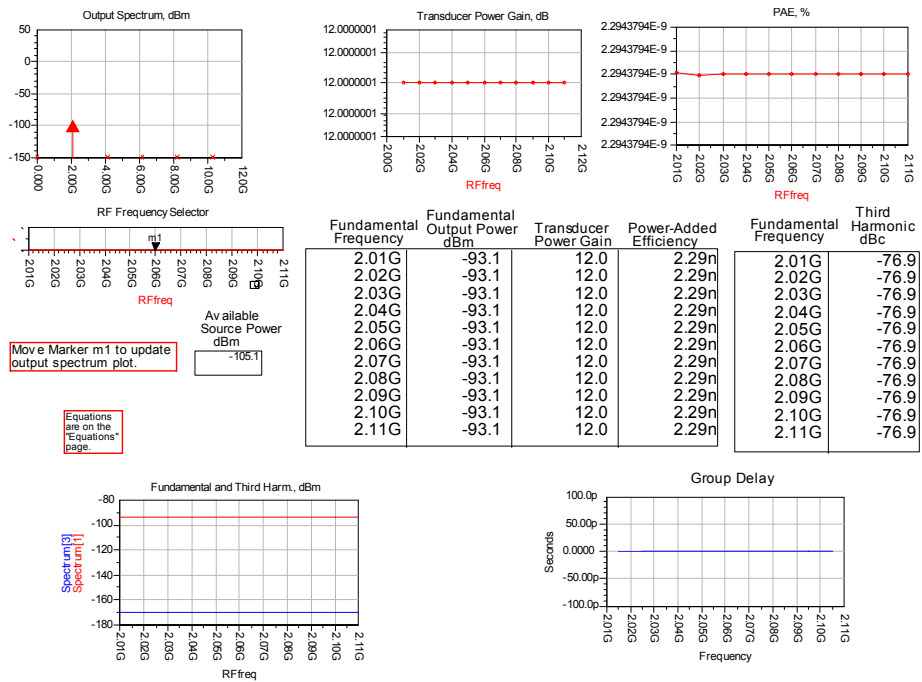
- Στο φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από τις αρμονικές που παράγονται.
- Το κέρδος μετατροπής του ενισχυτή είναι σταθερό, οπότε παρουσιάζει ομαλή λειτουργία σε όλες τις τιμές της ισχύος εισόδου.
- Το σήμα δεν επηρεάζεται από την αρμονική τρίτης τάξης καθώς αυτή υπολείπεται κατά πολύ της βασικής (από 88 έως 69 dB).
- Ο ενισχυτής λειτουργεί στην γραμμική περιοχή κάτι που επιβεβαιώνεται τόσο από την χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς ισχύος όσο και από την τιμή του συντελεστή AM/AM που είναι σταθερά ίσος με τη μονάδα.
- Κατά την ενίσχυση του σήματος, συγκρίνοντας τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου, παρατηρούμε ότι δεν έχουμε μετατόπιση φάσης κάτι που γίνεται εμφανές και στο διάγραμμα μετατόπισης φάσης.

### 5.1.1.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος



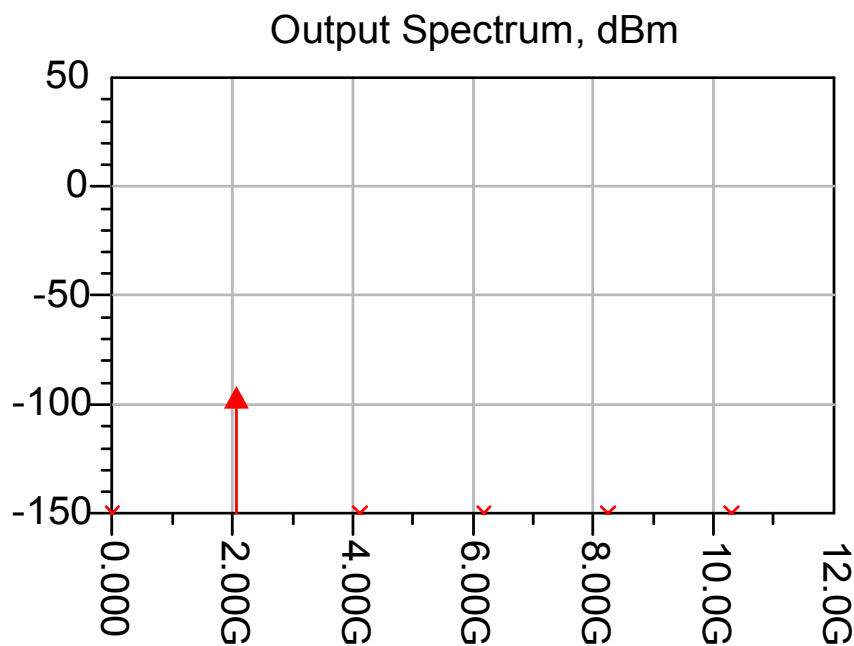
Σχήμα 5.17 Ο ενισχυτής LNA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε ισχύς σήματος εισόδου -105,1 dBm, επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB και συχνότητα λειτουργίας από 2010 έως 2110 MHz .

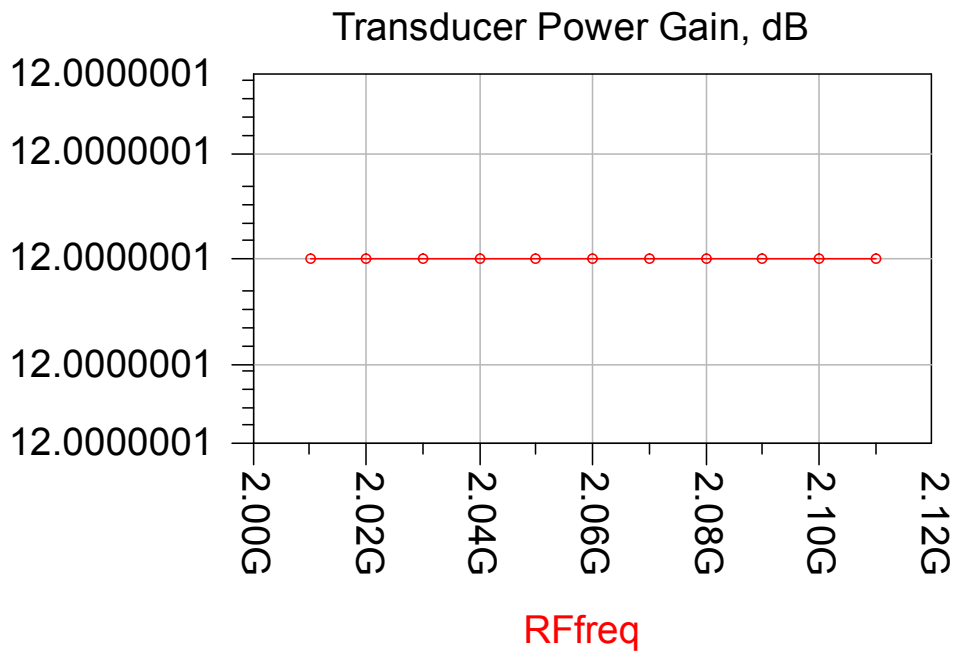


Σχήμα 5.18 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

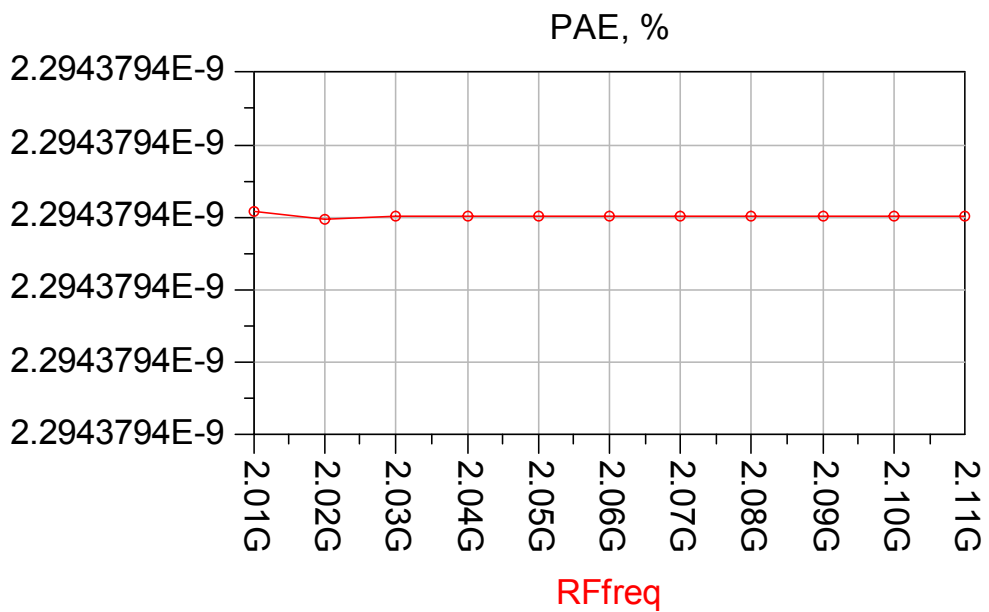
Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, της τρίτης αρμονικής και της χρονικής καθυστέρησης.



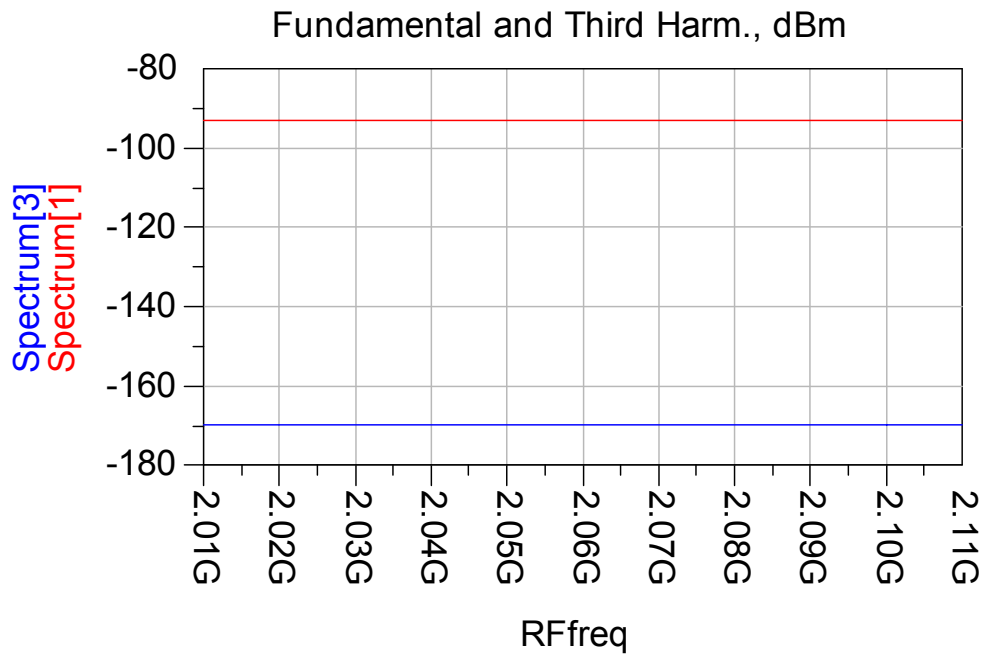
Σχήμα 5.19 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).



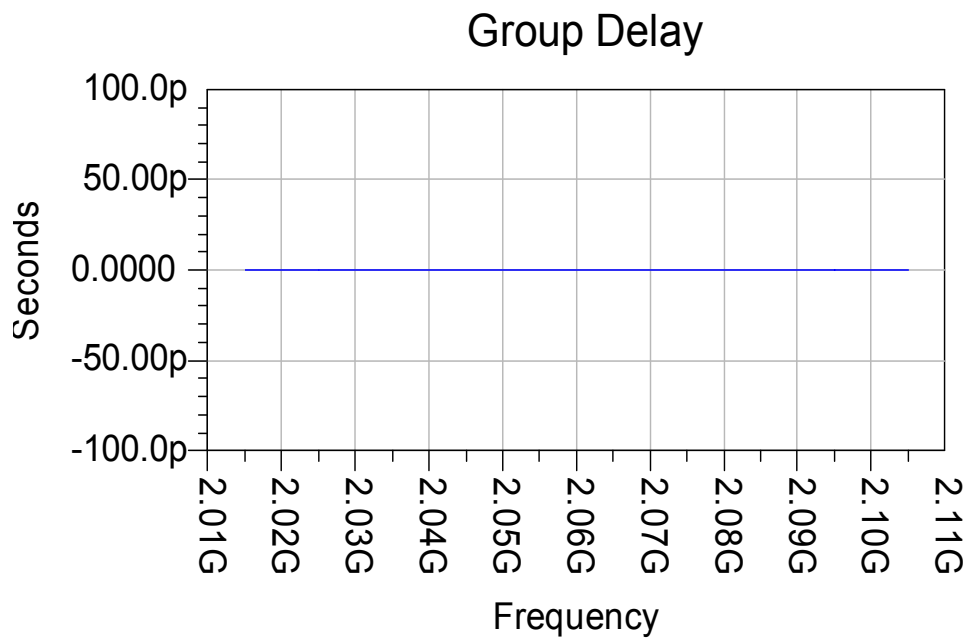
Σχήμα 5.20 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 5.21 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).



Σχήμα 5.22 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 5.23 Χρονική καθυστέρηση ενισχυτή.

Στον πίνακα που ακολουθεί περιέχονται συγκεντρωτικά οι αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Fundamental Frequency	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency	Third Harmonic dBc
2.01G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.02G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.03G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.04G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.05G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.06G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.07G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.08G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.09G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.10G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9
2.11G	-93.1	12.0	2.29n	-76.9

Πίνακας 5.5

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Το κέρδος μετατροπής και η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι σταθερά και ανεξάρτητα της συχνότητας (μέσα στο εύρος λειτουργίας 1500-2500 MHz) αφού επηρεάζονται μόνο από την ισχύ.
- Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή παραμένει σταθερή με τη μεταβολή της συχνότητας, οπότε και η τρίτη αρμονική υπολείπεται σταθερά της βασικής κατά 84 dB.
- Η καθυστέρηση ομάδας είναι μηδενική για κάθε τιμή της συχνότητας. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο LNA είναι ενεργό στοιχείο και οι αντιστάσεις στην είσοδο και στην έξοδό του είναι ίσες.



### 5.1.2 Ο ενισχυτής ενδιάμεσης συχνότητας (IF Amplifier)

Ο ενισχυτής αυτός χρησιμοποιείται για την ενίσχυση τους σήματος ενδιάμεσης συχνότητας που θα οδηγηθεί στον αποκωδικοποιητή.

Τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή IF που μελετάμε είναι :

Noise Figure	5 dB
Input IP3	5 dBm
Gain	-50 έως +50 dB

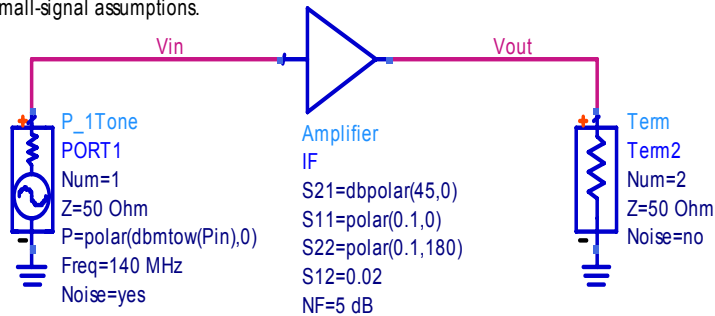
Πίνακας 5.6

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε περιβάλλον προσομοίωσης.

#### 5.1.2.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους

##### Simulation to Show Noise Degradation Through an Amplifier

The Envelope simulator is used, and the noise is limited to the Envelope bandwidth = 1/(simulation time step). Two simulations are run. One with the signal power off (-300 dBm), to model the noise by itself, and one with the signal on (-85.6 dBm.) With this Envelope simulation, noise is modeled as a time-domain signal, and there are no small-signal assumptions.



The available noise power in Watts per Hz is  $kT$ , where T is the simulation temperature in degrees Kelvin. For a simulation temperature of 25 C, the available noise power is  $k(25+273.15)$ , or -173.8 dBm/Hz.

##### PARAMETER SWEEP

ParamSweep  
Sweep1  
SweepVar="Pin"  
SimInstanceName[1]="Env1"  
SimInstanceName[2]=  
SimInstanceName[3]=  
SimInstanceName[4]=  
SimInstanceName[5]=  
SimInstanceName[6]=  
Start=-300  
Stop=-85.6  
Lin=2

##### OPTIONS

Options  
Options1  
Temp=25

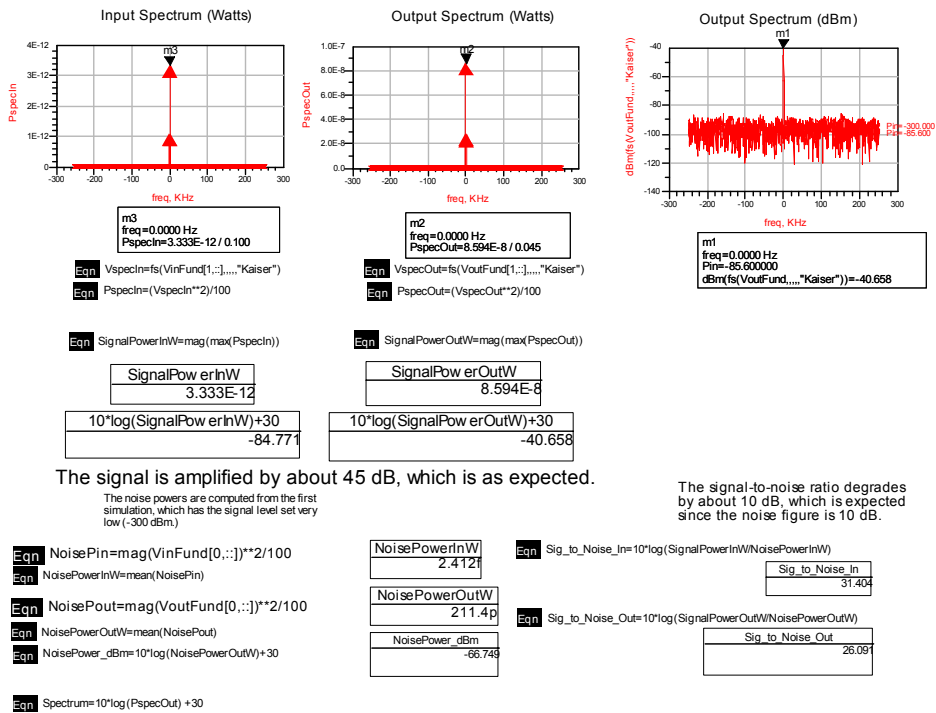
##### ENVELOPE

Envelope  
Env1  
Freq[1]=140 MHz  
Order[1]=7  
EnvNoise=yes  
Stop=2000 usec  
Step=2 usec  
EquationName[1]="VinFund"  
EquationName[2]="VoutFund"

VAR  
VAR1  
Pin=-85.6  
MeasEqn  
meas1  
VinFund=Vin[1]  
VoutFund=Vout[1]

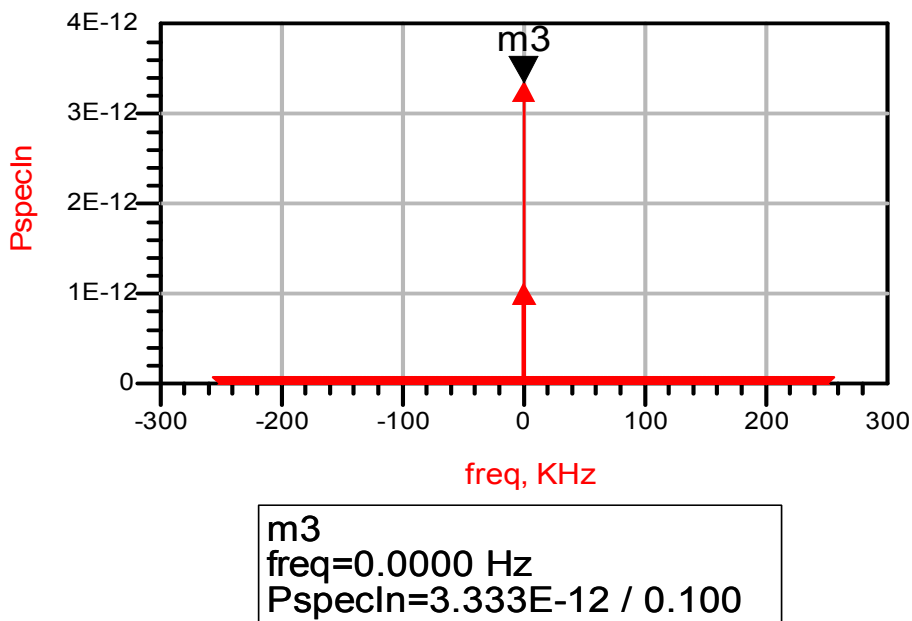
Σχήμα 5.24 Ο ενισχυτής IF σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 140 MHz, σήμα εισόδου -85,6 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 45 dB.

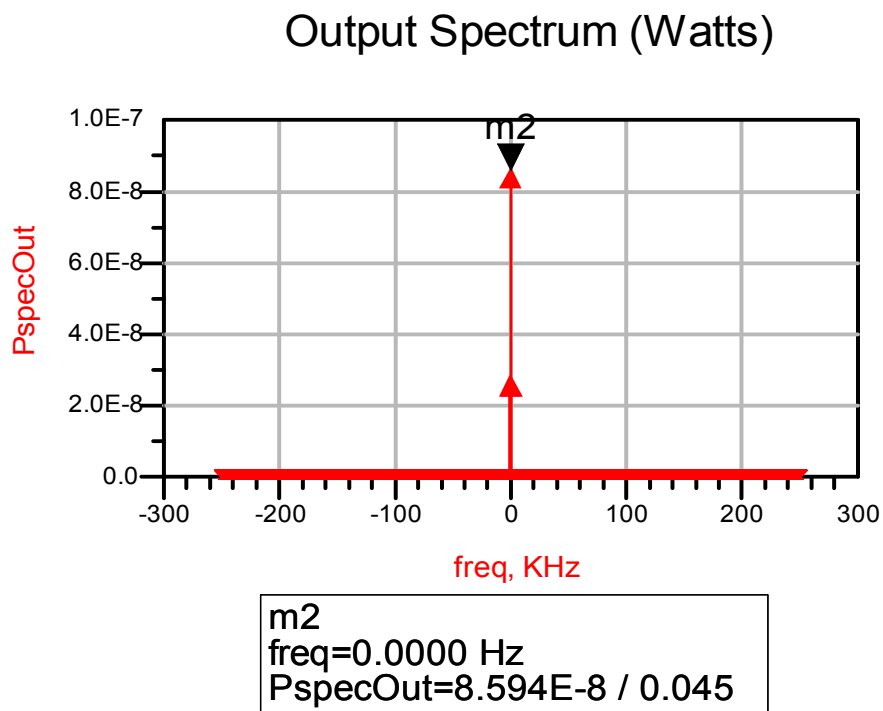


Σχήμα 5.25 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

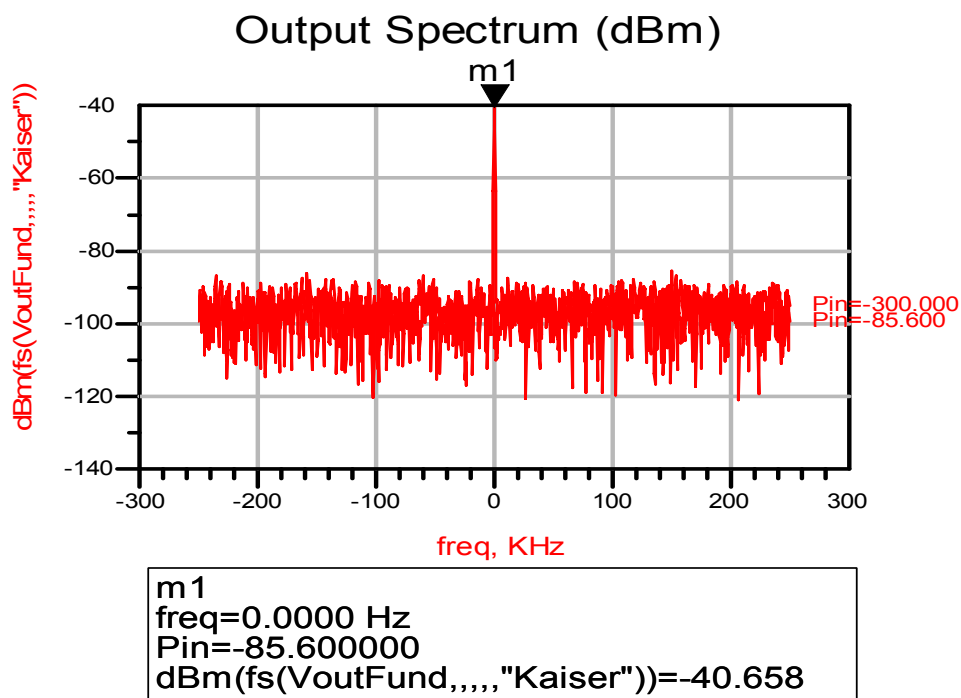
### Input Spectrum (Watts)



Σχήμα 5.26 Το φάσμα εισόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 5.27 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 5.28 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

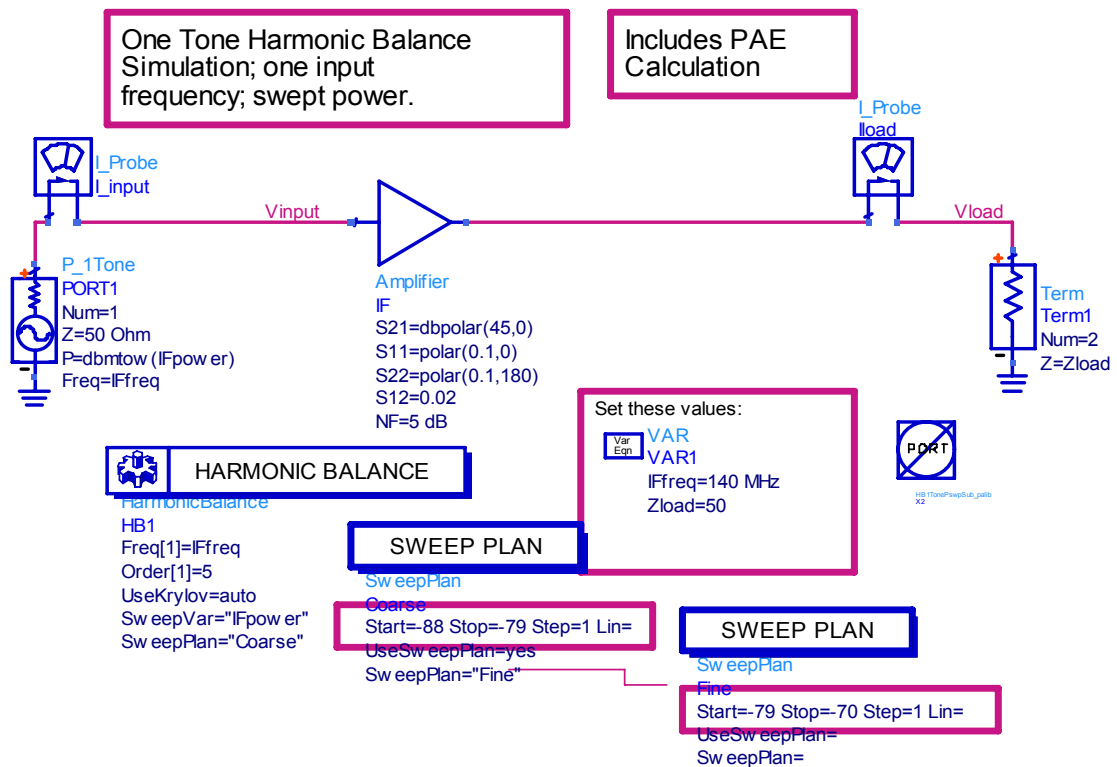
SignalPowerInW	SignalPowerOutW
3.333E-12	8.594E-8
$10 \cdot \log(\text{SignalPowerInW}) + 30$	$10 \cdot \log(\text{SignalPowerOutW}) + 30$
-84.771	-40.658

The signal is amplified by about 45 dB, which is as expected.

Σχήμα 5.29 Οι τιμές του σήματος εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.

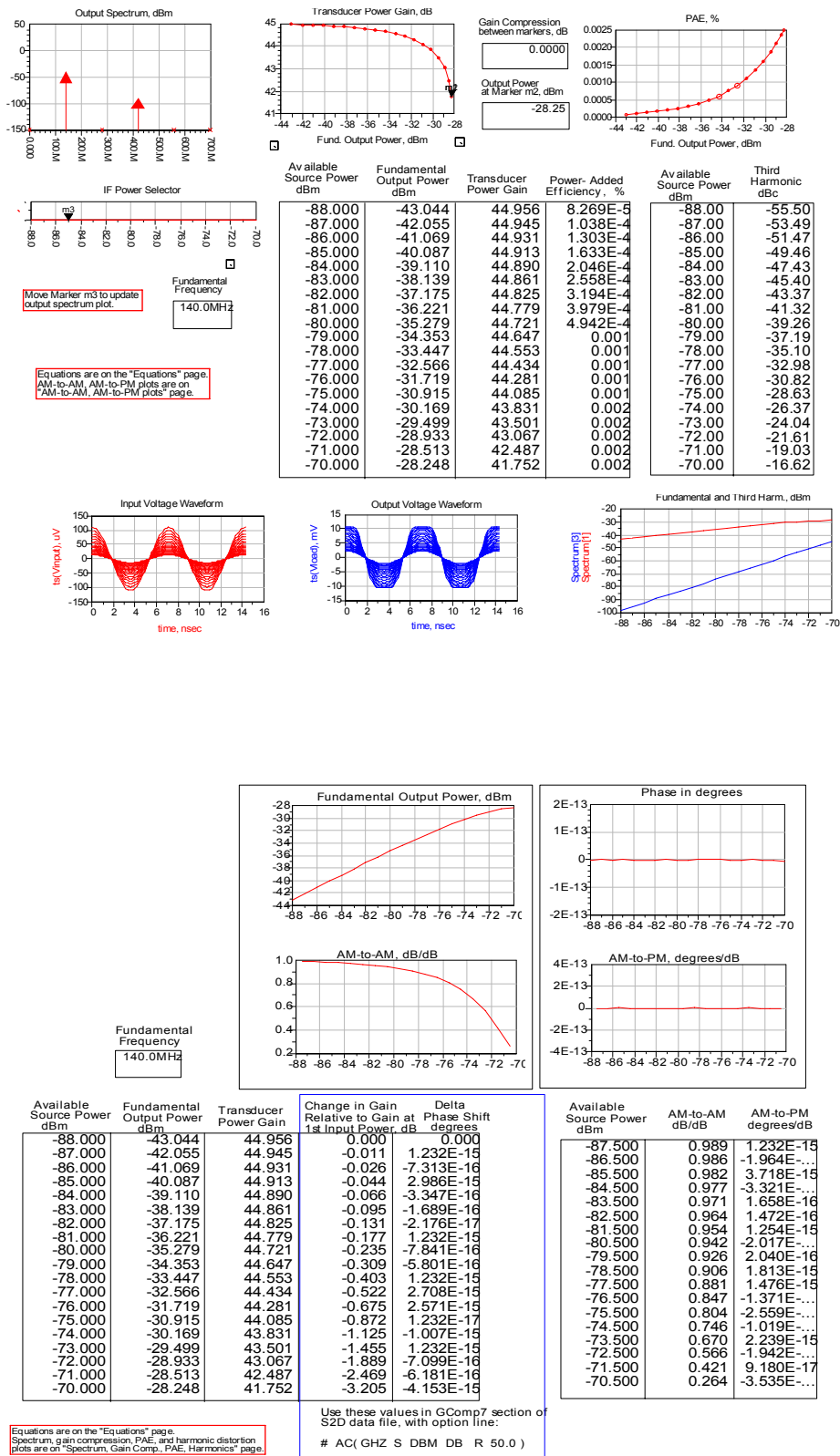
Στην προσομοίωση αυτή βλέπουμε την μεγάλη ενίσχυση που εισάγει ο ενισχυτής IF (44,113 dB). Σε αντίθεση με τον ενισχυτή LNA, στον οποίο μας ενδιέφερε περισσότερο η όσο το δυνατόν χαμηλότερη τιμή του συντελεστή θορύβου περιορίζοντας τον βαθμό ενίσχυσης, στον IF επιθυμούμε την μέγιστη ενίσχυση του σήματος. Αυτό γίνεται επειδή αποτελεί την τελευταία βαθμίδα ενίσχυσης, όπου το σήμα έχει περάσει από διάφορα στάδια φιλτραρίσματος, αλλά και επειδή συνεισφέρει ελάχιστα στον συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη.

### 5.1.2.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου



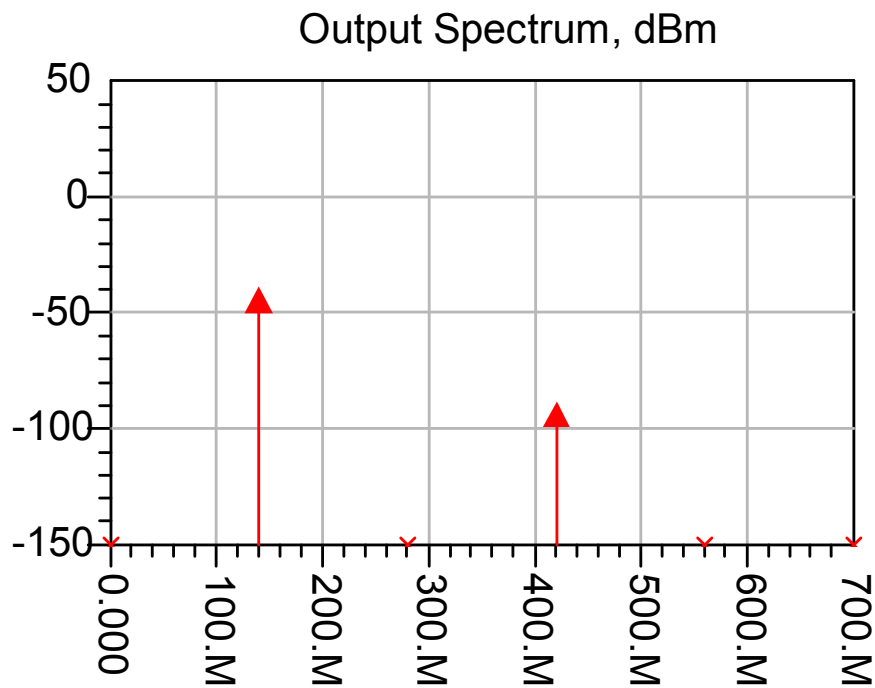
Σχήμα 5.30 Ο ενισχυτής IF σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 140 MHz, μεταβλητή ισχύς σήματος εισόδου από -88 έως 70 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 45 dB.

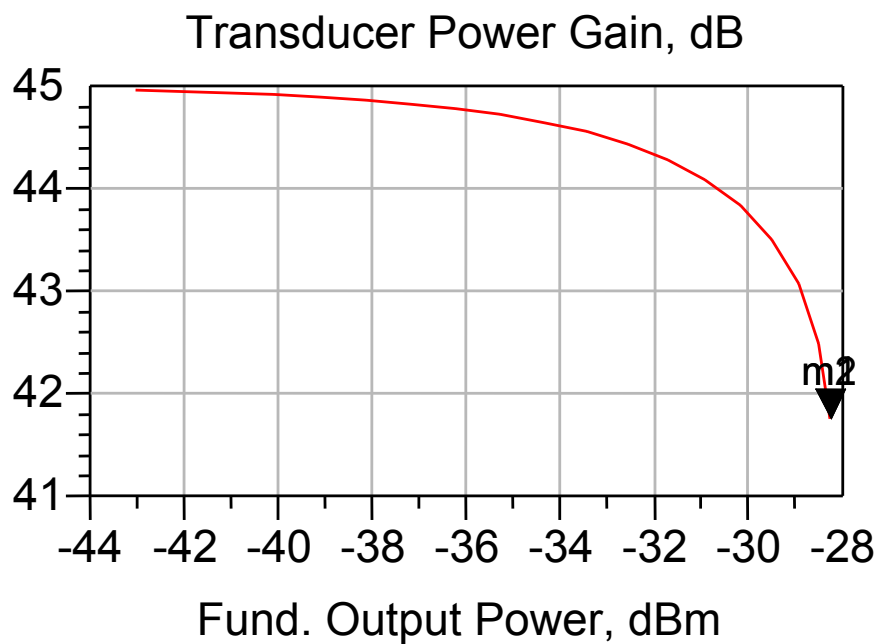


Σχήμα 5.31 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της τάσης εισόδου-εξόδου, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος και της τρίτης αρμονικής.

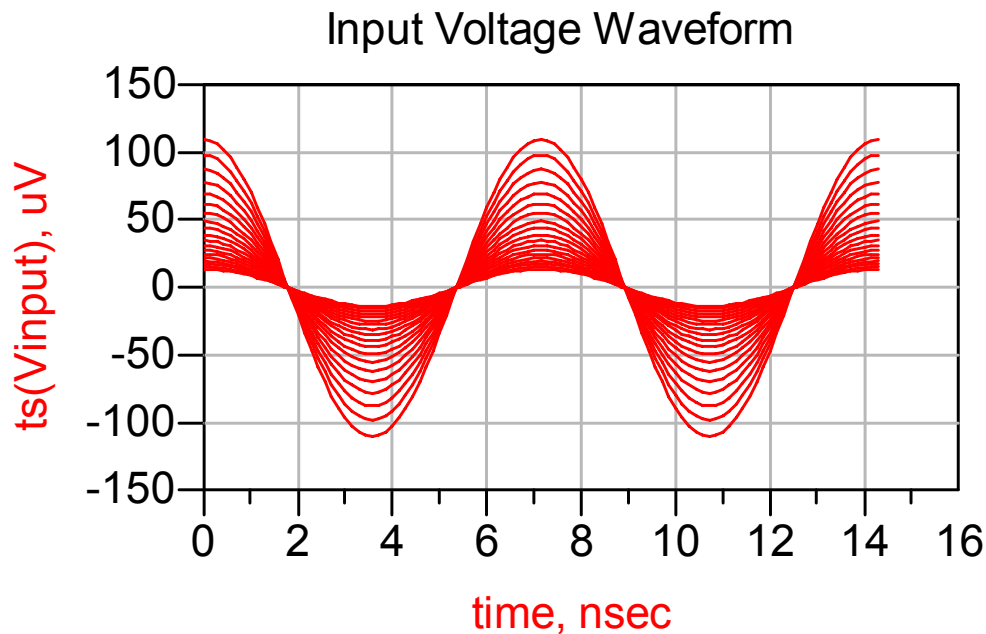


Σχήμα 5.32 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

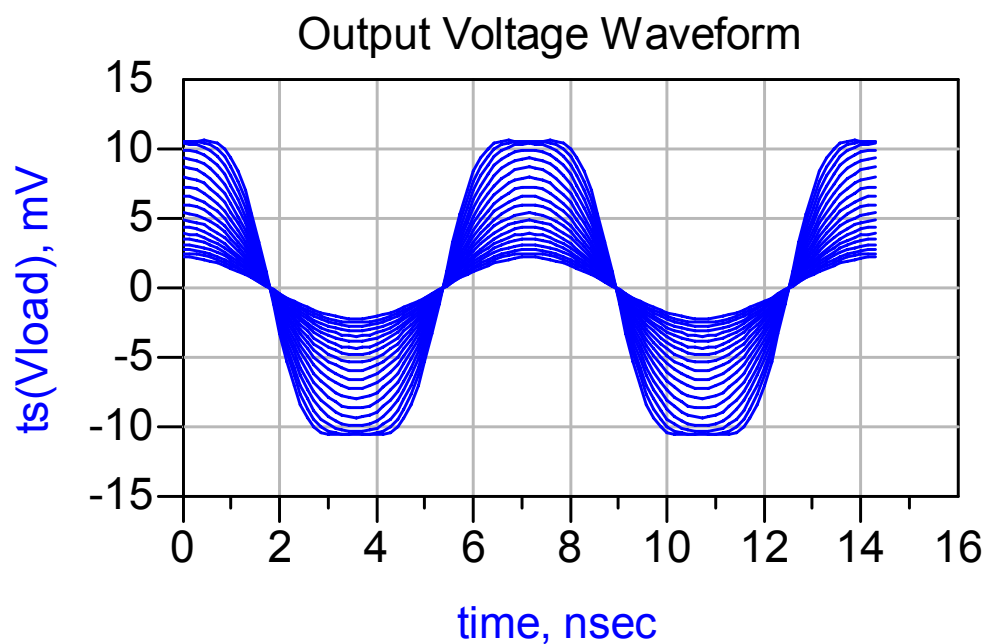


Σχήμα 5.33 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτίζεται της ισχύος εξόδου.

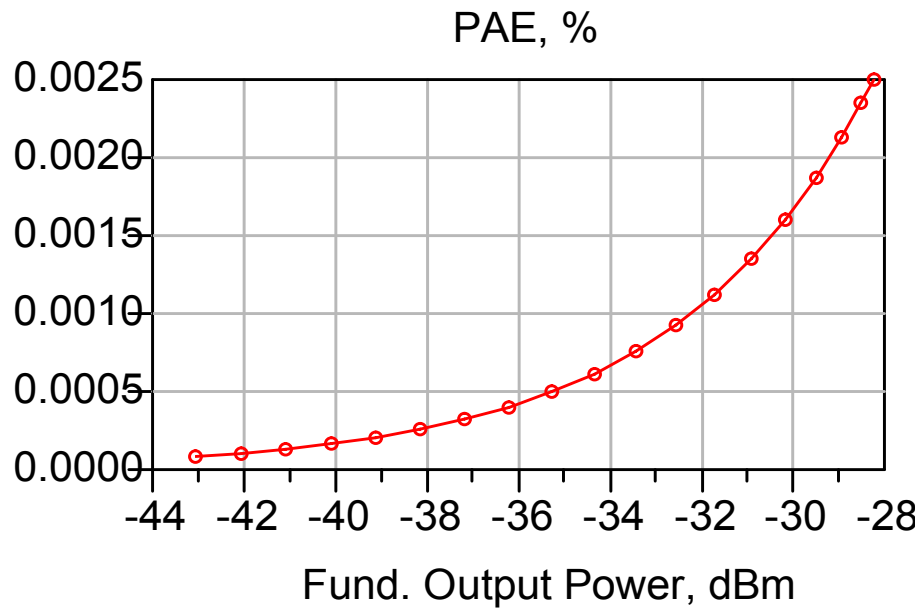
Παρατηρούμε μια μείωση του κέρδους με την αύξηση της ισχύος που οφείλεται στο γεγονός ότι πλησιάζουμε στο σημείο του κόρου. Παρόλα αυτά για τις τιμές ισχύος εισόδου που δέχεται ο ενισχυτής (-85,6 έως -73.8 dBm) η μεταβολή της απολαβής δεν ξεπερνά το 1dB.



Σχήμα 5.34 Κυματομορφή της τάσης εισόδου.

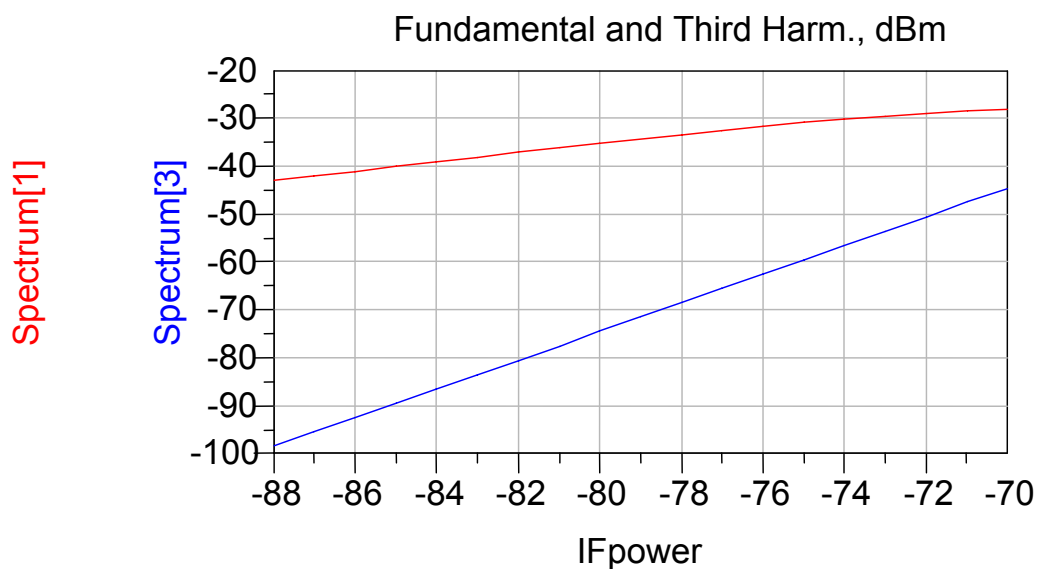


Σχήμα 5.35 Κυματομορφή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 5.36 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).

Όπως ο LNA έτσι και ο IF, δεν είναι ενισχυτής υψηλής ισχύος, άρα έχει και αυτός χαμηλή αποδοτικότητα.



Σχήμα 5.37 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσεως της ισχύος εισόδου.



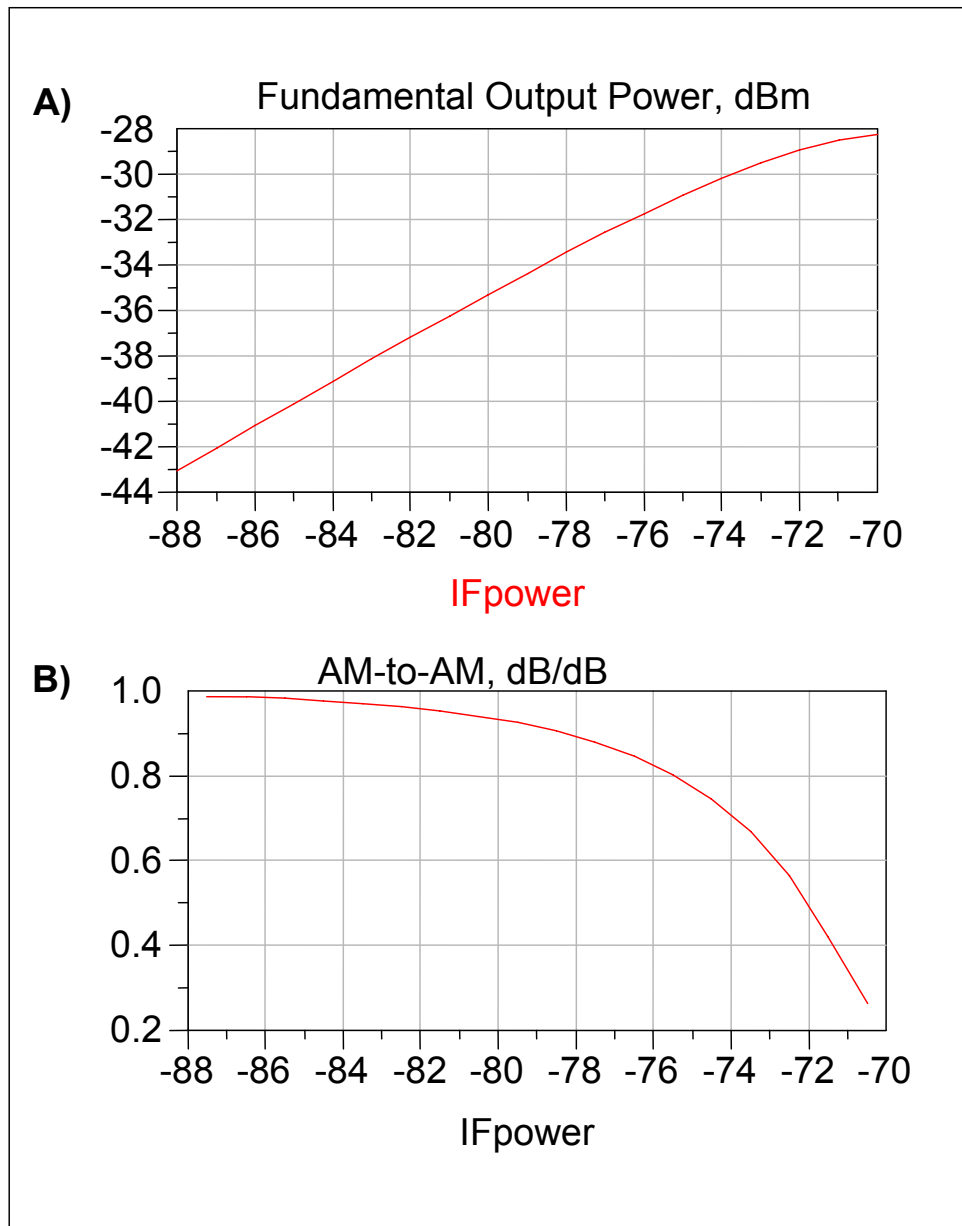
Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα, σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου, η τρίτη αρμονική υπολείπεται αρκετά της πρώτης με αποτέλεσμα να μην επηρεάζει την γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές της ισχύος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος (power-added efficiency) και της απόστασης της πρώτης από την τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	Third Harmonic dBc
-88.000	-43.044	44.956	8.269E-5	-55.499
-87.000	-42.055	44.945	1.038E-4	-53.487
-86.000	-41.069	44.931	1.303E-4	-51.473
-85.000	-40.087	44.913	1.633E-4	-49.455
-84.000	-39.110	44.890	2.046E-4	-47.432
-83.000	-38.139	44.861	2.558E-4	-45.404
-82.000	-37.175	44.825	3.194E-4	-43.367
-81.000	-36.221	44.779	3.979E-4	-41.321
-80.000	-35.279	44.721	4.942E-4	-39.263
-79.000	-34.353	44.647	0.001	-37.190
-78.000	-33.447	44.553	0.001	-35.096
-77.000	-32.566	44.434	0.001	-32.976
-76.000	-31.719	44.281	0.001	-30.824
-75.000	-30.915	44.085	0.001	-28.627
-74.000	-30.169	43.831	0.002	-26.374
-73.000	-29.499	43.501	0.002	-24.044
-72.000	-28.933	43.067	0.002	-21.609
-71.000	-28.513	42.487	0.002	-19.030
-70.000	-28.248	41.752	0.002	-16.619

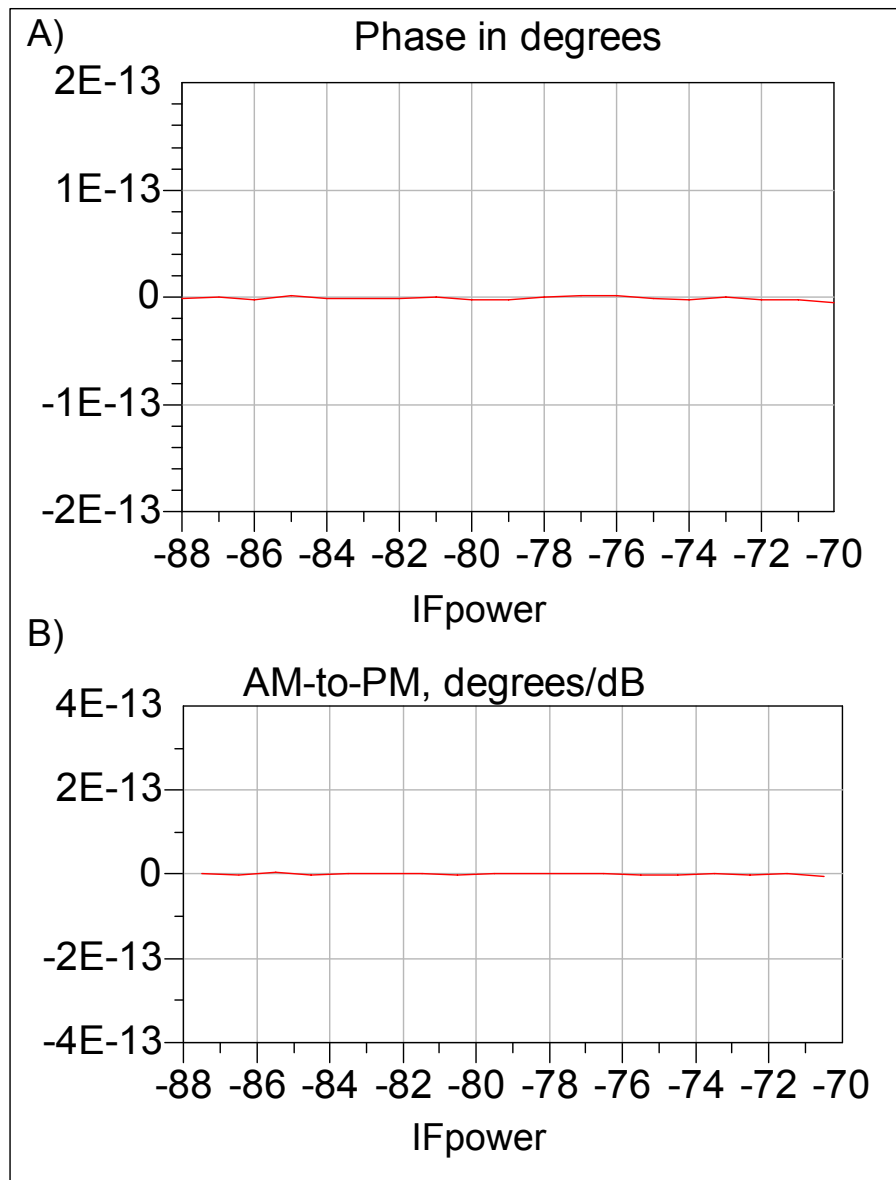
Πίνακας 5.7

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος.



**Σχήμα 5.38** A. Μεταφορά ισχύος.  
B. Κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης  
(συντελεστής μετατροπής AM/AM).

Παρατηρούμε ότι η χαρακτηριστική καμπύλη, με την αύξηση της ισχύος, χάνει την γραμμικότητά της κάτι που επιβεβαιώνεται και από την τιμή του συντελεστή μετατροπής AM/AM η οποία μειώνεται. Παρόλα αυτά, η τιμή του συντελεστή δεν μηδενίζεται οπότε ο ενισχυτής δεν έχει προσεγγίσει τον κόρο και λειτουργεί σχεδόν γραμμικά.



**Σχήμα 5.39** A. Μετατόπιση φάσης.  
B. Σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης  
(συντελεστής μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους  
προς διαμόρφωσης φάσης, AM/PM).

Από τα διαγράμματα A, B παρατηρούμε ότι η φάση του σήματος είναι πρακτικά σταθερή επιβεβαιώνοντας τη γραμμικότητα του ενισχυτή μας.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι πίνακες 5.8, 5.9 που περιέχουν τις αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Change in Gain Relative to Gain at 1st Input Power, dB	Delta Phase Shift degrees
-88.000	-43.044	44.956	0.000	0.000
-87.000	-42.055	44.945	-0.011	1.232E-15
-86.000	-41.069	44.931	-0.026	-7.313E-16
-85.000	-40.087	44.913	-0.044	2.986E-15
-84.000	-39.110	44.890	-0.066	-3.347E-16
-83.000	-38.139	44.861	-0.095	-1.689E-16
-82.000	-37.175	44.825	-0.131	-2.176E-17
-81.000	-36.221	44.779	-0.177	1.232E-15
-80.000	-35.279	44.721	-0.235	-7.841E-16
-79.000	-34.353	44.647	-0.309	-5.801E-16
-78.000	-33.447	44.553	-0.403	1.232E-15
-77.000	-32.566	44.434	-0.522	2.708E-15
-76.000	-31.719	44.281	-0.675	2.571E-15
-75.000	-30.915	44.085	-0.872	1.232E-17
-74.000	-30.169	43.831	-1.125	-1.007E-15
-73.000	-29.499	43.501	-1.455	1.232E-15
-72.000	-28.933	43.067	-1.889	-7.099E-16
-71.000	-28.513	42.487	-2.469	-6.181E-16
-70.000	-28.248	41.752	-3.205	-4.153E-15

Use these values in GComp7 section of S2D data file, with option line:  
# AC( GHZ S DBM DB R 50.0 )

Πίνακας 5.8

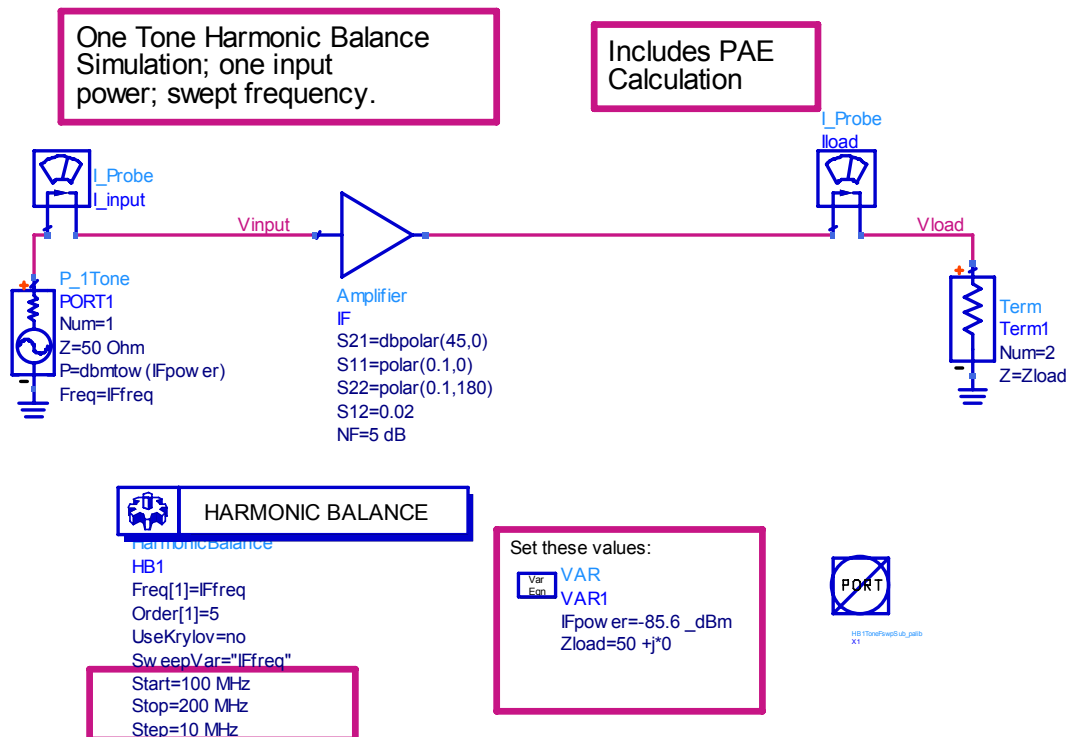
Available Source Power dBm	AM-to-AM dB/dB	AM-to-PM degrees/dB
-87.500	0.989	1.232E-15
-86.500	0.986	-1.964E-15
-85.500	0.982	3.718E-15
-84.500	0.977	-3.321E-15
-83.500	0.971	1.658E-16
-82.500	0.964	1.472E-16
-81.500	0.954	1.254E-15
-80.500	0.942	-2.017E-15
-79.500	0.926	2.040E-16
-78.500	0.906	1.813E-15
-77.500	0.881	1.476E-15
-76.500	0.847	-1.371E-16
-75.500	0.804	-2.559E-15
-74.500	0.746	-1.019E-15
-73.500	0.670	2.239E-15
-72.500	0.566	-1.942E-15
-71.500	0.421	9.180E-17
-70.500	0.264	-3.535E-15

Πίνακας 5.9

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

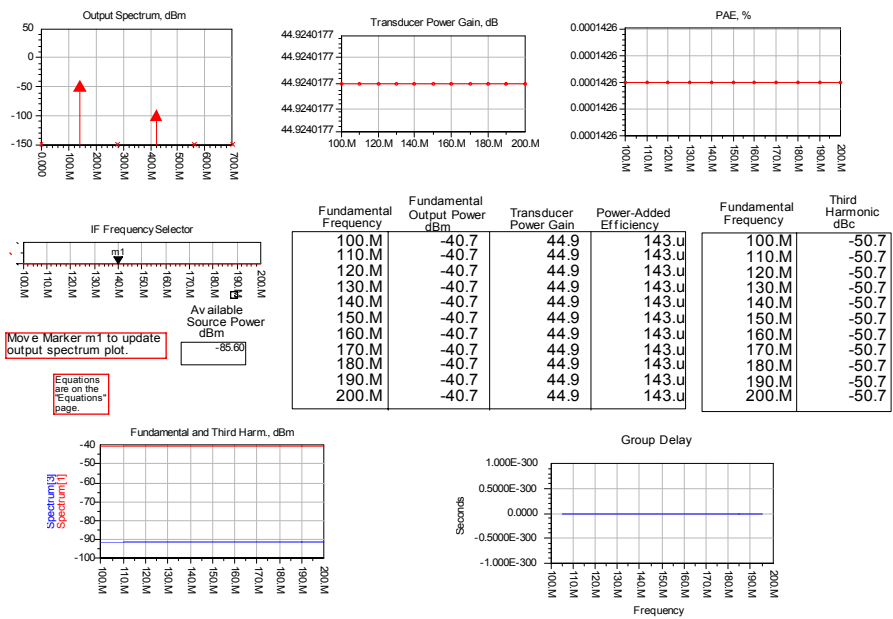
- Στο φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από την αρμονική τρίτης τάξης (50 dB). Από το διάγραμμα της πρώτης και τρίτης αρμονικής, σε συνδυασμό με τον πίνακα 5.7, παρατηρούμε να μειώνεται η μεταξύ τους απόσταση, με την αύξηση της ισχύος, αλλά όχι τόσο ώστε να επηρεάζεται το σήμα μας.
- Για τις τιμές ισχύος που θα δέχεται ο ενισχυτής (-85,6 έως -73.8 dBm), το κέρδος μετατροπής του μεταβάλλεται λιγότερο από 1 dB, οπότε λειτουργεί ικανοποιητικά για όλες τις τιμές της ισχύος εισόδου.
- Ο ενισχυτής, για πολύ υψηλές τιμές ισχύος εισόδου, δεν λειτουργεί απολύτως γραμμικά χωρίς όμως να φτάνει στον κόρο. Αυτό επιβεβαιώνεται τόσο από την χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς ισχύος όσο και από την τιμή του συντελεστή AM/AM που μειώνεται αλλά δεν μηδενίζεται.
- Κατά την ενίσχυση του σήματος, συγκρίνοντας τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου, παρατηρούμε ότι δεν έχουμε μετατόπιση φάσης κάτι που γίνεται εμφανές και στο διάγραμμα μετατόπισης φάσης.

### 5.1.2.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος



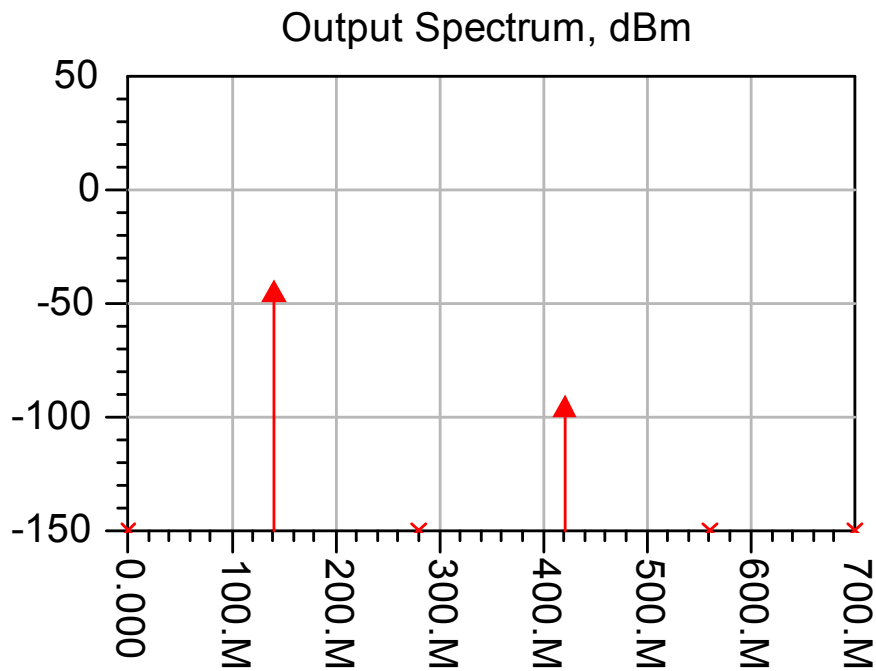
Σχήμα 5.40 Ο ενισχυτής IF σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε ισχύς σήματος εισόδου -85,6 dBm, επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 45 dB και συχνότητα λειτουργίας από 100 έως 200 MHz .

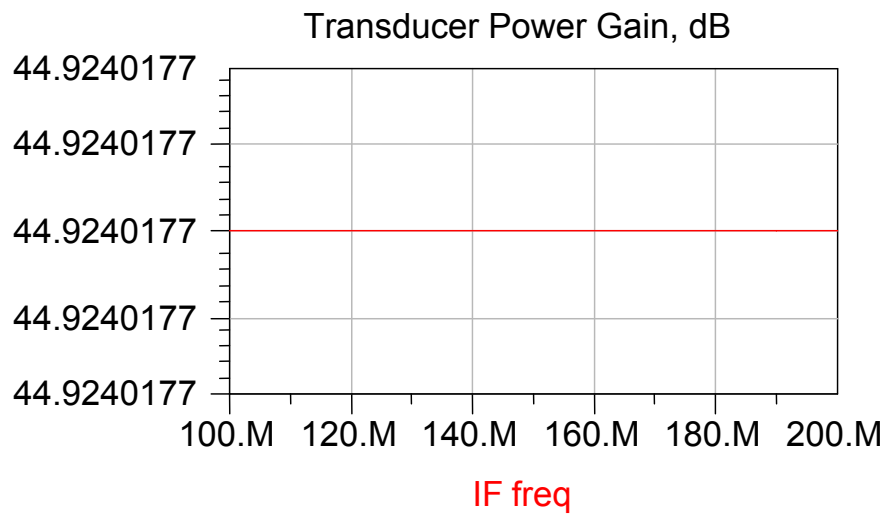


Σχήμα 5.41 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

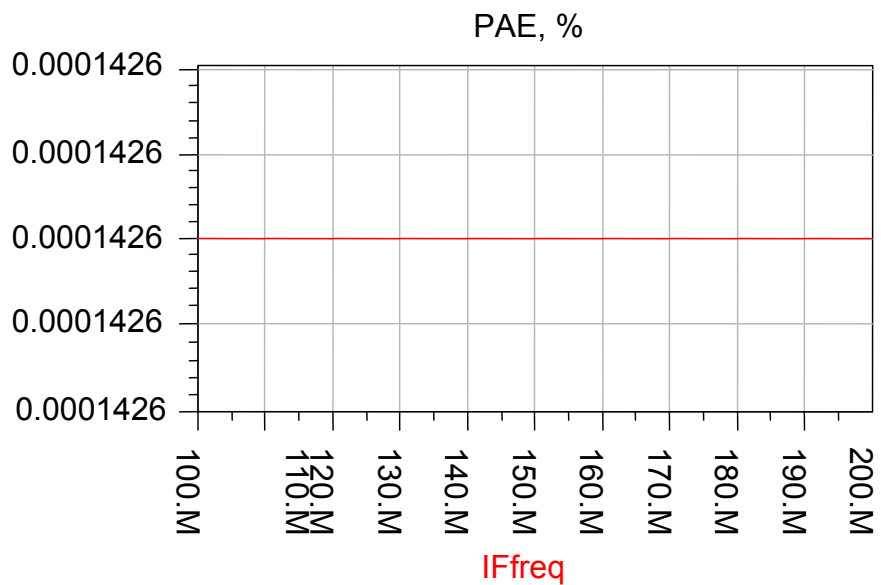
Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, της τρίτης αρμονικής και της χρονικής καθυστέρησης.



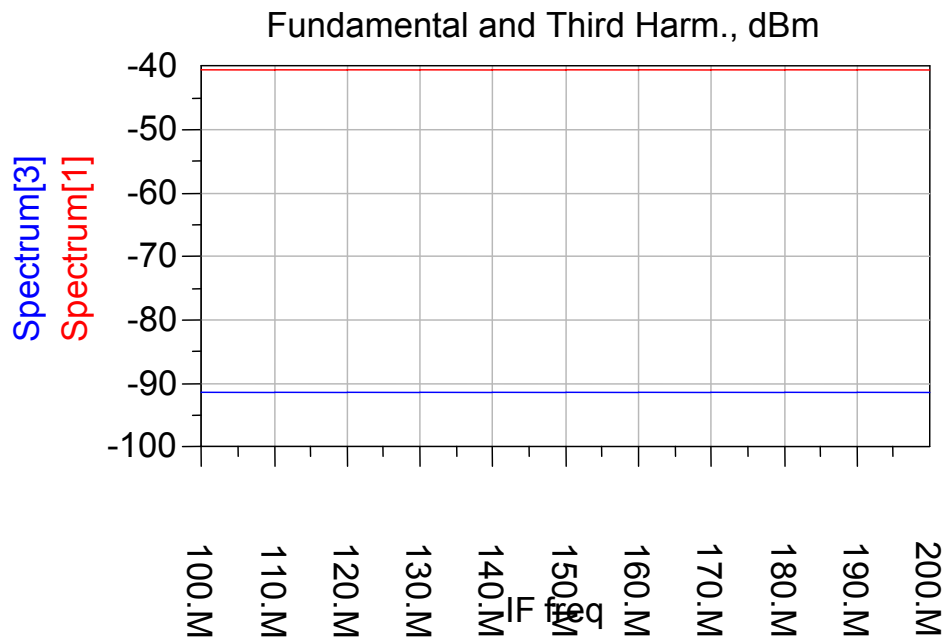
Σχήμα 5.42 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).



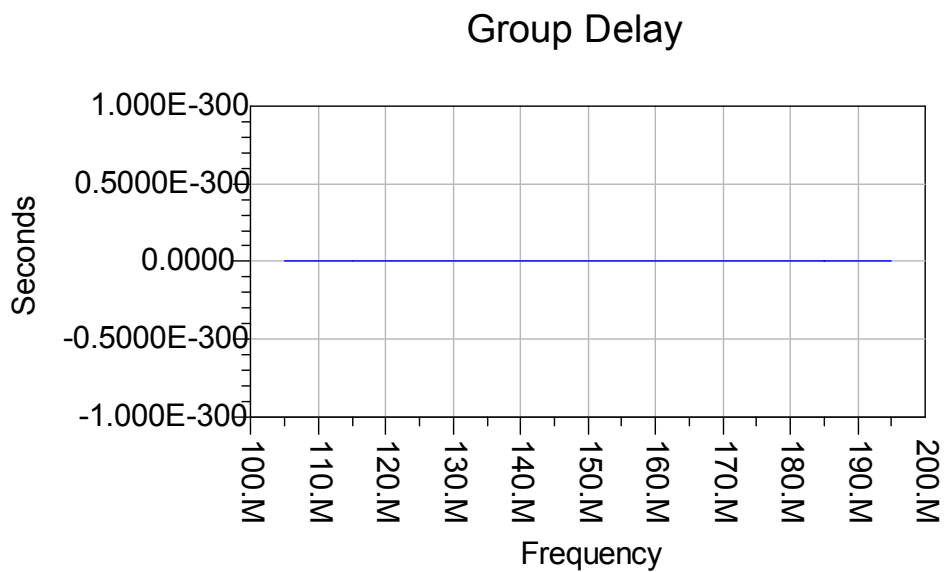
Σχήμα 5.43 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 5.44 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).



Σχήμα 5.45 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 5.46 Χρονική καθυστέρηση ενισχυτή.

Στον πίνακα που ακολουθεί περιέχονται συγκεντρωτικά οι αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.



Fundamental Frequency	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency	Third Harmonic dBc
100.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
110.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
120.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
130.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
140.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
150.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
160.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
170.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
180.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
190.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7
200.M	-40.7	44.9	143.u	-50.7

Πίνακας 5.10

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Το κέρδος μετατροπής και η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι σταθερά και ανεξάρτητα της συχνότητας (μέσα στο εύρος λειτουργίας 70-230 MHz) αφού επηρεάζονται μόνο από την ισχύ.
- Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή παραμένει σταθερή με τη μεταβολή της συχνότητας, οπότε και η τρίτη αρμονική υπολείπεται σταθερά της βασικής κατά 51 dB.
- Η καθυστέρηση ομάδας είναι μηδενική για κάθε τιμή της συχνότητας. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο IF είναι ενεργό στοιχείο και οι αντιστάσεις στην είσοδο και στην έξοδό του είναι ίσες.

## 5.2 Φίλτρα

Ο δέκτης περιλαμβάνει τέσσερα φίλτρα, το RF φίλτρο, το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (Image Reject Filter) και τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας (IF Filter).

Με την βοήθεια του προγράμματος ADS έγιναν τα εξής:

- Ο σχεδιασμός των φίλτρων τύπου Chebyshev. Συγκεκριμένα επιλέχθηκε το εύρος διέλευσης συχνοτήτων, η αντίσταση εισόδου-εξόδου, η μέγιστη κυμάτωση και καταπίεση.
- Με βάση τον σχεδιασμό αυτό, το πρόγραμμα υλοποίησε το κύκλωμα των φίλτρων.
- Έγινε προσομοίωση της λειτουργίας τους κατά την οποία μελετήθηκαν η συνάρτηση μεταφοράς, η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης, η φάση και η καθυστέρηση που εισάγουν.

### 5.2.1 Το RF φίλτρο

Το RF φίλτρο είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο που χρησιμοποιείται για την επιλογή της ζώνης συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο φάσμα του επιθυμητού σήματος. Με την επιλογή αυτή επιτυγχάνεται η αποκοπή σημάτων που ανήκουν σε άλλους διαύλους και ο περιορισμός του θορύβου εκτός ζώνης.

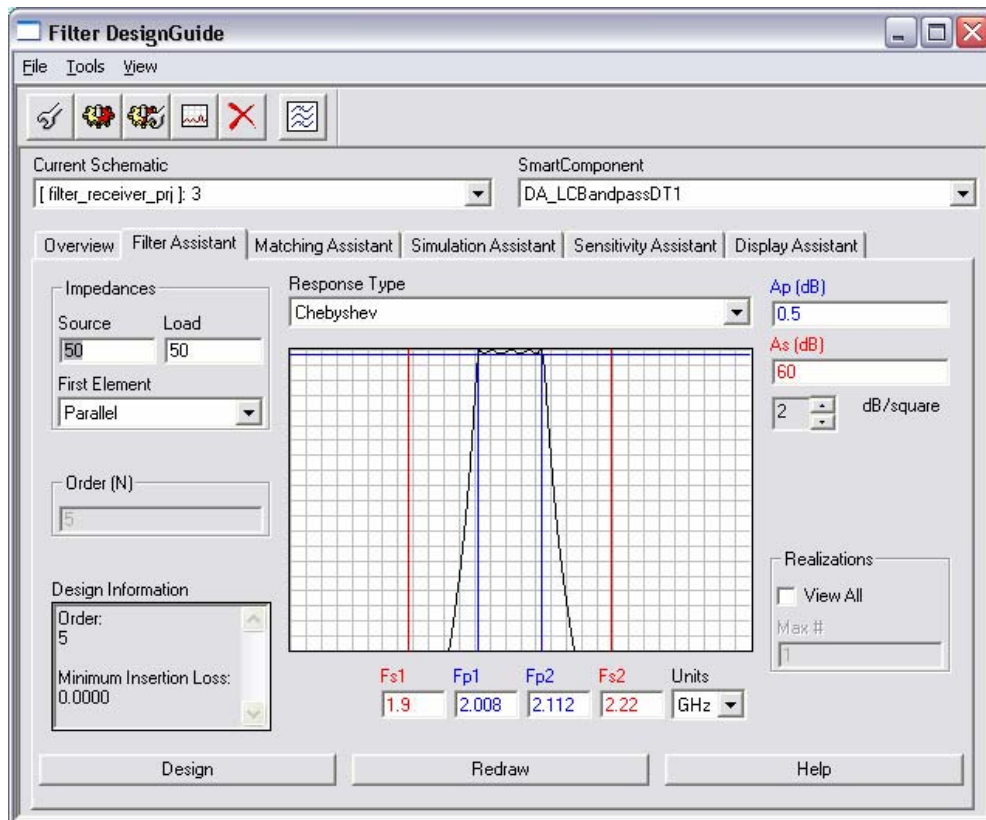
Επιλέξαμε φίλτρο τύπου Chebyshev, γιατί παρουσιάζει την μεγαλύτερη επιλεκτικότητα, με τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2060 MHz
Απόσβεση (IL)	1,5 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	5%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 5.11

### 5.2.1.1 Ο σχεδιασμός του RF φίλτρου

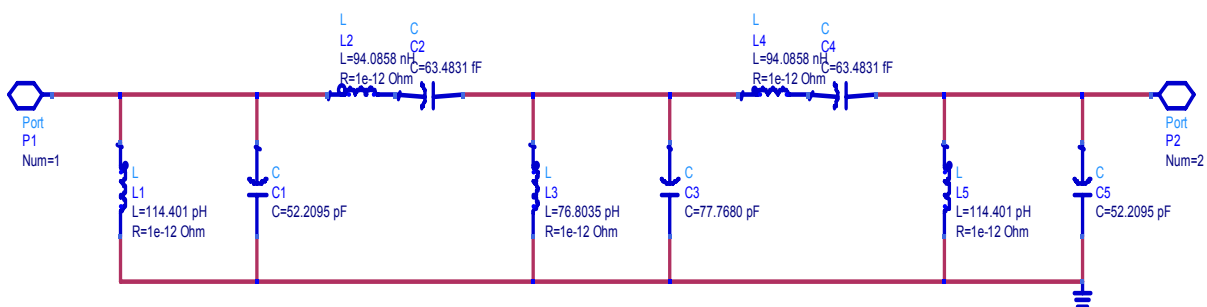
Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται το περιβάλλον που σχεδιάστηκε το φίλτρο.



Σχήμα 5.47 Το περιβάλλον σχεδιασμού του φίλτρου.

Η επιλογή των συχνοτήτων αποκοπής έγινε με τέτοιο τρόπο ώστε το φίλτρο μας να είναι 5<sup>ης</sup> τάξης, για να είναι δυνατή η κατασκευή του.

Ακολουθεί το κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου.



Σχήμα 5.48 Το κύκλωμα του φίλτρου.

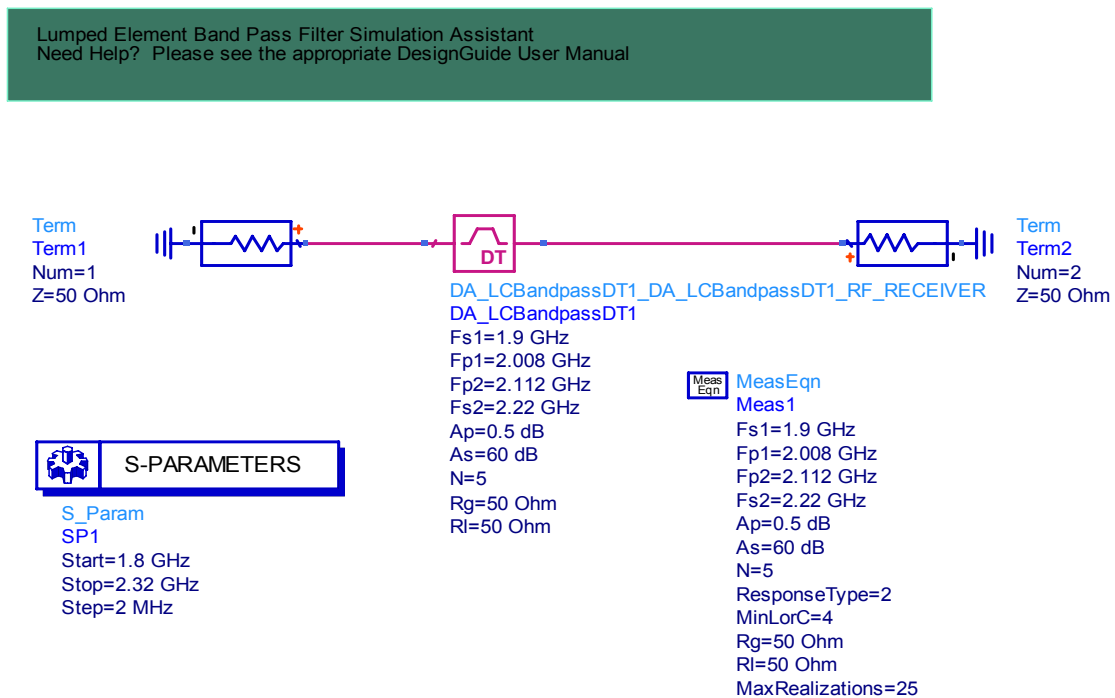
Τα στοιχεία του κυκλώματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

L1	L=114.401 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=94.0858 nH	R=1e-12 Ohm
L3	L=76.8035 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=94.0858 nH	R=1e-12 Ohm
L5	L=114.401 pH	R=1e-12 Ohm
C1	C=52.2095 pF	
C2	C=63.4831 fF	
C3	C=77.7680 pF	
C4	C=63.4831 fF	
C5	C=52.2095 pF	

Πίνακας 5.12

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 5.2.1.2 Προσομοίωση του RF φίλτρου



Σχήμα 5.49 Το RF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 1.8 έως 2.32 GHz.

Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (2060MHz). Επίσης βλέπουμε

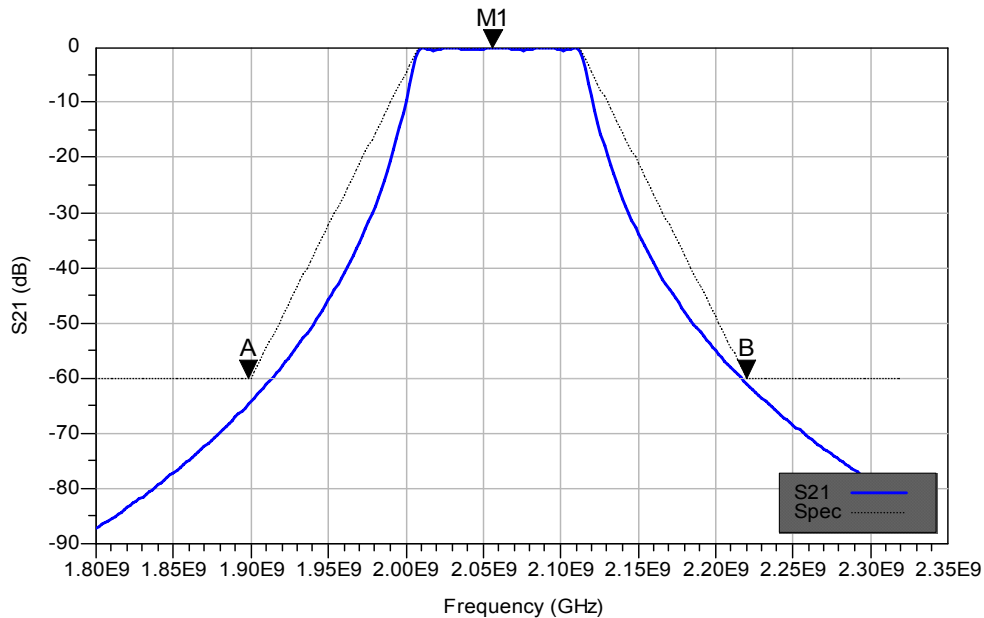
τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
Input Parameters	1.900	2.008	2.112	2.220	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
Performance	2.060	2.061	0.501	-64.259	-61.055	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
Marker M1	2.06	-19.16	-0.05	12.72		
Marker M2	2.06	-19.16	-0.05	12.72		

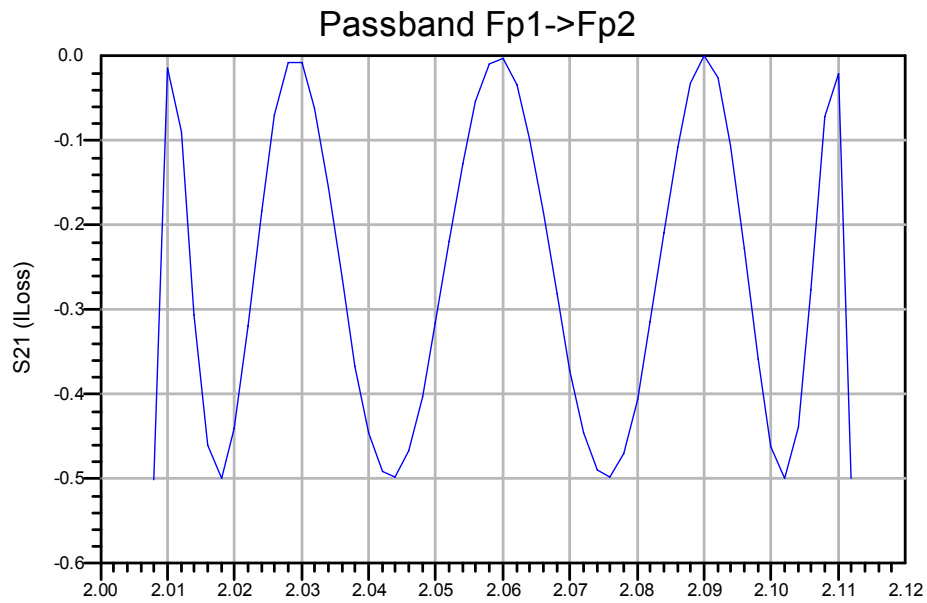
CF: Center Frequency (Desired or Actual) Dev: Deviation in Passband MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband F: Frequency 1/2: Input/Output Ports Spec: Frequency Specification	Fs1: Lower Stopband Edge Fp1: Lower Passband Edge Fp2: Upper Passband Edge Fs2: Upper Stopband Edge Ap: Atten at PB Edge or Ripple As: Atten at SB Edge
---	--

Πίνακας 5.13



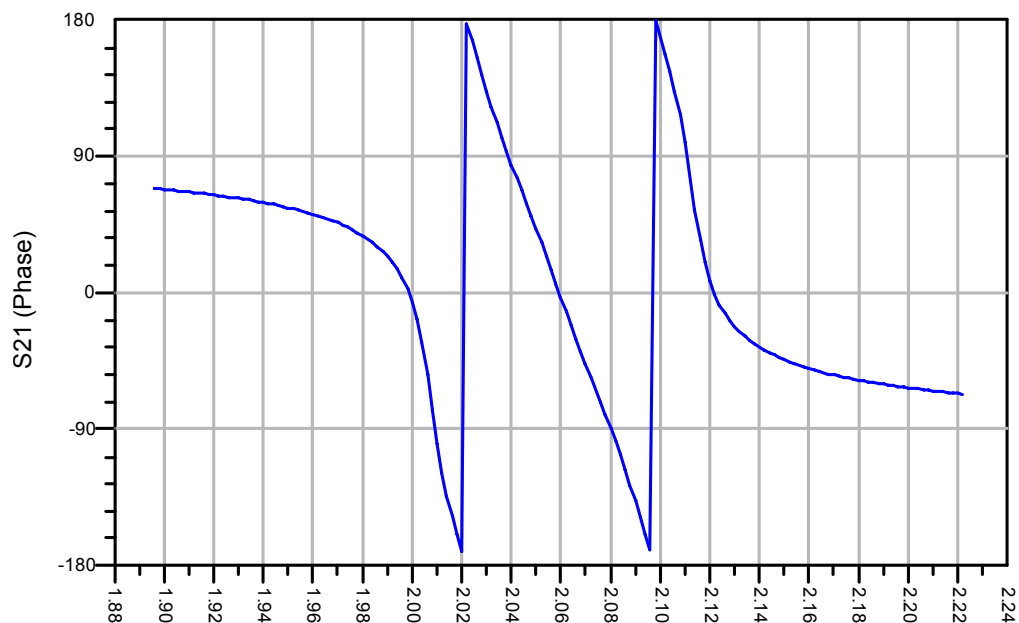
Σχήμα 5.50 Η συνάρτηση μεταφοράς του RF φίλτρου.

Στο παραπάνω διάγραμμα βλέπουμε την συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου (μπλε) και την ιδανική μορφή της (μαύρο). Η διαφορά της κλίσης στην περιοχή αποκοπής καθώς και η κυμάτωση στην ζώνη διέλευσης, που γίνεται ορατή στο σχήμα που ακολουθεί, οφείλονται στο τύπο του φίλτρου (Chebyshev).

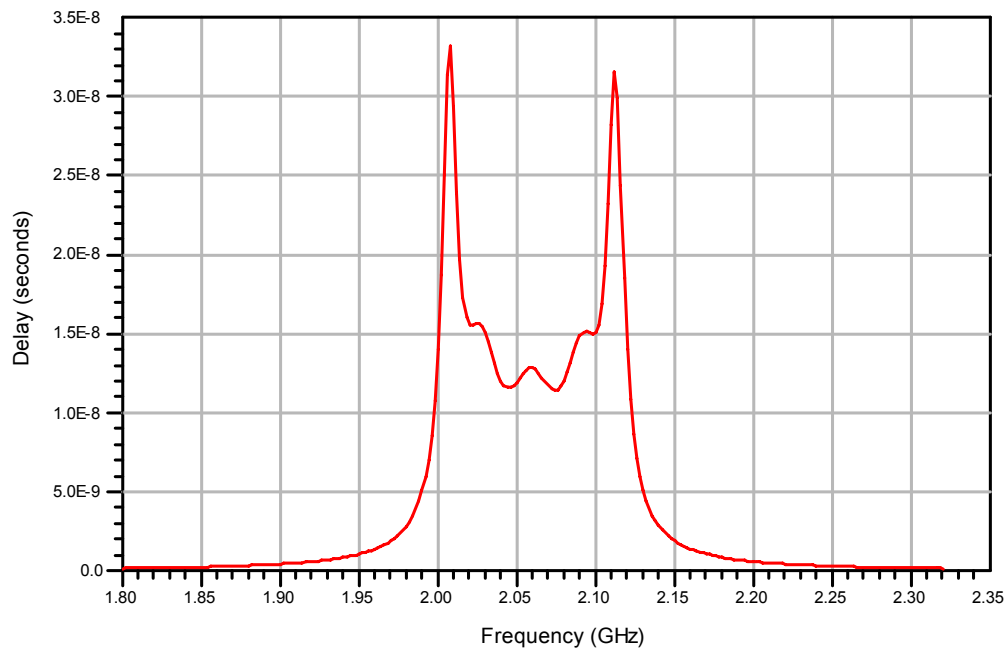


Σχήμα 5.51 Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.

Παρατηρούμε ότι η κυμάτωση δεν ξεπερνάει τα 0.5 dB, που είναι και το μέγιστο επιτρεπτό.



Σχήμα 5.52 Η φάση συναρτήσει της συχνότητας



Σχήμα 5.53 Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Στα σχήματα 5.52 και 5.53 παρατηρούμε την αλλαγή φάσης και την καθυστέρηση που εισάγει το φίλτρο στη ζώνη διέλευσης. Οι δύο κορυφές (peaks) που βλέπουμε στην καθυστέρηση του φίλτρου βρίσκονται στα άκρα της ζώνης διέλευσης, κάτι που είναι χαρακτηριστικό στα ζωνοπερατά φίλτρα. Τέλος η κυμάτωση οφείλεται στον τύπο του φίλτρου.

## 5.2.2 Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου

Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (Image reject filter) χρησιμοποιείται για την καταπίεση της συχνότητας ειδώλου που παράγεται κατά την κάτω μετατροπή συχνότητας. Επειδή η συχνότητα του ειδώλου που παράγεται είναι 2340 MHz ( $\omega_{im} = \omega_{\Lambda O} + \omega_{IF}$ ) και το RF σήμα είναι στα 2060 MHz, το φίλτρο μας θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα επιλεκτικό.

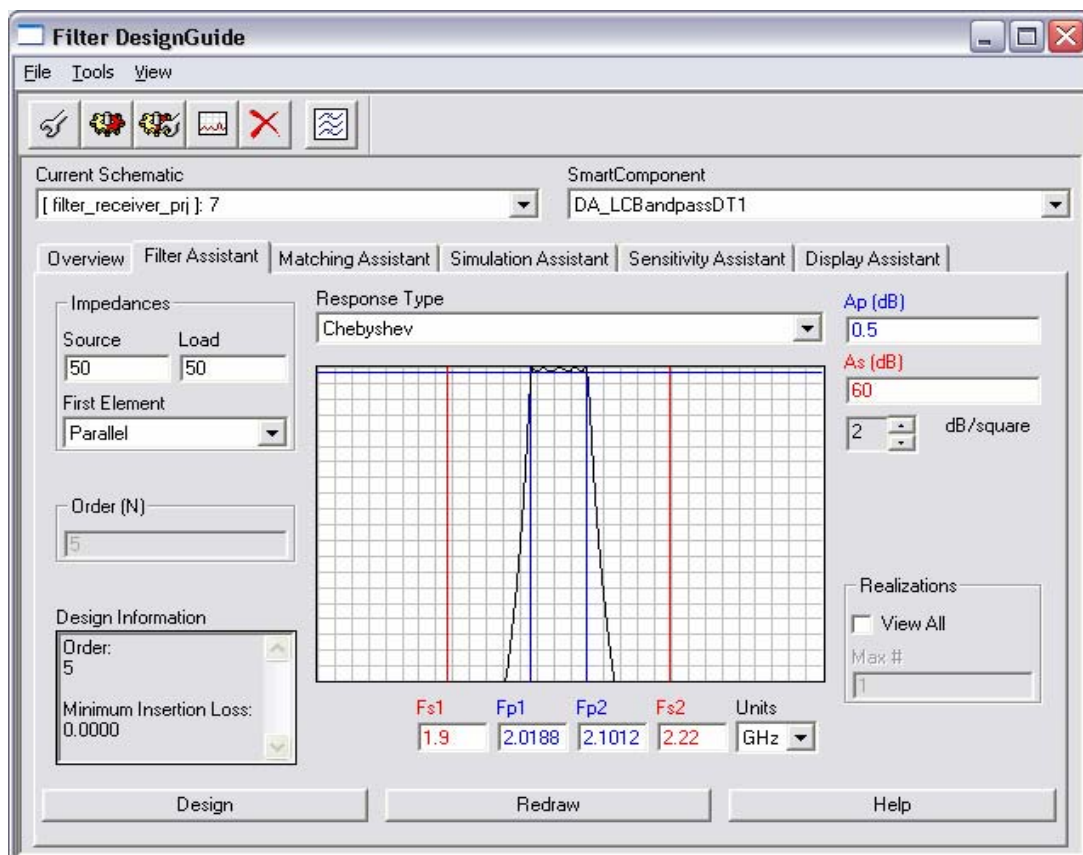
Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2060 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	4%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 5.14

### 5.2.2.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου αποκοπής ειδώλου

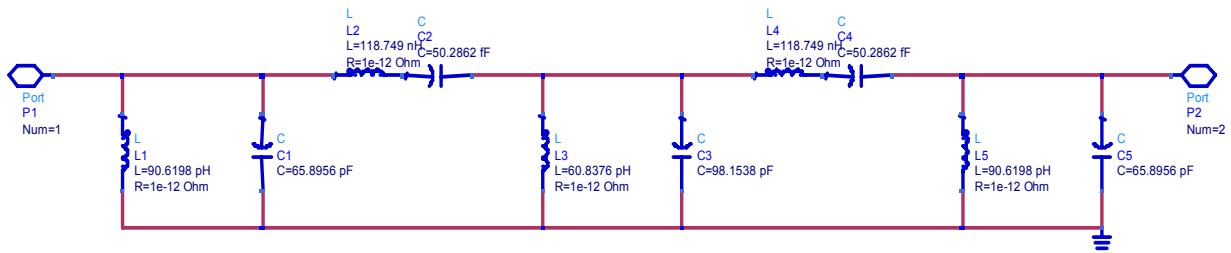
Με την βοήθεια του προγράμματος ADS έγινε ο σχεδιασμός του φίλτρου όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.54 Το περιβάλλον σχεδιασμού του φίλτρου.



Ακολουθεί το κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου.



Σχήμα 5.55 Το κύκλωμα του φίλτρου.

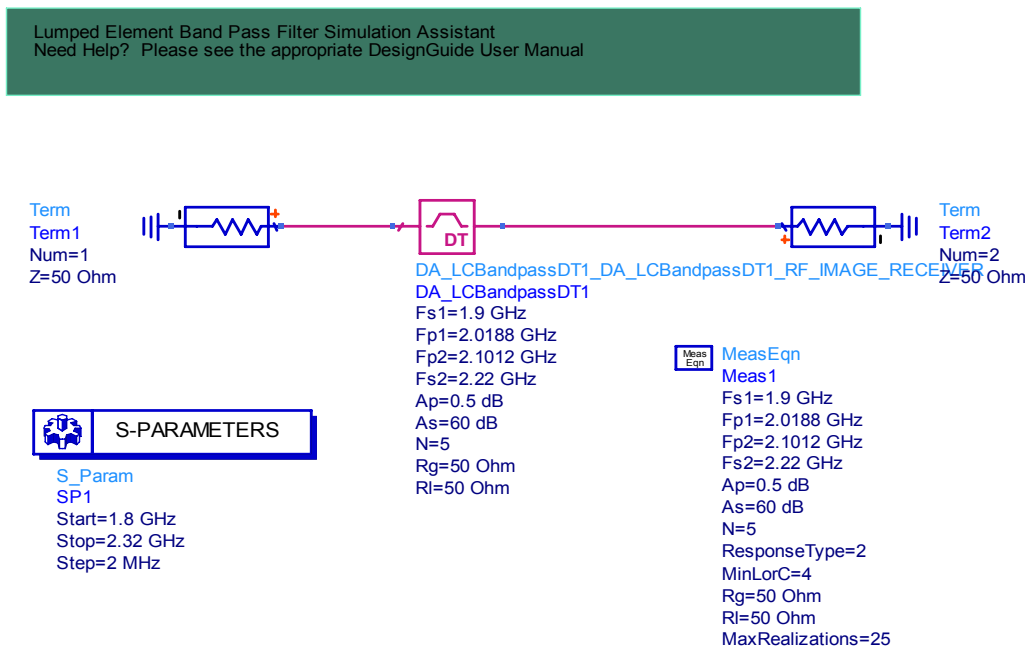
Τα στοιχεία του κυκλώματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

L1	L=90.6198 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=118.749 nH	R=1e-12 Ohm
L3	L=60.8376 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=118.749 nH	R=1e-12 Ohm
L5	L=90.6198 pH	R=1e-12 Ohm
C1	C=65.8956 pF	
C2	C=50.2862 fF	
C3	C=98.1538 pF	
C4	C=50.2862 fF	
C5	C=65.8956 pF	

Πίνακας 5.15

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 5.2.2.2 Προσομοίωση του Image Reject φίλτρου



Σχήμα 5.56 Το IRF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 1.8 έως 2.32 GHz.

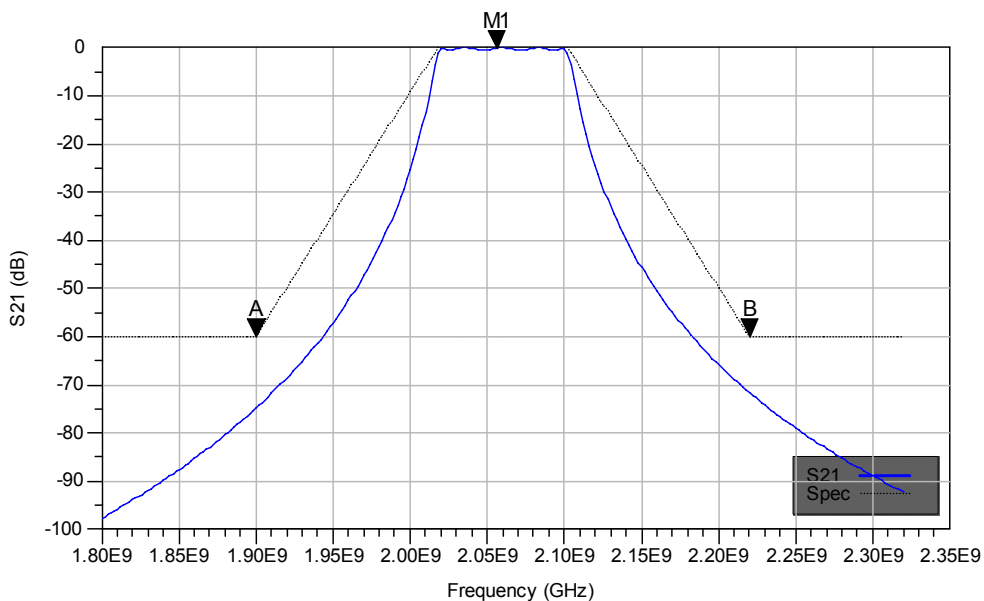
Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (2060MHz). Επίσης βλέπουμε τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
<b>Input Parameters</b>	1.900	2.019	2.101	2.220	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
<b>Performance</b>	2.060	2.060	1.100	-74.862	-71.590	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
<b>Marker M1</b>	2.06	-16.71	-0.09	15.89		
<b>Marker M2</b>	2.06	-35.15	-0.00	16.24		

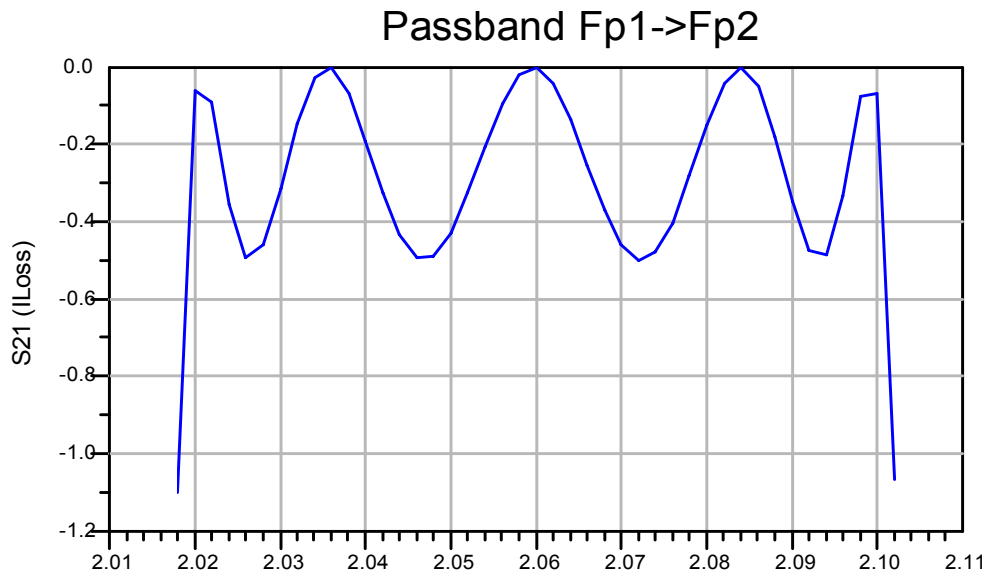
  

CF: Center Frequency (Desired or Actual) Dev: Deviation in Passband MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband F: Frequency 1/2: Input/Output Ports Spec: Frequency Specification	Fs1: Lower Stopband Edge Fp1: Lower Passband Edge Fp2: Upper Passband Edge Fs2: Upper Stopband Edge Ap: Atten at PB Edge or Ripple As: Atten at SB Edge
---	--

Πίνακας 5.16

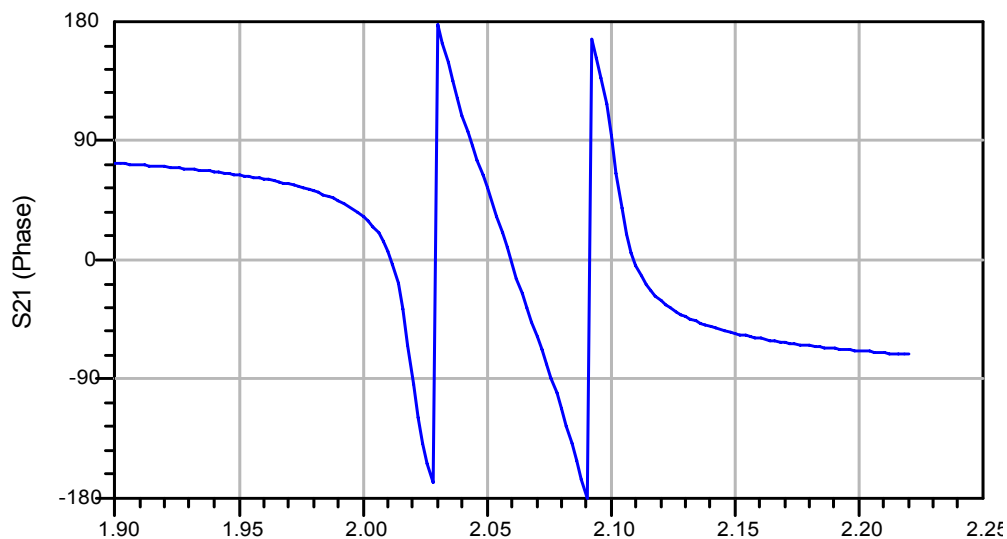


Σχήμα 5.57 Η συνάρτηση μεταφοράς του IRF φίλτρου.

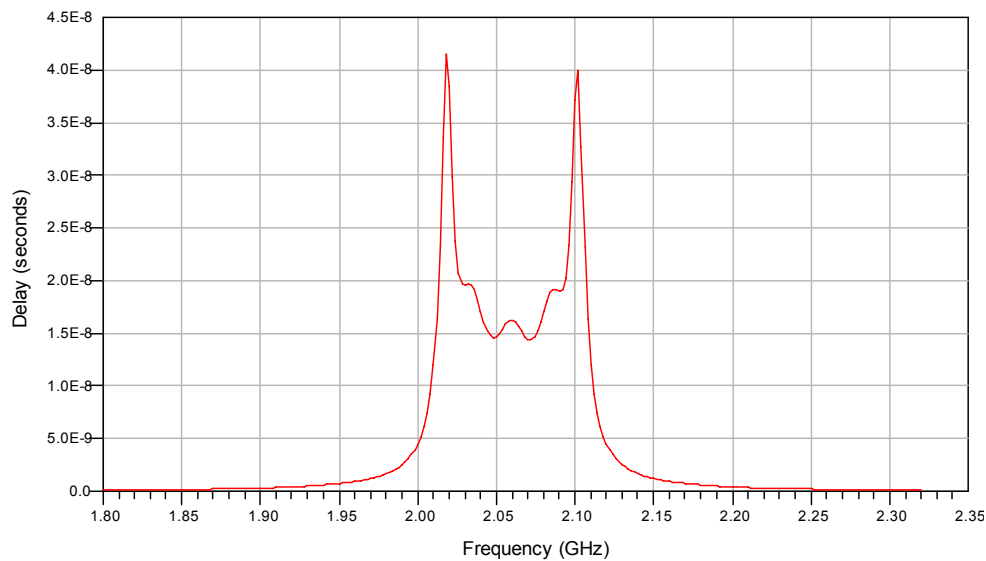


Σχήμα 5.58 Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.

Παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς είναι πιο απότομη στην περιοχή αποκοπής από ότι στο προηγούμενο φίλτρο λόγω της μεγαλύτερης επιλεκτικότητας του. Αυτό είναι εμφανές και στο σχήμα 5.58 όπου η κυμάτωση στα άκρα είναι μεγαλύτερη.



Σχήμα 5.59 Η φάση συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 5.60 Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Η αλλαγή φάσης είναι ίδια με το RF φίλτρο αφού και τα δύο είναι τύπου Chebyshev κάτι που ισχύει και για την καθυστέρηση με την μόνη διαφορά ότι οι κορυφές είναι υψηλότερες στο Image Reject φίλτρο αφού είναι πιο επιλεκτικό.

### 5.2.3 Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας

Τα IF φίλτρα χρησιμοποιούνται στην ενδιάμεση βαθμίδα για να φιλτράρουν την έξοδο του μίκτη, στην οποία εκτός της συχνότητας  $\omega_{IF}$ , παράγεται και η  $\omega = \omega_{RF} + \omega_{LO}$  που είναι ανεπιθύμητη.

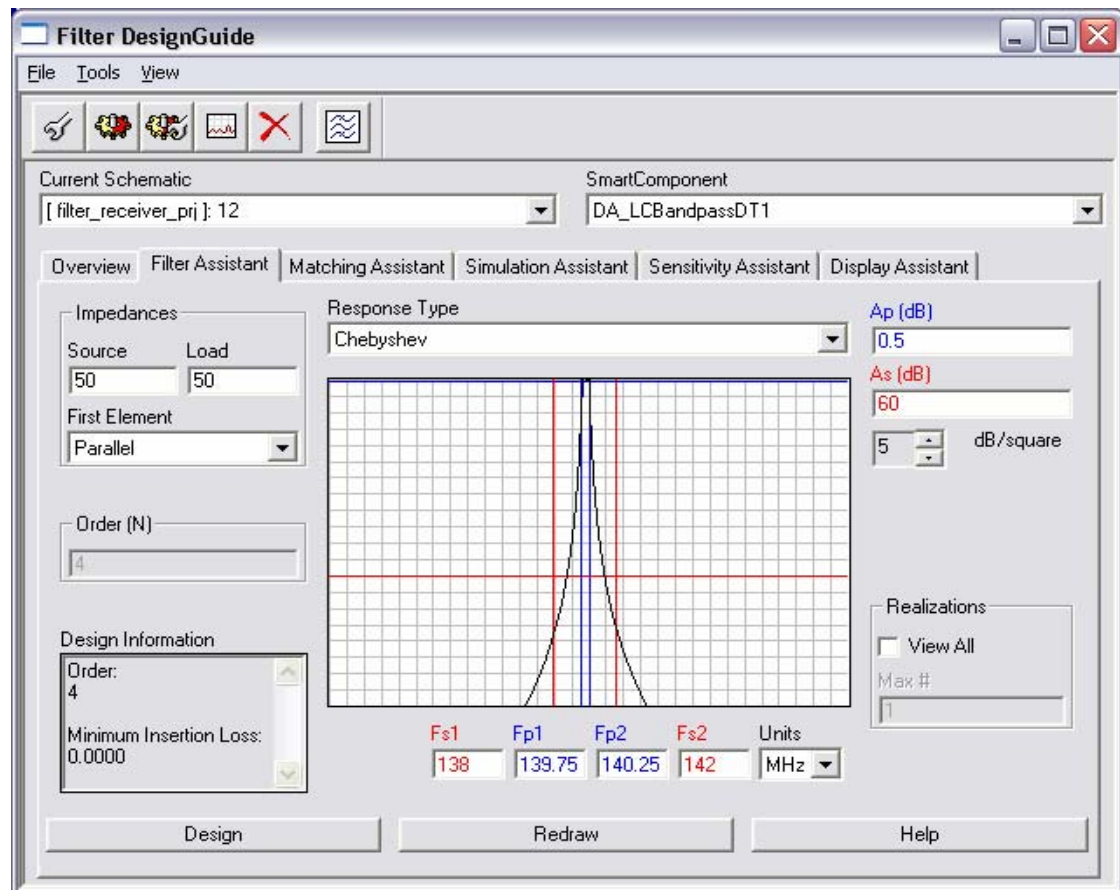
Τα χαρακτηριστικά των φίλτρων που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	140 MHz
Απόσβεση (IL)	5 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	4
Εύρος ζώνης (BW)	500 kHz
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 $\Omega$

Πίνακας 5.17

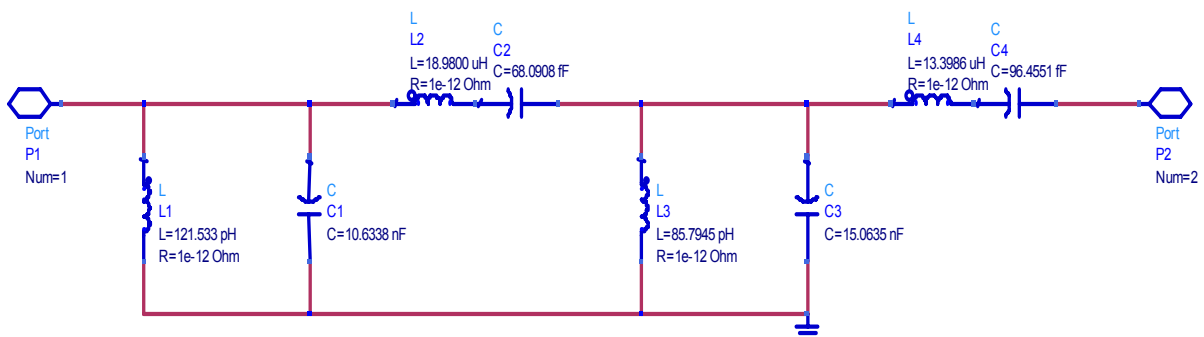
### 5.2.3.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας

Με την βοήθεια του προγράμματος ADS έγινε ο σχεδιασμός του φίλτρου όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.61 Το περιβάλλον σχεδιασμού του φίλτρου.

Ακολουθεί το κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου.



Σχήμα 5.62 Το κύκλωμα του φίλτρου.

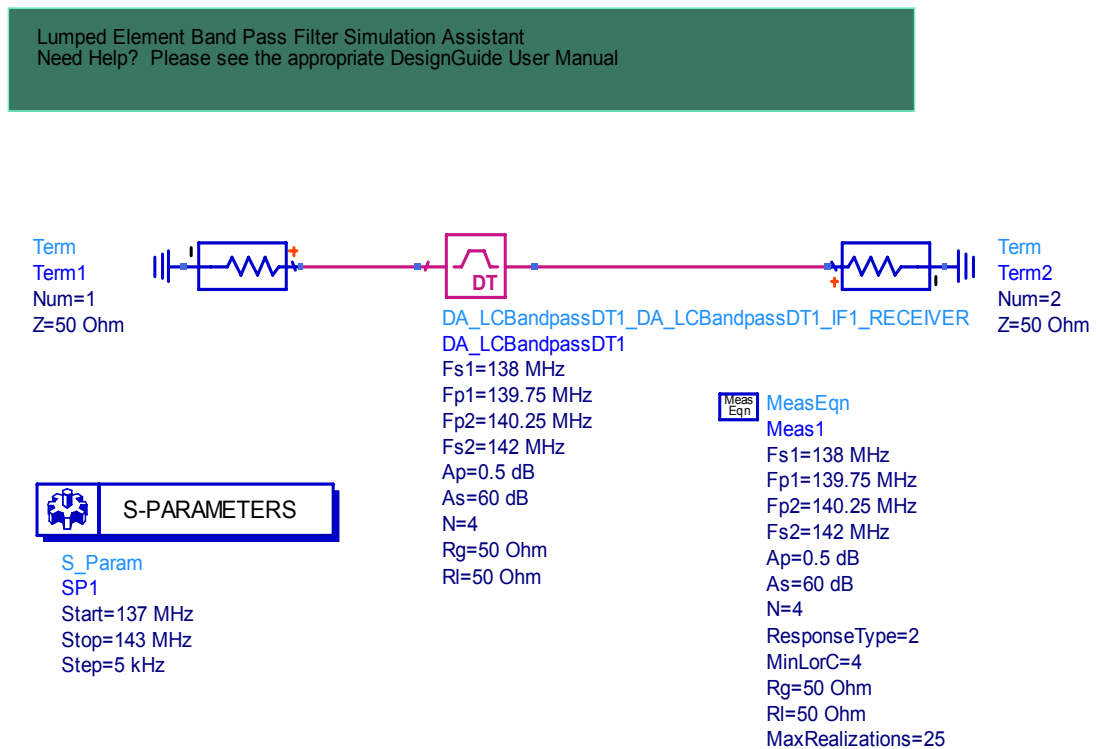
Τα στοιχεία του κυκλώματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

L1	L=121.533 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=18.9800 uH	R=1e-12 Ohm
L3	L=85.7945 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=13.3986 uH	R=1e-12 Ohm
C1	C=10.6338 nF	
C2	C=68.0908 fF	
C3	C=15.0635 nF	
C4	C=96.4551 fF	

Πίνακας 5.18

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 5.2.3.2 Προσομοίωση του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας



Σχήμα 5.63 Το IF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 137 έως 143 MHz.

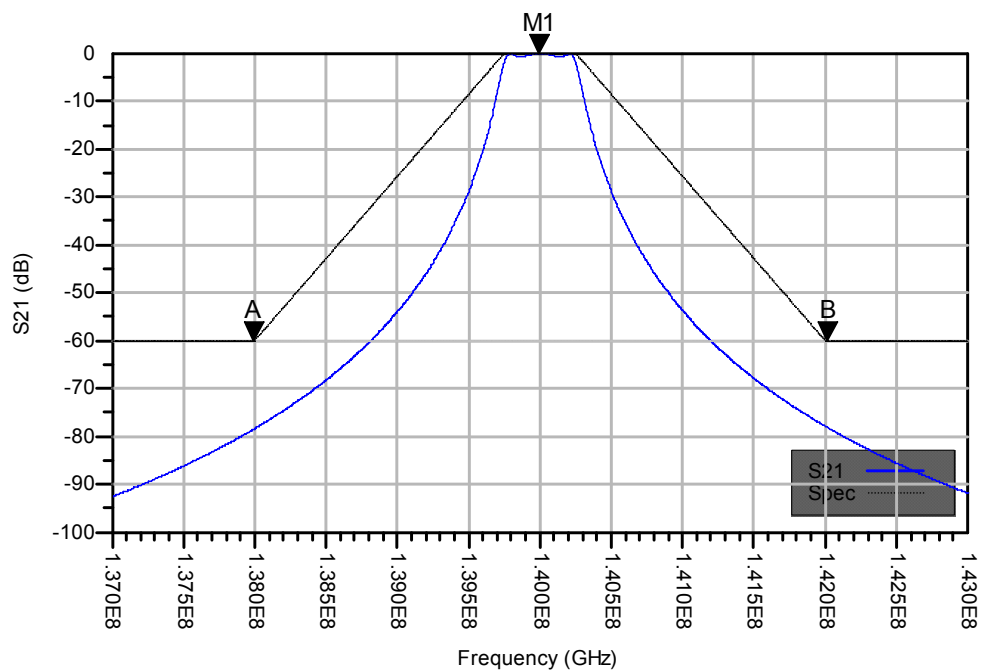
Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (140 MHz). Επίσης βλέπουμε τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
<b>Input Parameters</b>	0.138	0.140	0.140	0.142	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
<b>Performance</b>	0.140	0.140	1.826	-78.384	-77.887	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
<b>Marker M1</b>	0.14	-28.01	-0.01	1931.02		
<b>Marker M2</b>	0.14	-15.15	-0.13	1906.92		

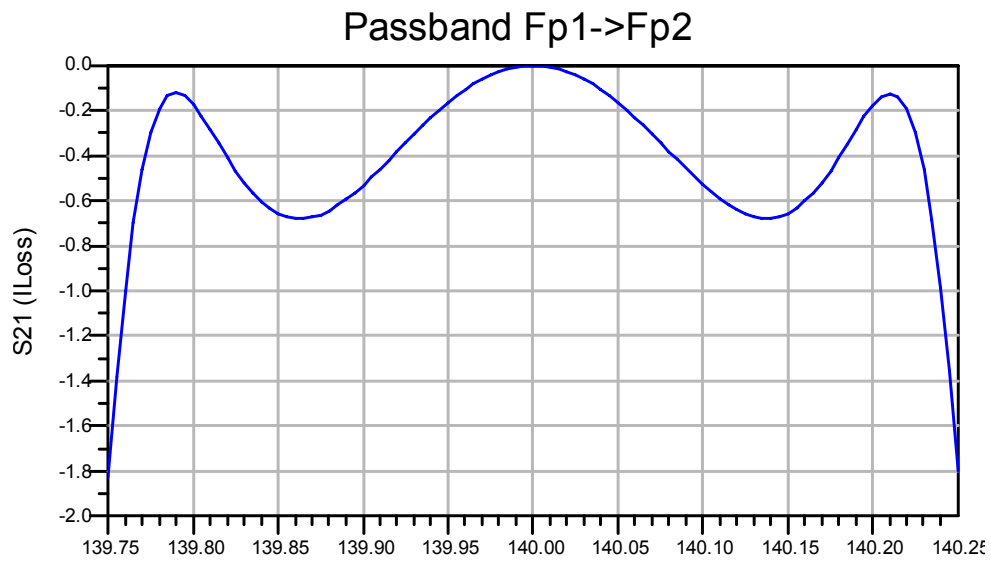
  

CF: Center Frequency (Desired or Actual) Dev: Deviation in Passband MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband F: Frequency 1/2: Input/Output Ports Spec: Frequency Specification	Fs1: Lower Stopband Edge Fp1: Lower Passband Edge Fp2: Upper Passband Edge Fs2: Upper Stopband Edge Ap: Atten at PB Edge or Ripple As: Atten at SB Edge
---	--

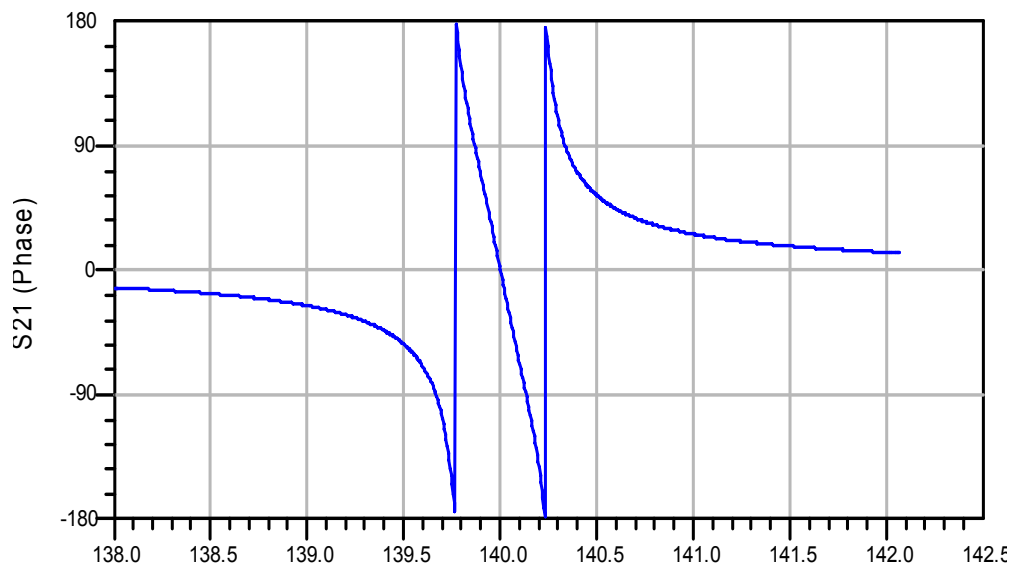
Πίνακας 5.19



Σχήμα 5.64 Η συνάρτηση μεταφοράς του IF φίλτρου.

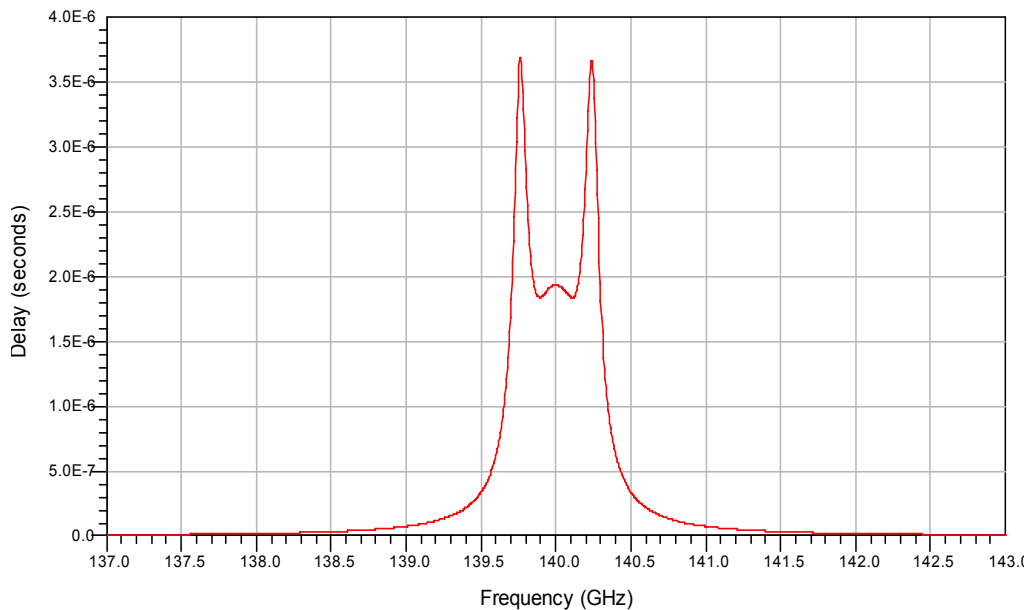


Σχήμα 5.65 Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.



Σχήμα 5.66 Η φάση συναρτήσει της συχνότητας.





**Σχήμα 5.67** Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας, ως τα πιο επιλεκτικά, παρουσιάζουν σαφώς μεγαλύτερη κλίση στις συχνότητες αποκοπής με αποτέλεσμα να εισάγουν και μεγαλύτερες απώλειες. Επίσης οι κορυφές στο διάγραμμα της καθυστέρησης είναι κατά πολύ υψηλότερες.

## 5.2.4 Συμπεράσματα

Κατά τον σχεδιασμό και την προσομοίωση των φίλτρων είδαμε:

- Τα φίλτρα που σχεδιάστηκαν είναι μέχρι 5<sup>ης</sup> τάξης για να είναι υλοποιήσιμα.
- Εξήχθησαν τα κυκλωματικά διαγράμματα και τα στοιχεία που τα αποτελούν με σκοπό την μελλοντική κατασκευή τους.
- Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας σχεδιάστηκαν με πολύ μικρό εύρος έτσι ώστε στην είσοδο του αποκωδικοποιητή να οδηγείται όσο πιο καθαρό γίνεται το σήμα που περιέχει την πληροφορία.
- Κατά την προσομοίωση τους είδαμε ότι η συμπεριφορά τους είναι ικανοποιητική για την ομαλή λειτουργία του δέκτη.

## 5.3 Ο Μίκτης

Ο μίκτης είναι το κυκλωματικό στοιχείο με το οποίο υλοποιούμε την κάτω μετατροπή συχνότητας στον δέκτη.

Είναι σημαντικό, για την επίδοση του δέκτη, ο μίκτης να παρουσιάζει μικρό συντελεστή θορύβου και να εμφανίζει υψηλή γραμμικότητα.

Επιλέξαμε ο μίκτης μας να είναι ενεργός για να γίνεται μία επιπλέον ενίσχυση του σήματός μας.

Τα χαρακτηριστικά του είναι :

Συντελεστής θορύβου (NF)	5.5 dB
Κέρδος (G)	13 - 16 dB
Αντίσταση εισόδου-εξόδου	50 Ohm
Απομόνωση θυρών	10 - 30 dB

Πίνακας 5.20

Κατά την μελέτη του μίκτη έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

- Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών
- Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση στο 1dB Compression point
- Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου

Κατά τις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι παρακάτω παράμετροι λειτουργίας του μίκτη.

- **Τα φάσματα εισόδου και εξόδου**

Στα διαγράμματα αυτά εμφανίζονται η συχνότητα και η ισχύς του επιθυμητού σήματος καθώς και των αρμονικών που παράγονται.

- **Το κέρδος μετατροπής**

Επειδή ο μίκτης είναι ενεργός μελετάμε την συμπεριφορά του κέρδους του για σήμα εισόδου μεταβλητής ισχύος

- **Απομόνωση θυρών**

Στον μίκτη, όπως και σε όλα τα κυκλωματικά στοιχεία, δεν έχουμε τέλεια απομόνωση μεταξύ των θυρών του. Έτσι είναι πιθανό να έχουμε διαρροή στις θύρες LO-IF, LO-RF και RF-IF.

- **To 1 dB compression point**

Για να λειτουργεί γραμμικά ο μίκτης δεν πρέπει να ξεπεράσει το 1 dB compression point. Υπολογίζουμε την μέγιστη τιμή ισχύος εισόδου που μπορεί να δέχεται ο μίκτης στο σημείο αυτό.

- **Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης**

Όταν δύο ή περισσότερα ημιτονοειδή σήματα διαφορετικών συχνοτήτων διέρχονται μέσα από ένα ενεργό στοιχείο, στην έξοδο του στοιχείου εκτός από τα σήματα με τις αρχικές συχνότητες περιέχονται και ανεπιθύμητα σήματα που ονομάζονται παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης.

- **Ο συντελεστής θορύβου**

Ο συντελεστής θορύβου ενός στοιχείου ορίζεται ως ο λόγος, της ισχύος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο, προς την ισχύ σήματος προς θόρυβο στην έξοδο. Μελετάτε στην περίπτωση του μίκτη για να δούμε πόσο θα επηρεάσει ο θόρυβος που εισάγει στον συνολικό θόρυβο της αλυσίδας του δέκτη.

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του μίκτη σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 5.3.1 Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών

#### Mixer Conversion Gain, Isolation, and Port Impedance Simulation

This simulates the mixer input and output spectra, conversion gain, isolation and all port impedances for a single-ended mixer.

Use the `Mix_SE_Spect_Iso` data display.

If you want to sweep the input power, use the `Mix_SE_GC` schematic, via the Mixer DesignGuide > Single-Ended Mixer Characterization > Conv. Gain, Gain Comp. versus Input Power menu pick.

#### SIMULATION CONTROL

##### HARMONIC BALANCE

HarmonicBalance

HB1

MaxOrder=14

Freq[1]=LOfreq

Freq[2]=RFfreq

Order[1]=11

Order[2]=3

SS\_MixerMode=yes

SS\_Freq=1 kHz

UseKrylov=yes

##### VAR

R2

LOfreq=2200 MHz

RFfreq=2060 MHz

P\_RF=-96

P\_LO=-2

Zload=1000+j\*0

Set the following parameters:

- 1) LO frequency, LOfreq
- 2) RF frequency, RFfreq
- 3) RF power, P\_RF
- 4) LO power, P\_LO
- 5) Load impedance, Zload

##### Mixer

MIXER

SideBand=LOWER

ImageRej=30 dB

LO\_Rej1=20 dB

LO\_Rej2=20 dB

RF\_Rej=30 dB

ConvGain=dbpolar(15.5,0)

S11=polar(0,0)

S22=polar(0,180)

S33=0

NF=5.5 dB

P\_1Tone  
PORT1  
Num=1  
Z=50  
P=dbmtow(P\_RF)  
Freq=RFfreq

I\_Probe  
I\_RFin

I\_Probe  
I\_LIn

P\_nHam  
PORT3  
Num=3  
Z=50 Ohm  
Freq=LOfreq

Set the harmonic amplitudes relative to the LO power  
P[1]=polar(dbmtow(P\_LO),0)  
P[2]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)  
P[3]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

Vload

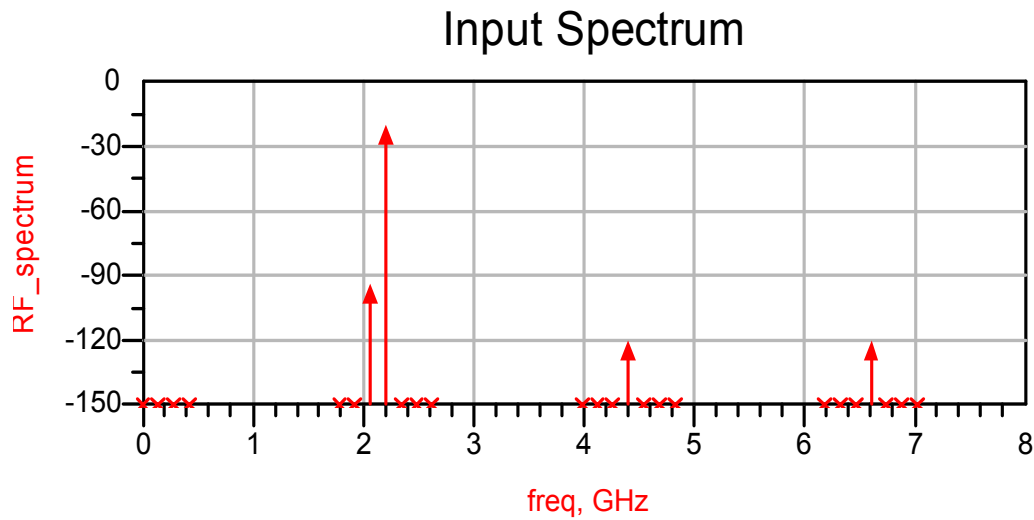
Vload

Mix\_SE\_Spect\_Iso

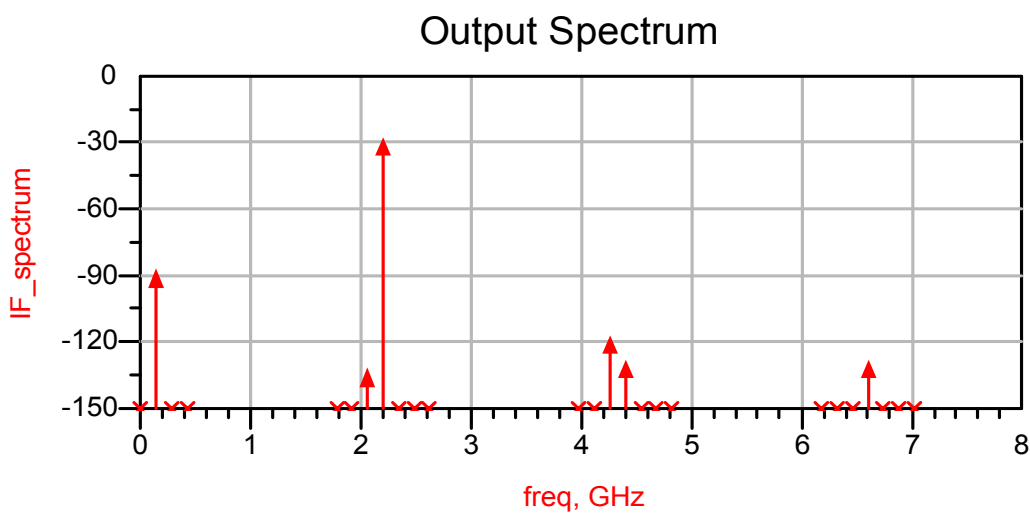
Σχήμα 5.68 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -96 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εισόδου-εξόδου και ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 5.69 Το φάσμα εισόδου του μίκτη.



Σχήμα 5.70 Το φάσμα εξόδου του μίκτη.

Στο φάσμα εισόδου παρατηρούμε το σήμα μας στα 2060 MHz με ισχύ -96 dBm καθώς και τις αρμονικές που υπάρχουν. Στο φάσμα εξόδου, μετά την κάτω μετατροπή συχνότητας, βλέπουμε το σήμα μας στα 140 MHz και ενισχυμένο κατά 14.5 dB.

INPUT DATA		
Zload		
50.0 / 0.0		
Input Frequency	RF Pavailable	RF voltage
2.060GHz	-96.000	5.012E-6 / 0.0...
LO Frequency	LO Pavailable	LO voltage
2.200GHz	-2.000	0.251 / 0.000

Output Frequency	Down Conversion Gain (dB)	Output voltage
140.0MHz	14.529	2.670E-5 / 4.3...
Output Frequency	Up Conversion Gain (dB)	Output voltage
4.260GHz	-15.471	8.442E-7 / 18...

PORT-TO-PORT ISOLATION		
LO to Output isolation (dB)	LO to Input isolation (dB)	Input to Output isolation (dB)
P_LO2IF	P_LO2RF	P_RF2IF
20.0	20.0	30.0

Πίνακας 5.21

Όπως βλέπουμε στον παραπάνω πίνακα, το κέρδος κάτω μετατροπής (κέρδος τάσης = κέρδος ισχύος αφού  $Z_{in} = Z_{out} = 50 \text{ Ohm}$ ) είναι 14,529 dB, τιμή αρκετά κοντά στην επιθυμητή ικανοποιώντας τις απαιτήσεις μας. Επίσης, οι τιμές απομόνωσης των θυρών του μίκτη, είναι 20dB στις θύρες LO-IF, LO-RF και 30dB στην RF-IF που ικανοποιούν τις απαιτήσεις μας για την αποφυγή προβλημάτων στις προηγούμενες και στις επόμενες βαθμίδες και τον περιορισμό των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.

### 5.3.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου

#### Gain Compression Simulation

This schematic simulates the IF (or RF) output power vs. RF (or IF) input power to show the gain compression behavior. It can generate very large data files if you use many points in the power sweep and/or have large LO, Max or RF order numbers. On the other hand, you must verify that the order is adequate to give accurate simulated results. Try increasing the max and LO orders until you no longer see any significant changes in the predictions. For highly nonlinear mixers (like the diode switching mixer), fundamental oversampling can also improve accuracy.

If you just want to find the P1dB point, use the Mix\_Diff\_PNdB schematic via the Mixer DesignGuide > Single-Ended Mixer Characterization > N-dB Gain Compression Point menu pick.

#### SIMULATION CONTROL

##### HARMONIC BALANCE

HarmonicBalance

HB1

MaxOrder=10  
 Freq[1]=LOfreq  
 Freq[2]=RFfreq  
 Order[1]=11  
 Order[2]=3  
 UseKrylov=yes  
 SweepVar="P\_RF"  
 SweepPlan="Coarse"

Set the following parameters:  
 1) LO power, P\_LO  
 2) LO frequency, LOfreq  
 3) RF frequency, RFfreq  
 4) Load Impedance, Zload

VAR  
 RZ  
 P\_LO=-2  
 LOfreq=2200 MHz  
 RFfreq=2060 MHz  
 Zload=50+j0

##### SWEEP PLAN

SweepPlan

Coarse  
 Start=-98 Stop=-90.0 Step= Lin=9  
 UseSweepPlan=yes  
 SweepPlan="Fine"

Set the RF power sweep steps. Coarse sweep can be used to simulate the mixer before it goes into compression.

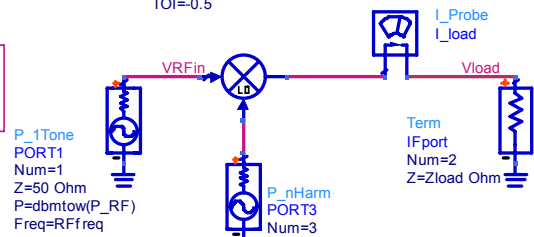
##### SWEEP PLAN

SweepPlan

Fine  
 Start=-90.0 Stop=-80.0 Step=1.0 Lin=  
 UseSweepPlan=  
 SweepPlan=

In the range where the gain is compressing finer P\_RF steps should be selected with the Fine sweep plan.

Mixer  
 MIXER  
 SideBand=LOWER  
 ImageRej=30 dB  
 LO\_Rej1=20 dB  
 LO\_Rej2=20 dB  
 RF\_Rej=30 dB  
 Conv Gain=dbpolar(15.5,0)  
 NF=5.5 dB  
 TOI=-0.5



P\_1Tone  
 PORT1  
 Num=1  
 Z=50 Ohm  
 P=dbmtow(P\_RF)  
 Freq=RFfreq

Set the harmonic amplitudes relative to the LO power  
 P[1]=polar(dbmtow(P\_LO),0)  
 P[2]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)  
 P[3]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)

Mix\_SE\_GC

Σχήμα 5.71 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

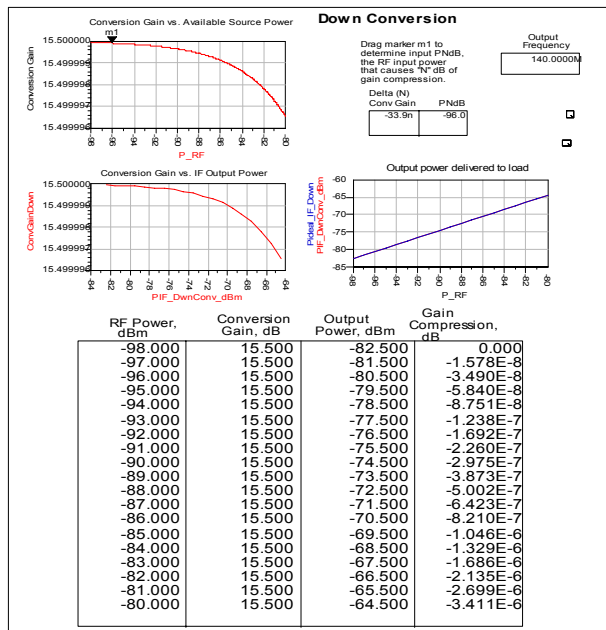
#### Gain Compression Data Display

Actual output power is compared with ideal (small signal) case. N dB compression input power can be seen from the Conversion Gain vs. Available Source Power plots. Use with the Mix\_SE\_GC schematic.

LO power

-2.000

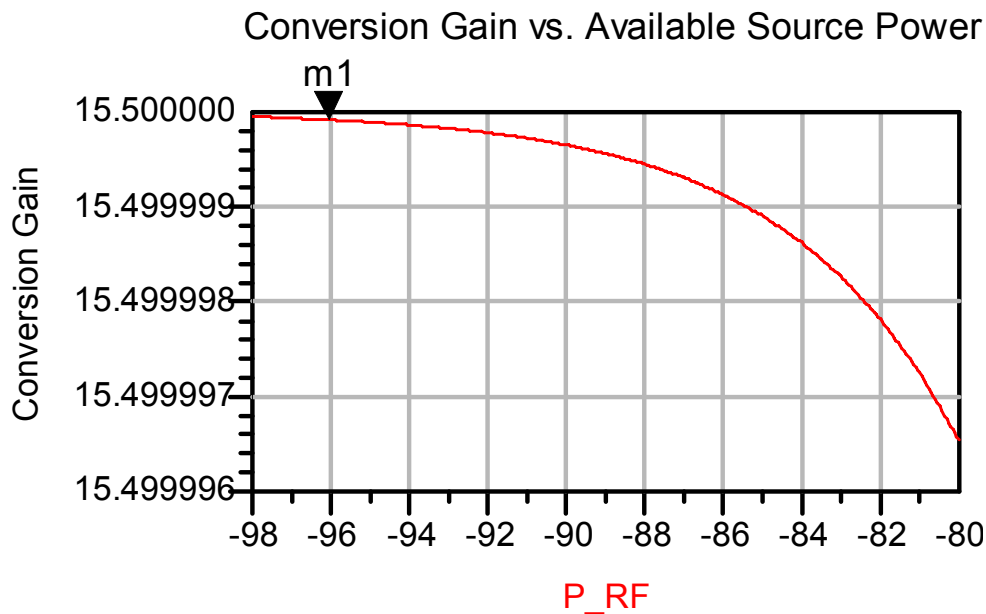
Move PowerIndex Marker to select P\_RF on the IF spectrum plot.



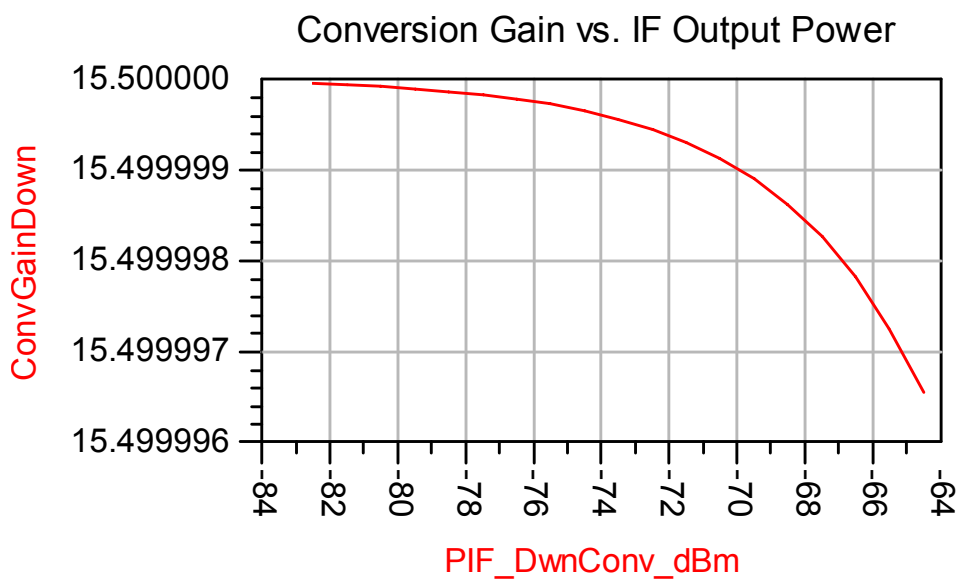
Σχήμα 5.72 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και μεταβλητής ισχύος από -98 έως -80 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του κέρδους ως προς την ισχύ εισόδου-εξόδου, της ισχύος εξόδου συναρτήσει της ισχύος εισόδου και ο πίνακας με τις αριθμητικές τιμές.

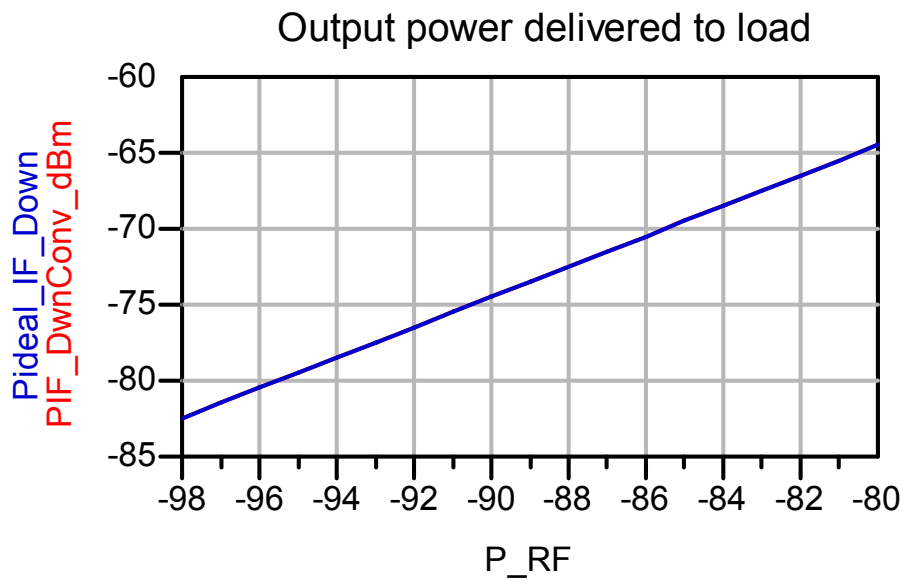


Σχήμα 5.73 Το κέρδος του μίκτη συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 5.74 Το κέρδος του μίκτη συναρτήσει της ισχύος εξόδου.





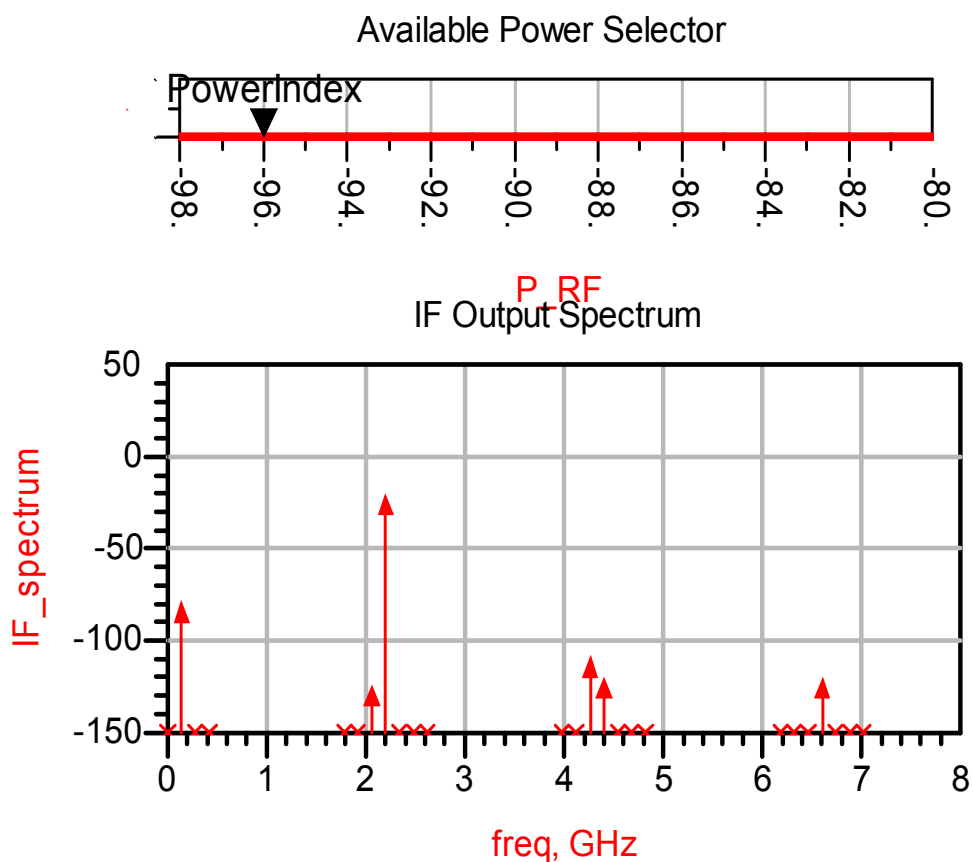
Σχήμα 5.75 Η ισχύς εξόδου συναρτίζεται της ισχύς εισόδου.

RF Power, dBm	Conversion Gain, dB	Output Power, dBm	Gain Compression, dB
-98.000	15.500	-82.500	0.000
-97.000	15.500	-81.500	-1.578E-8
-96.000	15.500	-80.500	-3.490E-8
-95.000	15.500	-79.500	-5.840E-8
-94.000	15.500	-78.500	-8.751E-8
-93.000	15.500	-77.500	-1.238E-7
-92.000	15.500	-76.500	-1.692E-7
-91.000	15.500	-75.500	-2.260E-7
-90.000	15.500	-74.500	-2.975E-7
-89.000	15.500	-73.500	-3.873E-7
-88.000	15.500	-72.500	-5.002E-7
-87.000	15.500	-71.500	-6.423E-7
-86.000	15.500	-70.500	-8.210E-7
-85.000	15.500	-69.500	-1.046E-6
-84.000	15.500	-68.500	-1.329E-6
-83.000	15.500	-67.500	-1.686E-6
-82.000	15.500	-66.500	-2.135E-6
-81.000	15.500	-65.500	-2.699E-6
-80.000	15.500	-64.500	-3.411E-6

Πίνακας 5.22

Από τα προηγούμενα διαγράμματα παρατηρούμε ότι ο μίκτης έχει γραμμική συμπεριφορά αφού η ενίσχυση που εισάγει είναι σταθερή ανεξάρτητα από την ισχύ εισόδου.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί απεικονίζεται το φάσμα εξόδου του μίκτη για ισχύ εισόδου  $-96$  dBm. Γενικότερα, από το πρόγραμμα προσομοίωσης, μας δίνεται η δυνατότητα για τις διάφορες τιμές ισχύος (μετακινώντας τον κέρσορα) να βλέπουμε το αντίστοιχο φάσμα εξόδου.



Σχήμα 5.76 Το φάσμα εξόδου του μίκτη.

### 5.3.3 Προσομοίωση στο 1dB Compression point

#### N dB Compression Simulation

The XDB controller is an easy way to find the P1dB. It produces two results: inpwr and outpwr. inpwr is the input power required for N dB of gain compression. outpwr is the corresponding output power. Thus, the conversion gain at the N dB compression point is also available.

SIMULATION CONTROL

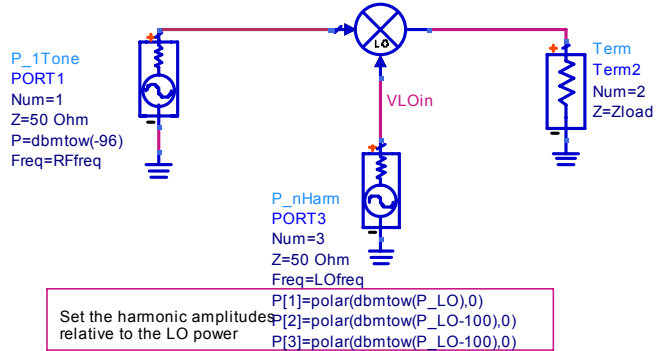
#### GAIN COMPRESSION

XDB  
HB2  
MaxOrder=9  
Freq[1]=LOfreq  
Freq[2]=RFfreq  
Order[1]=11  
Order[2]=3  
FundOversample=2  
GC\_XdB=N  
GC\_InputPort=1  
GC\_OutputPort=2  
GC\_InputFreq=RFfreq  
GC\_OutputFreq=IFfreq

#### VAR

LOfreq=2200 MHz      Set the following parameters:  
RFfreq=2060 MHz      1) LO frequency, LOfreq  
IFfreq=mag(RFfreq-LOfreq)      2) RF frequency, RFfreq  
P\_LO=-2\_dBm      3) Equation for the IF frequency  
Zload=50 +j\*0      4) LO power, P\_LO  
N=1      5) Load impedance, as complex number  
6) Gain compression, N, in dB

Mixer  
MIXER  
SideBand=LOWER  
ImageRej=30 dB  
LO\_Rej1=20 dB  
LO\_Rej2=20 dB  
RF\_Rej=30 dB  
ConvGain=dbpolar(15.5,0)  
NF=5.5 dB  
TOI=-0.5



Set the harmonic amplitudes relative to the LO power  
P[1]=polar(dBmtow(P\_LO),0)  
P[2]=polar(dBmtow(P\_LO-100),0)  
P[3]=polar(dBmtow(P\_LO-100),0)

Mix\_SE\_PNdB

Σχήμα 5.77 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -96 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

1.0 dB compression input power and associated conversion gain

1.0 dB gain compression input power level (dBm)      Conversion gain

-25.741	14.525
---------	--------

LO voltage @ LOfreq

0.251 / 0.000

LO Power (dBm - 50 ohms)

-2.000

Load Impedance R + jX

50.000 + j0.000

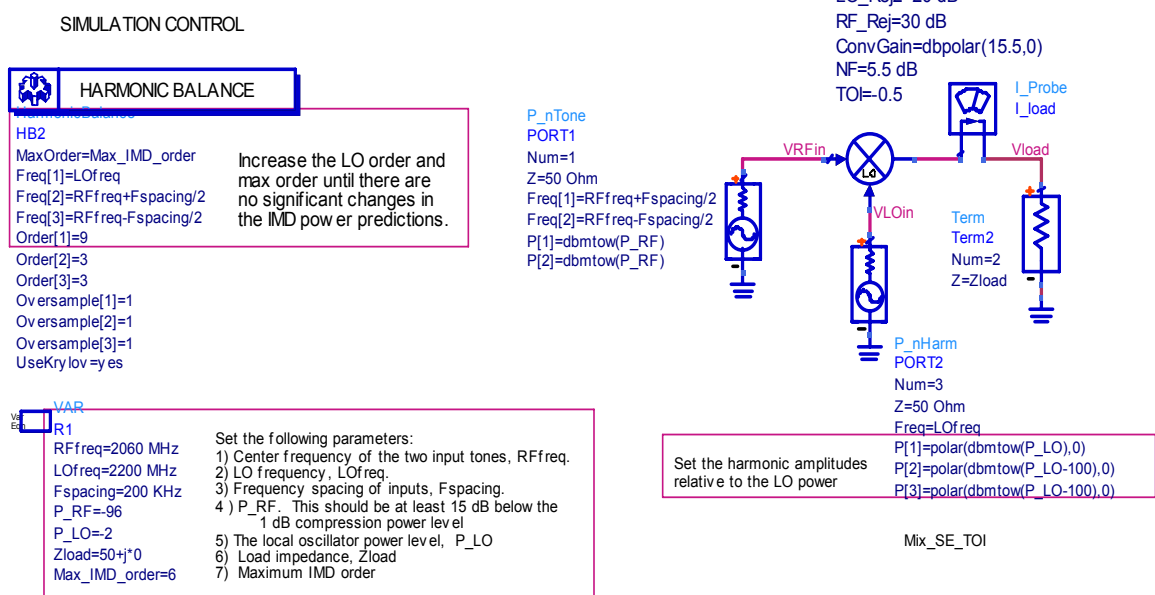
Πίνακας 5.23

Όπως βλέπουμε η τιμή της ισχύος εισόδου στο 1dB compression point είναι -25.741 dBm που είναι υψηλότερη από την ισχύ που θα δέχεται ο μίκτης μας. Συνεπώς δεν θα αντιμετωπίσουμε προβλήματα μη γραμμικότητας.

### 5.3.4 Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

#### Mixer Intermodulation Distortion Simulation

Calculates SOI and TOI from a single input power level P<sub>RF</sub>

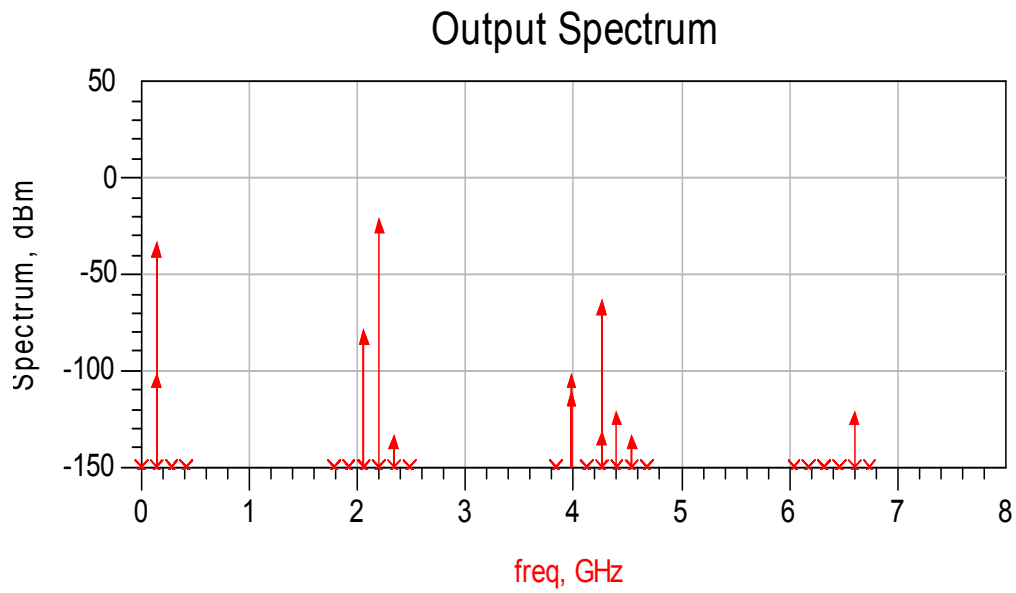


Σχήμα 5.78 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

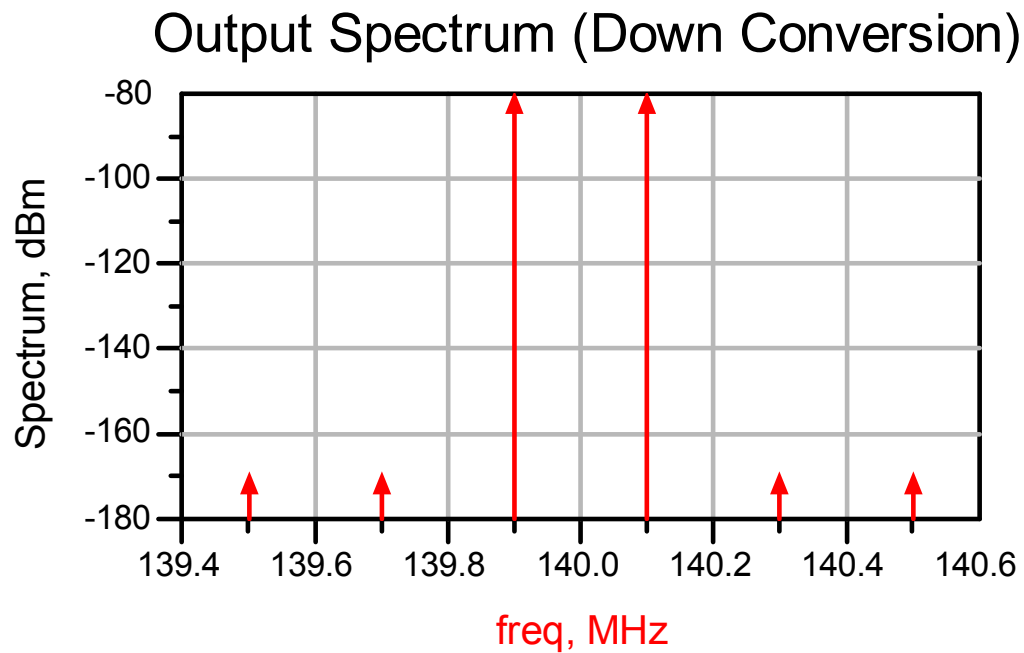
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -96 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Για τον υπολογισμό των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, διαιρούμε το σήμα σε δύο σήματα που απέχουν από την κεντρική συχνότητα 100 kHz, δηλαδή 2060.1 και 2059.9 MHz.

Ακολουθούν το φάσμα εξόδου του μίκτη, μία μεγέθυνση του φάσματος για τιμές εκατέρωθεν της συχνότητας κάτω μετατροπής και οι πίνακες με τις τιμές των αποστάσεων των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης από την βασική και των σημείων τομής τους.



Σχήμα 5.79 Το φάσμα εξόδου του μίκτη.



Σχήμα 5.80 Το φάσμα εξόδου κάτω μετατροπής.

<b>Down Conversion</b>							
Fundamental Output Freqs. (Down Conversion)	3rd Order IMD Carrier to 3rd order		IMD ratio LSB      USB				
<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">139.900M</td></tr><tr><td style="text-align: center;">140.100M</td></tr></table>	139.900M	140.100M	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">89.500</td><td style="text-align: center;">89.500</td></tr></table>		89.500	89.500	
139.900M							
140.100M							
89.500	89.500						
Low and High Side Output TOI Points, dBm	Low and High Side Input TOI Points, dBm						
<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">-35.75</td><td style="text-align: center;">-35.75</td></tr></table>	-35.75	-35.75	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">-51.26</td><td style="text-align: center;">-51.26</td></tr></table>		-51.26	-51.26	
-35.75	-35.75						
-51.26	-51.26						
<p>These become invalid as the mixer is driven into compression. If the low and high side IP3s are not nearly equal, the mixer is either driven too hard or you need to increase the max order, LO order, RF order, and possibly include oversampling in the HB controller.</p>							
Output Power in Both Fundamentals dBm	Conversion Gain, dB	The conversion gain is calculated from the total fundamental input and output powers.					
<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">-77.49</td></tr></table>	-77.49	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">15.51</td></tr></table>	15.51				
-77.49							
15.51							

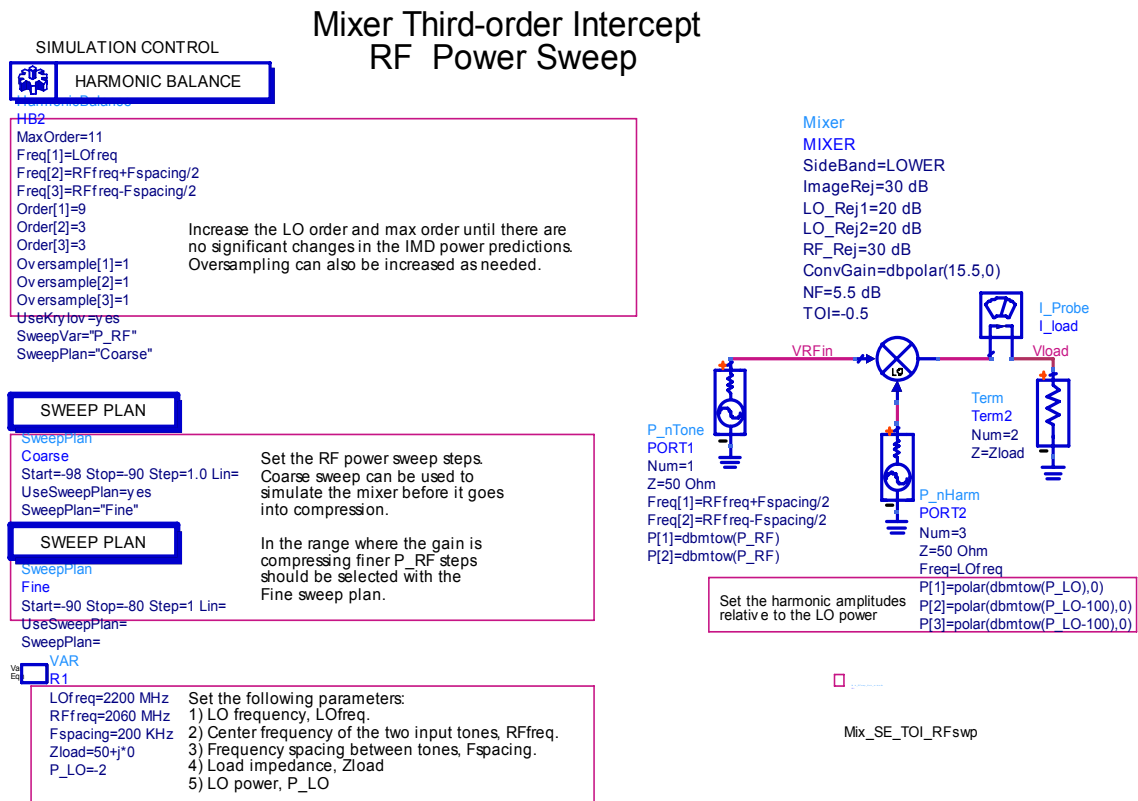
Πίνακας 5.24

Total Available Source Power dBm	Fundamental Input Freqs.	Input voltage (one tone)	2nd Order IMDs -F <sub>LO</sub> + Fin1 + Fin2								
<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">-93.00</td></tr></table>	-93.00	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">2.060G</td></tr><tr><td style="text-align: center;">2.060G</td></tr></table>	2.060G	2.060G	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">5.01u / 0.000</td></tr></table>	5.01u / 0.000	Car to IM2	OIP2	IMD Freq		
-93.00											
2.060G											
2.060G											
5.01u / 0.000											
			<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">89.500</td><td style="text-align: center;">9.0000</td><td style="text-align: center;">1.9200G</td></tr></table>	89.500	9.0000	1.9200G	F <sub>LO</sub> - Fin1 + Fin2				
89.500	9.0000	1.9200G									
			<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">89.500</td><td style="text-align: center;">9.0000</td><td style="text-align: center;">2.1998G</td></tr></table>	89.500	9.0000	2.1998G	F <sub>LO</sub> + Fin1 + Fin2				
89.500	9.0000	2.1998G									
LO Frequency	LO Pavailable	LO voltage	Car to IM2	OIP2	IMD Freq						
<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">2.200GHz</td></tr></table>	2.200GHz	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">-2.000</td></tr></table>	-2.000	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">0.251 / 0.000</td></tr></table>	0.251 / 0.000	<table border="1" style="width: 100%;"><tr><td style="text-align: center;">59.500</td><td style="text-align: center;">-51.000</td><td style="text-align: center;">6.3200G</td></tr></table>	59.500	-51.000	6.3200G		
2.200GHz											
-2.000											
0.251 / 0.000											
59.500	-51.000	6.3200G									

Πίνακας 5.25

Στους παραπάνω πίνακες βλέπουμε ότι οι τιμές των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης που παράγονται κατά την κάτω μετατροπή συχνότητας απέχουν πολύ από το σήμα μας.

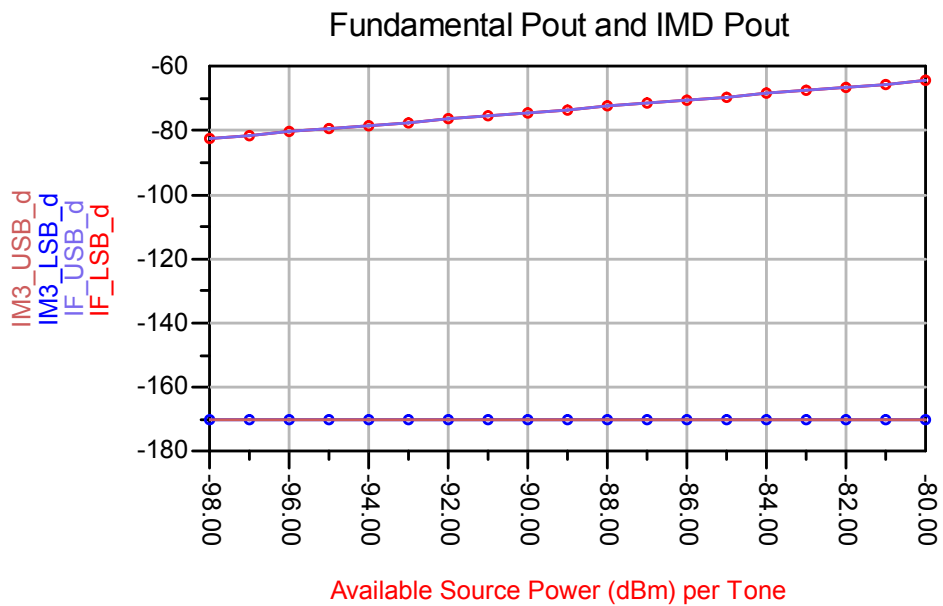
### 5.3.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού



Σχήμα 5.81 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και μεταβλητής ισχύος από -98 έως -80 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθούν το διάγραμμα του φέροντος και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού καθώς και ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 5.82 Σήμα και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα, σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου, τα παράγωγα τρίτης τάξης υπολείπονται αρκετά του φέροντος με αποτέλεσμα να μην επηρεάζουν την γραμμική λειτουργία του μίκτη.

Fundamental Output Frequencies	Conversion Gain, dB	Third-Order IMD Frequencies	OIP3, dBm	IIP3, dBm	Carrier to IMD ratio, dB	LO power, dBm
139.9M	15.510	139.7M	-35.750	-51.260	89.500	-2.000
140.1M		140.3M	-35.750	-51.260	89.500	-2.000

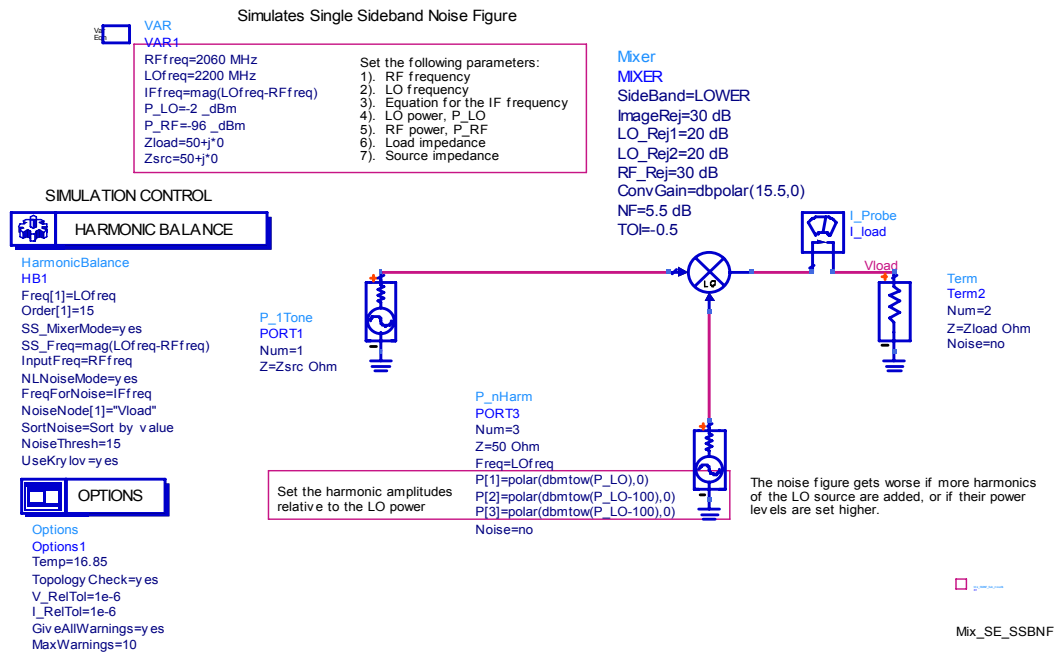
Πίνακας 5.26

Στον πίνακα βλέπουμε τις δύο συχνότητες στην έξοδο του μίκτη, το κέρδος του, τις συχνότητες των παραγώγων τρίτης τάξης, την απόστασή τους από την βασική και τα σημεία τομής τους με αυτή στην είσοδο (IIP3) και στην έξοδο (OIP3).



### 5.3.6 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου

#### Mixer Noise Figure and Conversion Gain Simulation Single-ended I/O



Σχήμα 5.83 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -96 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθεί ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης όπου βλέπουμε την τιμή του συντελεστή θορύβου που προέκυψε και είναι 6.578 dB.

Output Single Sideband FrequencyNoise Figure, dB	
140.0MHz	6.578

Source Impedance	Load Impedance	LO Power, dBm
50.0 / 0.0	50.0 / 0.0	-2.0

Input Frequency	LO Frequency
2.060G	2.200G

freq	ConvGain_Down
140.0MHz	15.500

Πίνακας 5.27

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΣΥΝΟΛΙΚΑ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ανάλυση της συμπεριφοράς των στοιχείων του δέκτη που μελετήθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ως σύστημα συνολικά. Σκοπός μας είναι να ελέγξουμε αν ο δέκτης που σχεδιάστηκε ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις μας για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης. Ειδικότερα, μας ενδιαφέρει να δούμε κατά πόσο επηρεάζεται η λειτουργία του κάθε στοιχείου ως μέρος του συνολικού κυκλώματος του δέκτη.

Κατά την μελέτη αυτή έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου
- Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυβικού λόγου
- Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση
- Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή

Κατά τις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι παρακάτω παράμετροι λειτουργίας του δέκτη

- **Ο συντελεστής θορύβου**

Χαρακτηριστικό της καλής λειτουργίας ενός δέκτη είναι ο χαμηλός συντελεστής θορύβου (NF). Γνωρίζοντας το NF του κάθε στοιχείου, θα υπολογίσουμε το NF σε κάθε σημείο του δέκτη μέχρι και την είσοδο του αποκωδικοποιητή.

- **Ο σηματοθορυβικός λόγος**

Υπολογίζουμε τον λόγο σήματος προς θόρυβο σε κάθε σημείο του δέκτη για να βρούμε την τιμή του στην είσοδο του αποκωδικοποιητή με σκοπό να ελέγξουμε αν ικανοποιεί τις απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης.

- **Παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης**

Τα παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης μπορούν να επηρεάσουν την λειτουργία του δέκτη. Ένας τρόπος για να ελέγξουμε κατά πόσο συμβαίνει αυτό είναι να υπολογίσουμε το λόγο σήματος προς ενδοδιαμόρφωση (C IMD). Ο λόγος αυτός μας δείχνει πόσο ισχυρότερο είναι το σήμα μας από τα παράγωγα.

- **Return loss**

Το return loss αποτελεί ένα μέγεθος που μας δείχνει κατά πόσο επιτύχαμε την ίδια τιμή αντίστασης στην είσοδο και την έξοδο.

- **Το φάσμα σήματος (QPSK) ως προς συχνότητα και ως προς χρόνο**

Στην γραφική παράσταση του φάσματος βλέπουμε το σήμα που εισέρχεται στον δέκτη και το σήμα που καταλήγει στην είσοδο του αποκωδικοποιητή.

- **Σηματικός αστερισμός εισόδου και εξόδου**

Ο σηματικός αστερισμός είναι το σύνολο των σημείων που ορίζονται μονοσήμαντα σε ένα γραμμικό χώρο. Το κάθε σημείο καθορίζει αμφιμονοσήμαντα το σύμβολο της πηγής.

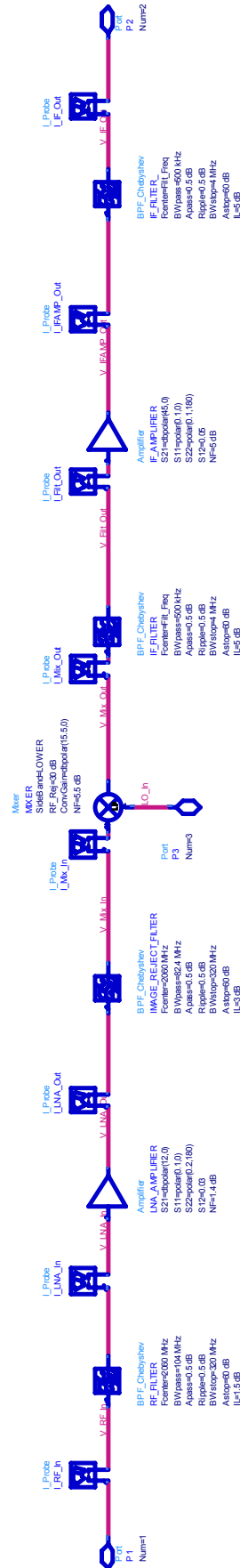
Στο σχήμα που ακολουθεί (σχ.6.1) παρουσιάζεται το κύκλωμα του δέκτη με τα χαρακτηριστικά των επιμέρους στοιχείων που χρησιμοποιήθηκε στις παραπάνω προσομοιώσεις.

**Single Stage Down-Converter {RF Filter, LNA Amp, IRF Filter, Mixer, IF Filter, IF Amp, IF Filter}**

The single stage down-converter consists of 7 configurable blocks. Each amplifier's Gain, VSWR, T.OI, IP3, etc. can be specified using a behavioural model or you can use a data file containing the AM/AM and AM/PM characteristics. If a transistor-level amplifier is available, it can replace the existing amplifiers. Only the node names need to be retained for proper use of the data display. In addition, if a series of amplifiers are used then the combination of amplifiers can be inserted in place of an amplifier. Also you can replace any of the blocks, excluding the mixer, with a series of blocks (ie. a filter, attenuator and amplifier can replace the filter block). Keeping in mind that the nodes need to retain their names. The filter can be replaced by any of the other available filter types or by a user-designed filter (ie. microstrip edge-coupled filter). The existing filter's parameters can be modified to meet the required system specifications.

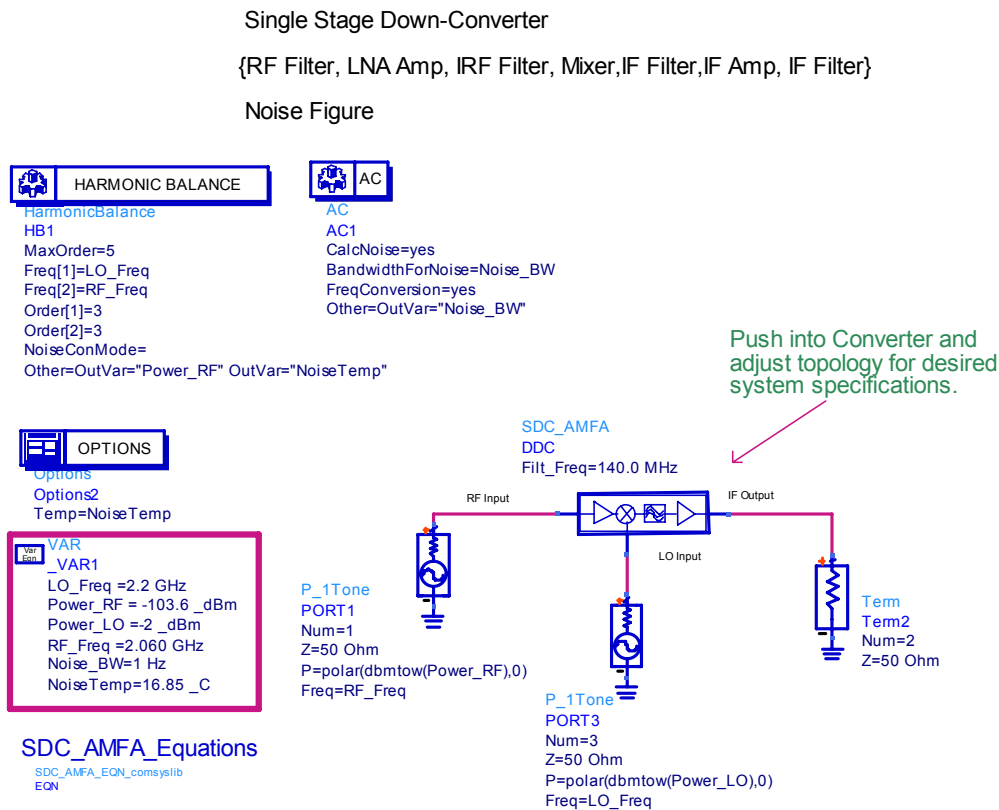
The mixer block parameters can be modified to reflect your mixer specifications including values such as T.OI, conversion gain, noise figure, etc. Another option is to replace the mixer by a circuit file which identifies the spurious outputs and port-to-port rejections. If you have a diode-level design, then it can be inserted in place of the mixer, while retaining the node names.

**Node Names in order { RF\_In, LNA\_In, LNA\_Out, Mix\_In, Mix\_Out, Filt\_Out, IFAMP\_Out, IFAMP\_Out, IF\_Out }**



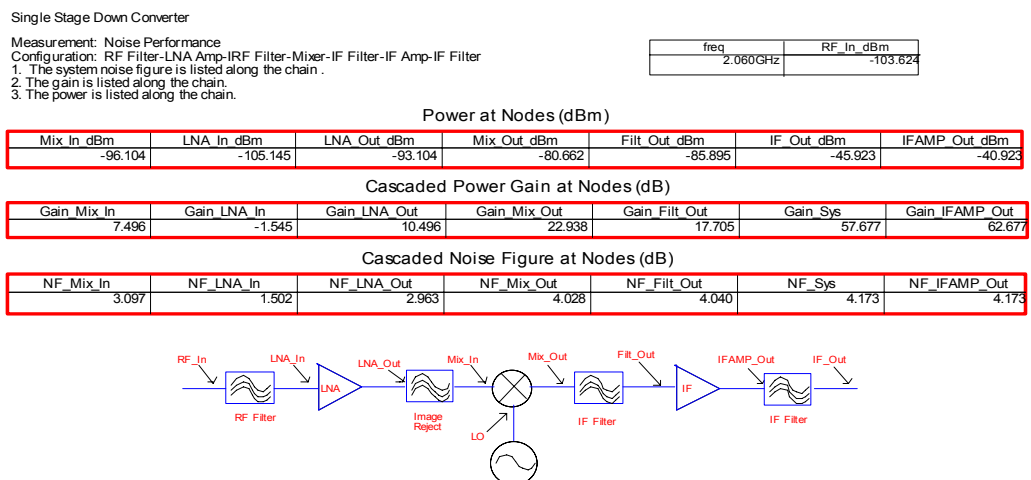
Σχήμα 6.1 Η συνδεσμολογία του δέκτη.

## 6.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου



Σχήμα 6.2 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -103.6 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.

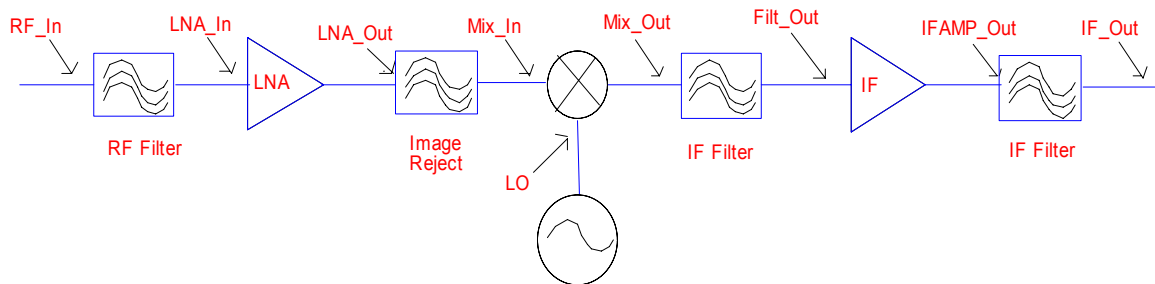


Σχήμα 6.3 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Η προσομοίωση αυτή έγινε για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου (Noise figure). Αυτό επιτεύχθηκε μετρώντας πρώτα την ισχύ σε κάθε σημείο του δέκτη και στην συνέχεια υπολογίζοντας το αντίστοιχο κέρδος. Γνωρίζοντας τον συντελεστή θορύβου του κάθε στοιχείου με αντικατάσταση στον παρακάτω τύπο βρήκαμε το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη.

$$NF = F_{RF} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{RF}} + \frac{F_{IRF} - 1}{G_{RF} G_{LNA}} + \frac{F_{MIX} - 1}{G_{RF} G_{LNA} G_{IRF}} + \frac{F_{IFFILT1} - 1}{G_{RF} G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX}} + \frac{F_{IFAMP} - 1}{G_{RF} G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX} G_{IFFILT1}} + \frac{F_{IFFILT2} - 1}{G_{RF} G_{LNA} G_{IRF} G_{MIX} G_{IFFILT1} G_{IFAMP}} \quad [6.1]$$

Ο κάθε όρος του τύπου αντιπροσωπεύει τα στοιχεία της αλυσίδας με την σειρά που τα συναντάμε. Στο σχήμα 6.4 παρουσιάζεται η αλυσίδα του δέκτη με τα σημεία μέτρησης που επιλέχθηκαν. Ο συντελεστής θορύβου του κάθε σημείου προκύπτει αθροίζοντας τους όρους του τύπου μέχρι το σημείο αυτό. Στον πίνακα 6.1 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 6.4 Τα σημεία μέτρησης του δέκτη.

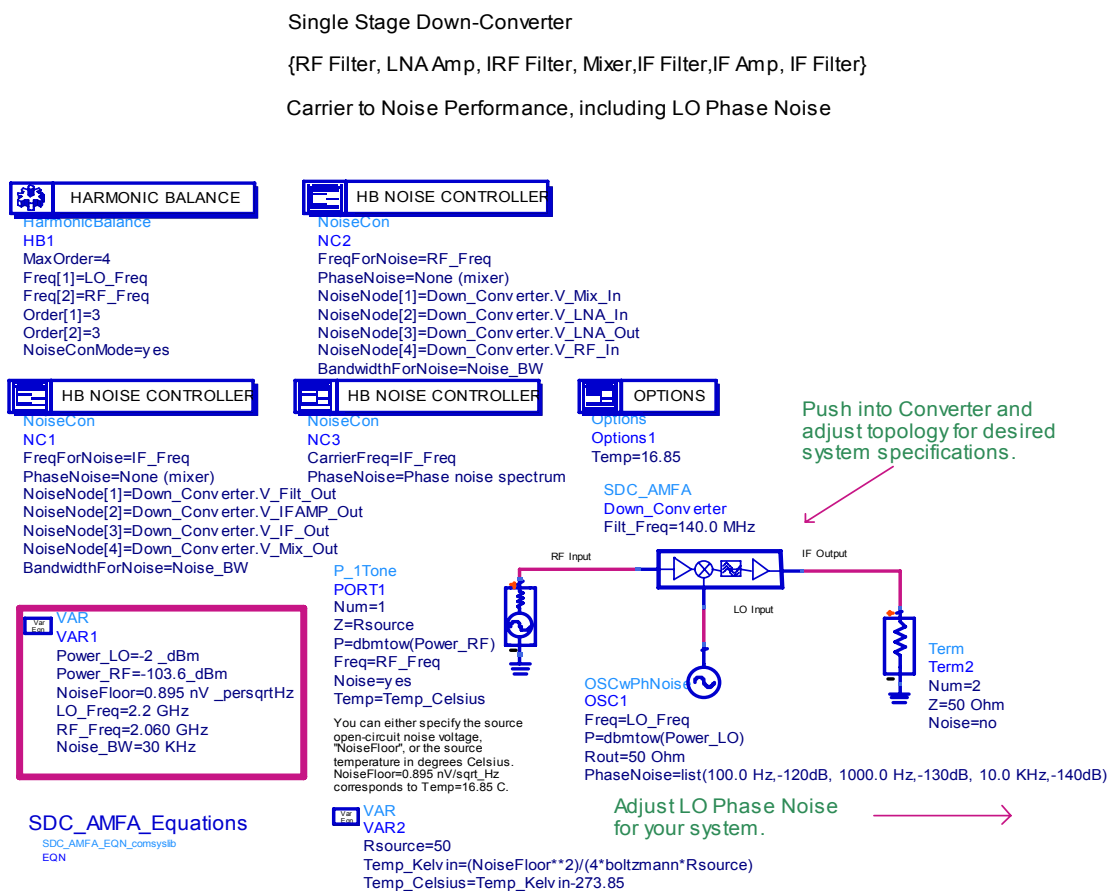
NODES	POWER (dBm)	GAIN (dB)	NOISE FIGURE (dB)
LNA IN	-105.145	-1.545	1.502
LNA OUT	-93.104	10.496	2.963
MIX IN	-96.104	7.496	3.097
MIX OUT	-80.662	22.938	4.028
FILT OUT	-85.895	17.705	4.040
IF AMP OUT	-40.923	62.677	4.173
IF OUT	-45.923	57.677	4.173

Πίνακας 6.1

Η ενίσχυση που παρουσιάζει η αλυσίδα μας συνολικά είναι 57.677 dB και ο συντελεστής θορύβου 4.173 dB, τιμές που προσεγγίζουν το αποτέλεσμα της θεωρητικής μελέτης που προηγήθηκε (Παράγραφος 4.4).

Όπως βλέπουμε στον πίνακα, την μεγαλύτερη συνεισφορά στον συντελεστή θορύβου έχουν τα δύο πρώτα στοιχεία του δέκτη, δηλαδή το RF φίλτρο και ο LNA. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι συντελεστές θορύβου των στοιχείων αυτών μπαίνουν ως έχουν στον υπολογισμό του συνολικού συντελεστή.

## 6.2 Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυβικού λόγου



Σχήμα 6.5 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -103.6 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.

Η προσομοίωση αυτή έγινε για τον υπολογισμό του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) σε κάθε σημείο της αλυσίδας.

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

NODES	POWER (dBm)	SNR (dB)
RF IN	-103.624	24.621
LNA IN	-105.145	24.109
LNA OUT	-93.104	22.645
MIX IN	-96.104	22.511
MIX OUT	-80.662	17.452
FILT OUT	-85.895	17.448
IF AMP OUT	-40.923	17.496
IF OUT	-45.923	17.496

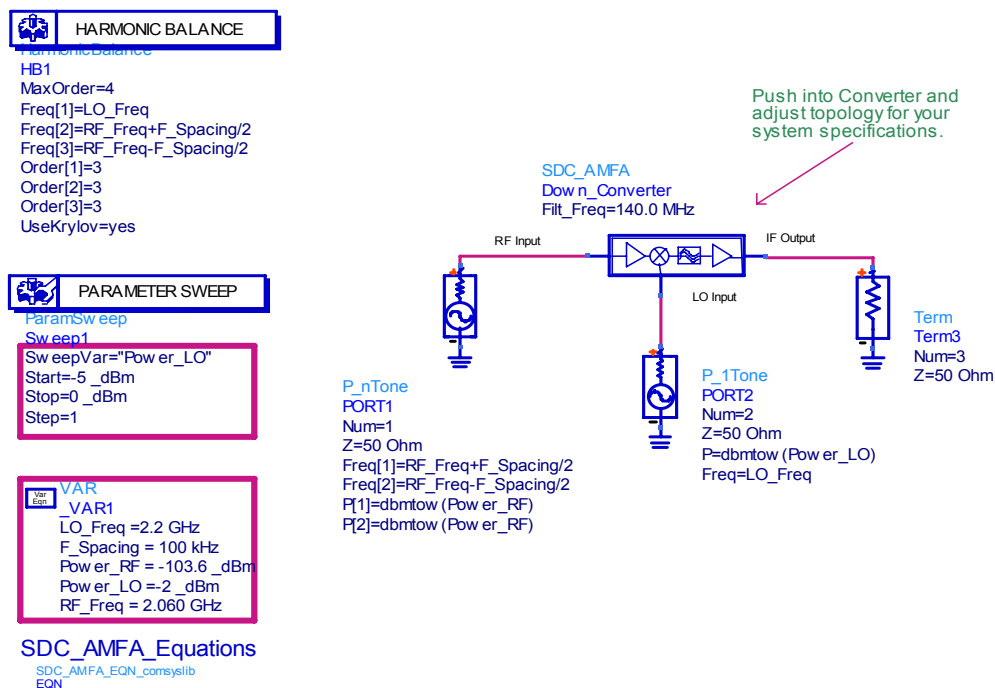
Πίνακας 6.2

Ο σηματοθροβικός λόγος στην είσοδο του αποδιαμορφωτή (CNR), που ταυτίζεται με την τιμή του SNR στο σημείο IF OUT, είναι 17.496 dB. Η τιμή αυτή ικανοποιεί τις απαιτήσεις της ραδιοζεύξης, αφού κατά την θεωρητική μελέτη (Παράγραφος 4.5) υπολογίστηκε 17.36 dB.

### 6.3 Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση

Single Stage Down-Converter

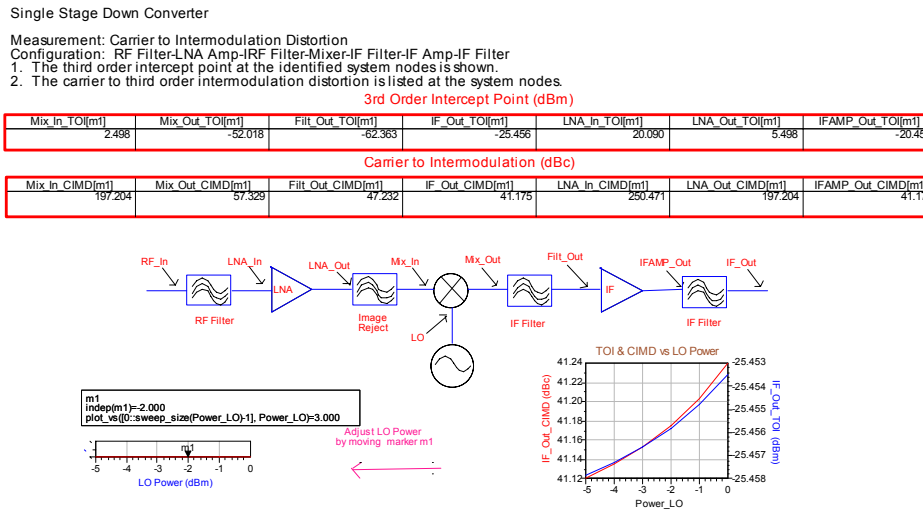
{RF Filter, LNA Amp, IRF Filter, Mixer, IF Filter, IF Amp, IF Filter}



Σχήμα 6.6 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.



Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -103.6 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.



Σχήμα 6.7 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

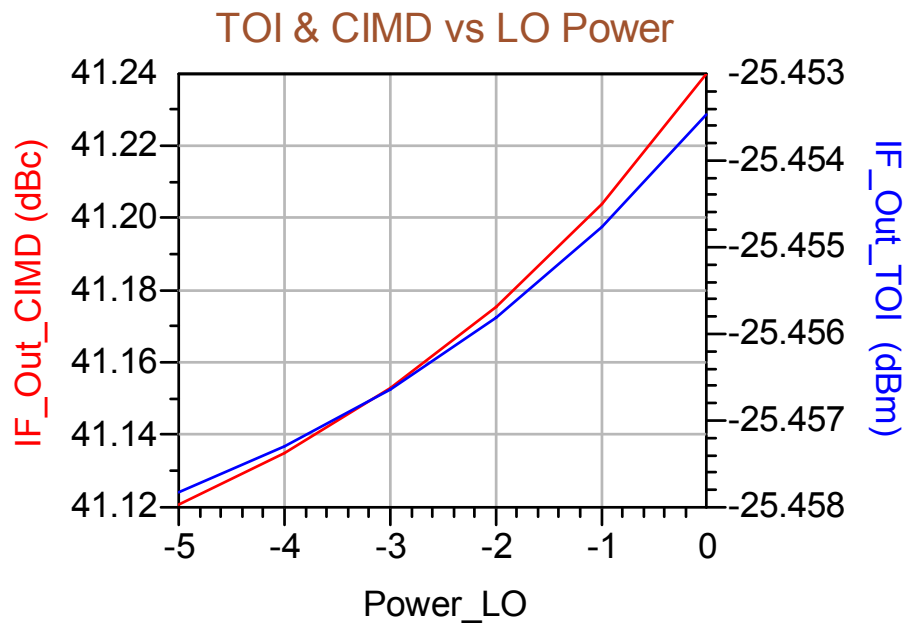
Τα αποτελέσματα του υπολογισμού για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης (IP3) και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση (CIMD) είναι:

NODES	3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point (dBm)	Carrier to Intermodulation (dBc)
LNA IN	20.090	250.471
LNA OUT	5.498	197.204
MIX IN	2.498	197.204
MIX OUT	-52.018	57.329
FILT OUT	-62.363	47.232
IF AMP OUT	-20.456	41.175
IF OUT	-25.456	41.175

Πίνακας 6.3

Οι τιμές που προέκυψαν επιβεβαιώνουν την καλή λειτουργία του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα βλέπουμε ότι ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση είναι 41.175 dBc, δηλαδή το σήμα μας είναι 13107 φορές ισχυρότερο της παρεμβολής.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί παρατηρούμε πως μεταβάλλονται το IP3 και το CIMD συναρτήσει της ισχύος του ταλαντωτή.



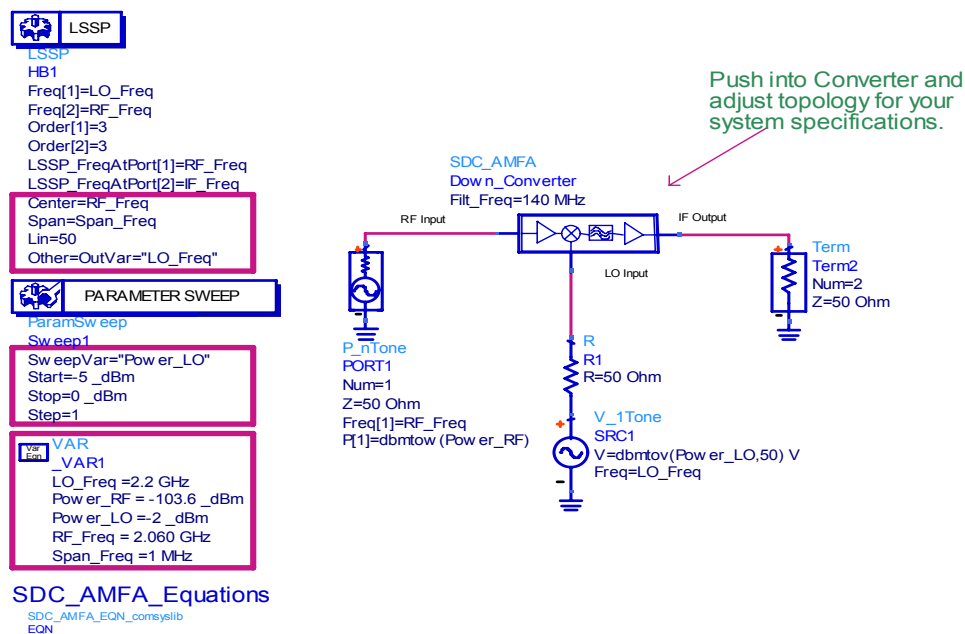
Σχήμα 6.8 Η μεταβολή του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση συναρτῆσει της ισχύος του ταλαντωτή.

## 6.4 Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας

Single Stage Down-Converter

{RF Filter, LNA Amp, IRF Filter, Mixer, IF Filter, IF Amp, IF Filter}

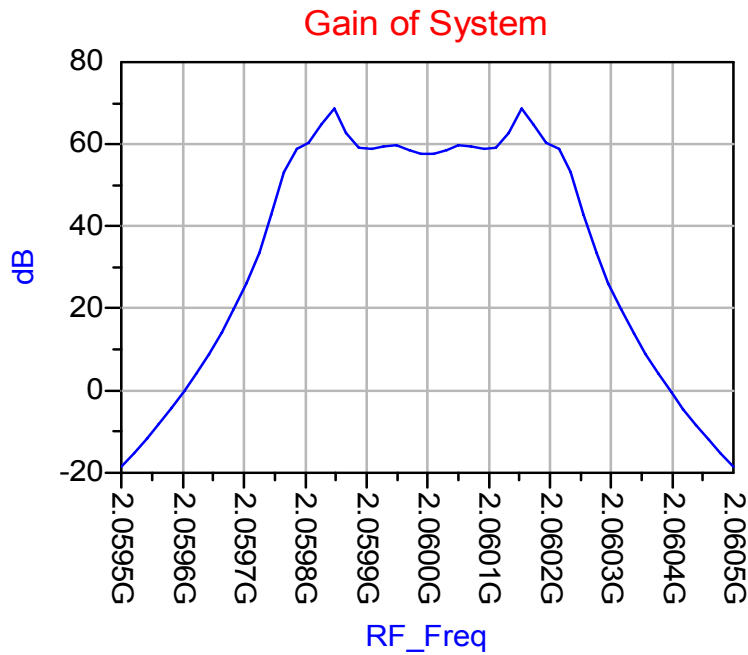
Frequency Response



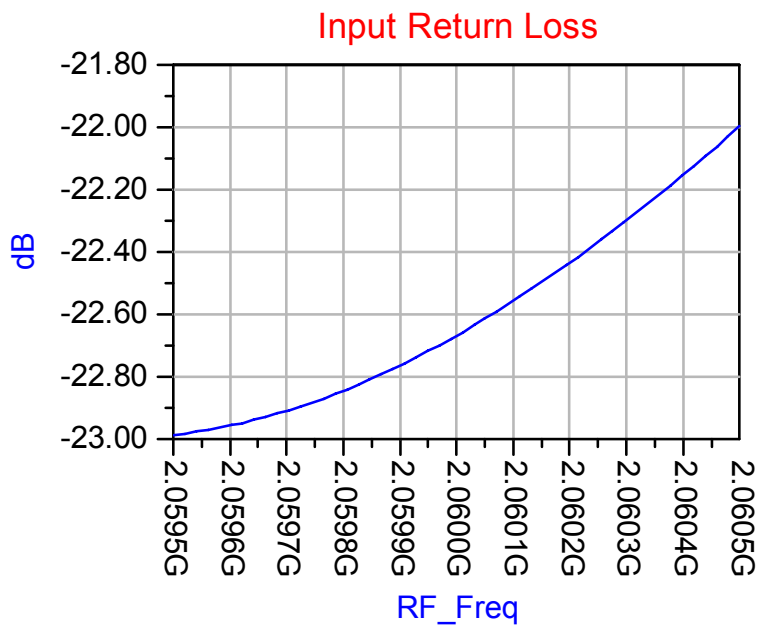
Σχήμα 6.9 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -103.6 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.

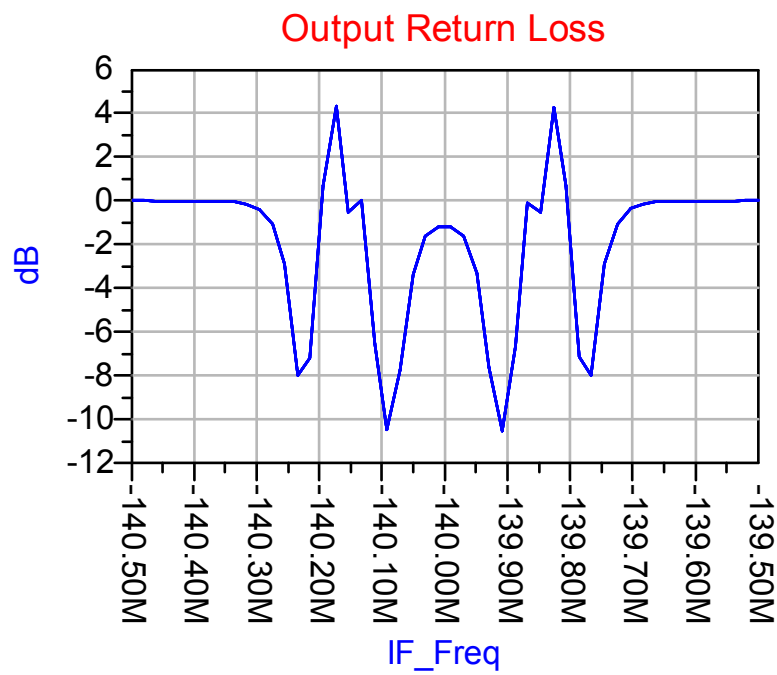
Ακολουθούν τα διαγράμματα του συνολικού κέρδους του συστήματος, του return loss εισόδου-εξόδου και της χρονικής καθυστέρησης συναρτήσει της συχνότητας.



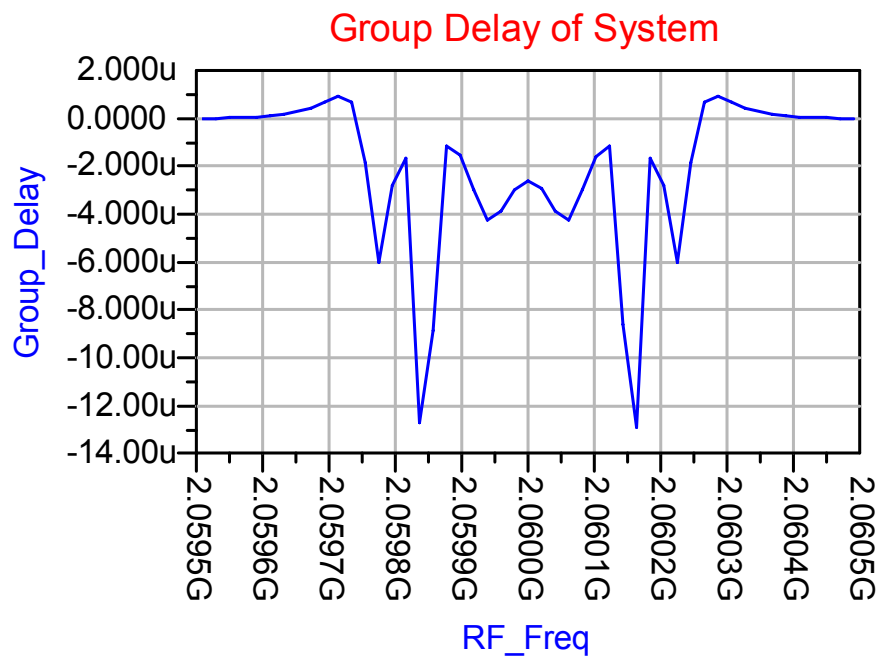
Σχήμα 6.10 Το κέρδος του δέκτη συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 6.11 Το input return loss συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 6.12 Το output return loss συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 6.13 Η χρονική καθυστέρηση του δέκτη ως προς τη συχνότητα.

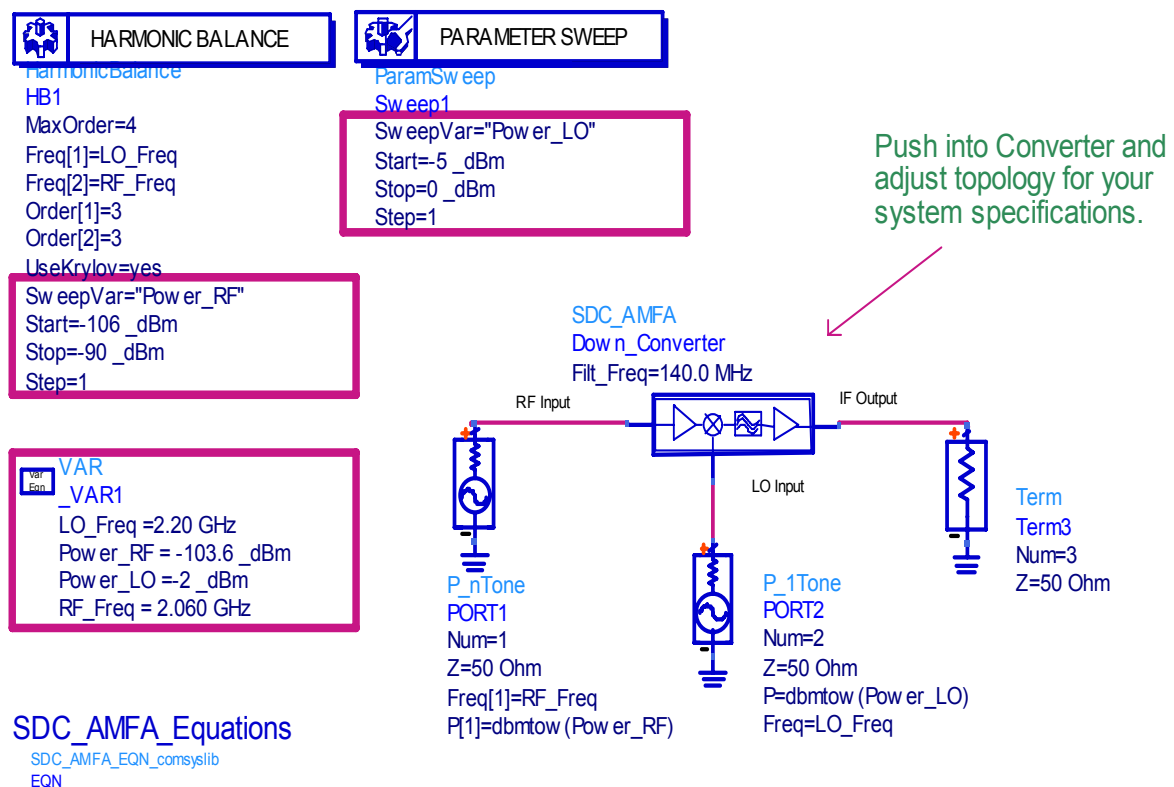
Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι το κέρδος του δέκτη, για ένα μικρό εύρος συχνοτήτων, έχει την επιθυμητή τιμή. Το return loss, που αποτελεί ένα μέγεθος που μας δείχνει κατά πόσο επιτύχαμε την ίδια τιμή αντίστασης στην είσοδο και την έξοδο, κυμαίνεται σε ικανοποιητικές τιμές. Η χρονική καθυστέρηση που εμφανίζεται οφείλεται κατά κύριο λόγο στην χρήση φίλτρων, κάτι που γίνεται εμφανές από της κορυφές στις περιοχές αποκοπής.

## 6.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου

Single Stage Down-Converter

{RF Filter, LNA Amp, IRF Filter, Mixer, IF Filter, IF Amp, IF Filter}

Gain Compression



Σχήμα 6.14 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

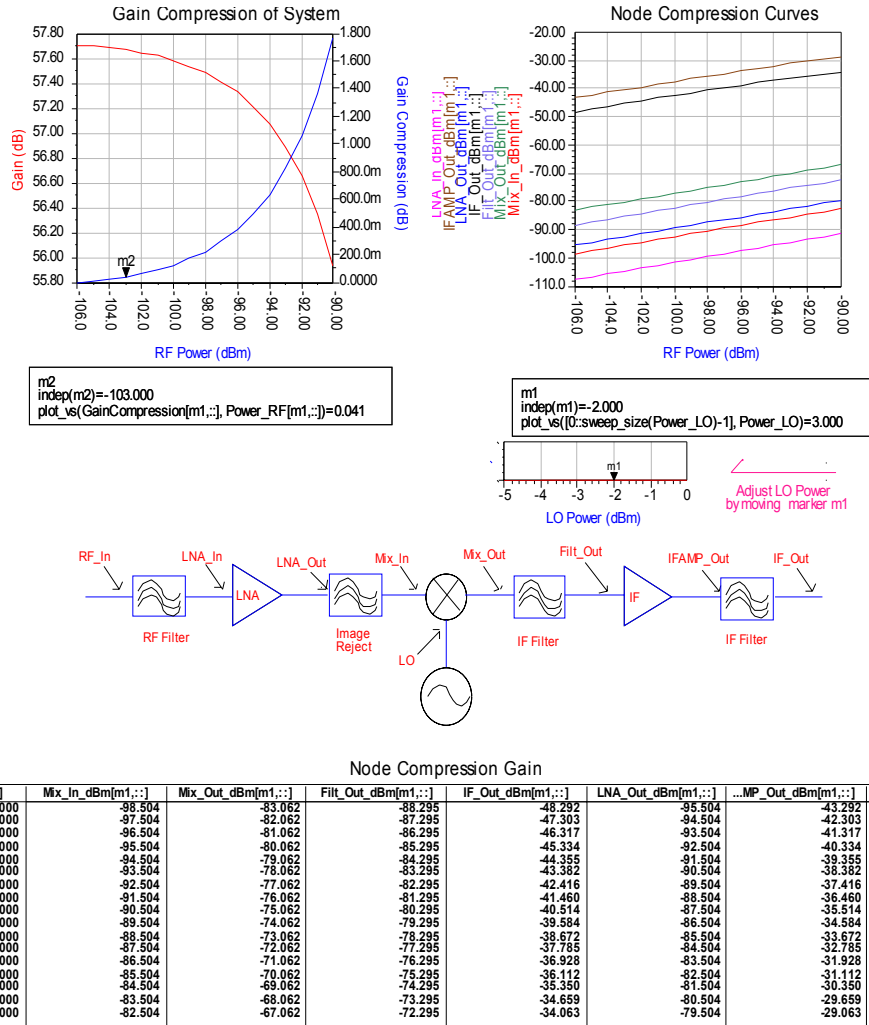
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και μεταβλητής ισχύος από -106 έως -90 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.

Single Stage Down Converter

Measurement: Gain Compression

Configuration: RF Filter-LNA Amp-IRF Filter-Mixer-IF Filter-IF Amp-IF Filter

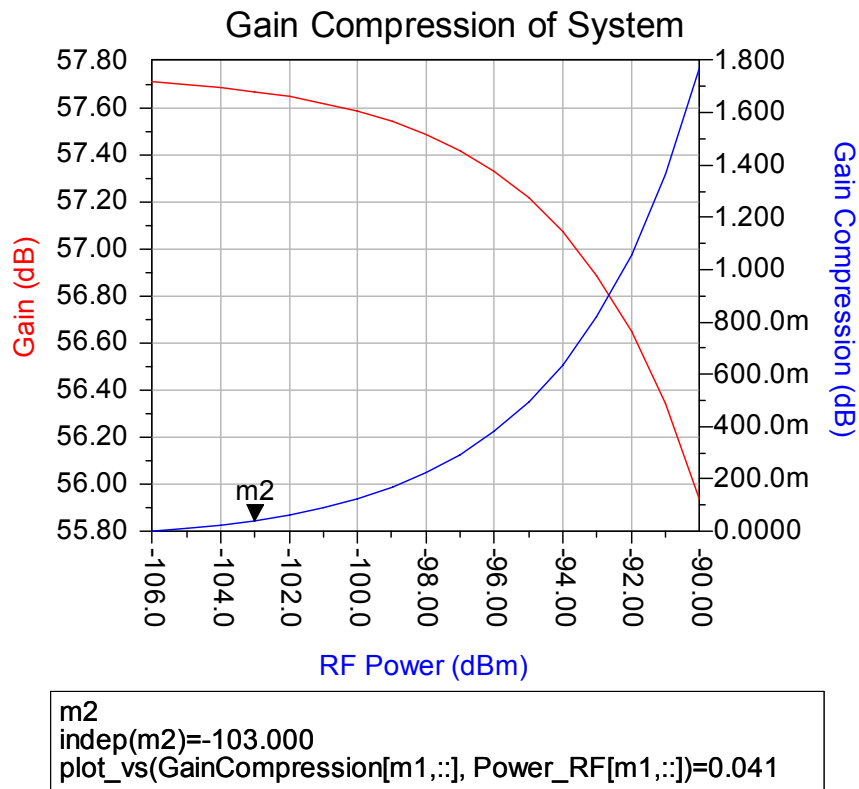
1. The left-hand plot demonstrates the system compression characteristics
2. The right-hand plot can be used to identify the component contributions to the overall system compression .
3. The LO Power can be varied to observe its sensitivity.



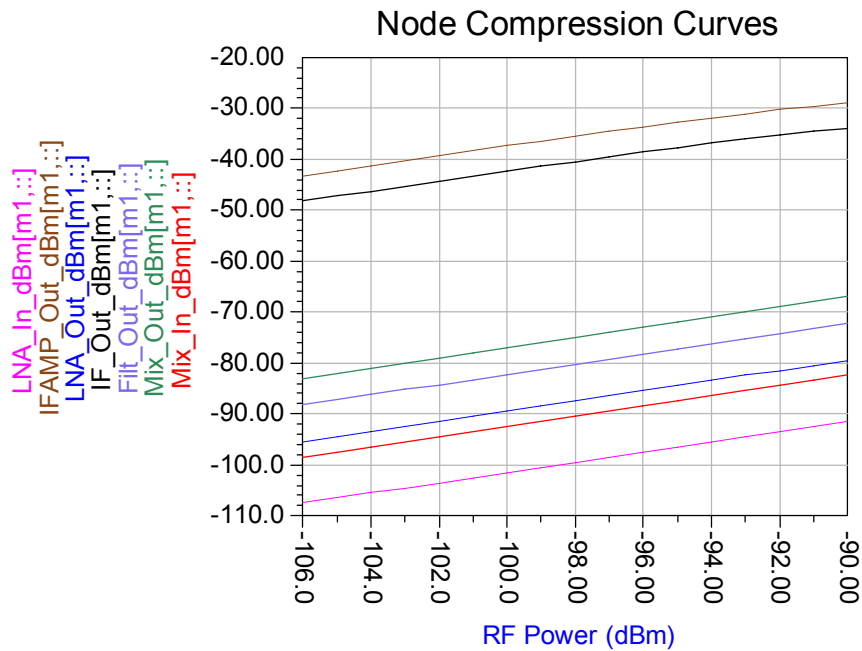
Σχήμα 6.15 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Η προσομοίωση αυτή έγινε για να μελετηθεί η συμπεριφορά του κέρδους των στοιχείων της αλυσίδας για όλες τις τιμές της ισχύος που θα δέχεται ο δέκτης. Οι διαφορετικές τιμές της ισχύος οφείλονται στην μεταβολή της απόστασης του ναυοδορυφόρου από το σταθμό βάσης (600-2329 Km).

Στα παρακάτω διαγράμματα βλέπουμε την συμπεριφορά του συνολικού κέρδους του δέκτη καθώς και των επιμέρους στοιχείων.



Σχήμα 6.16 Το κέρδος της αλυσίδας συναρτίζεται της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 6.17 Η ισχύς στο κάθε σημείο του δέκτη συναρτίζεται της ισχύος εισόδου.

Στο σχήμα 6.16 παρατηρούμε ότι το συνολικό κέρδος παρουσιάζει μία μεταβολή της τάξης του 1.8 dB. Όπως βλέπουμε στο σχήμα 6.17 όλα τα επιμέρους στοιχεία του δέκτη εμφανίζουν γραμμική συμπεριφορά εκτός από τον ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας. Ο ενισχυτής αυτός λειτουργεί σχεδόν γραμμικά παρουσιάζοντας μία μείωση του κέρδους του για ισχύ εισόδου κοντά στα  $-90$  dBm κάτι που είχε παρατηρηθεί και κατά τη μελέτη του ως μεμονωμένο στοιχείο (παρ. 6.1.2). Σε αυτό οφείλεται η μείωση του συνολικού κέρδους που δεν είναι αρκετή όμως για να επηρεάσει την λειτουργία του δέκτη.

Στον πίνακα 6.4 περιέχονται οι τιμές του διαγράμματος 6.17

RF POWER	LNA IN	LNA OUT	MIX IN	MIX OUT	FILT OUT	IF AMP OUT	IF OUT
-106.00	-107.545	-95.504	-98.504	-83.062	-88.295	-43.292	-48.292
-105.00	-106.545	-94.504	-97.504	-82.062	-87.295	-42.303	-47.303
-104.00	-105.545	-93.504	-96.504	-81.062	-86.295	-41.317	-46.317
-103.00	-104.545	-92.504	-95.504	-80.062	-85.295	-40.334	-45.334
-102.00	-103.545	-91.504	-94.504	-79.062	-84.295	-39.355	-44.355
-101.00	-102.545	-90.504	-93.504	-78.062	-83.295	-38.382	-43.382
-100.00	-101.545	-89.504	-92.504	-77.062	-82.295	-37.416	-42.416
-99.00	-100.545	-88.504	-91.504	-76.062	-81.295	-36.460	-41.460
-98.00	-99.545	-87.504	-90.504	-75.062	-80.295	-35.514	-40.514
-97.00	-98.545	-86.504	-89.504	-74.062	-79.295	-34.584	-39.584
-96.00	-97.545	-85.504	-88.504	-73.062	-78.295	-33.672	-38.672
-95.00	-96.545	-84.504	-87.504	-72.062	-77.295	-32.785	-37.785
-94.00	-95.545	-83.504	-86.504	-71.062	-76.295	-31.928	-36.928
-93.00	-94.545	-82.504	-85.504	-70.062	-75.295	-31.112	-36.112
-92.00	-93.545	-81.504	-84.504	-69.062	-74.295	-30.350	-35.350
-91.00	-92.545	-80.504	-83.504	-68.062	-73.295	-29.659	-34.659
-90.00	-91.545	-79.504	-82.504	-67.062	-72.295	-29.063	-34.063

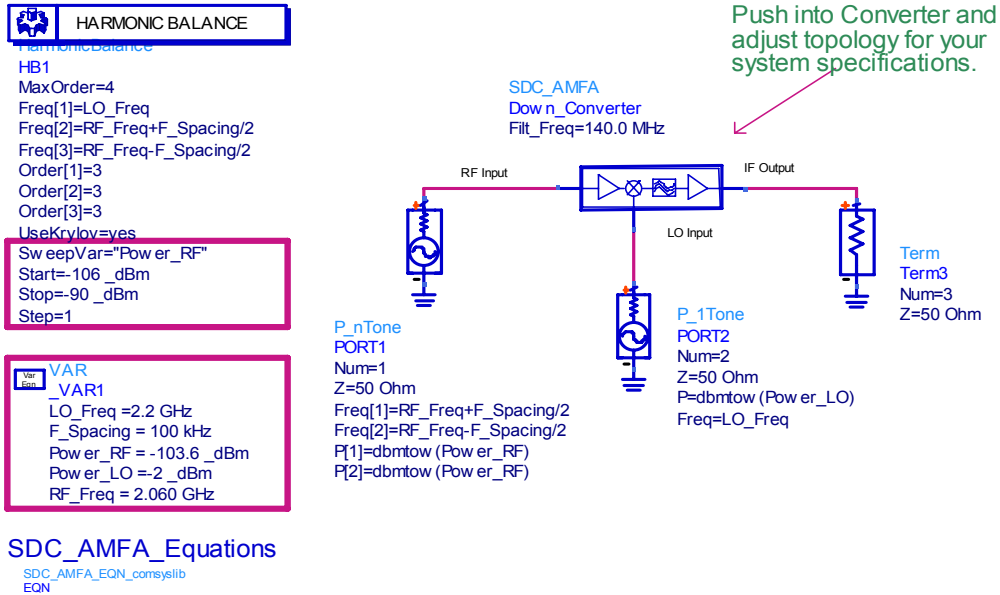
Πίνακας 6.4



## 6.6 Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγών τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου

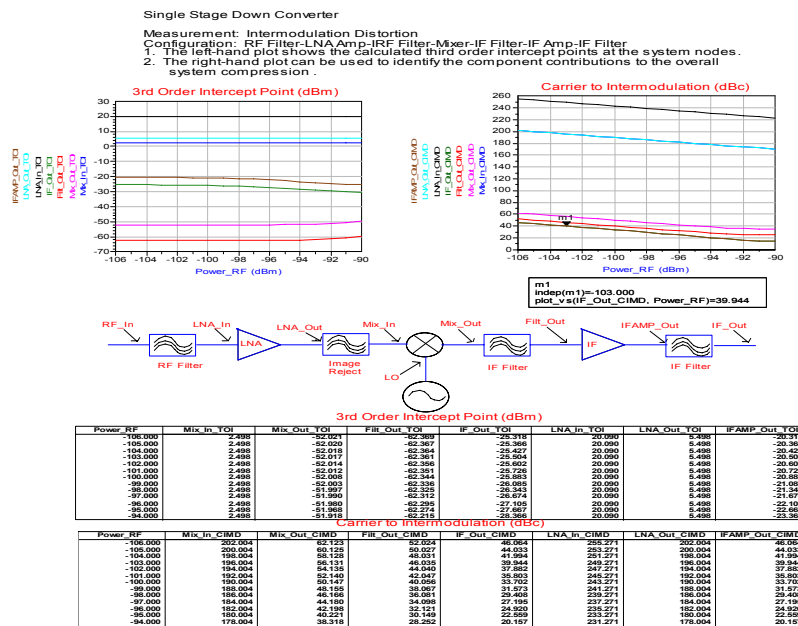
Single Stage Down-Converter

{RF Filter, LNA Amp, IRF Filter, Mixer, IF Filter, IF Amp, IF Filter}



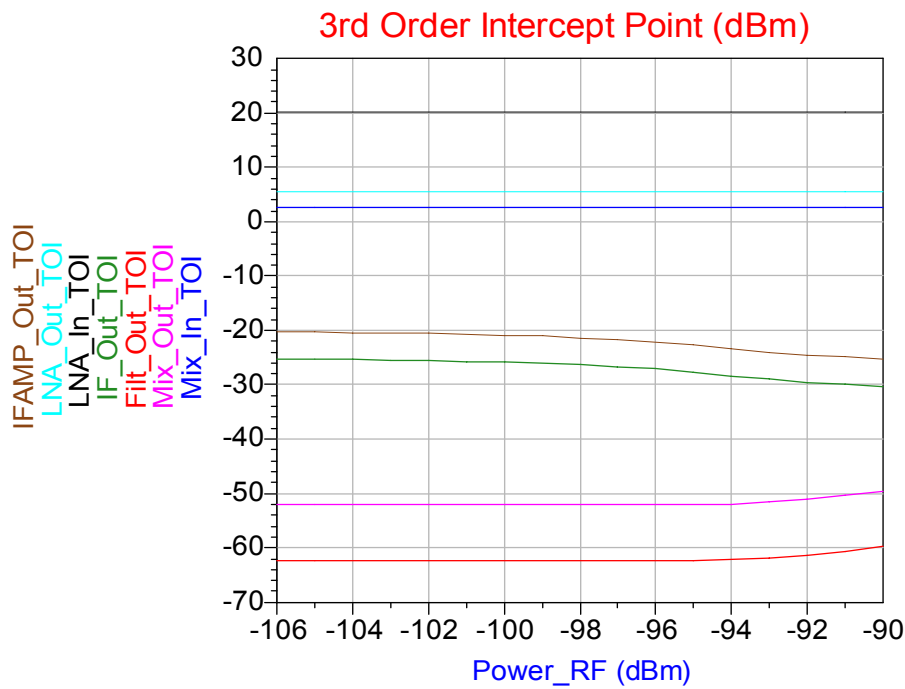
Σχήμα 6.18 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και μεταβλητής ισχύος από -106 έως -90 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα κάτω μετατροπής 140 MHz.

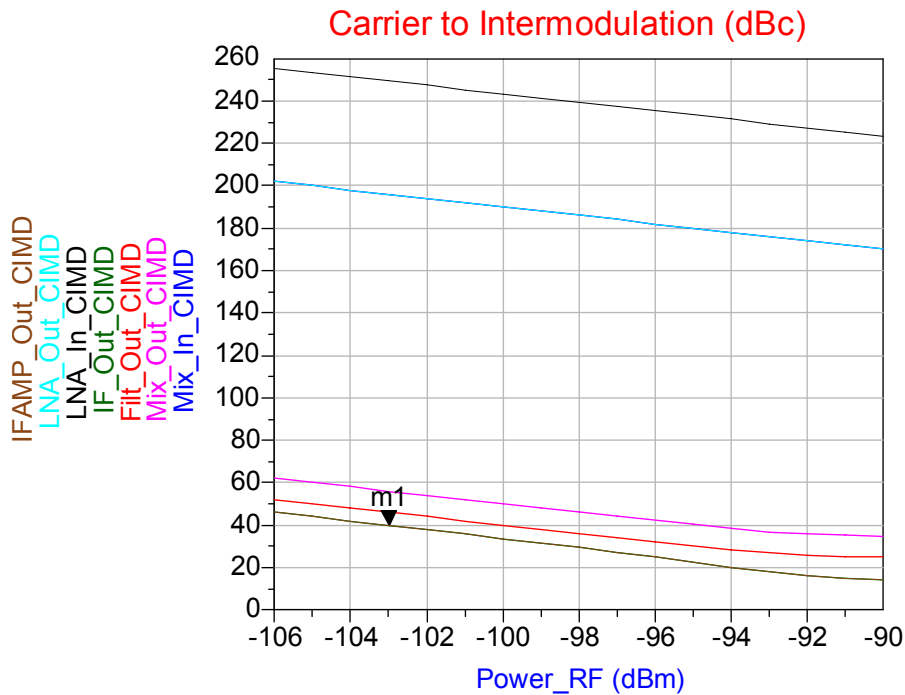


Σχήμα 6.19 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Στα διαγράμματα που ακολουθούν παρατηρούμε πως μεταβάλλονται το IP3 και το CIMD συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 6.20 Η μεταβολή του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 6.21 Ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Από τα παραπάνω διαγράμματα και τους πίνακες που ακολουθούν, έχουμε μια γενική εικόνα της συμπεριφοράς του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι το IP3 παίρνει τιμές από -32.94 έως -30.993 dBm και το CIMD από 27.12 έως 12.024 dBc. Οι τιμές αυτές δείχνουν ότι ο δέκτης μας έχει ικανοποιητική λειτουργία για όλες τις πιθανές τιμές ισχύος εισόδου.

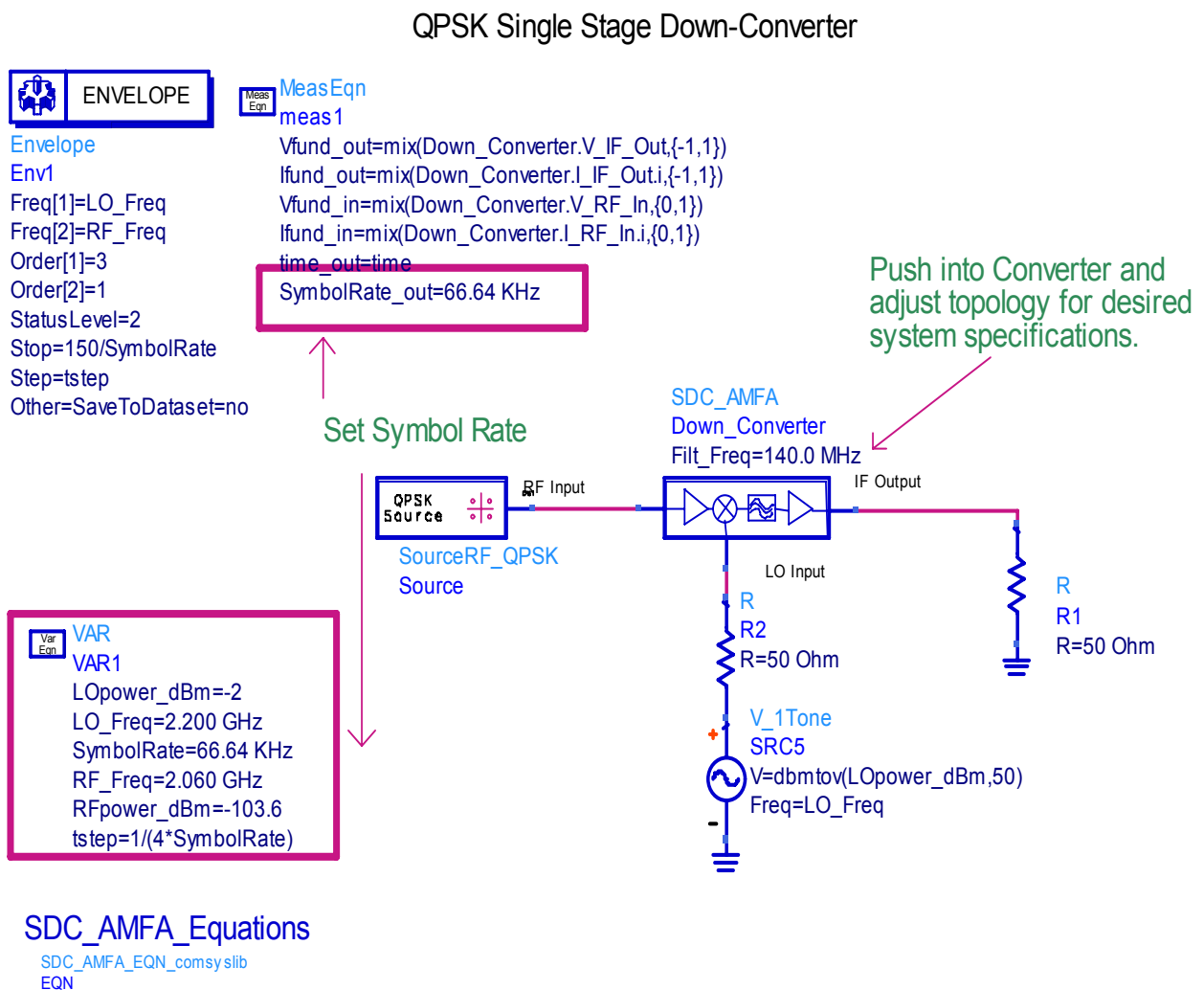
<b>3<sup>rd</sup> ORDER INTERCEPT POINT (dBm)</b>							
<b>RF POWER</b>	<b>LNA IN</b>	<b>LNA OUT</b>	<b>MIX IN</b>	<b>MIX OUT</b>	<b>FILT OUT</b>	<b>IF AMP OUT</b>	<b>IF OUT</b>
-106.00	20.090	5.498	2.498	-52.021	-62.369	-20.318	-25.318
-105.00	20.090	5.498	2.498	-52.020	-62.367	-20.366	-25.366
-104.00	20.090	5.498	2.498	-52.018	-62.364	-20.427	-25.427
-103.00	20.090	5.498	2.498	-52.017	-62.361	-20.504	-25.504
-102.00	20.090	5.498	2.498	-52.014	-62.356	-20.602	-25.602
-101.00	20.090	5.498	2.498	-52.012	-62.351	-20.726	-25.726
-100.00	20.090	5.498	2.498	-52.008	-62.344	-20.883	-25.883
-99.00	20.090	5.498	2.498	-52.003	-62.336	-21.085	-26.085
-98.00	20.090	5.498	2.498	-51.997	-62.325	-21.343	-26.343
-97.00	20.090	5.498	2.498	-51.990	-62.312	-21.674	-26.674
-96.00	20.090	5.498	2.498	-51.980	-62.295	-22.105	-27.105
-95.00	20.090	5.498	2.498	-51.968	-62.274	-22.667	-27.667
-94.00	20.090	5.498	2.498	-51.918	-62.215	-23.366	-28.366
-93.00	20.090	5.498	2.498	-51.662	-61.950	-24.017	-29.017
-92.00	20.090	5.498	2.498	-51.155	-61.434	-24.536	-29.536
-91.00	20.090	5.498	2.498	-51.442	-60.713	-24.944	-29.944
-90.00	20.090	5.498	2.498	-49.569	-59.833	-25.264	-30.264

Πίνακας 6.5

<b>CARRIER TO INTERMODULATION (dBc)</b>							
<b>RF POWER</b>	<b>LNA IN</b>	<b>LNA OUT</b>	<b>MIX IN</b>	<b>MIX OUT</b>	<b>FILT OUT</b>	<b>IF AMP OUT</b>	<b>IF OUT</b>
-106.00	255.271	202.004	202.004	62.123	52.024	46.064	46.064
-105.00	253.271	200.004	200.004	60.125	50.027	44.033	44.033
-104.00	251.271	198.004	198.004	58.128	48.031	41.994	41.994
-103.00	249.271	196.004	196.004	56.131	46.035	39.944	39.944
-102.00	247.271	194.004	194.004	54.135	44.040	37.882	37.882
-101.00	245.271	192.004	192.004	52.140	42.047	35.803	35.803
-100.00	243.271	190.004	190.004	50.147	40.056	33.702	33.702
-99.00	241.271	188.004	188.004	48.155	38.067	31.573	31.573
-98.00	239.271	186.004	186.004	46.166	36.081	29.408	29.408
-97.00	237.271	184.004	184.004	44.180	34.098	27.195	27.195
-96.00	235.271	182.004	182.004	42.198	32.121	24.920	24.920
-95.00	233.271	180.004	180.004	40.221	30.149	22.559	22.559
-94.00	231.271	178.004	178.004	38.318	28.252	20.157	20.157
-93.00	229.271	176.004	176.004	36.826	26.767	18.061	18.061
-92.00	227.271	174.004	174.004	35.838	25.785	16.389	16.389
-91.00	225.271	172.004	172.004	35.261	25.213	15.064	15.064
-90.00	223.271	170.004	170.004	35.006	24.963	14.014	14.014

Πίνακας 6.6

## 6.7 Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή



Σχήμα 6.22 Ο δέκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 2060 MHz και ισχύος -103.6 dBm, σήμα ταλαντωτή 2200 MHz και ισχύος -2 dBm και ρυθμός μετάδοσης 66.67 kHz.

Με την βοήθεια ενός κωδικοποιητή εισάγουμε είναι διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα για να μελετήσουμε την συμπεριφορά του δέκτη, αφού και κατά την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης χρησιμοποιούμε QPSK διαμόρφωση.

Single Stage Down Converter

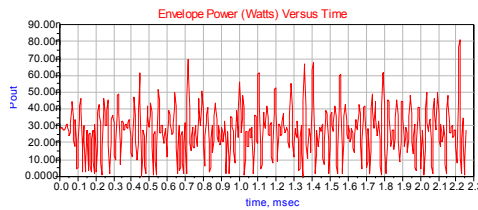
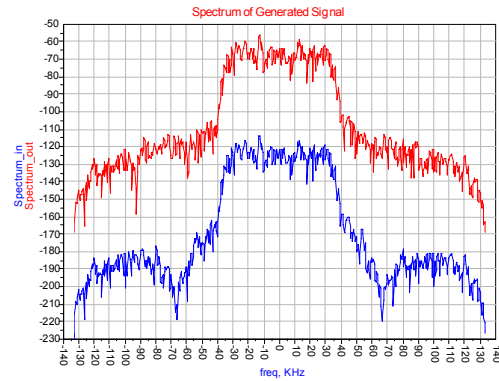
Measurement: QPSK Modulation  
 Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IR Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter  
 1. The input and output spectral response are shown as a function of offset frequency.  
 2. The peak to average power is displayed as a function of time.  
 3. The Output power as well as the ACPR is listed.  
 4. The ACPR mainlimts can be adjusted.

```

Spectrum calculations
Eqn Spectrum_in=dBm(fs/Vfund_in,...,"Kaiser")
Eqn Spectrum_out=dBm(fs/Vfund_out,...,"Kaiser")

Adjacent-channel power calculations
Eqn mainlimts=(-16.4 KHz, 16.4 KHz)
Eqn UpChimits=(mainlimts+ 35 KHz)
Eqn LoChimits=(mainlimts-35 KHz)
Eqn TransACPR_out=acpr_v(Vfund_out,ifund_out,mainlimts,LoChimits,UpChimits,"Kaiser")
Eqn TransACPR_in=acpr_v(Vfund_in,ifund_in,mainlimts,LoChimits,UpChimits,"Kaiser")

Mean power, peak power, and peak-to-average
power calculations
Eqn PeakPower=max(Pout)
Eqn Pout=0.5*real(Vfund_out*conj(ifund_out))
Eqn Peak_to_Ave=PeakPower/mean(Pout)
Eqn Pout_dBm=10*log(mean(Pout))+30
    
```



Lower Channel ACPR (Input) dBc	-2.529	Upper Channel ACPR (Input) dBc	-4.637
Lower Channel ACPR (Output) dBc	-2.550	Upper Channel ACPR (Output) dBc	-4.687
Pout (dBm)	-48.75	Peak-to-Ave (linear)	3.062
		Peak-to-Ave (dB)	4.860

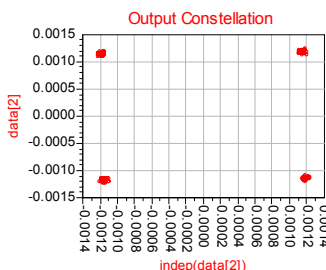
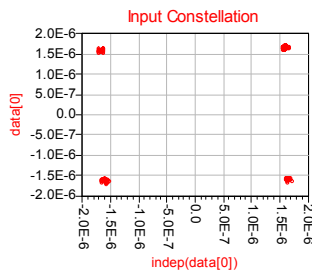
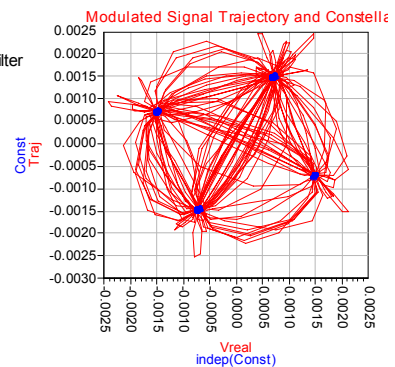
Single Stage Down Converter

Measurement: QPSK Modulation Trajectory  
 Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IR Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter  
 1. The sampled input and output signal constellations are shown.  
 2. The output signal trajectory is displayed as a function of time.  
 3. The Error Vector Magnitude is calculated.  
 4. Select "Display Simulation Results" on Menu to view Spectrum

```

Constellation and trajectory
calculations:
Eqn Istep=time_out[1]-time_out[0]
Eqn Rotation=0.3
Eqn delay=0.5/SymbolRate_out-1.5*Istep
Eqn Vrotated=Vfund_out*exp(i*Rotation)
Eqn Vimag=imag(Vrotated)
Eqn Vreal=real(Vrotated)
Eqn Ttraj=ms(Vimag,Vreal)
Eqn Const=constellation(Vreal,Vimag,SymbolRate_out,delay,Rotation,596 us)
Eqn SymbolRate=SymbolRate_out[0]
Eqn data=const_evms(Vfund_in, Vfund_out, SymbolRate, delay, 0, 596 us)
    
```

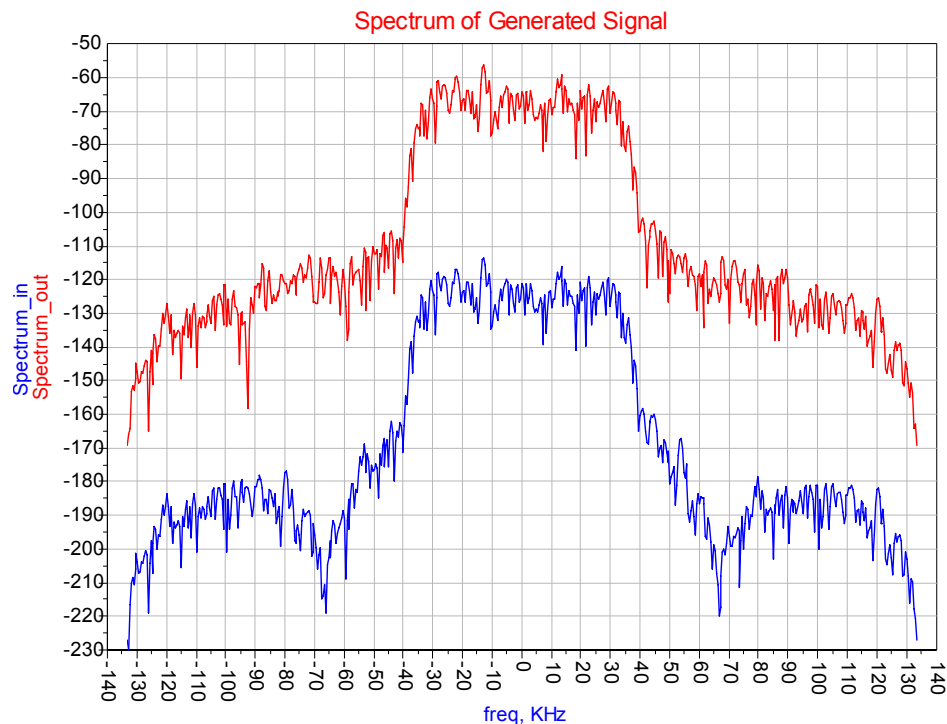
Rotation is a parameter that allows the constellation and trajectory diagrams to be rotated by Rotation radians, if desired. It may be necessary for the user to adjust the delay parameter until the sampling points are as tightly bunched as possible on the ideal constellation grid.



Percent Error Vector Magnitude	0.944
--------------------------------	-------

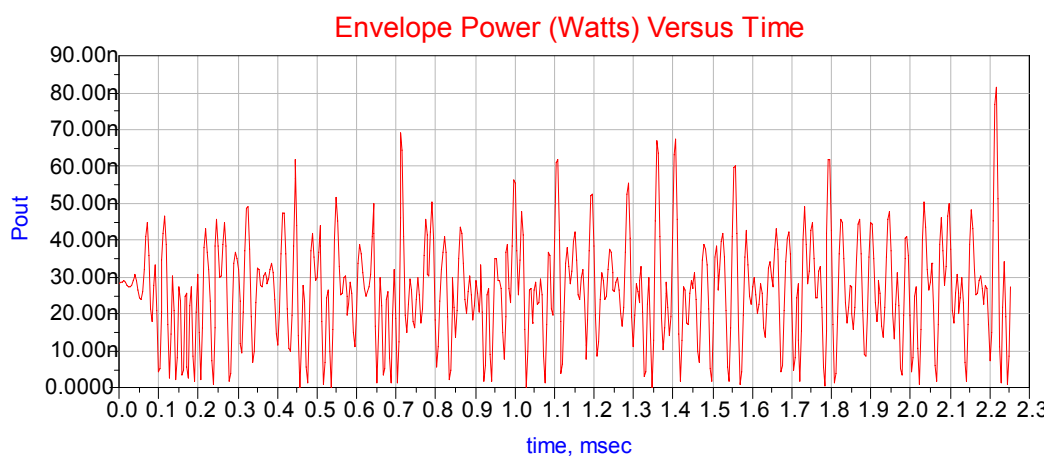
Σχήμα 6.23 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα της QPSK κυματομορφής σε πραγματικό χρόνο και στο πεδίο της συχνότητας καθώς και οι σηματοί αστερισμοί.

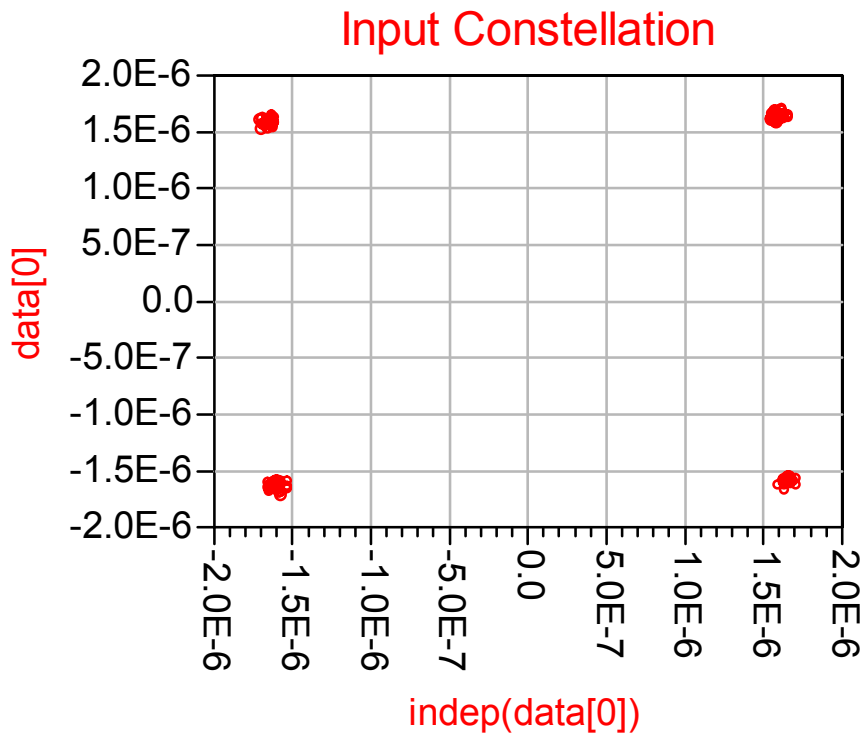


Σχήμα 6.24 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο της συχνότητας.

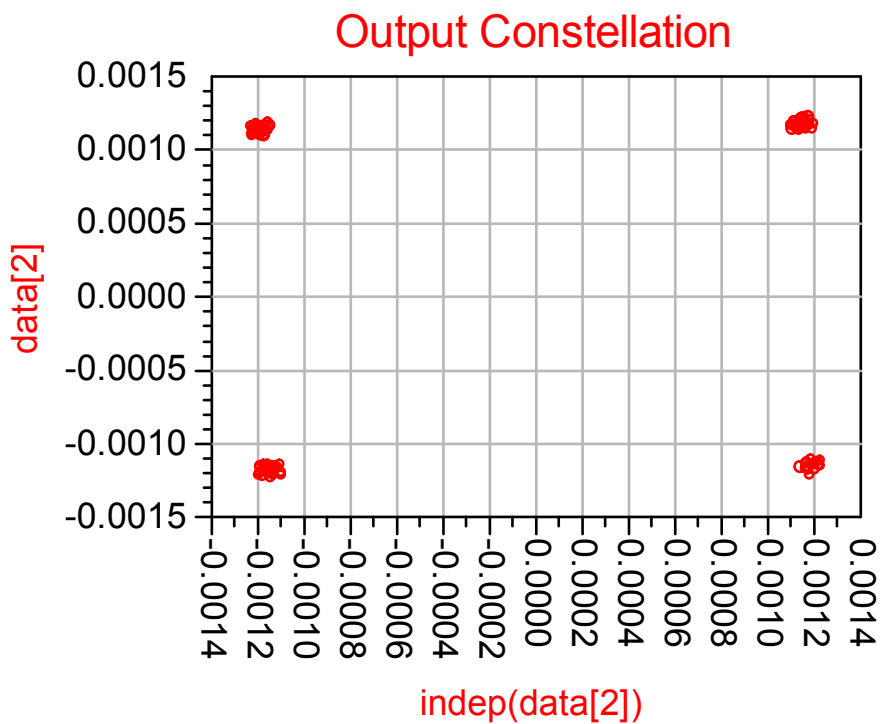
Στο σχήμα 6.24 παρατηρούμε την απόδοση των φίλτρων μας καθώς το φάσμα του σήματος, εκτός της περιοχής πληροφορίας (66.67 kHz), έχει υποστεί σημαντική καταπίεση. Επίσης φανερό είναι και η ενίσχυση που έχει δεχθεί.



Σχήμα 6.25 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου.



Σχήμα 6.26 Σηματικός αστερισμός εισόδου.



Σχήμα 6.27 Σηματικός αστερισμός εξόδου.

Στα σχήματα 6.26 και 6.27 παρατηρούμε τον σηματικό αστερισμό της τετραφασικής διαμόρφωσης (QPSK) για το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου. Τα τέσσερα σημεία του αστερισμού κατανέμονται ομοιόμορφα στην περιφέρεια κύκλου ακτίνας  $\sqrt{V}$  (όπου  $V$  η τάση κάθε στοιχειώδους σήματος) σε γωνίες  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  και  $315^\circ$  και αντιπροσωπεύουν τα σήματα 11,10,00,01. Είναι εμφανής η ενίσχυση που έχουμε στην έξοδο του δέκτη.

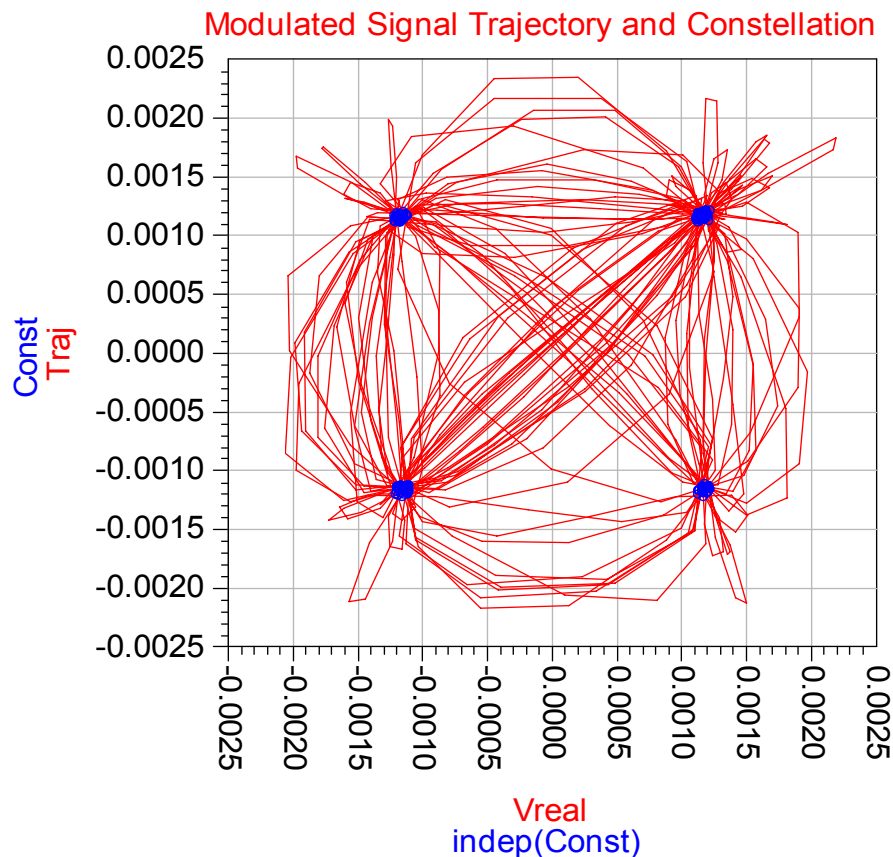
### Percent Error Vector Magnitude



Πίνακας 6.7

Στον πίνακα 6.7 βλέπουμε το ποσοστό διανυσματικού λάθους, που μας δείχνει την διασπορά που μπορεί να υποστεί το σήμα κατά την διέλευση του μέσα από τον δέκτη. Το ποσοστό αυτό είναι πολύ μικρό στο δέκτη γιατί δεν έχουμε ενισχυτές υψηλής ισχύος οι οποίοι και κατά βάση το επηρεάζουν.

Στην αποδιαμόρφωση γίνεται έλεγχος του προσήμου εξόδου καθενός από τους δύο συσχετιστές (I,Q) και αποφασίζεται σε πιο τεταρτημόριο βρίσκεται το ληφθέν σήμα. Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε τις διαδρομές που ακολουθούνται κατά την αποδιαμόρφωση για την σωστή τοποθέτηση των ληφθέντων σημάτων.



Σχήμα 6.28 Τροχιά και σηματικός αστερισμός του διαμορφωμένου σήματος



## 6.8 Συμπεράσματα

Κατά την προσομοίωση της αλυσίδας του δέκτη είδαμε:

- Ο συντελεστής θορύβου του δέκτη συνολικά υπολογίστηκε 4.173 dB, τιμή αρκετά καλή για την λειτουργία του.
- Ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του αποκωδικοποιητή (CNR) έχει τιμή 17.496 dB που υπερβαίνει τις ελάχιστες απαιτήσεις πραγματοποίησης της ζεύξης.
- Ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση είναι 41.175 dBc, δηλαδή το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.
- Το κέρδος της αλυσίδας είναι 57.7 dB και διατηρείται σχεδόν σταθερό για όλες τις τιμές ισχύος που θα δέχεται ο δέκτης.
- Εισάγοντας σήμα διαμορφωμένο κατά QPSK, στην έξοδο παρατηρούμε μικρό ποσοστό διανυσματικού λάθους.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

## Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ανάλυση των επιμέρους στοιχείων που απαρτίζουν τον πομπό, δηλαδή των ενισχυτών, των φίλτρων και του μίκτη. Σκοπός μας είναι να ελέγξουμε αν τα στοιχεία που επιλέχθηκαν κατά τον σχεδιασμό του πομπού ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις μας.

### 7.1 Ενισχυτές

Ο πομπός περιλαμβάνει τρεις ενισχυτές, τον ενισχυτή ενδιάμεσης βαθμίδας (IF amplifier), τον προενισχυτή ισχύος (Driver Amplifier) και τον ενισχυτή υψηλής ισχύος (High Power Amplifier).

Κατά την μελέτη των ενισχυτών έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

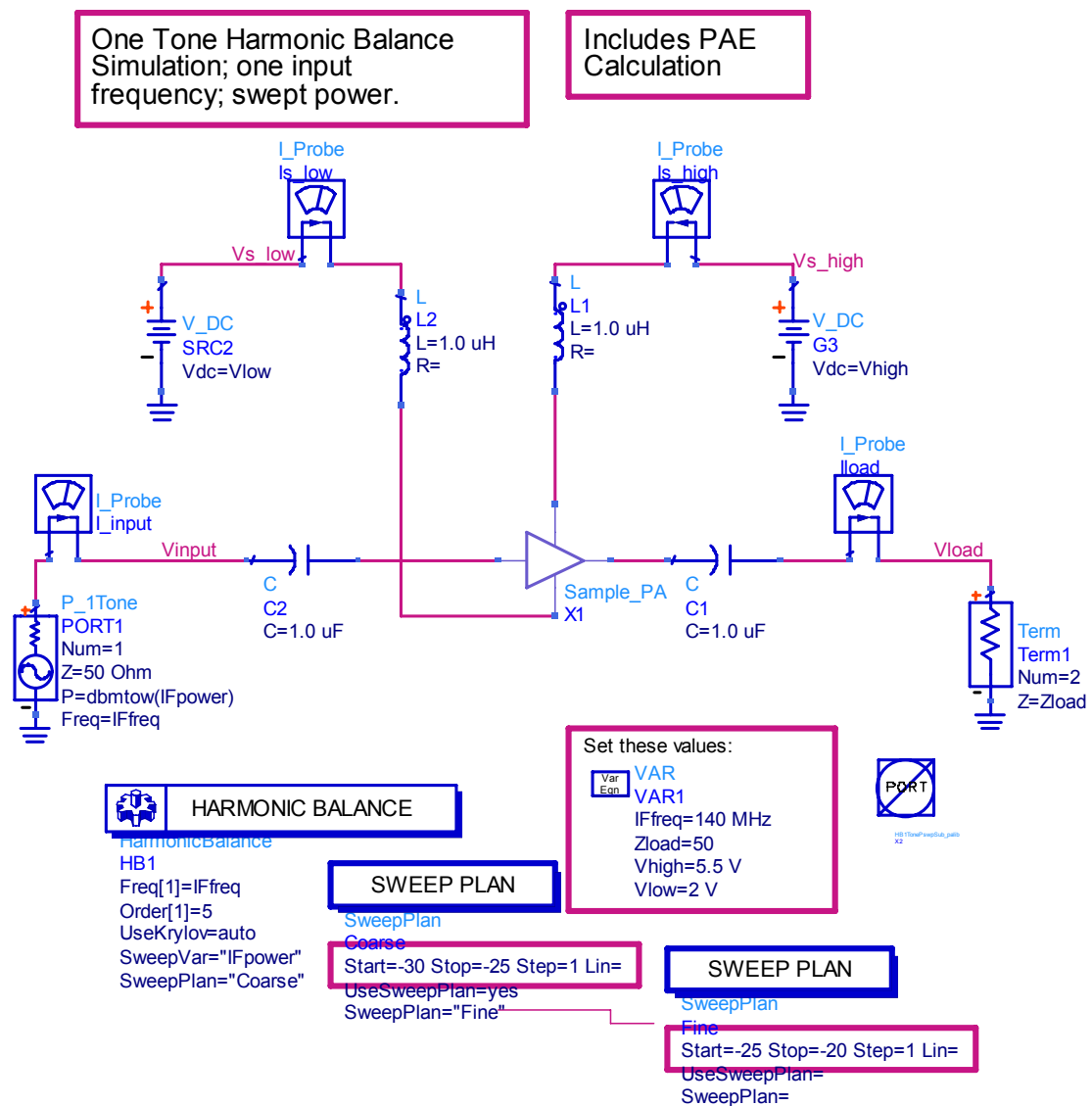
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους
- Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος

Στις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι ίδιες παράμετροι λειτουργίας με αυτές των ενισχυτών του δέκτη και είναι :

- Τα φάσματα εισόδου, εξόδου και το κέρδος μετατροπής
- Η απόδοση προστιθέμενης ισχύος (Power Added Efficiency, PAE)
- Τα διαγράμματα βασικής και τρίτης αρμονικής
- Οι κυματομορφές των τάσεων εισόδου και εξόδου
- Οι συντελεστές μετατροπής AM/AM και AM/PM
- Η καθυστέρηση ομάδας

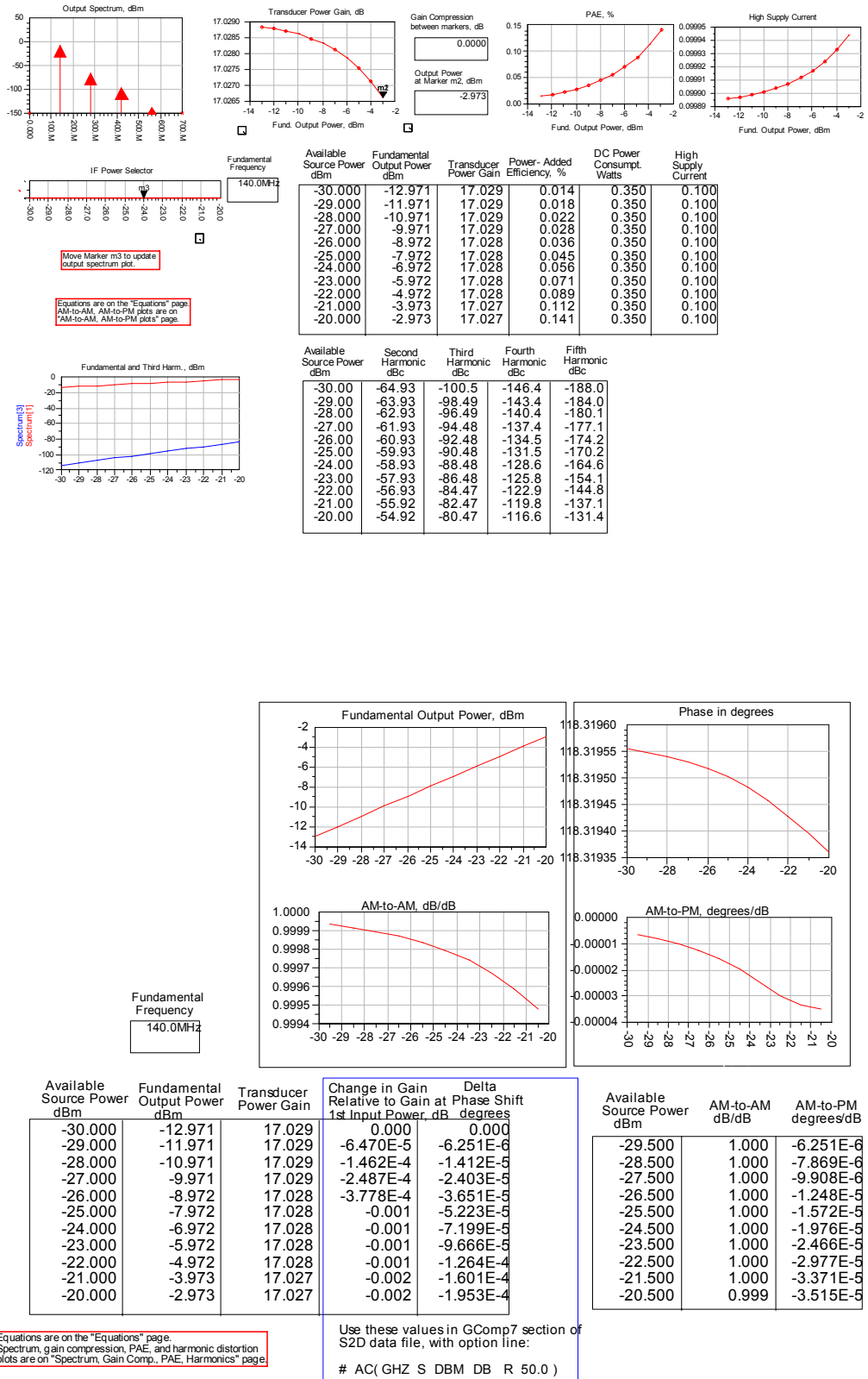


### 7.1.1.1 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου



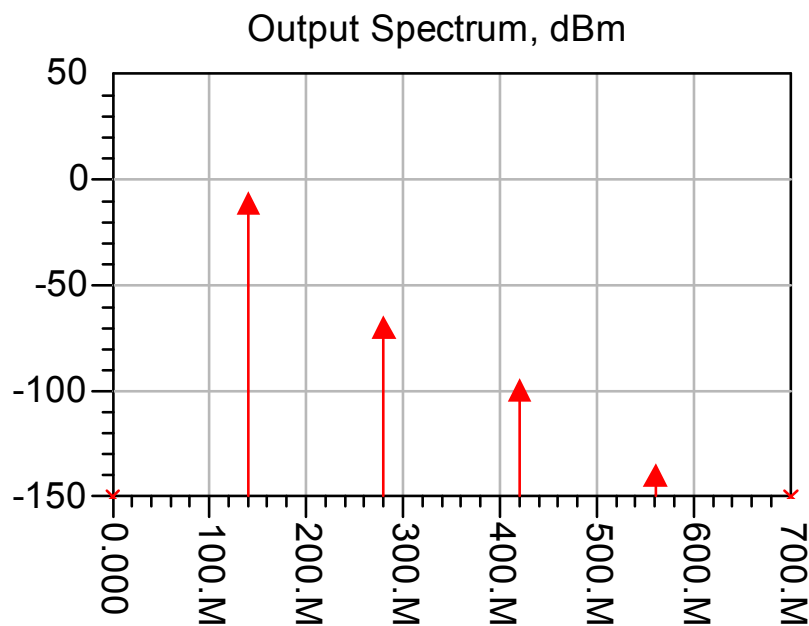
Σχήμα 7.2 Ο ενισχυτής IF σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 140 MHz και μεταβλητή ισχύς σήματος εισόδου από -30 έως -20 dBm. Η τάση στα άκρα του ενισχυτή που επιλέχθηκε είναι  $V_{low}=2\text{ V}$  και  $V_{high}=5.5\text{ V}$ .



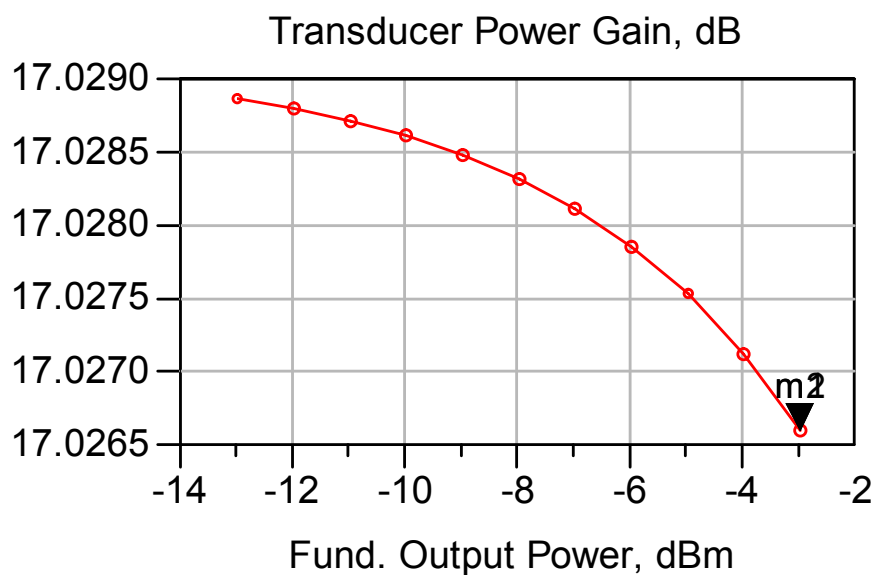
Σχήμα 7.3 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, του ρεύματος και της τρίτης αρμονικής.



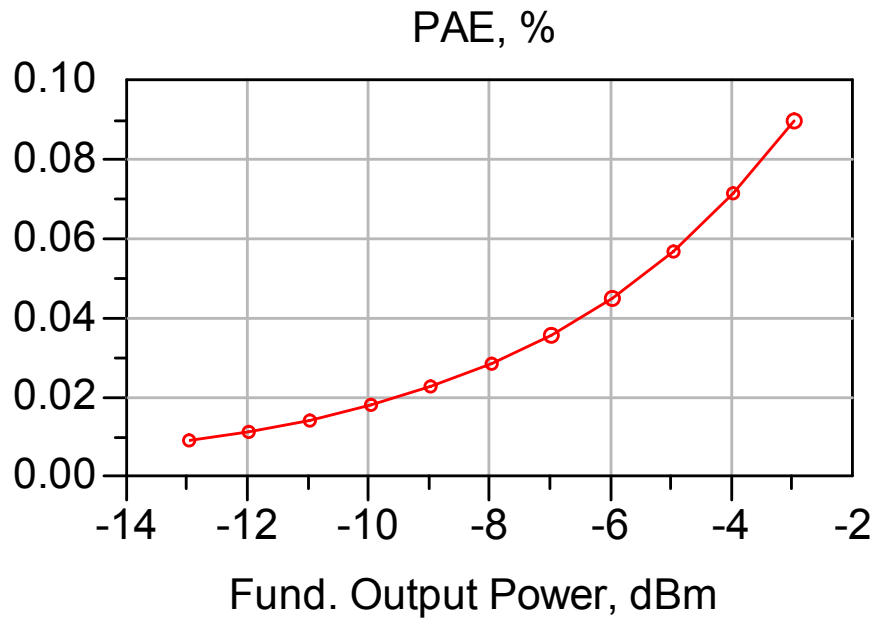
Σχήμα 7.4 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

Στο φάσμα εξόδου βλέπουμε το σήμα μας (140MHz) καθώς και πολλαπλάσιά του που παράγονται (αρμονικές).

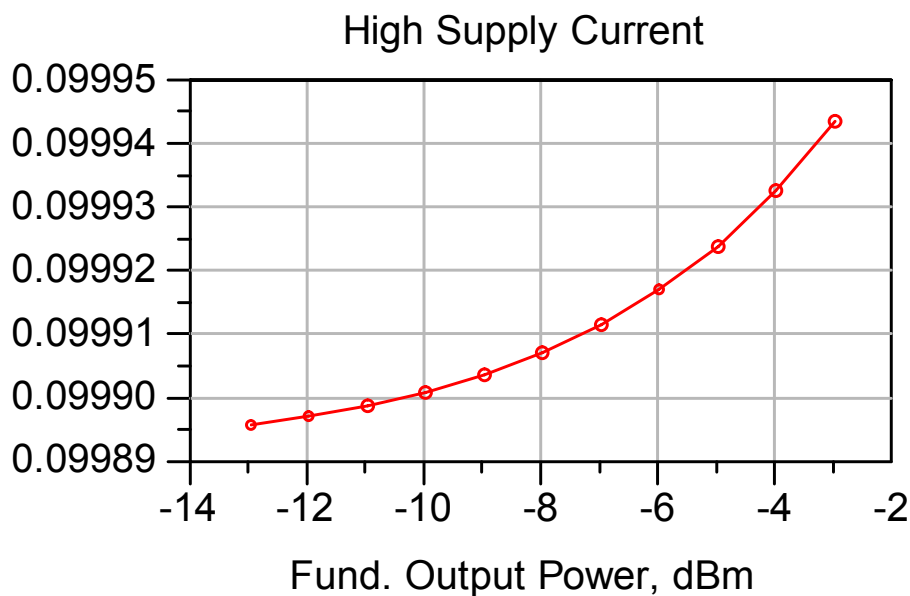


Σχήμα 7.5 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος εξόδου.

Παρατηρούμε ότι το κέρδος ενίσχυσης παραμένει σχεδόν αμετάβλητο άρα ο ενισχυτής μας λειτουργεί γραμμικά σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου.

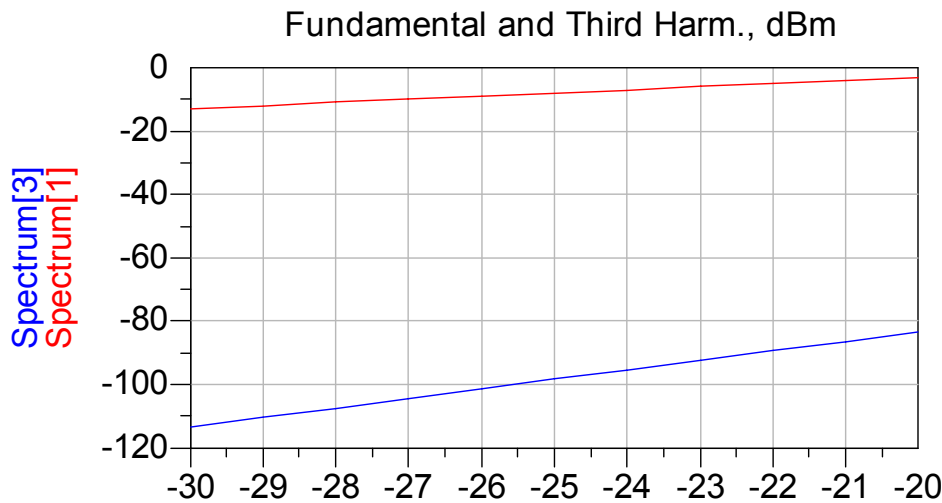


Σχήμα 7.6 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).



Σχήμα 7.7 Η ένταση του ρεύματος συναρτήσει της ισχύος εξόδου.

Στα προηγούμενα διαγράμματα παρατηρούμε ότι ο IF έχει μικρή αποδοτικότητα και κατανάλωση ρεύματος οι οποίες αυξάνονται με την αύξηση της ισχύος. Αυτό οφείλεται στο ότι δεν είναι ενισχυτής υψηλής ισχύος.



**Σχήμα 7.8** Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα, σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου, η τρίτη αρμονική υπολείπεται αρκετά της πρώτης. Έτσι, σε συνδυασμό και με την κλίση τους, το σημείο τομής τους (IP3) απέχει πολύ από τις τιμές ισχύος που μας ενδιαφέρουν. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην επηρεάζεται η γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

Στους παρακάτω πίνακες παρουσιάζονται οι τιμές της ισχύος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος (power-added efficiency), της κατανάλωσης ισχύος, του ρεύματος και της απόστασης των αρμονικών από το σήμα συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Η κατανάλωση ισχύος που έχουν τα στοιχεία μας είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος καθώς ο νανοδορυφόρος έχει περιορισμένες δυνατότητες παροχής ισχύος. Όπως βλέπουμε στον πίνακα 7.2 ο ενισχυτής IF έχει πολύ μικρή κατανάλωση που είναι και το επιθυμητό.



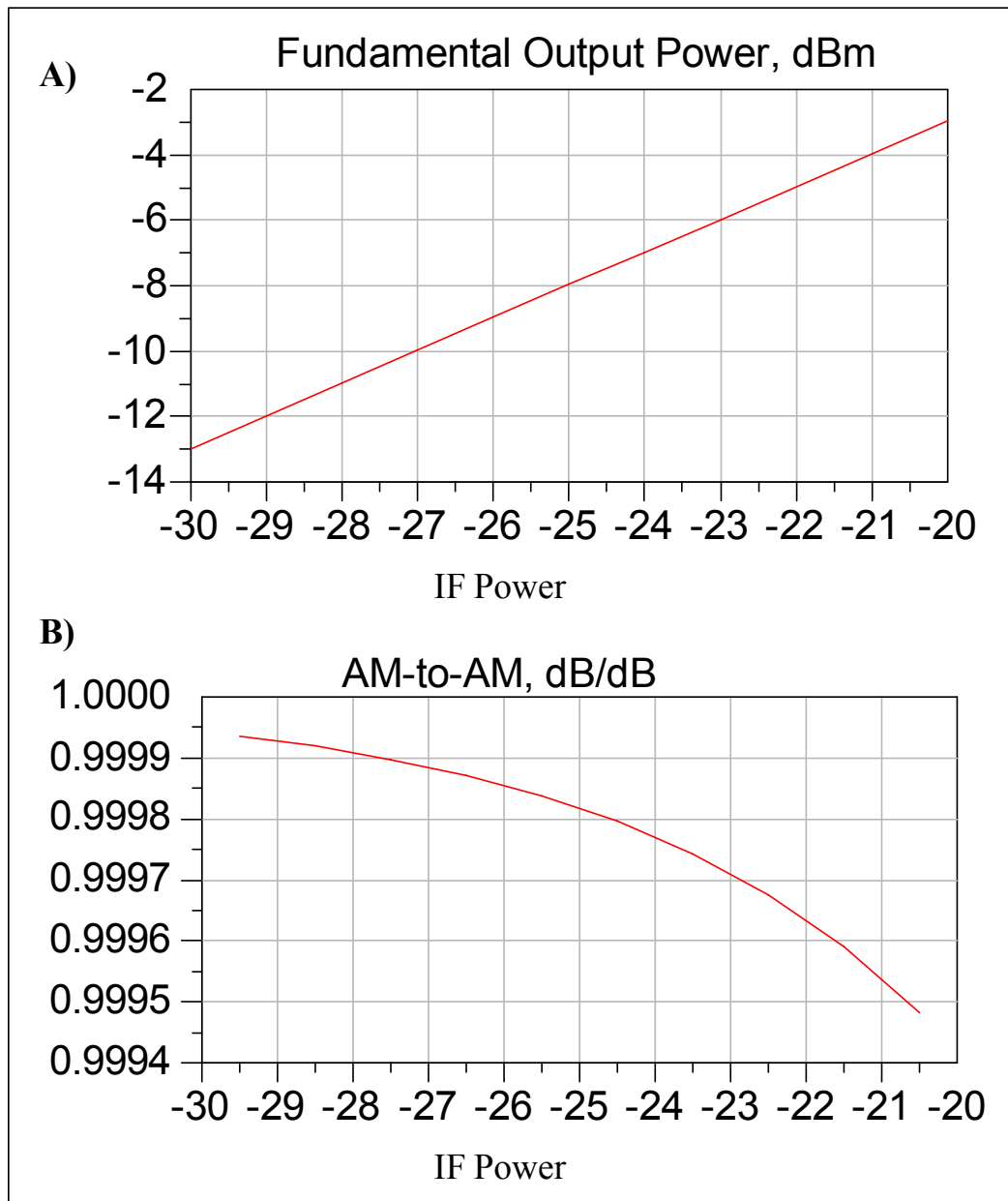
Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current
-30.000	-12.971	17.029	0.014	0.350	0.100
-29.000	-11.971	17.029	0.018	0.350	0.100
-28.000	-10.971	17.029	0.022	0.350	0.100
-27.000	-9.971	17.029	0.028	0.350	0.100
-26.000	-8.972	17.028	0.036	0.350	0.100
-25.000	-7.972	17.028	0.045	0.350	0.100
-24.000	-6.972	17.028	0.056	0.350	0.100
-23.000	-5.972	17.028	0.071	0.350	0.100
-22.000	-4.972	17.028	0.089	0.350	0.100
-21.000	-3.973	17.027	0.112	0.350	0.100
-20.000	-2.973	17.027	0.141	0.350	0.100

Πίνακας 7.2

Available Source Power dBm	Second Harmonic dBc	Third Harmonic dBc	Fourth Harmonic dBc	Fifth Harmonic dBc
-30.00	-64.93	-100.5	-146.4	-188.0
-29.00	-63.93	-98.49	-143.4	-184.0
-28.00	-62.93	-96.49	-140.4	-180.1
-27.00	-61.93	-94.48	-137.4	-177.1
-26.00	-60.93	-92.48	-134.5	-174.2
-25.00	-59.93	-90.48	-131.5	-170.2
-24.00	-58.93	-88.48	-128.6	-166.6
-23.00	-57.93	-86.48	-125.8	-154.1
-22.00	-56.93	-84.47	-122.9	-144.8
-21.00	-55.92	-82.47	-119.8	-137.1
-20.00	-54.92	-80.47	-116.6	-131.4

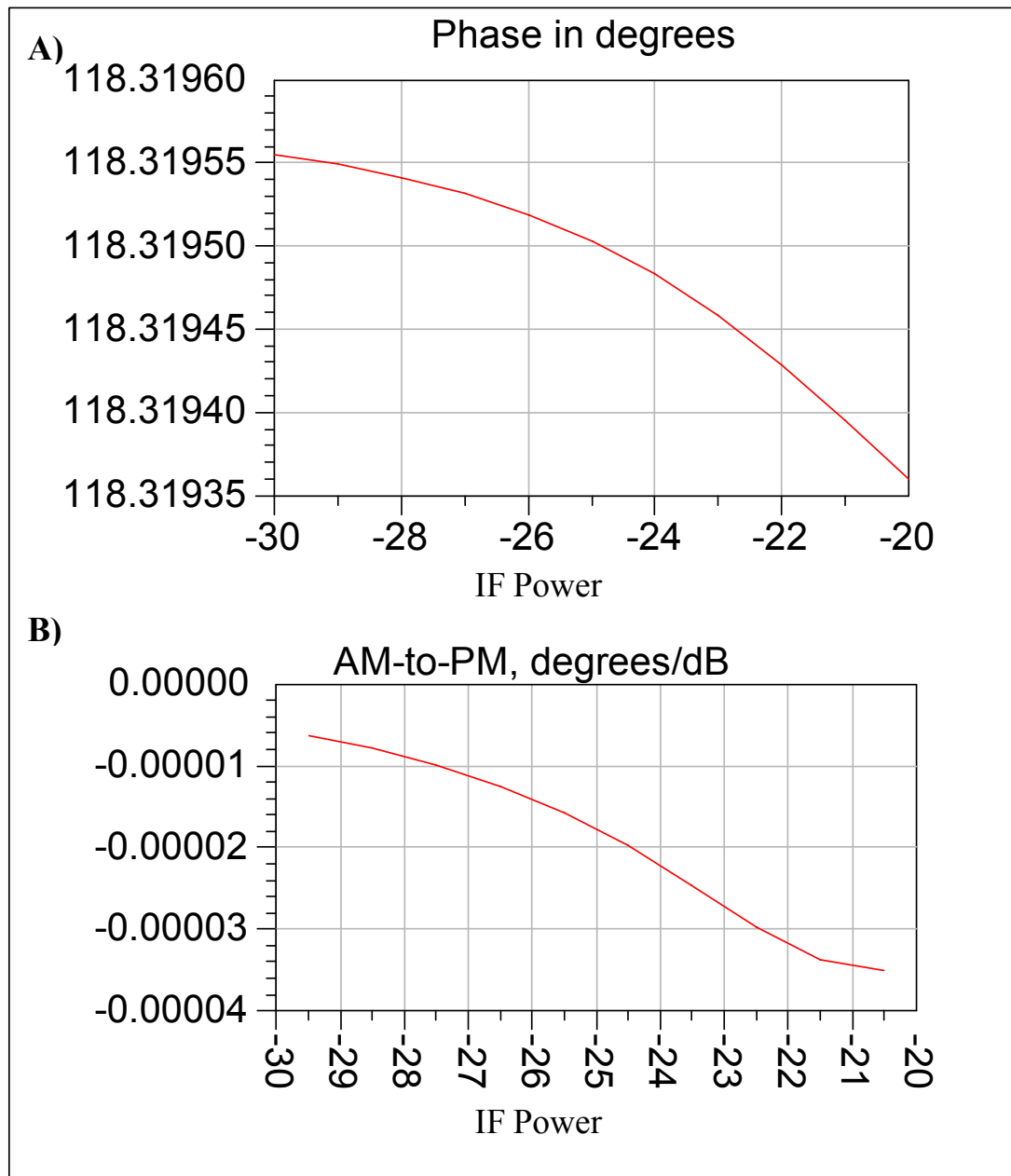
Πίνακας 7.3

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος.



Σχήμα 7.9 Α. Μεταφορά ισχύος.  
Β. Κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης  
(συντελεστής μετατροπής AM/AM).

Από τα διαγράμματα Α και Β γίνεται εμφανής η γραμμική λειτουργία του ενισχυτή μας αφού ο συντελεστής μετατροπής είναι περίπου ίσος με ένα για όλες τις τιμές ισχύος,



**Σχήμα 7.10** A. Μετατόπιση φάσης.  
 B. Σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης  
 (συντελεστής μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους  
 προς διαμόρφωσης φάσης, AM/PM).

Στο διάγραμμα A παρατηρούμε ότι η φάση με την αύξηση της ισχύος μετατοπίζεται κατά 0.0002 μοίρες, δηλαδή παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητη. Αυτό επιβεβαιώνεται και από τις πολύ μικρές τιμές του συντελεστή AM/PM και συμβαδίζει με το προηγούμενο συμπέρασμά μας ότι ο ενισχυτής είναι γραμμικός.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι πίνακες 7.4, 7.5 που περιέχουν τις αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Change in Gain Relative to Gain at 1st Input Power, dB	Delta Phase Shift degrees
-30.000	-12.971	17.029	0.000	0.000
-29.000	-11.971	17.029	-6.470E-5	-6.251E-6
-28.000	-10.971	17.029	-1.462E-4	-1.412E-5
-27.000	-9.971	17.029	-2.487E-4	-2.403E-5
-26.000	-8.972	17.028	-3.778E-4	-3.651E-5
-25.000	-7.972	17.028	-0.001	-5.223E-5
-24.000	-6.972	17.028	-0.001	-7.199E-5
-23.000	-5.972	17.028	-0.001	-9.666E-5
-22.000	-4.972	17.028	-0.001	-1.264E-4
-21.000	-3.973	17.027	-0.002	-1.601E-4
-20.000	-2.973	17.027	-0.002	-1.953E-4

Use these values in GComp7 section of S2D data file, with option line:  
# AC(GHZ S DBM DB R 50.0)

Πίνακας 7.4

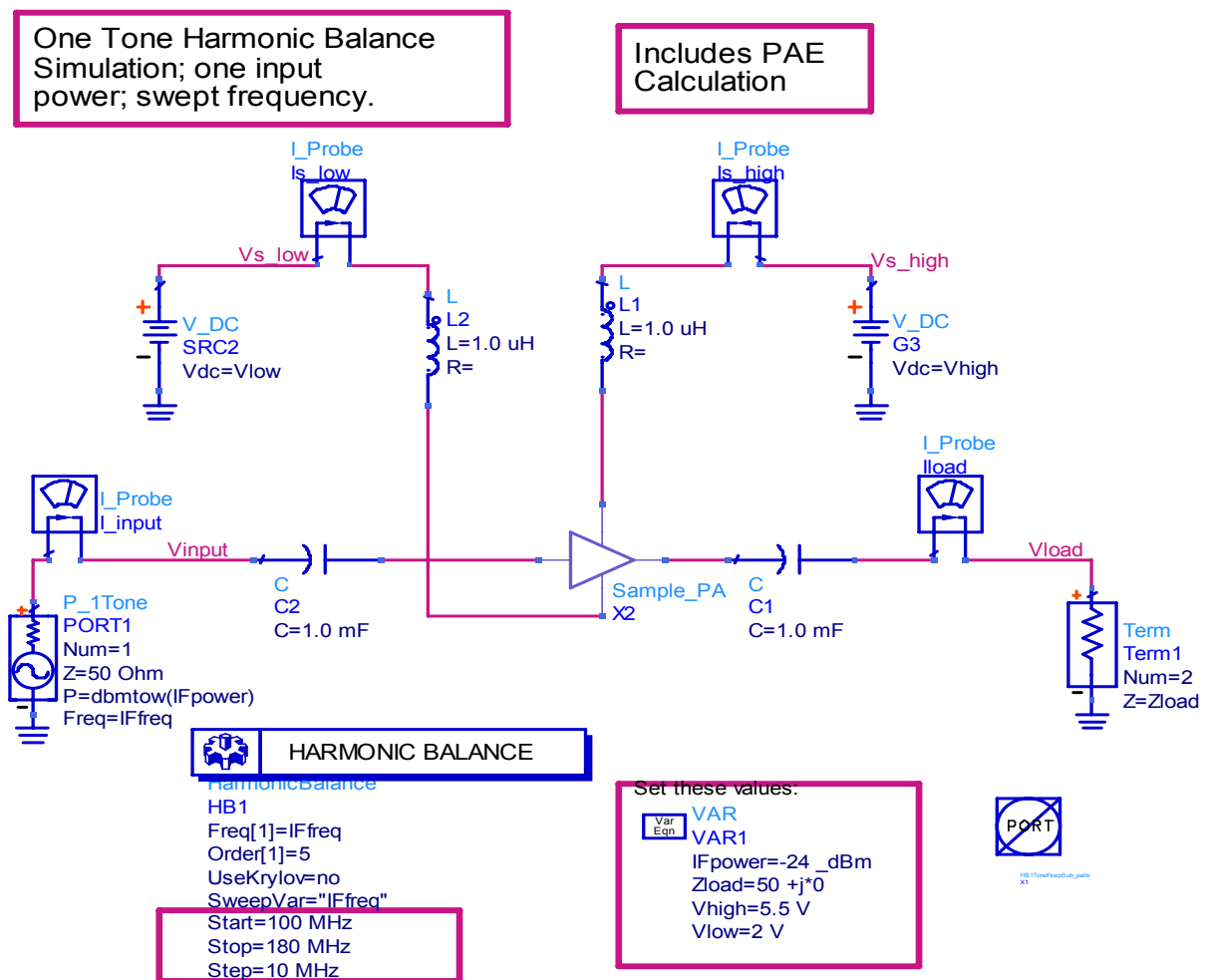
Available Source Power dBm	AM-to-AM dB/dB	AM-to-PM degrees/dB
-29.500	1.000	-6.251E-6
-28.500	1.000	-7.869E-6
-27.500	1.000	-9.908E-6
-26.500	1.000	-1.248E-5
-25.500	1.000	-1.572E-5
-24.500	1.000	-1.976E-5
-23.500	1.000	-2.466E-5
-22.500	1.000	-2.977E-5
-21.500	1.000	-3.371E-5
-20.500	0.999	-3.515E-5

Πίνακας 7.5

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

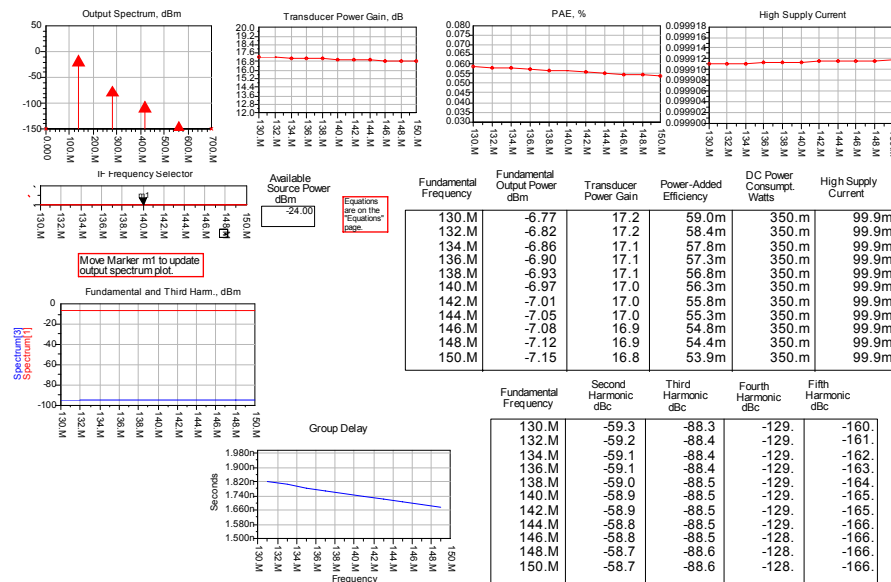
- Στο φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από τις αρμονικές που παράγονται.
- Το κέρδος μετατροπής του ενισχυτή είναι σταθερό, οπότε παρουσιάζει ομαλή λειτουργία σε όλες τις τιμές της ισχύος εισόδου.
- Το σήμα δεν επηρεάζεται από την αρμονική τρίτης τάξης καθώς αυτή υπολείπεται κατά πολύ της βασικής.
- Η κατανάλωση ισχύος είναι ικανοποιητική (0.35 Watt).
- Ο ενισχυτής λειτουργεί στην γραμμική περιοχή κάτι που επιβεβαιώνεται τόσο από την χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς ισχύος όσο και από την τιμή του συντελεστή AM/AM που είναι περίπου ίσος με τη μονάδα.
- Παρατηρούμε ότι δεν έχουμε μετατόπιση φάσης κάτι που γίνεται εμφανές στο διάγραμμα μετατόπισης φάσης.

### 7.1.1.2 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος



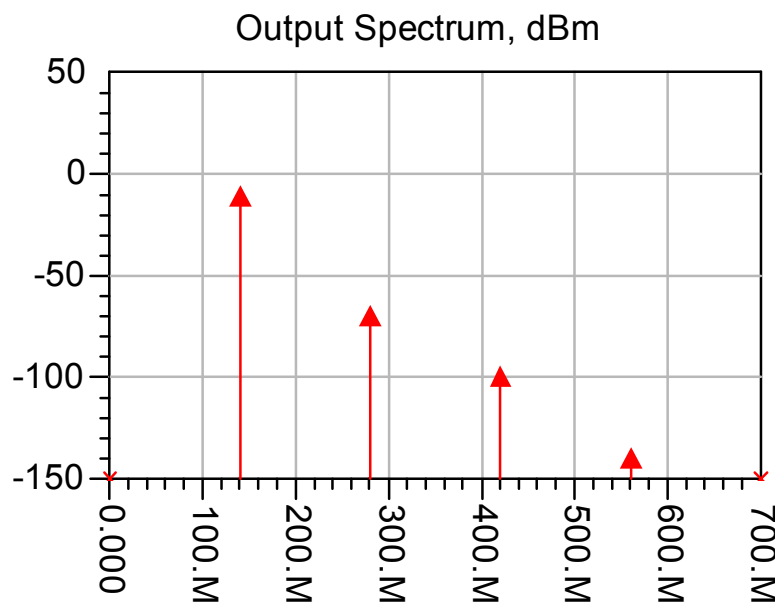
Σχήμα 7.11 Ο ενισχυτής IF σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε ισχύς σήματος εισόδου -24 dBm, τάσεις τροφοδοσίας  $V_{low}=2\text{ V}$  και  $V_{high}=5.5\text{ V}$  και συχνότητα λειτουργίας από 100 έως 200 MHz.

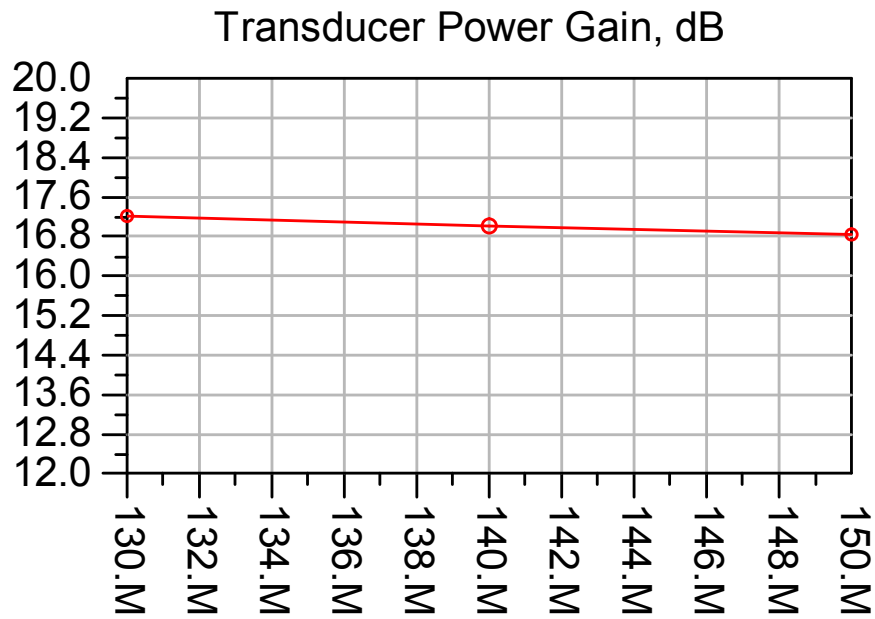


Σχήμα 7.12 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

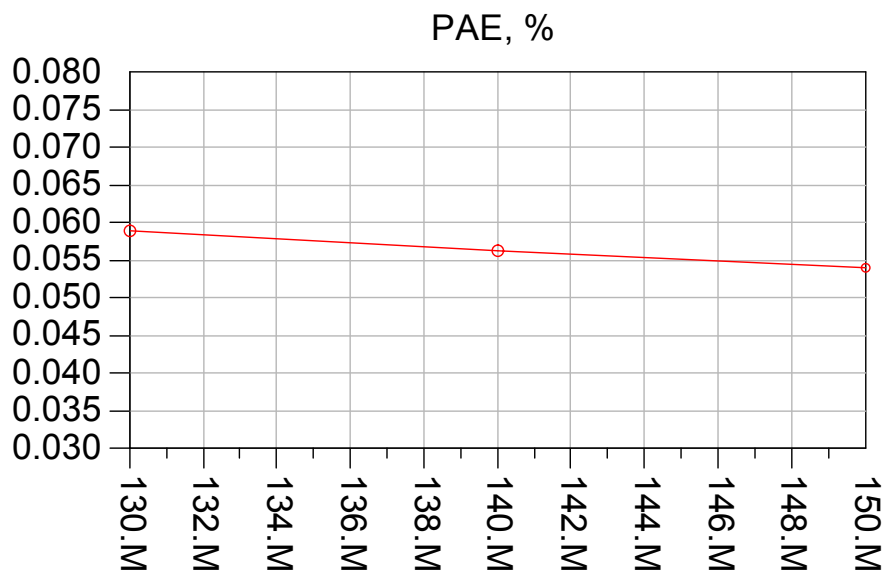
Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, της τρίτης αρμονικής, του ρεύματος και της χρονικής καθυστέρησης.



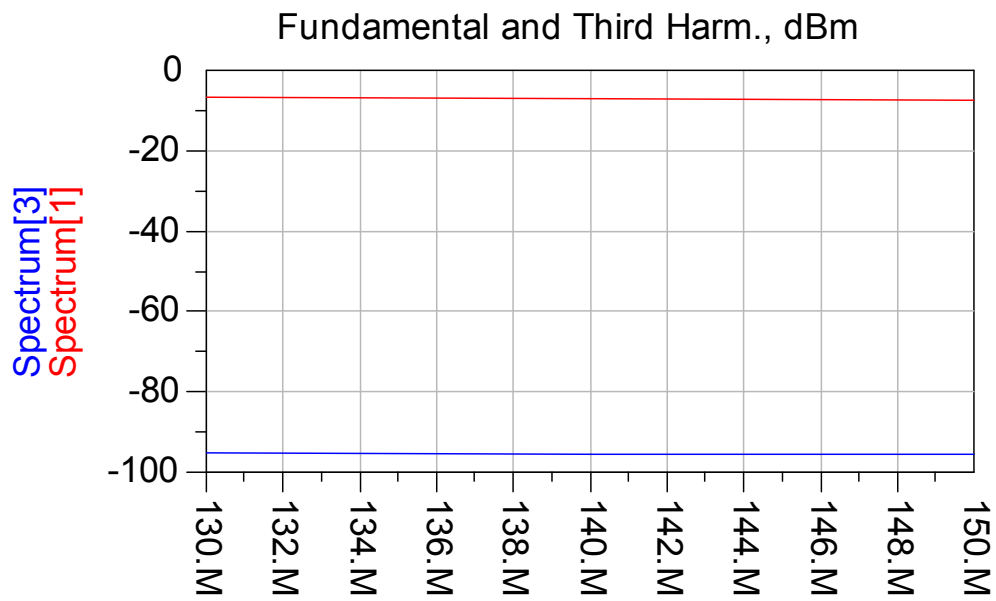
Σχήμα 7.13 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).



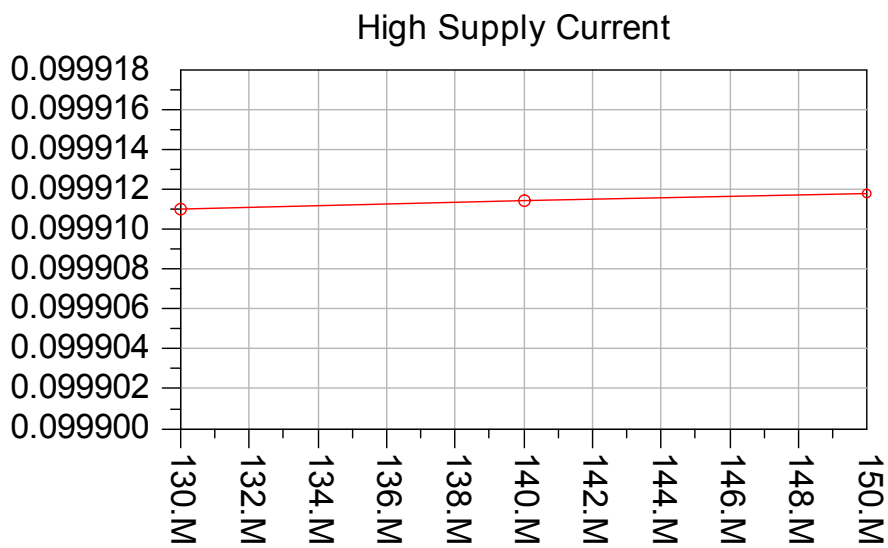
Σχήμα 7.14 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.15 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).

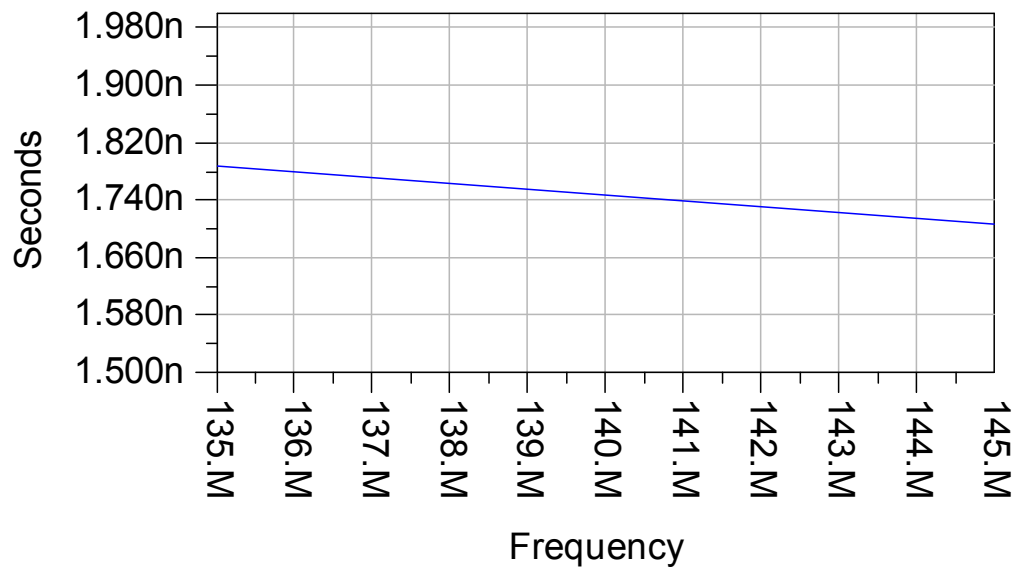


Σχήμα 7.16 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.17 Η ένταση του ρεύματος συναρτήσει της συχνότητας.





Σχήμα 7.18 Χρονική καθυστέρηση ενισχυτή.

Στους πίνακες που ακολουθούν περιέχονται συγκεντρωτικά οι αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Fundamental Frequency	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current
130.M	-6.77	17.2	59.0m	350.m	99.9m
132.M	-6.82	17.2	58.4m	350.m	99.9m
134.M	-6.86	17.1	57.8m	350.m	99.9m
136.M	-6.90	17.1	57.3m	350.m	99.9m
138.M	-6.93	17.1	56.8m	350.m	99.9m
140.M	-6.97	17.0	56.3m	350.m	99.9m
142.M	-7.01	17.0	55.8m	350.m	99.9m
144.M	-7.05	17.0	55.3m	350.m	99.9m
146.M	-7.08	16.9	54.8m	350.m	99.9m
148.M	-7.12	16.9	54.4m	350.m	99.9m
150.M	-7.15	16.8	53.9m	350.m	99.9m

Πίνακας 7.6

Fundamental Frequency	Second Harmonic dBc	Third Harmonic dBc	Fourth Harmonic dBc	Fifth Harmonic dBc
130.M	-59.3	-88.3	-129.	-160.
132.M	-59.2	-88.4	-129.	-161.
134.M	-59.1	-88.4	-129.	-162.
136.M	-59.1	-88.4	-129.	-163.
138.M	-59.0	-88.5	-129.	-164.
140.M	-58.9	-88.5	-129.	-165.
142.M	-58.9	-88.5	-129.	-165.
144.M	-58.8	-88.5	-129.	-166.
146.M	-58.8	-88.5	-128.	-166.
148.M	-58.7	-88.6	-128.	-166.
150.M	-58.7	-88.6	-128.	-166.

Πίνακας 7.7

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Το κέρδος μετατροπής και η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι σταθερά και ανεξάρτητα της συχνότητας (μέσα στο εύρος λειτουργίας 70-230 MHz) αφού επηρεάζονται μόνο από την ισχύ.
- Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή παραμένει σταθερή με τη μεταβολή της συχνότητας, οπότε και η τρίτη αρμονική υπολείπεται σταθερά της βασικής κατά 88 dB.
- Η κατανάλωση του ενισχυτή δεν μεταβάλλεται για διαφορετικές τιμές συχνότητας.

### 7.1.2 Ο προενισχυτής ισχύος (Driver Amplifier)

Ο Driver ενισχυτής αποτελεί την βαθμίδα προενίσχυσης του σήματος που οδηγείται στην είσοδο του HPA. Το βασικό του χαρακτηριστικό είναι η υψηλή απόδοση και ενίσχυση, οι οποίες όμως έχουν ως επακόλουθο την σχετικά υψηλή κατανάλωση.

Τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή που μελετάμε είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Power Added Efficiency	42%
Κέρδος (G)	20 dB
Noise Figure	7dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

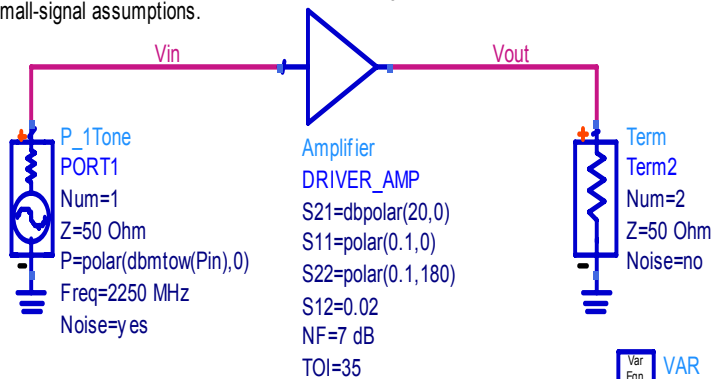
Πίνακας 7.8

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.1.2.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους

#### Simulation to Show Noise Degradation Through an Amplifier

The Envelope simulator is used, and the noise is limited to the Envelope bandwidth = 1/(simulation time step). Two simulations are run. One with the signal power off (-300 dBm), to model the noise by itself, and one with the signal on (-2 dBm.) With this Envelope simulation, noise is modeled as a time-domain signal, and there are no small-signal assumptions.



The available noise power in Watts per Hz is  $k \cdot T$ , where T is the simulation temperature in degrees Kelvin. For a simulation temperature of 25 C, the available noise power is  $k \cdot (25+273.15)$ , or -173.8 dBm/Hz.

**PARAMETER SWEEP**

ParamSweep  
 Sweep1  
 SweepVar="Pin"  
 SimInstanceName[1]="Env 1"  
 SimInstanceName[2]=  
 SimInstanceName[3]=  
 SimInstanceName[4]=  
 SimInstanceName[5]=  
 SimInstanceName[6]=  
 Start=-300  
 Stop=-2  
 Lin=2

**OPTIONS**

Options  
 Options1  
 Temp=25

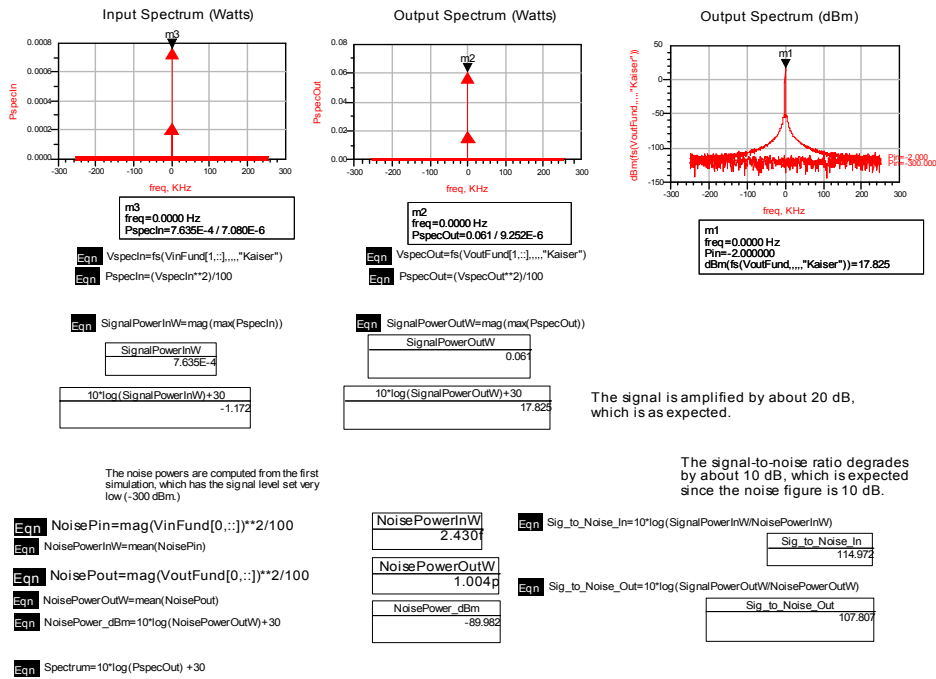
**ENVELOPE**

Envelope  
 Env 1  
 Freq[1]=2250 MHz  
 Order[1]=7  
 Env Noise=yes  
 Stop=2000 usec  
 Step=2 usec  
 EquationName[1]="VinFund"  
 EquationName[2]="VoutFund"

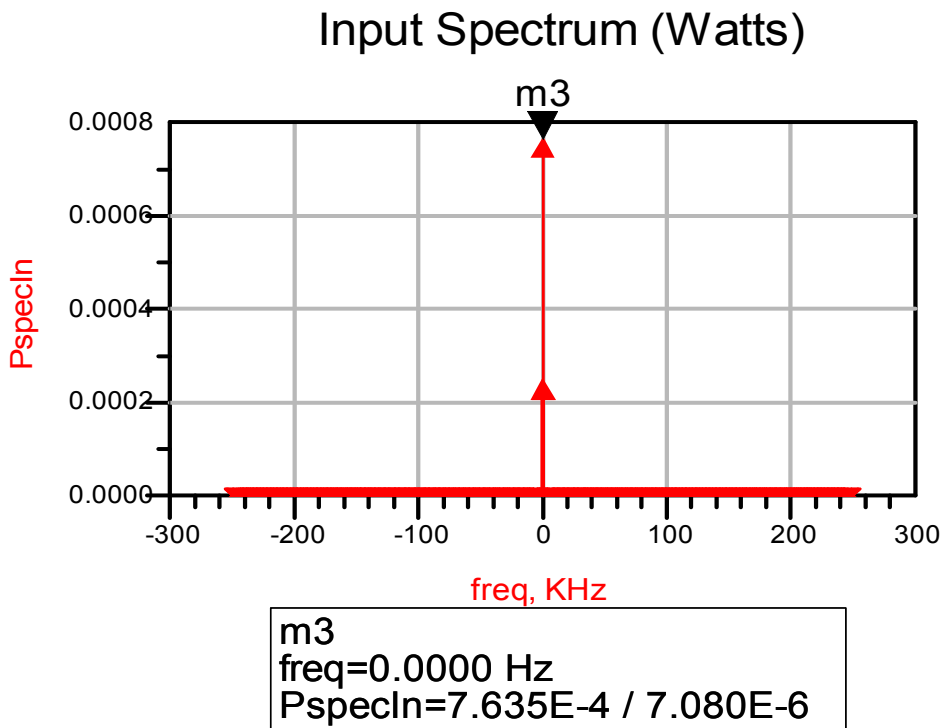
VAR  
 VAR1  
 Pin=-2  
 MeasEqn  
 meas1  
 VinFund=Vin[1]  
 VoutFund=Vout[1]

Σχήμα 7.19 Ο ενισχυτής Driver PA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2250 MHz, σήμα εισόδου -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 20 dB.

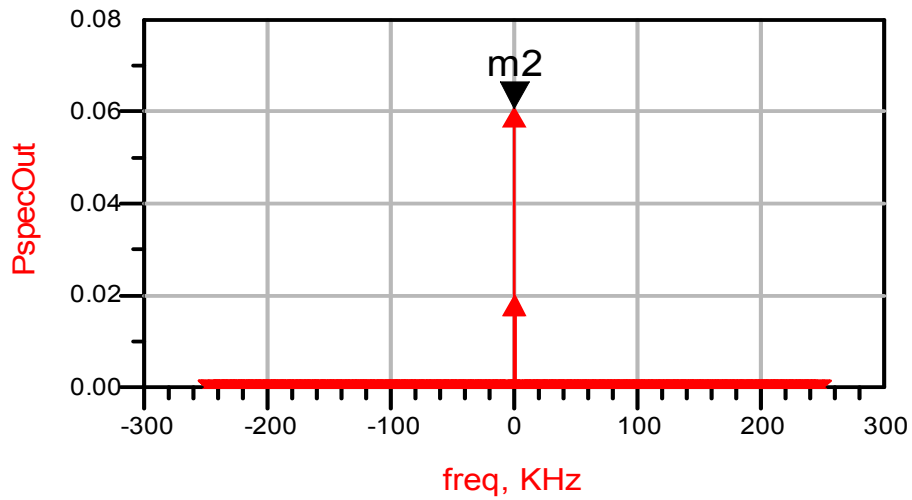


Σχήμα 7.20 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.



Σχήμα 7.21 Το φάσμα εισόδου του ενισχυτή (Watts).

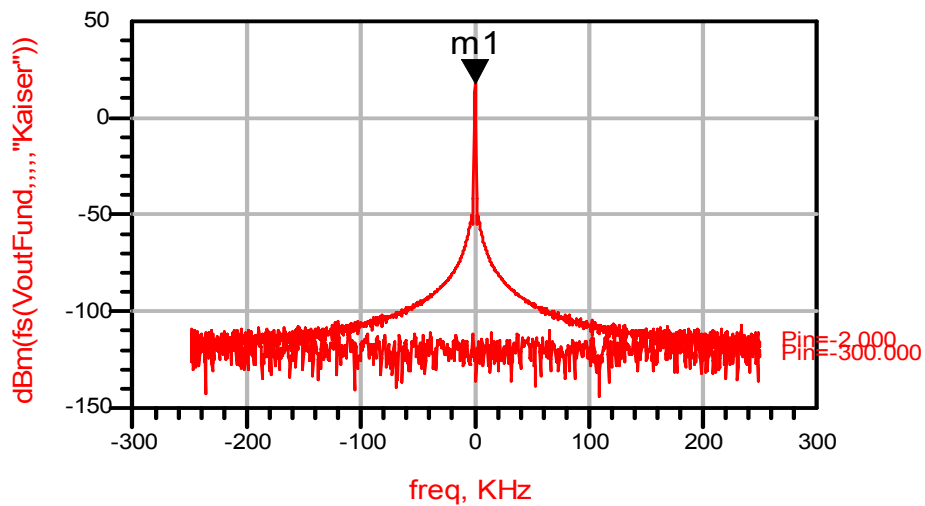
### Output Spectrum (Watts)



m2 freq=0.0000 Hz PspecOut=0.061 / 9.252E-6
---

Σχήμα 7.22 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (Watts).

### Output Spectrum (dBm)



m1 freq=0.0000 Hz Pin=-2.000000 dBm(fs(VoutFund,,,,,"Kaiser"))=17.825
--

Σχήμα 7.23 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

SignalPowerInW	7.635E-4
$10 \cdot \log(\text{SignalPowerInW}) + 30$	-1.172

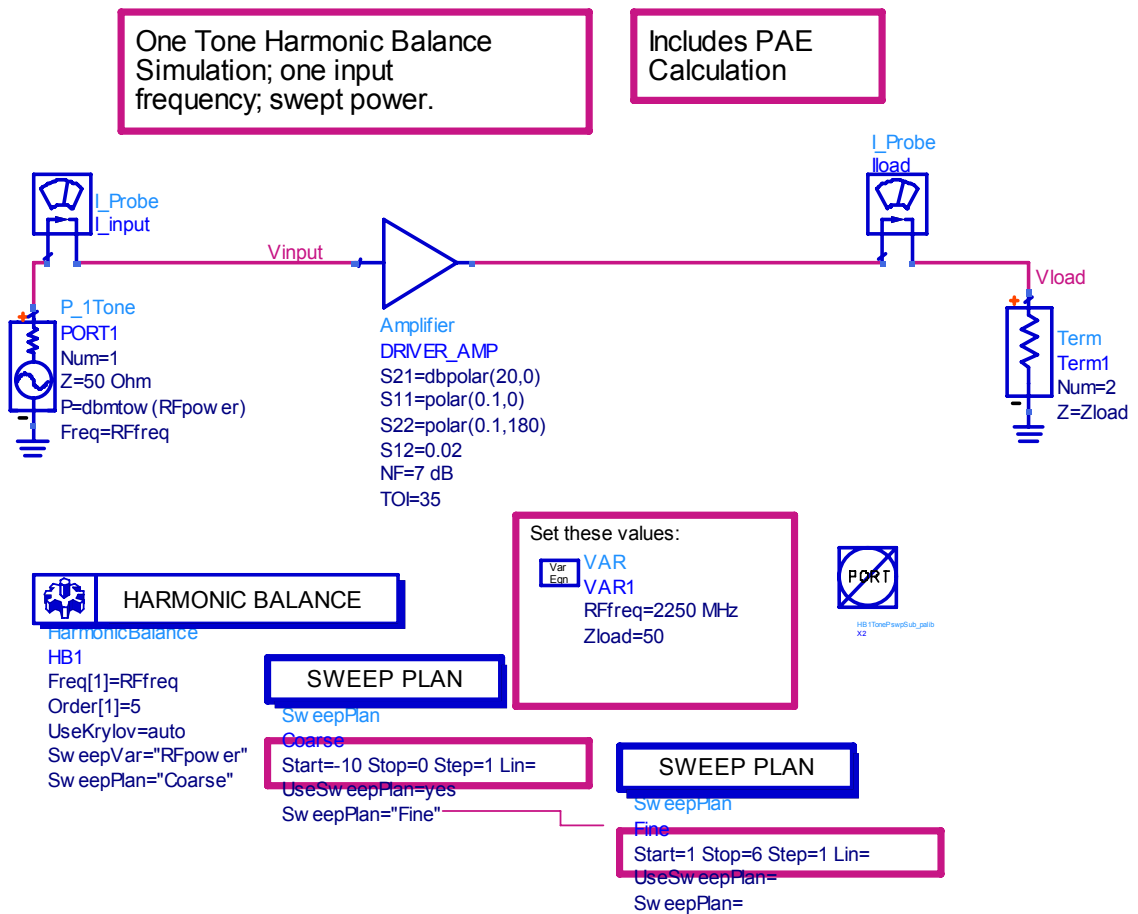
SignalPowerOutW	0.061
$10 \cdot \log(\text{SignalPowerOutW}) + 30$	17.825

The signal is amplified by about 20 dB, which is as expected.

Σχήμα 7.24 Οι τιμές του σήματος εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.

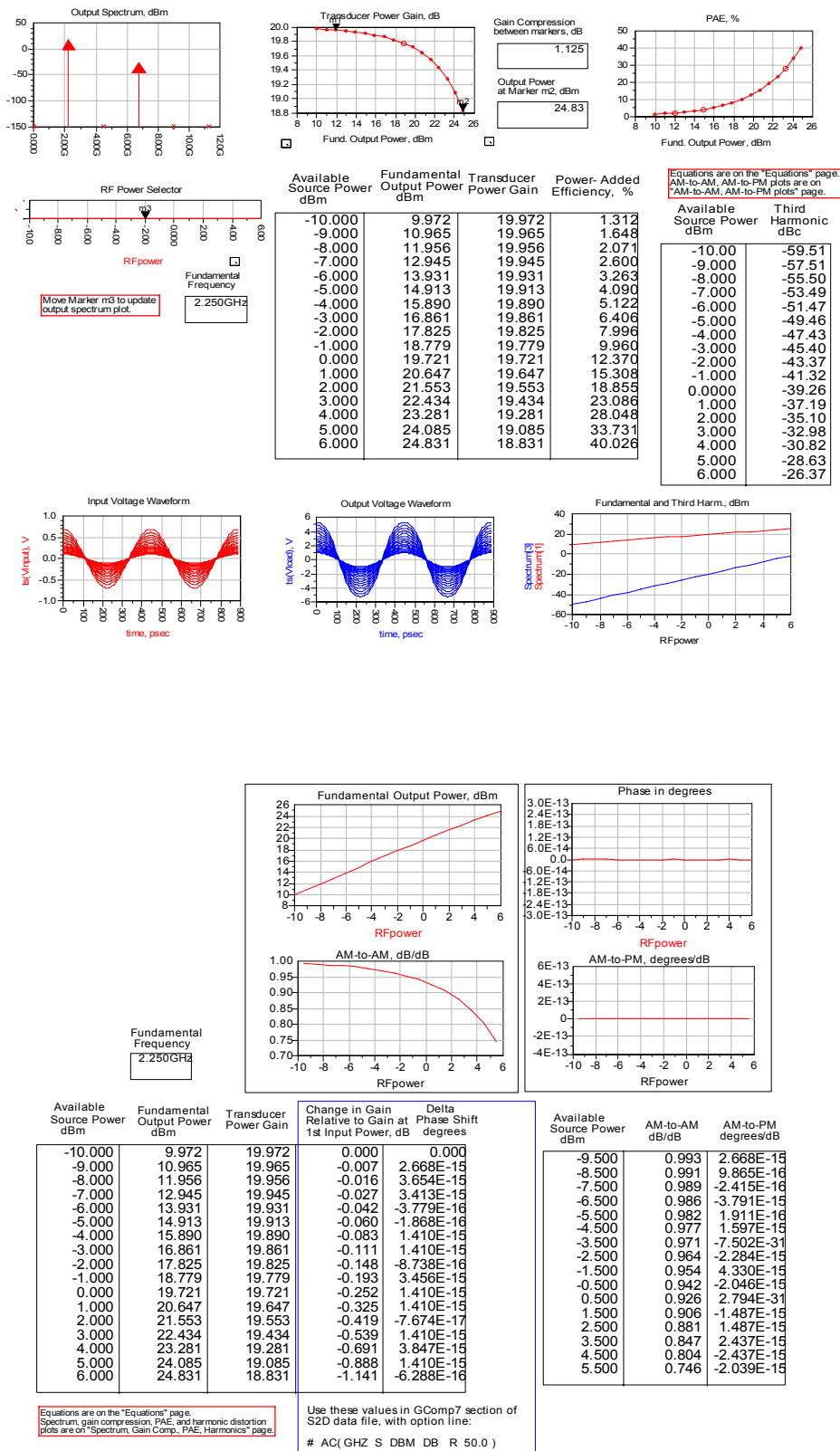
Στα φάσματα εισόδου και εξόδου βλέπουμε την στάθμη του σήματος, των παραγώγων και του θορύβου. Είναι εμφανές ότι το σήμα είναι πολύ πιο ισχυρό από το θόρυβο. Συγκρίνοντας τα δύο φάσματα παρατηρούμε ότι έχουμε ενίσχυση του σήματος και πιο συγκεκριμένα κατά 18.997 dB όπως φαίνεται από τους παραπάνω πίνακες. Η τιμή αυτή προσεγγίζει την επιθυμητή (20dB).

### 7.1.2.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου



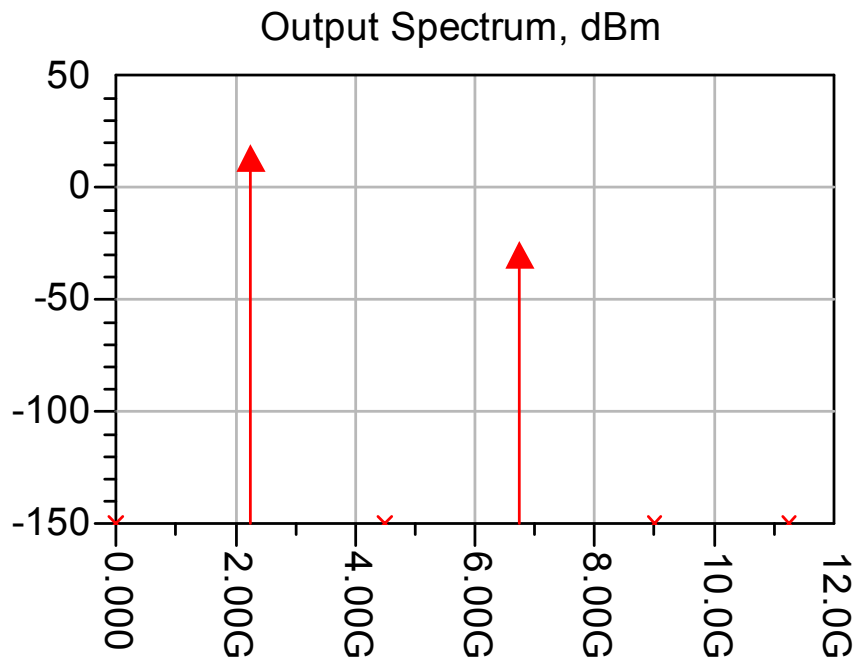
Σχήμα 7.25 Ο ενισχυτής Driver PA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2250 MHz, μεταβλητή ισχύς σήματος εισόδου από -10 έως 6 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 20 dB.

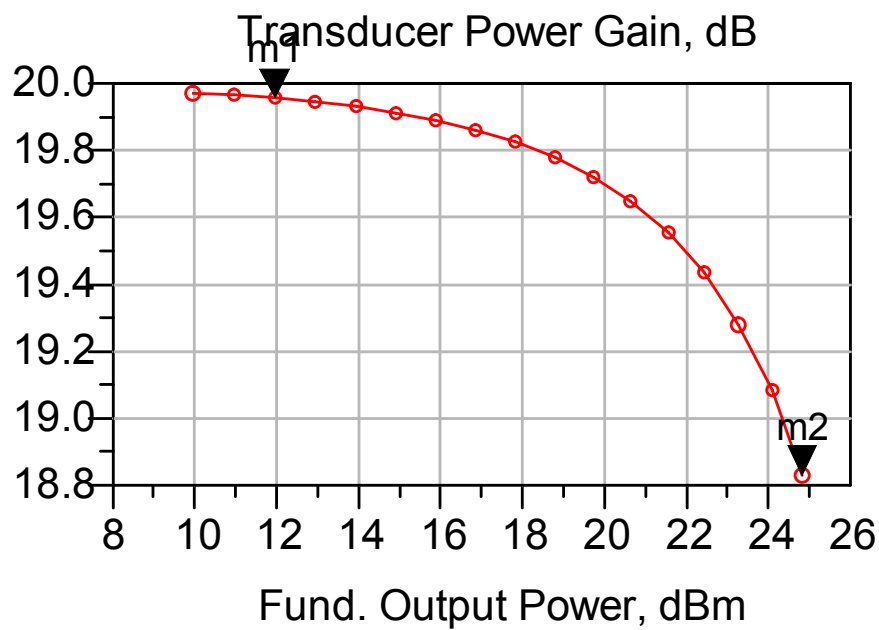


Σχήμα 7.26 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της τάσης εισόδου-εξόδου, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος και της τρίτης αρμονικής.



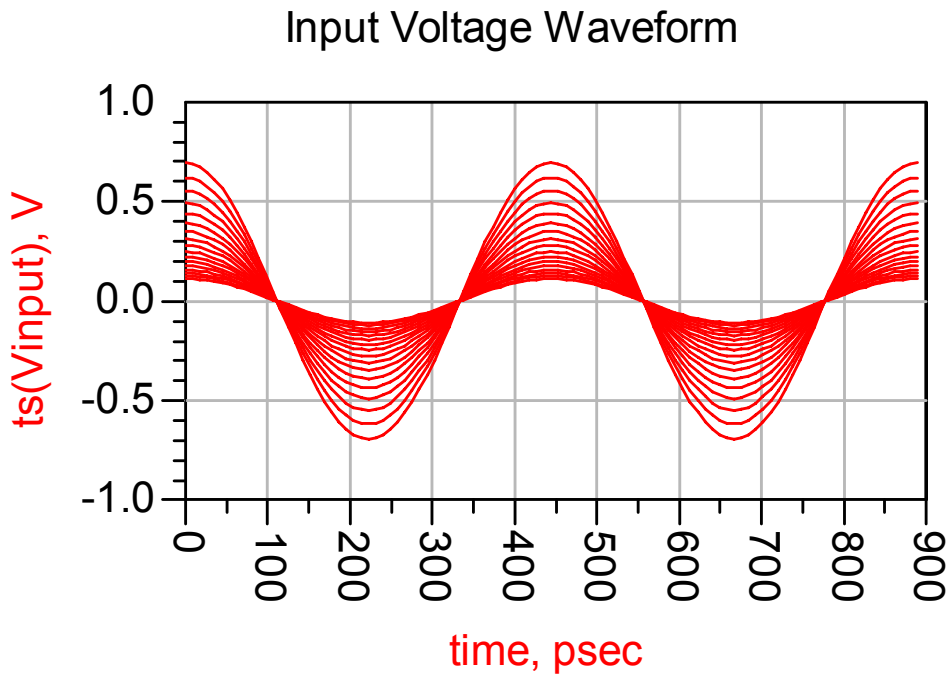
Σχήμα 7.27 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).



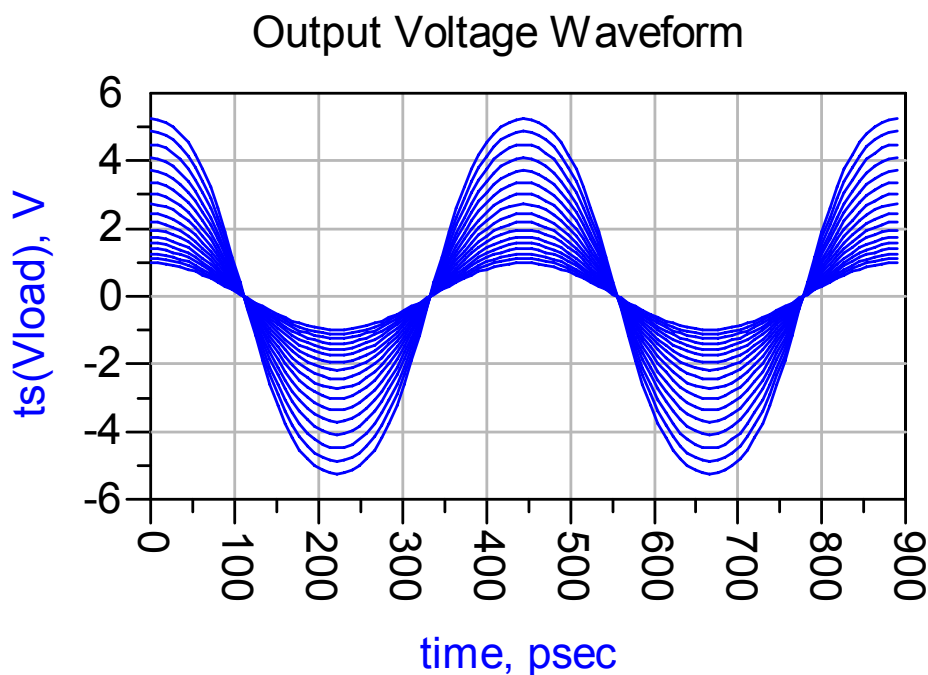
Σχήμα 7.28 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτίζεται της ισχύος εξόδου.



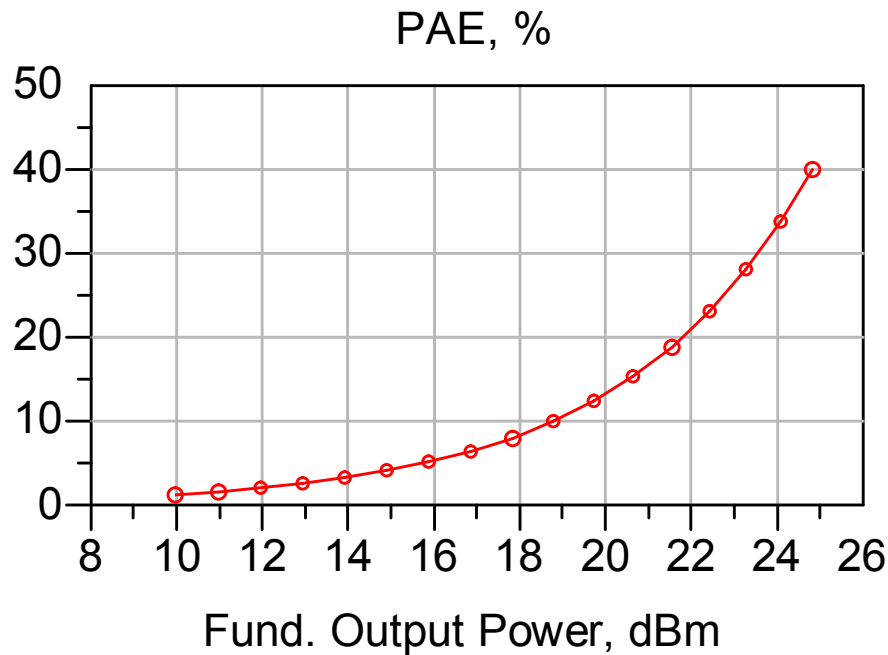
Παρατηρούμε ότι για τις διάφορες τιμές της ισχύος εισόδου, η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή δεν ξεπερνά το 1dB. Δηλαδή, δουλεύει στην γραμμική περιοχή χωρίς να πλησιάζει την περιοχή του κόρου.



Σχήμα 7.29 Κυματομορφή της τάσης εισόδου.

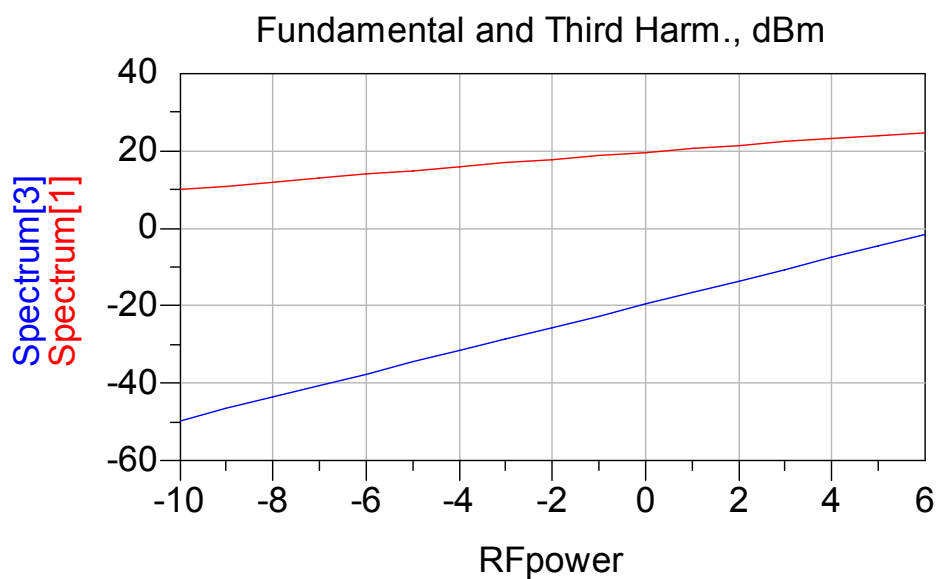


Σχήμα 7.30 Κυματομορφή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 7.31 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).

Ο Driver, ως ενισχυτής υψηλής ισχύος, αναμένεται να παρουσιάζει πολύ μεγαλύτερη αποδοτικότητα από τον ενισχυτή IF. Όπως βλέπουμε στο σχήμα 7.31 η αποδοτικότητα του ενισχυτή αυξάνεται με την αύξηση της ισχύος, κάτι που είναι αναμενόμενο ( αφού  $\eta = (P_{out} - P_{in}) / P_{DC}$  ), και φτάνει μέχρι το 40% που είναι ένα πολύ καλό ποσοστό.



Σχήμα 7.32 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

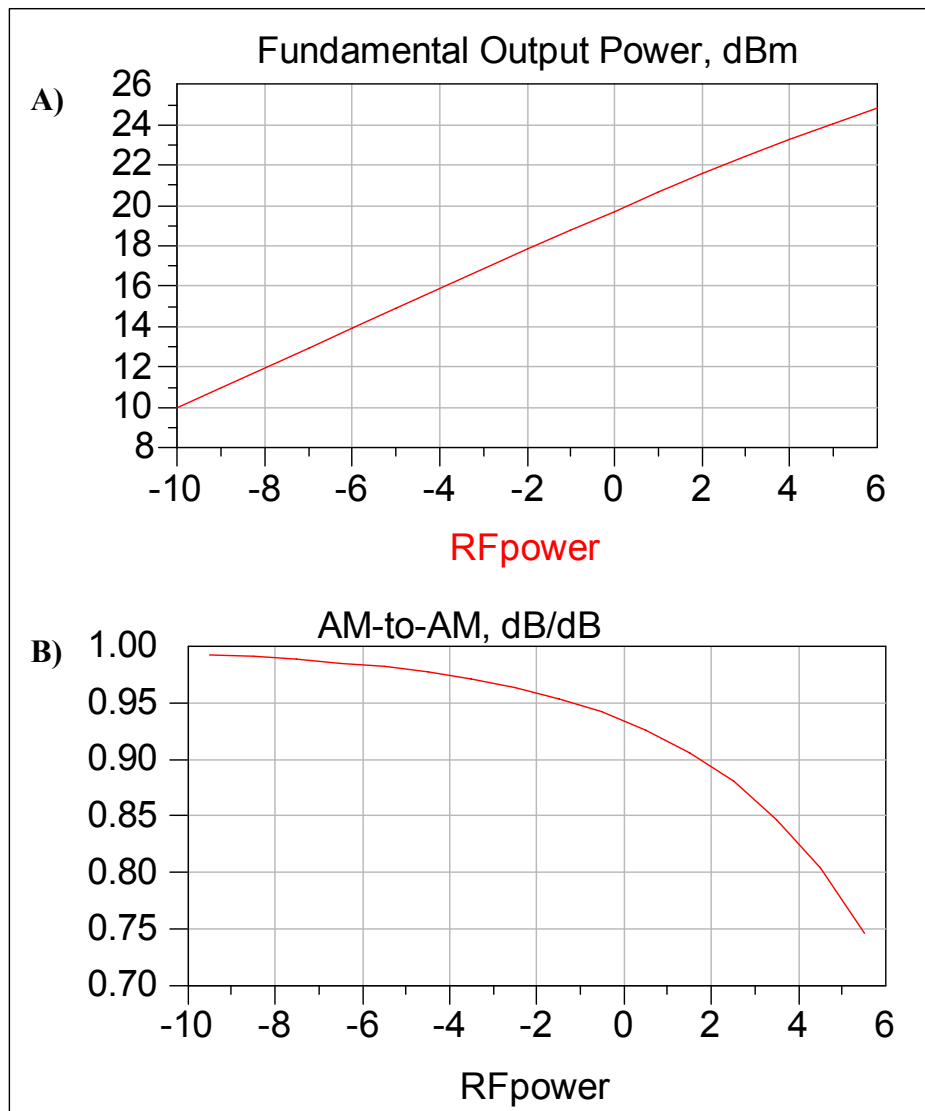
Όπως παρατηρούμε στο παραπάνω διάγραμμα, σε όλο το εύρος της ισχύος εισόδου, η τρίτη αρμονική υπολείπεται αρκετά της πρώτης με αποτέλεσμα να μην επηρεάζει την γραμμική λειτουργία του ενισχυτή.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές της ισχύος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος (power-added efficiency) και της απόστασης της πρώτης από την τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	Third Harmonic dBc
-10.000	9.972	19.972	1.312	-59.515
-9.000	10.965	19.965	1.648	-57.508
-8.000	11.956	19.956	2.071	-55.499
-7.000	12.945	19.945	2.600	-53.487
-6.000	13.931	19.931	3.263	-51.473
-5.000	14.913	19.913	4.090	-49.455
-4.000	15.890	19.890	5.122	-47.432
-3.000	16.861	19.861	6.406	-45.404
-2.000	17.825	19.825	7.996	-43.367
-1.000	18.779	19.779	9.960	-41.321
0.000	19.721	19.721	12.370	-39.263
1.000	20.647	19.647	15.308	-37.190
2.000	21.553	19.553	18.855	-35.096
3.000	22.434	19.434	23.086	-32.976
4.000	23.281	19.281	28.048	-30.824
5.000	24.085	19.085	33.731	-28.627
6.000	24.831	18.831	40.026	-26.374

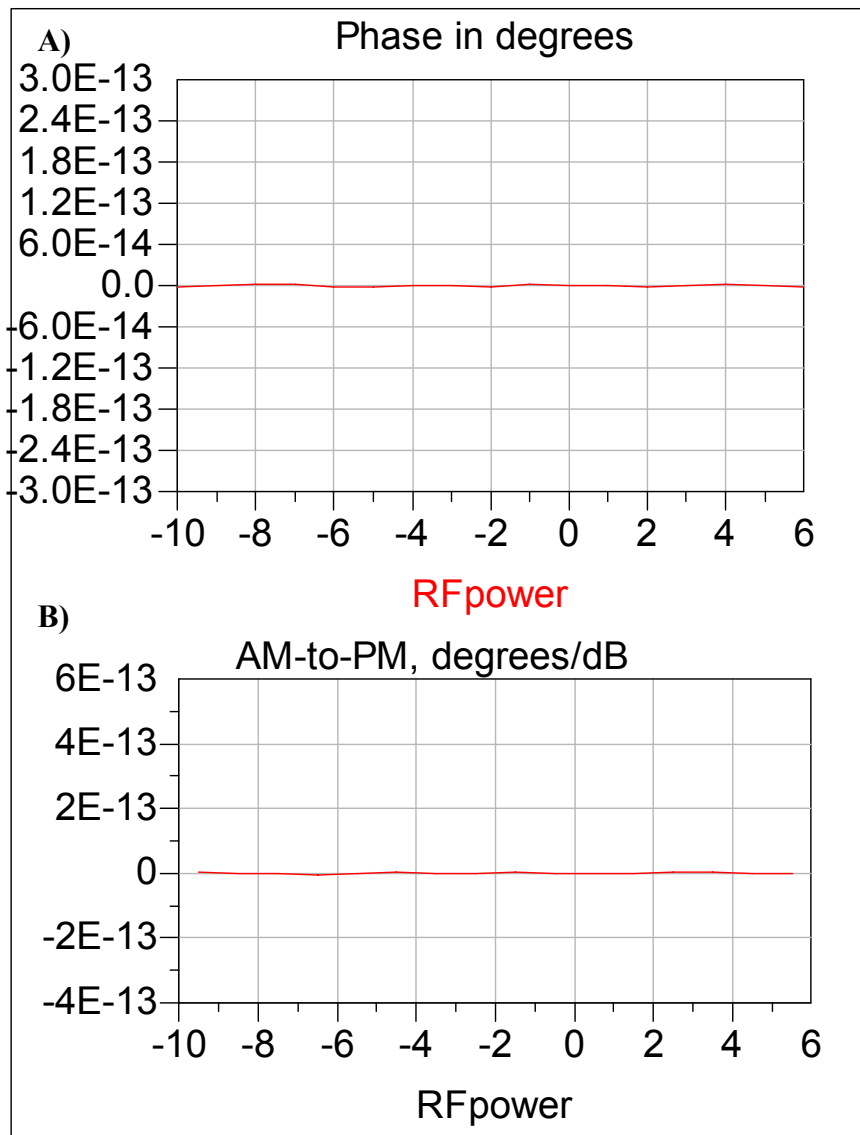
Πίνακας 7.9

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος.



**Σχήμα 7.33** A. Μεταφορά ισχύος.  
B. Κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης  
(συντελεστής μετατροπής AM/AM).

Από το διάγραμμα A και από την τιμή του συντελεστή στο διάγραμμα B γίνεται εμφανές ότι ο ενισχυτής μας λειτουργεί στην γραμμική περιοχή αφού ο συντελεστής μετατροπής, για τιμές εισόδου -10 έως 0 dBm, προσεγγίζει την μονάδα (0,99 έως 0,93).



**Σχήμα 7.34** A. Μετατόπιση φάσης.  
 B. Σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης  
 (συντελεστής μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους  
 προς διαμόρφωσης φάσης, AM/PM).

Όπως βλέπουμε στα παραπάνω διαγράμματα, η φάση του σήματος είναι σταθερή επιβεβαιώνοντας τη γραμμικότητα του ενισχυτή μας.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι πίνακες 7.10, 7.11 που περιέχουν τις αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Change in Gain Relative to Gain at 1st Input Power, dB	Delta Phase Shift degrees
-10.000	9.972	19.972	0.000	0.000
-9.000	10.965	19.965	-0.007	2.668E-15
-8.000	11.956	19.956	-0.016	3.654E-15
-7.000	12.945	19.945	-0.027	3.413E-15
-6.000	13.931	19.931	-0.042	-3.779E-16
-5.000	14.913	19.913	-0.060	-1.868E-16
-4.000	15.890	19.890	-0.083	1.410E-15
-3.000	16.861	19.861	-0.111	1.410E-15
-2.000	17.825	19.825	-0.148	-8.738E-16
-1.000	18.779	19.779	-0.193	3.456E-15
0.000	19.721	19.721	-0.252	1.410E-15
1.000	20.647	19.647	-0.325	1.410E-15
2.000	21.553	19.553	-0.419	-7.674E-17
3.000	22.434	19.434	-0.539	1.410E-15
4.000	23.281	19.281	-0.691	3.847E-15
5.000	24.085	19.085	-0.888	1.410E-15
6.000	24.831	18.831	-1.141	-6.288E-16

Use these values in GComp7 section of S2D data file, with option line:  
# AC( GHZ S DBM DB R 50.0 )

Πίνακας 7.10

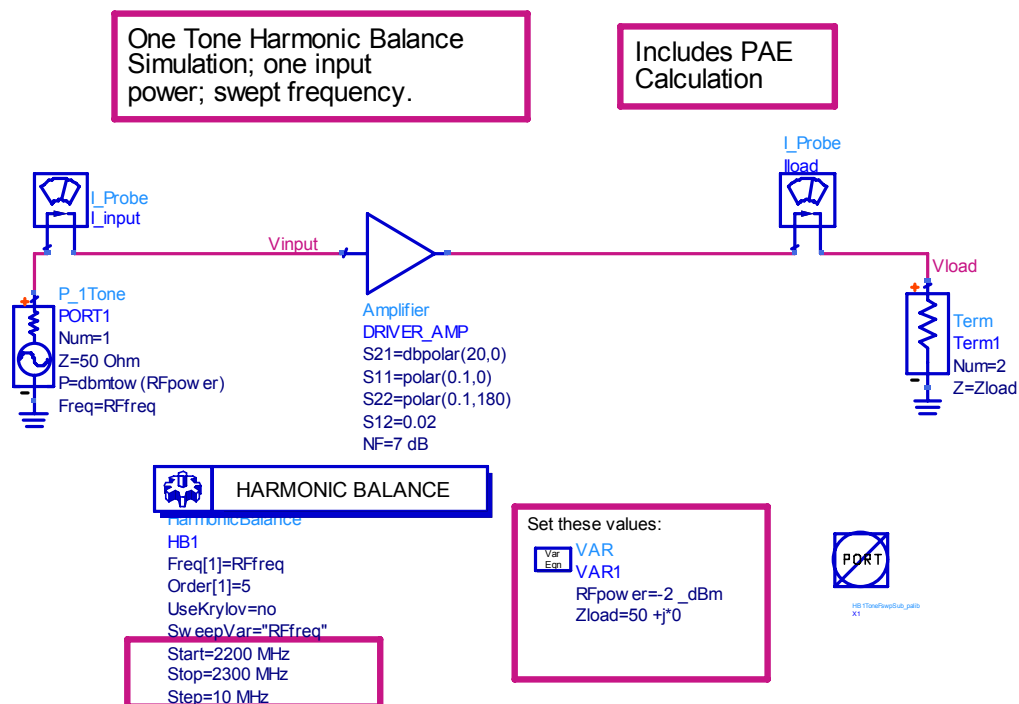
Available Source Power dBm	AM-to-AM dB/dB	AM-to-PM degrees/dB
-9.500	0.993	2.668E-15
-8.500	0.991	9.865E-16
-7.500	0.989	-2.415E-16
-6.500	0.986	-3.791E-15
-5.500	0.982	1.911E-16
-4.500	0.977	1.597E-15
-3.500	0.971	-7.502E-31
-2.500	0.964	-2.284E-15
-1.500	0.954	4.330E-15
-0.500	0.942	-2.046E-15
0.500	0.926	2.794E-31
1.500	0.906	-1.487E-15
2.500	0.881	1.487E-15
3.500	0.847	2.437E-15
4.500	0.804	-2.437E-15
5.500	0.746	-2.039E-15

Πίνακας 7.11

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

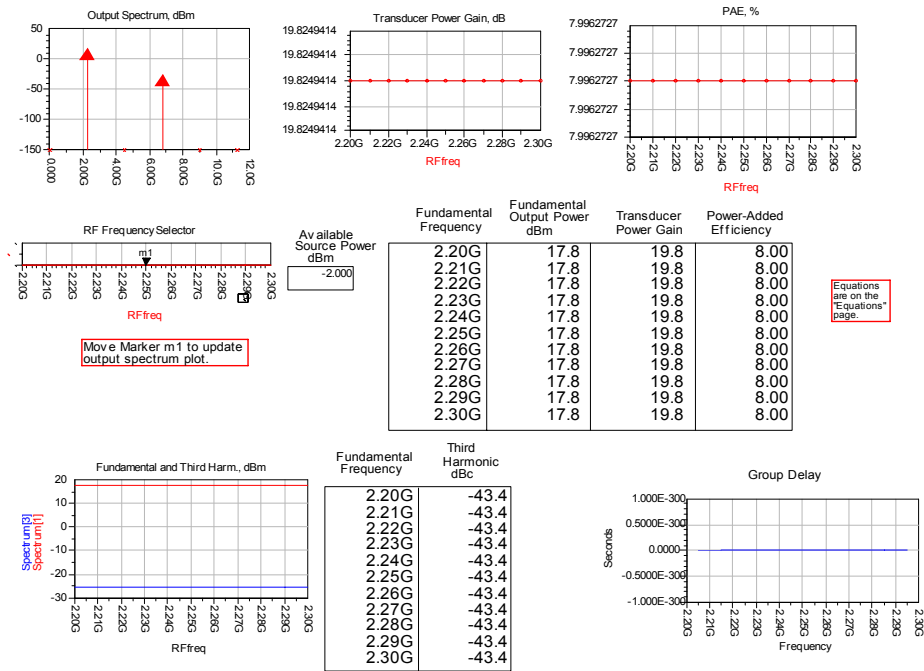
- Στο φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι το σήμα μας είναι πιο ισχυρό από την αρμονική τρίτης τάξης η οποία βρισκόμενη στα 6.750 GHz θα καταπιεστεί από το RF φίλτρο. Από το διάγραμμα της πρώτης και τρίτης αρμονικής, σε συνδυασμό με τον πίνακα 7.9, παρατηρούμε να μειώνεται η μεταξύ τους απόσταση, με την αύξηση της ισχύος, αλλά όχι τόσο ώστε να επηρεάζεται το σήμα μας.
- Το κέρδος μετατροπής του ενισχυτή μεταβάλλεται λιγότερο από 0.5 dB για τιμές ισχύος εισόδου από -4 έως 0 dB οπότε λειτουργεί ικανοποιητικά. Επίσης η αποδοτικότητα του φτάνει μέχρι το 40%.
- Ο ενισχυτής λειτουργεί στην γραμμική περιοχή κάτι που επιβεβαιώνεται τόσο από την χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς ισχύος όσο και από την τιμή του συντελεστή AM/AM που προσεγγίζει τη μονάδα.
- Κατά την ενίσχυση του σήματος, συγκρίνοντας τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου, παρατηρούμε ότι δεν έχουμε μετατόπιση φάσης κάτι που γίνεται εμφανές και στο διάγραμμα μετατόπισης φάσης.

### 7.1.2.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος



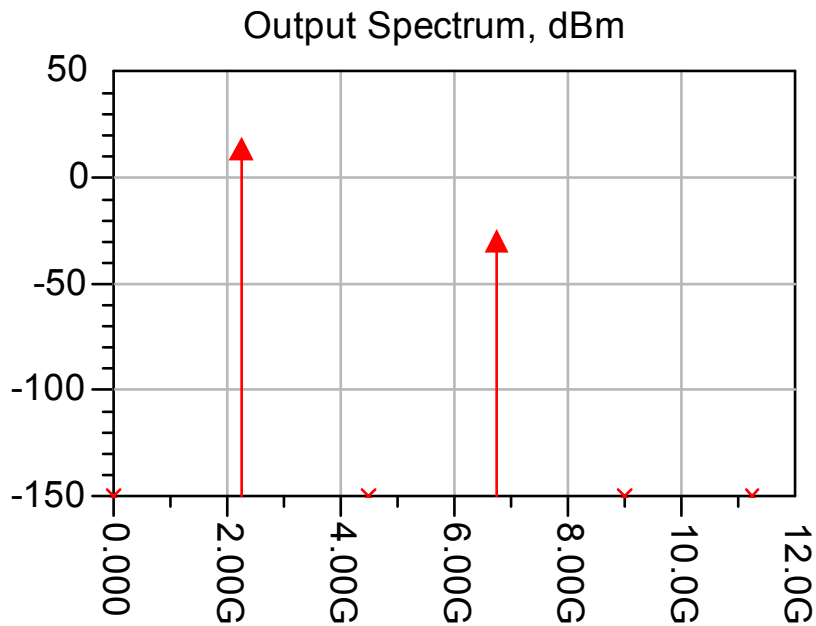
Σχήμα 7.35 Ο ενισχυτής Driver PA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε ισχύς σήματος εισόδου -2 dBm, επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 20 dB και συχνότητα λειτουργίας από 2200 έως 2300 MHz .



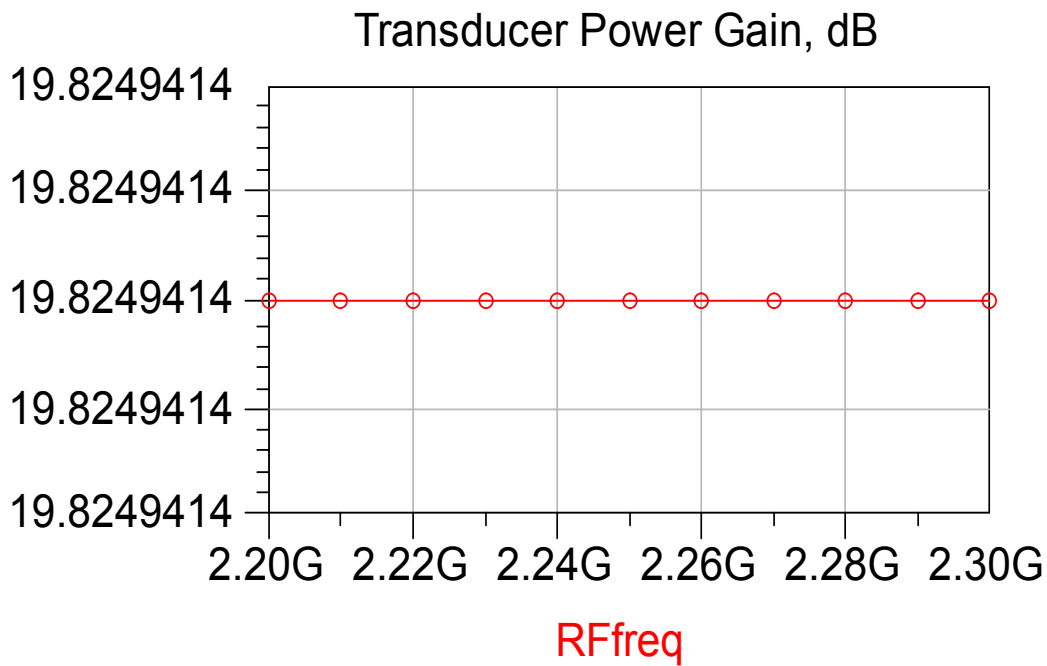
Σχήμα 7.36 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, της τρίτης αρμονικής και της χρονικής καθυστέρησης.

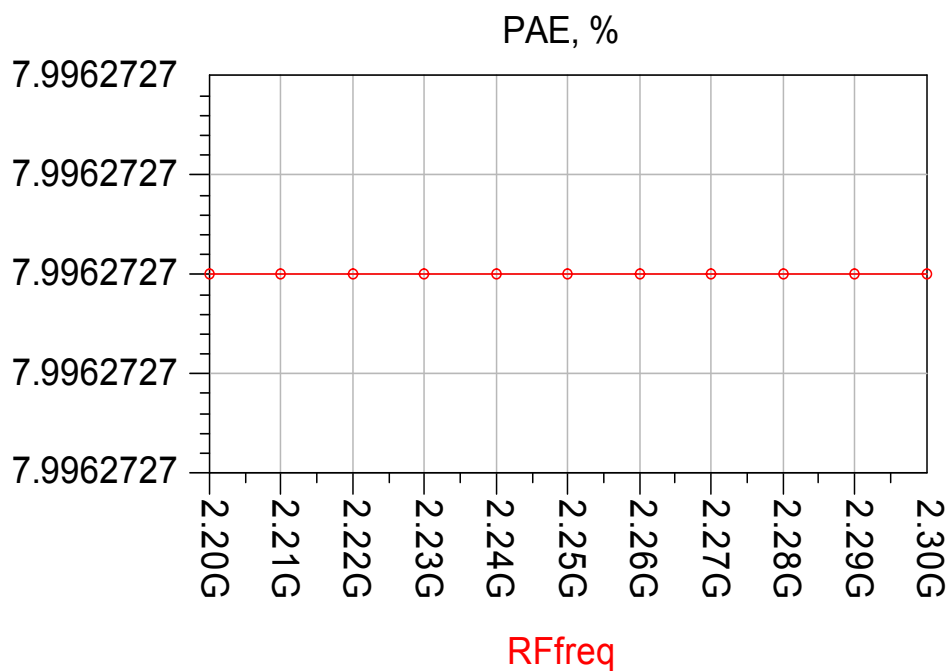


Σχήμα 7.37 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

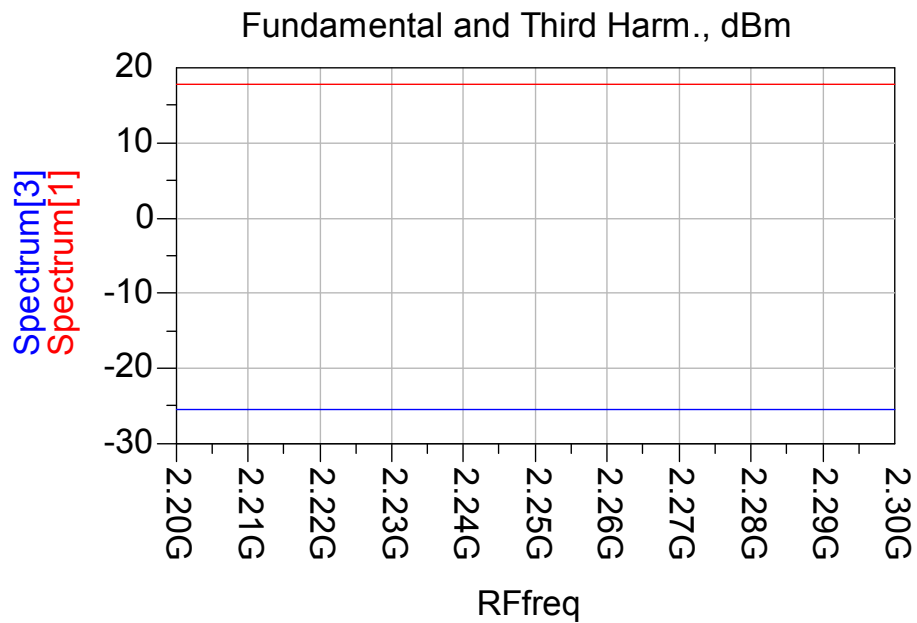




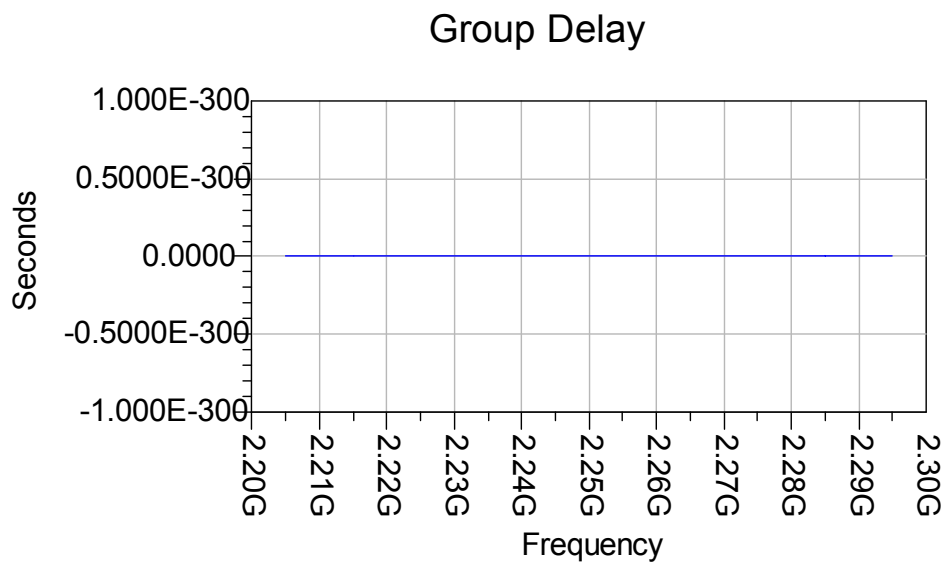
Σχήμα 7.38 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.39 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).



Σχήμα 7.40 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.41 Χρονική καθυστέρηση ενισχυτή.

Στον πίνακα που ακολουθεί περιέχονται συγκεντρωτικά οι αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Fundamental Frequency	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency	Third Harmonic dBc
2.20G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.21G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.22G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.23G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.24G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.25G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.26G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.27G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.28G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.29G	17.8	19.8	8.00	-43.4
2.30G	17.8	19.8	8.00	-43.4

Πίνακας 7.12

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Το κέρδος μετατροπής και η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι σταθερά και ανεξάρτητα της συχνότητας (μέσα στο εύρος λειτουργίας 1800-2500 MHz) αφού επηρεάζονται μόνο από την ισχύ.
- Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή παραμένει σταθερή με τη μεταβολή της συχνότητας, οπότε και η τρίτη αρμονική υπολείπεται σταθερά της βασικής
- Η καθυστέρηση ομάδας είναι μηδενική για κάθε τιμή της συχνότητας. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο Driver είναι ενεργό στοιχείο και οι αντιστάσεις στην είσοδο και στην έξοδό του είναι ίσες.

### 7.1.3 Ο ενισχυτής υψηλής ισχύος (High Power Amplifier)

Το σημαντικότερο στοιχείο ενός πομπού είναι ο ενισχυτής υψηλής ισχύος (HPA). Ο ενισχυτής αυτός αποτελεί την τελευταία βαθμίδα ενίσχυσης του πομπού με αποτέλεσμα να προσδίδει στο σήμα την τελική ισχύ εκπομπής. Το βασικό του χαρακτηριστικό είναι η υψηλή απόδοση και ενίσχυση, οι οποίες όμως έχουν ως επακόλουθο την υψηλή κατανάλωση.

Τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή που επιλέξαμε είναι :

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ	ΤΙΜΕΣ
Power Added Efficiency	45%
Κέρδος (G)	12 dB
Παράγοντας ευστάθειας (K)	>1

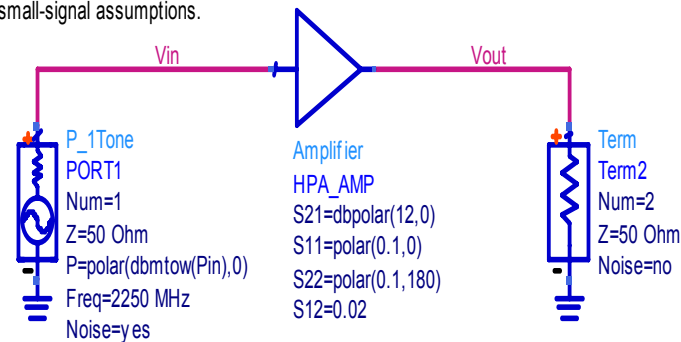
Πίνακας 7.13

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.1.3.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό κέρδους

#### Simulation to Show Noise Degradation Through an Amplifier

The Envelope simulator is used, and the noise is limited to the Envelope bandwidth = 1/(simulation time step). Two simulations are run. One with the signal power off (-300 dBm), to model the noise by itself, and one with the signal on (18 dBm.) With this Envelope simulation, noise is modeled as a time-domain signal, and there are no small-signal assumptions.



The available noise power in Watts per Hz is  $k \cdot T$ , where T is the simulation temperature in degrees Kelvin. For a simulation temperature of 25 C, the available noise power is  $k \cdot (25+273.15)$ , or -173.8 dBm/Hz.

**PARAMETER SWEEP**

ParamSweep  
 Sweep1  
 SweepVar="Pin"  
 SimInstanceName[1]="Env 1"  
 SimInstanceName[2]=  
 SimInstanceName[3]=  
 SimInstanceName[4]=  
 SimInstanceName[5]=  
 SimInstanceName[6]=  
 Start=-300  
 Stop=18  
 Lin=2

**OPTIONS**

Options  
 Options 1  
 Temp=25

**ENVELOPE**

Envelope  
 Env 1  
 Freq[1]=2250 MHz  
 Order[1]=7  
 Env Noise=yes  
 Stop=2000 usec  
 Step=2 usec  
 EquationName[1]="VinFund"  
 EquationName[2]="VoutFund"

**Var**  
**En**

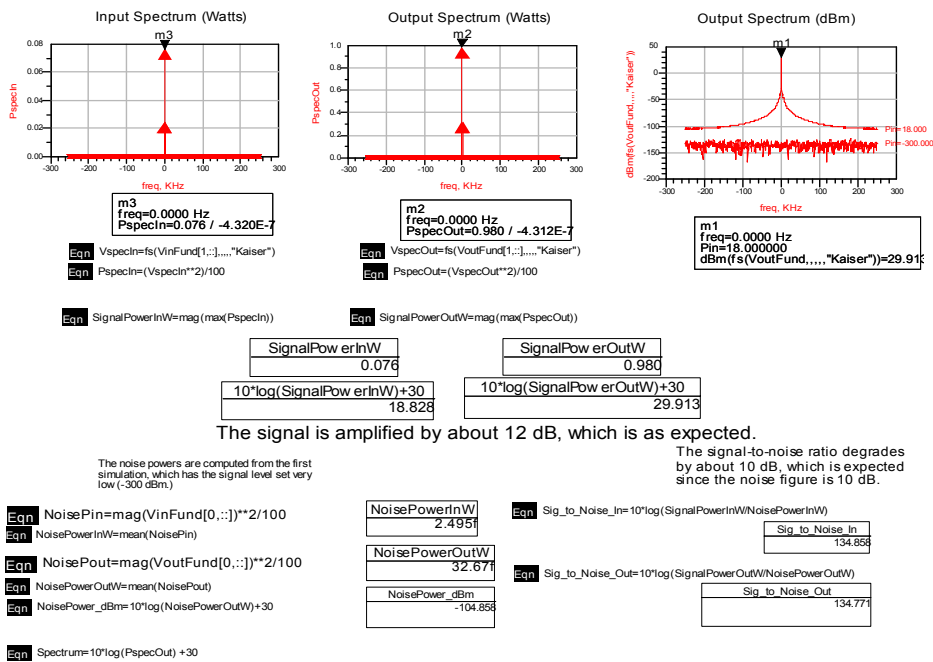
VAR  
 VAR 1  
 Pin=18

**Meas**  
**En**

measEqn  
 meas 1  
 VinFund=Vin[1]  
 VoutFund=Vout[1]

Σχήμα 7.42 Ο ενισχυτής HPA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2250 MHz, σήμα εισόδου 18 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB.

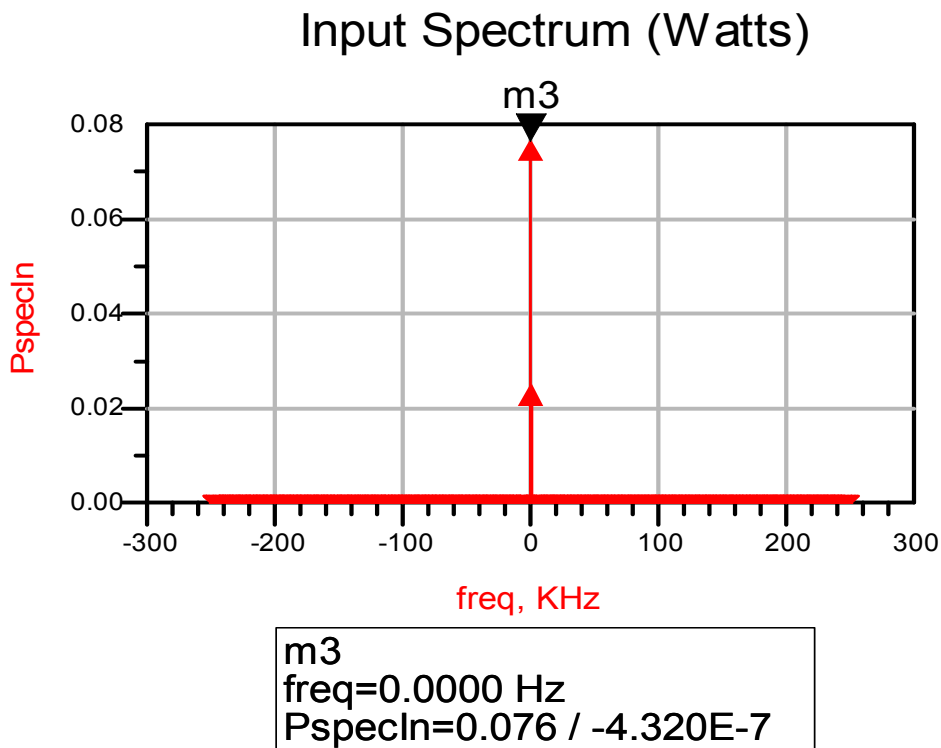


The signal is amplified by about 12 dB, which is as expected.

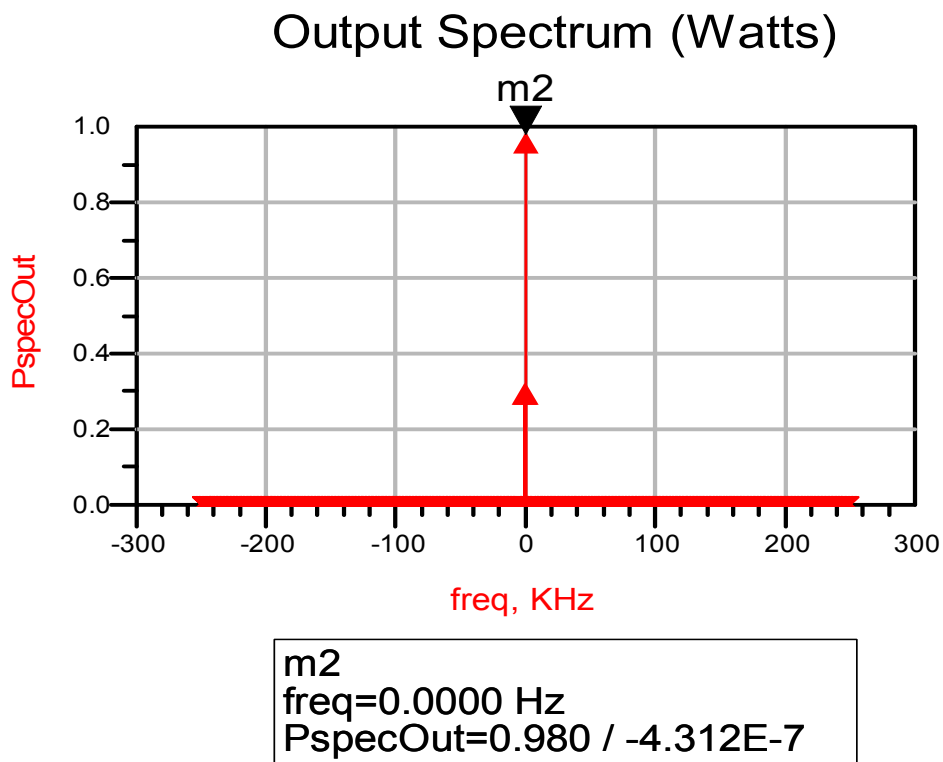
The noise powers are computed from the first simulation, which has the signal level set very low (-300 dBm).

The signal-to-noise ratio degrades by about 10 dB, which is expected since the noise figure is 10 dB.

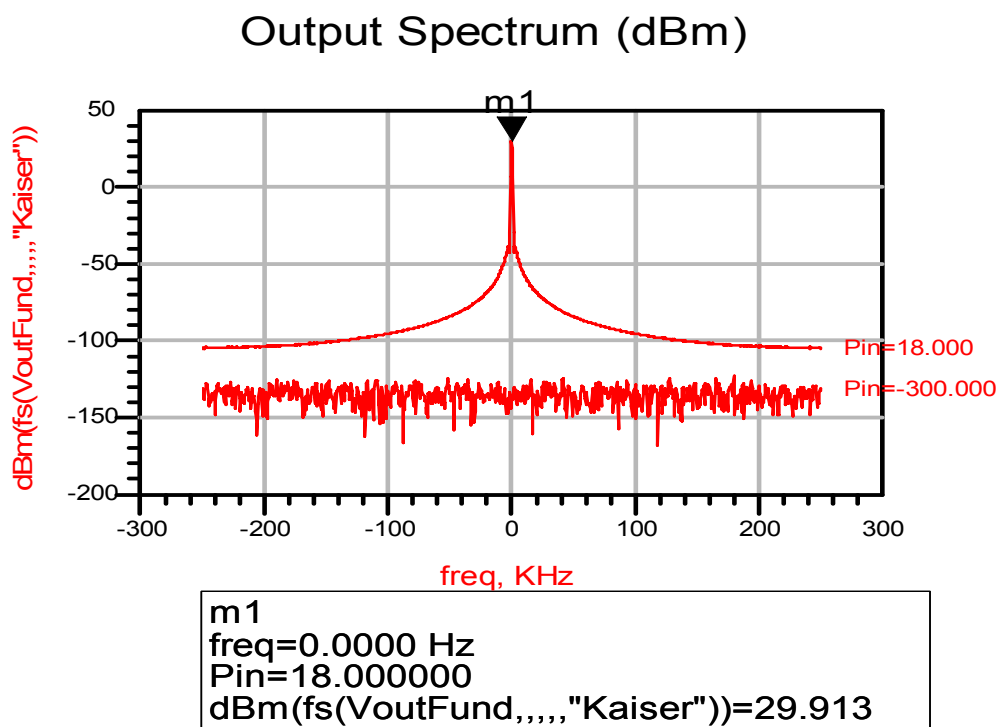
Σχήμα 7.43 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.



Σχήμα 7.44 Το φάσμα εισόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 7.45 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (Watts).



Σχήμα 7.46 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

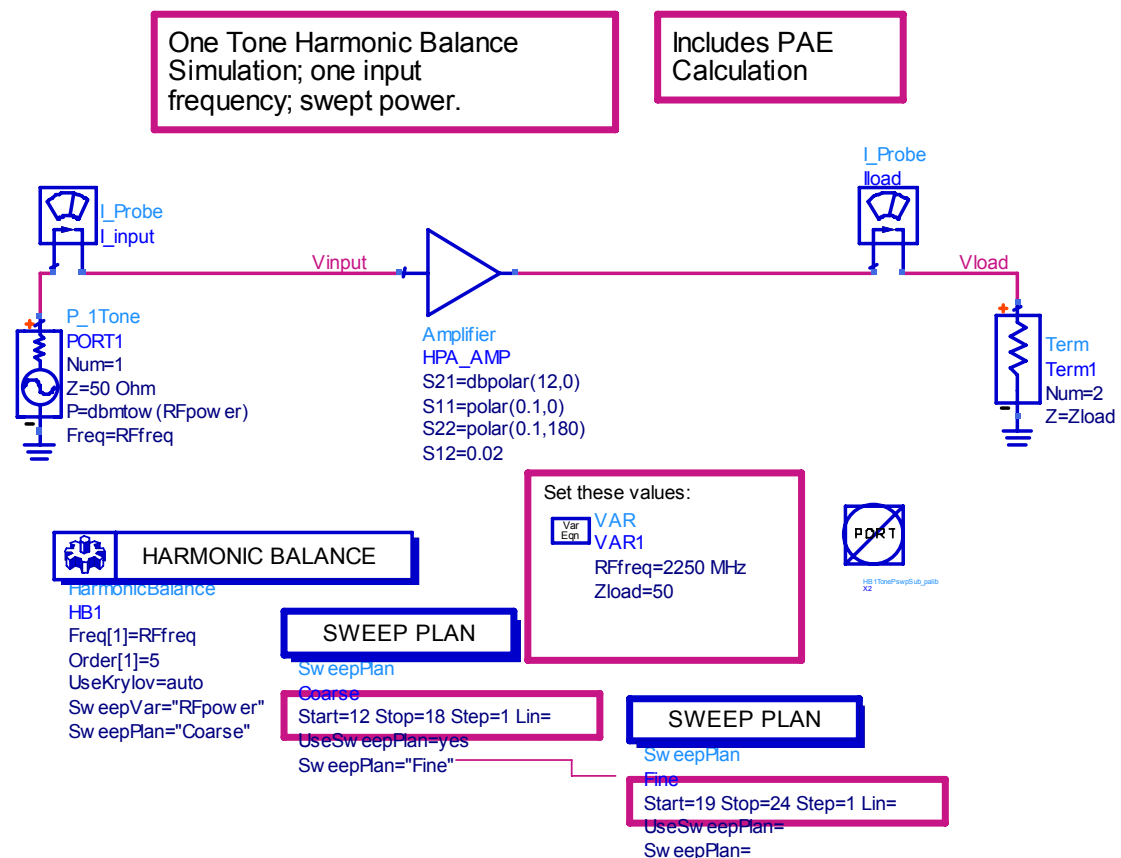
SignalPowerInW	SignalPowerOutW
0.076	0.980
$10 \cdot \log(\text{SignalPowerInW}) + 30$	$10 \cdot \log(\text{SignalPowerOutW}) + 30$
18.828	29.913

The signal is amplified by about 12 dB, which is as expected.

Σχήμα 7.47 Οι τιμές του σήματος εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.

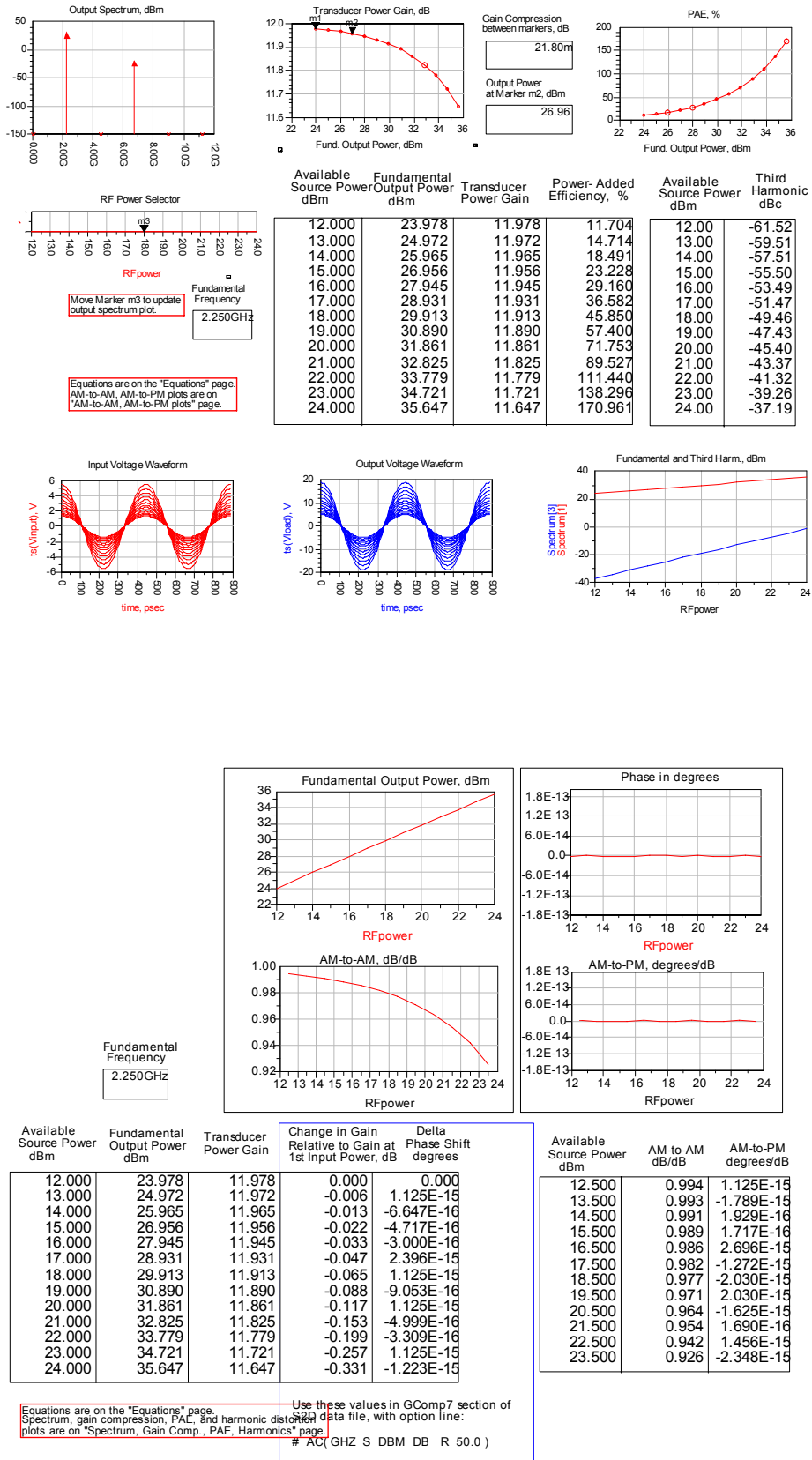
Είναι εμφανές από τα φάσματα εισόδου και εξόδου ότι το σήμα είναι πολύ πιο ισχυρό από το θόρυβο και τα παράγωγα. Συγκρίνοντας τα δύο φάσματα παρατηρούμε ότι έχουμε ενίσχυση του σήματος κατά 11.085 dB όπως φαίνεται και από τους παραπάνω πίνακες. Η τιμή αυτή προσεγγίζει την επιθυμητή (12dB).

### 7.1.3.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου



Σχήμα 7.48 Ο ενισχυτής HPA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

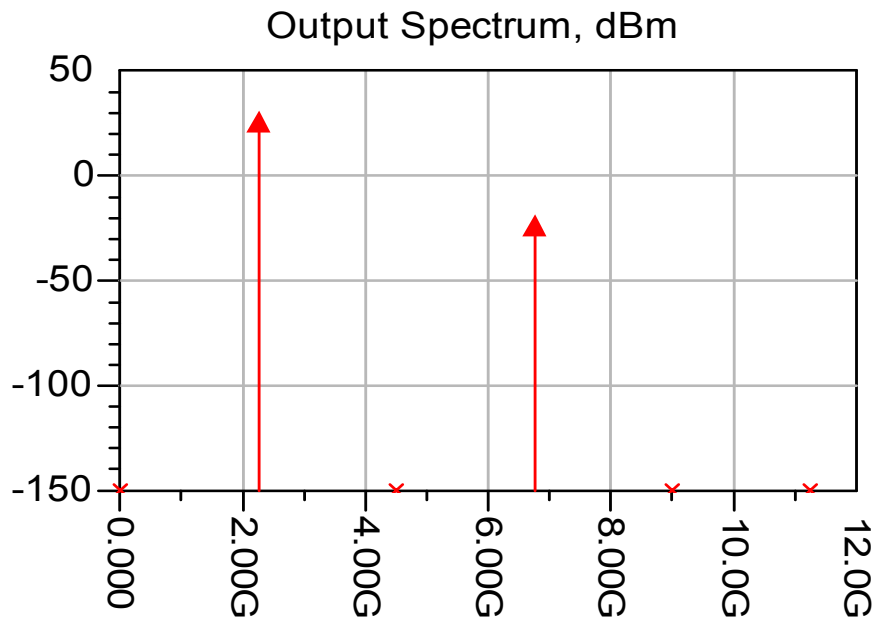
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε συχνότητα λειτουργίας 2250 MHz, μεταβλητή ισχύς σήματος εισόδου από 12 έως 24 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB.



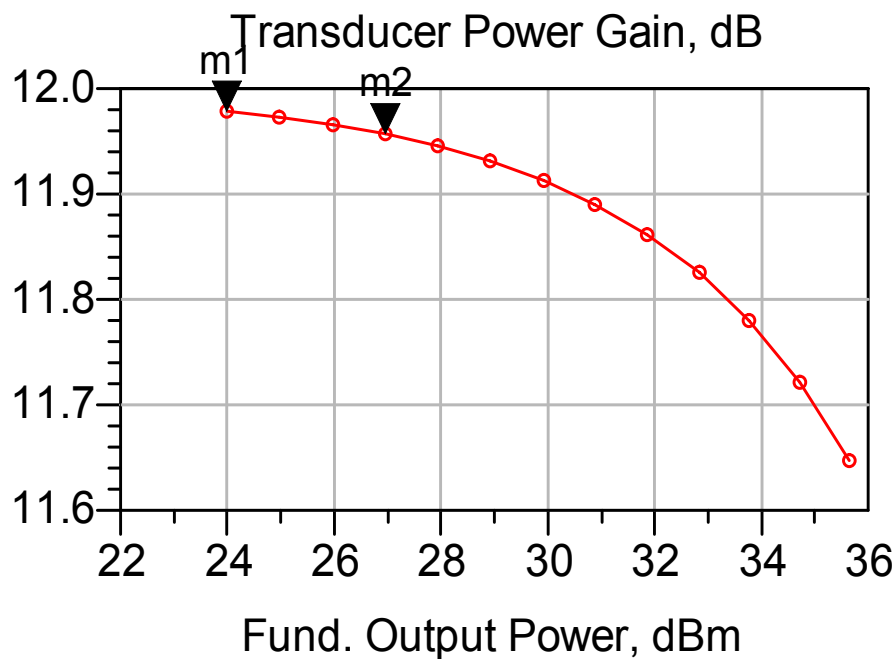
Σχήμα 7.49 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.



Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της τάσης εισόδου-εξόδου, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, και της τρίτης αρμονικής.

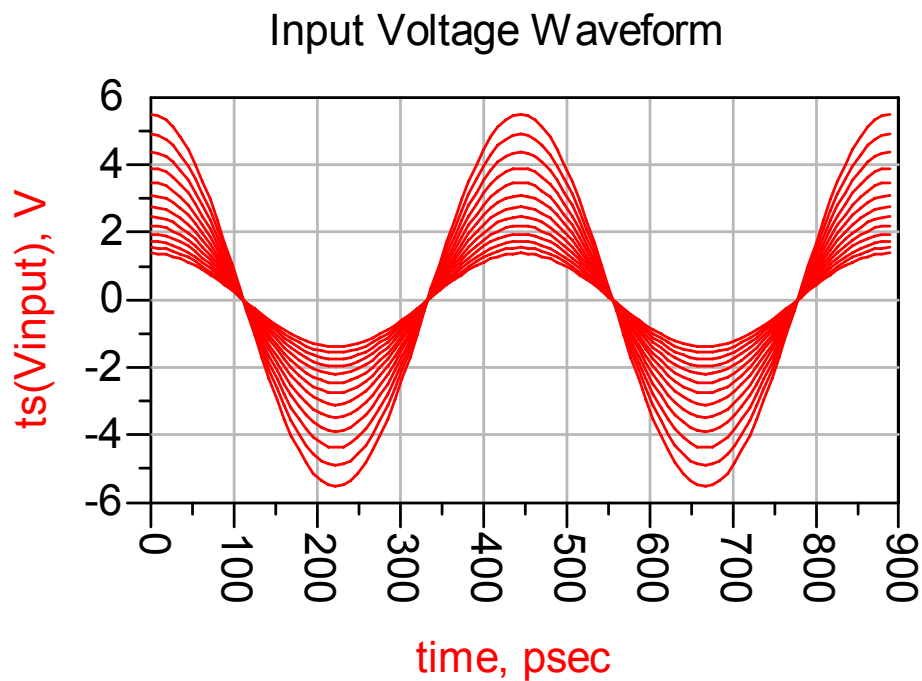


Σχήμα 7.50 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).

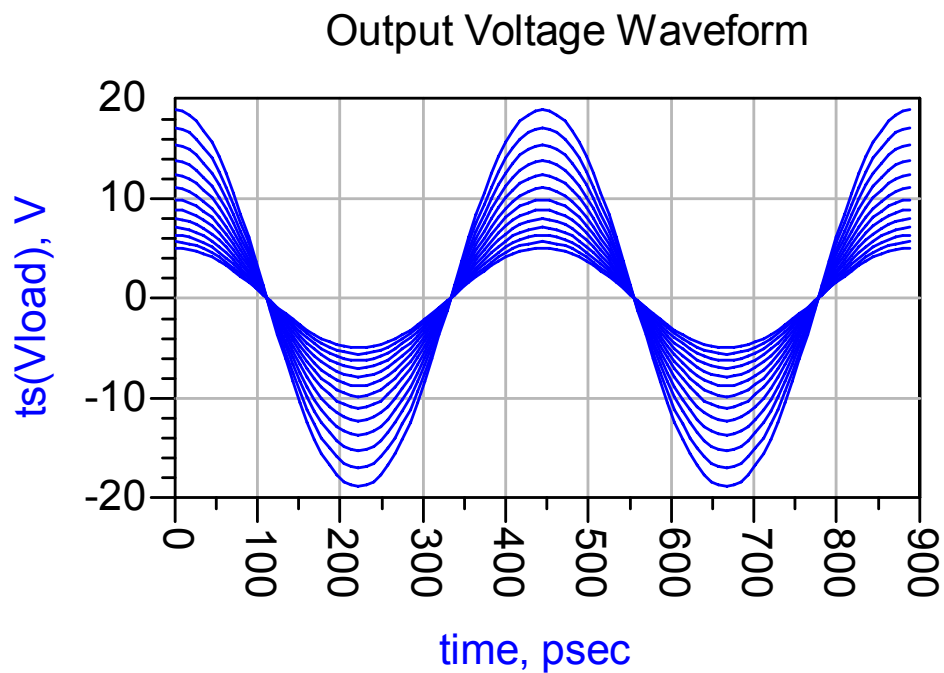


Σχήμα 7.51 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτίζεται της ισχύος εξόδου.

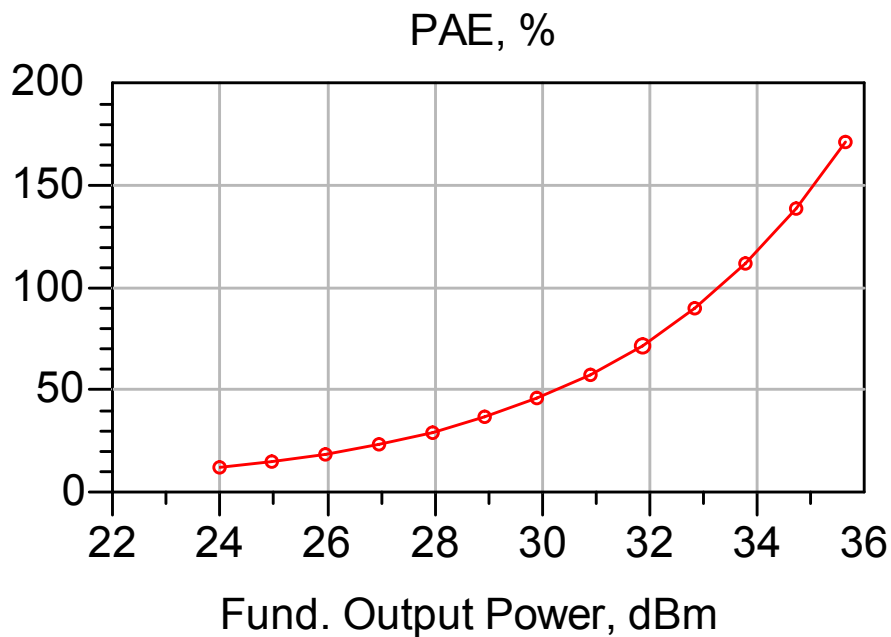
Παρατηρούμε ότι ο HPA δουλεύει στην γραμμική περιοχή αφού για τις διάφορες τιμές της ισχύος εισόδου, η μεταβολή του κέρδους του δεν ξεπερνά τα 0.5 dB.



Σχήμα 7.52 Κυματομορφή της τάσης εισόδου.

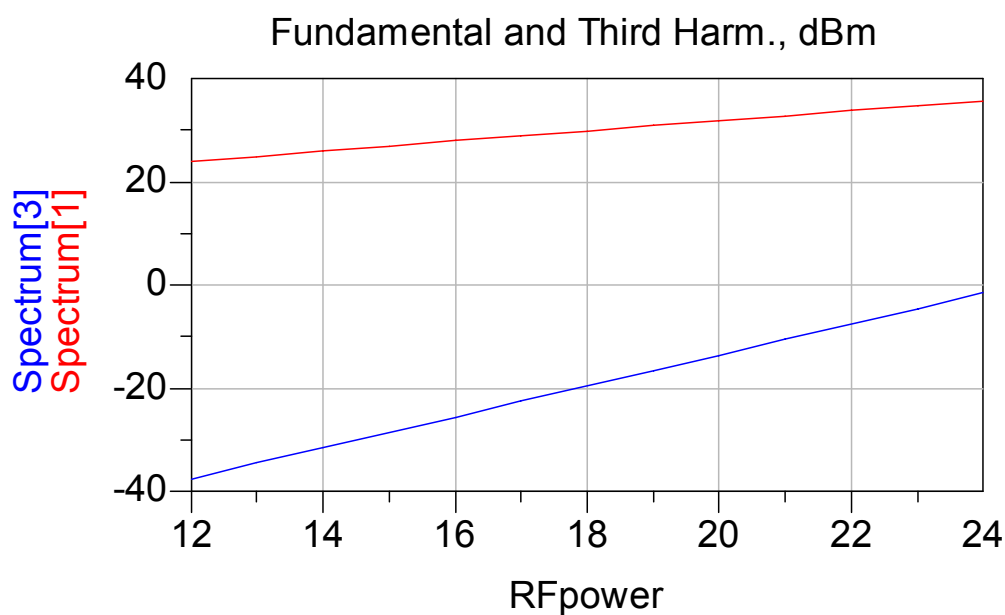


Σχήμα 7.53 Κυματομορφή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 7.54 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).

Ο HPA είναι ο ενισχυτής που θέλουμε να έχει την μεγαλύτερη αποδοτικότητα από όλα τα στοιχεία του πομπού. Από το σχήμα 7.54 βλέπουμε ότι ικανοποιεί αυτή την απαίτησή μας και πιο συγκεκριμένα για τιμές ισχύος εξόδου που επιθυμούμε (από 28 έως 30 dB) η αποδοτικότητα του είναι 45%.



Σχήμα 7.55 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσεως της ισχύος εισόδου.

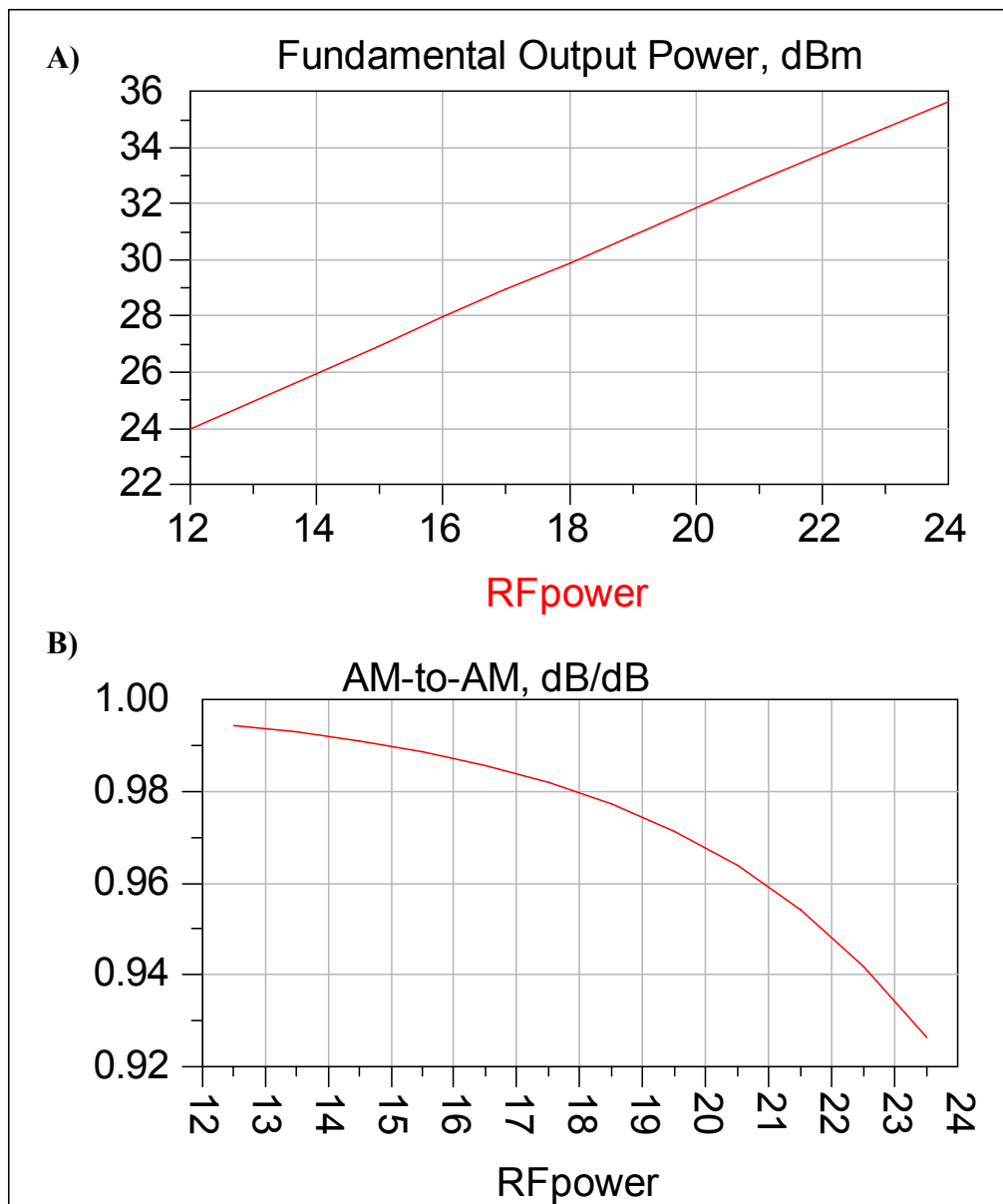
Η γραμμική λειτουργία του ενισχυτή δεν επηρεάζεται από την τρίτη αρμονική αφού αυτή υπολείπεται αρκετά της πρώτης.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές της ισχύος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος (power-added efficiency) και της απόστασης της πρώτης από την τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	Third Harmonic dBc
12.000	23.978	11.978	11.704	-61.521
13.000	24.972	11.972	14.714	-59.515
14.000	25.965	11.965	18.491	-57.508
15.000	26.956	11.956	23.228	-55.499
16.000	27.945	11.945	29.160	-53.487
17.000	28.931	11.931	36.582	-51.473
18.000	29.913	11.913	45.850	-49.455
19.000	30.890	11.890	57.400	-47.432
20.000	31.861	11.861	71.753	-45.404
21.000	32.825	11.825	89.527	-43.367
22.000	33.779	11.779	111.440	-41.321
23.000	34.721	11.721	138.296	-39.263
24.000	35.647	11.647	170.961	-37.190

Πίνακας 7.14

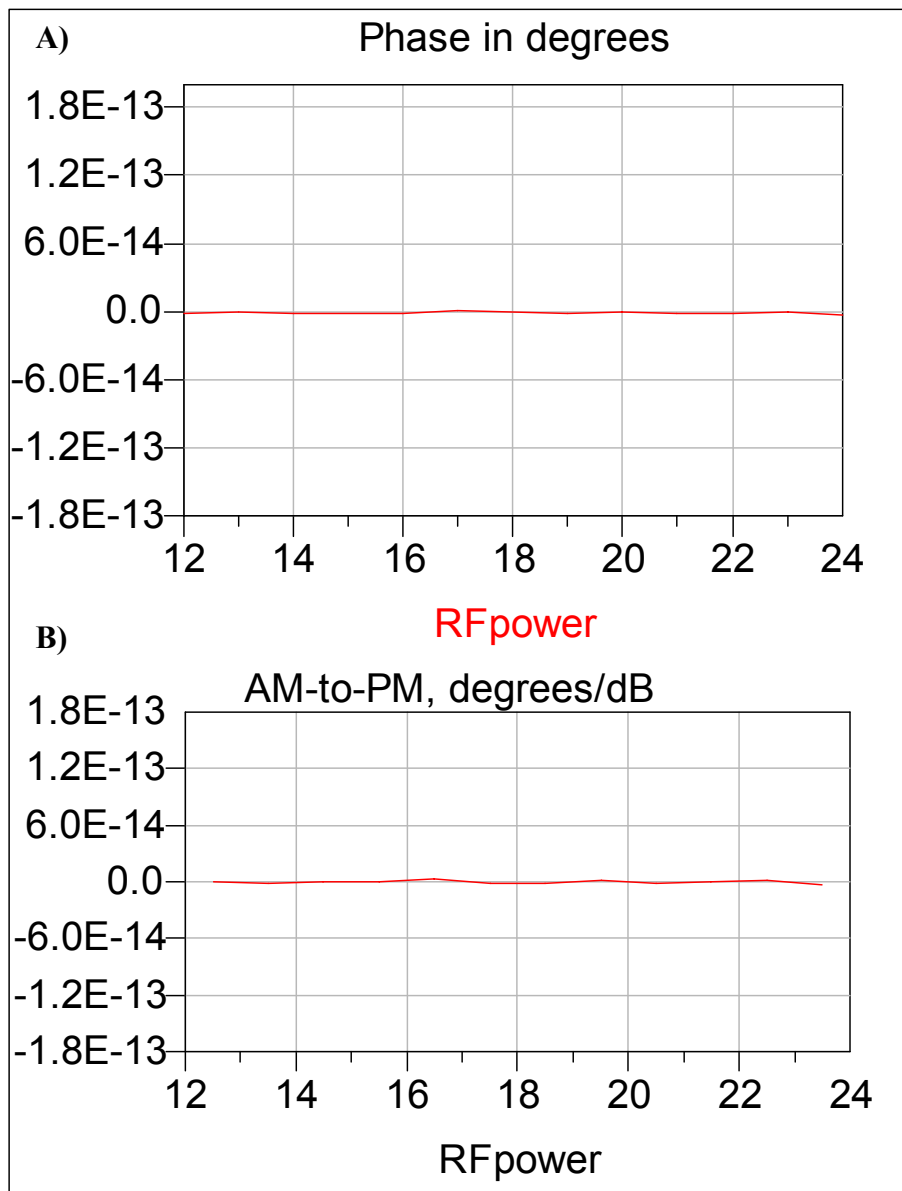
Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές καμπύλες μεταφοράς ισχύος.



Σχήμα 7.56 Α. Μεταφορά ισχύος.

Β. Κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης  
(συντελεστής μετατροπής AM/AM).

Από τα διαγράμματα Α και Β γίνεται εμφανές ότι ο ενισχυτής μας λειτουργεί στην γραμμική περιοχή αφού ο συντελεστής μετατροπής, για τιμές εισόδου 16 έως 18 dBm, προσεγγίζει την μονάδα (0,99 έως 0,98).



**Σχήμα 7.57** A. Μετατόπιση φάσης.  
B. Σχετική μεταβολή της μετατόπισης φάσης  
(συντελεστής μετατροπής διαμόρφωσης πλάτους  
προς διαμόρφωσης φάσης, AM/PM).

Από τα διαγράμματα A, B παρατηρούμε ότι η φάση του σήματος είναι σταθερή επιβεβαιώνοντας τη γραμμικότητα του ενισχυτή μας.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι πίνακες 7.15, 7.16 που περιέχουν τις αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Change in Gain Relative to Gain at 1st Input Power, dB	Delta Phase Shift degrees
12.000	23.978	11.978	0.000	0.000
13.000	24.972	11.972	-0.006	1.125E-15
14.000	25.965	11.965	-0.013	-6.647E-16
15.000	26.956	11.956	-0.022	-4.717E-16
16.000	27.945	11.945	-0.033	-3.000E-16
17.000	28.931	11.931	-0.047	2.396E-15
18.000	29.913	11.913	-0.065	1.125E-15
19.000	30.890	11.890	-0.088	-9.053E-16
20.000	31.861	11.861	-0.117	1.125E-15
21.000	32.825	11.825	-0.153	-4.999E-16
22.000	33.779	11.779	-0.199	-3.309E-16
23.000	34.721	11.721	-0.257	1.125E-15
24.000	35.647	11.647	-0.331	-1.223E-15

Use these values in GComp7 section of S2D data file, with option line:  
# AC( GHZ S DBM DB R 50.0 )

Πίνακας 7.15

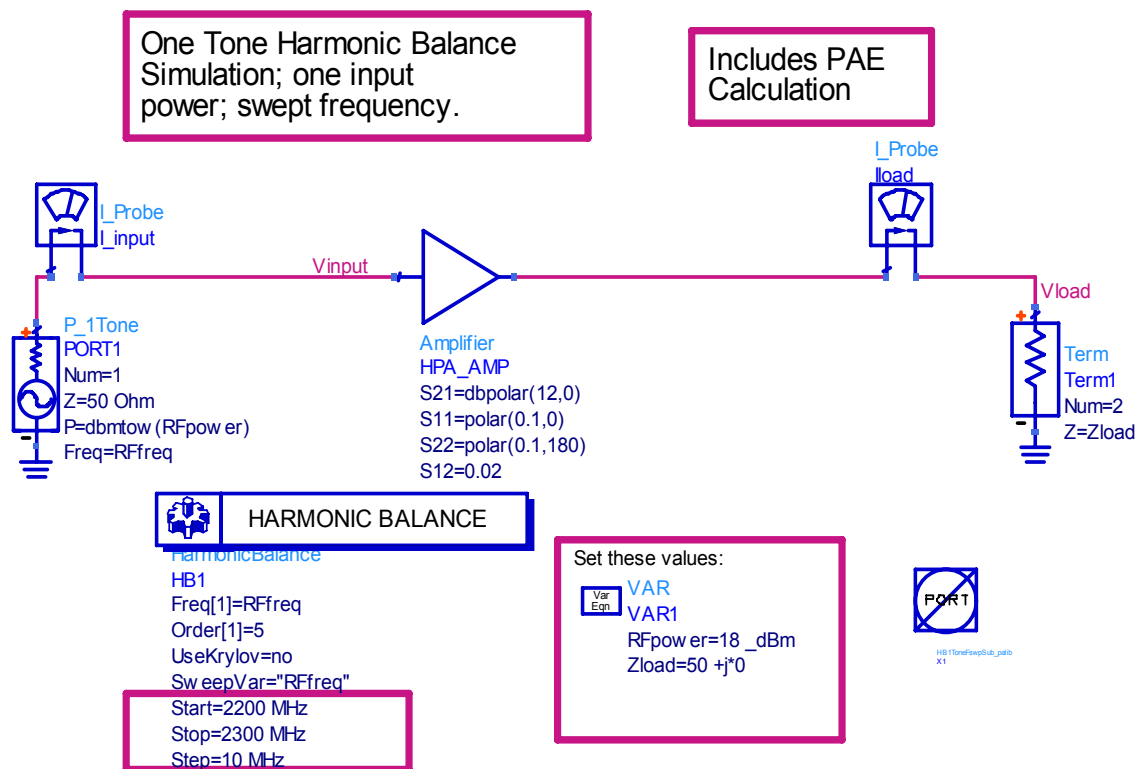
Available Source Power dBm	AM-to-AM dB/dB	AM-to-PM degrees/dB
12.500	0.994	1.125E-15
13.500	0.993	-1.789E-15
14.500	0.991	1.929E-16
15.500	0.989	1.717E-16
16.500	0.986	2.696E-15
17.500	0.982	-1.272E-15
18.500	0.977	-2.030E-15
19.500	0.971	2.030E-15
20.500	0.964	-1.625E-15
21.500	0.954	1.690E-16
22.500	0.942	1.456E-15
23.500	0.926	-2.348E-15

Πίνακας 7.16

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Όπως και στον Driver ενισχυτή στο φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι το σήμα μας είναι πιο ισχυρό από την αρμονική τρίτης τάξης και η απόστασή τους παραμένει αρκετή ώστε να μην επηρεάζεται η λειτουργία του.
- Το κέρδος μετατροπής του ενισχυτή, για τιμές ισχύος εισόδου από 16 έως 18 dB, παραμένει σχεδόν αμετάβλητο. Επίσης η αποδοτικότητα του κυμαίνεται στο 45%.
- Ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά αφού η τιμή του συντελεστή AM/AM προσεγγίζει τη μονάδα.
- Έχει σταθερή φάση που φαίνεται τόσο στις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου όσο και στο διάγραμμα μετατόπισης φάσης.

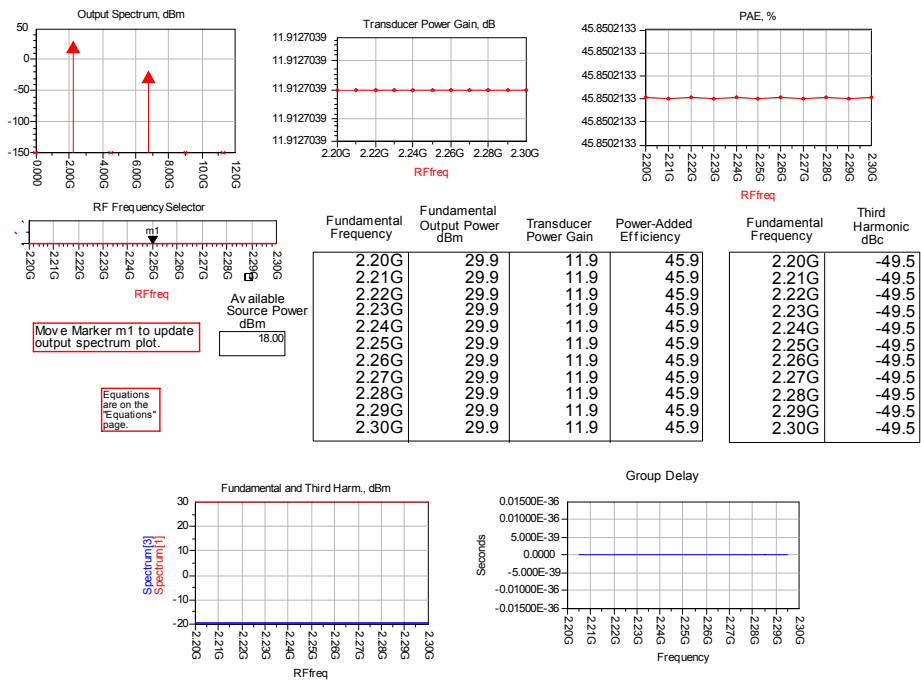
### 7.1.3.3 Προσομοίωση με μεταβλητή συχνότητα σήματος



Σχήμα 7.58 Ο ενισχυτής HPA σε περιβάλλον προσομοίωσης.

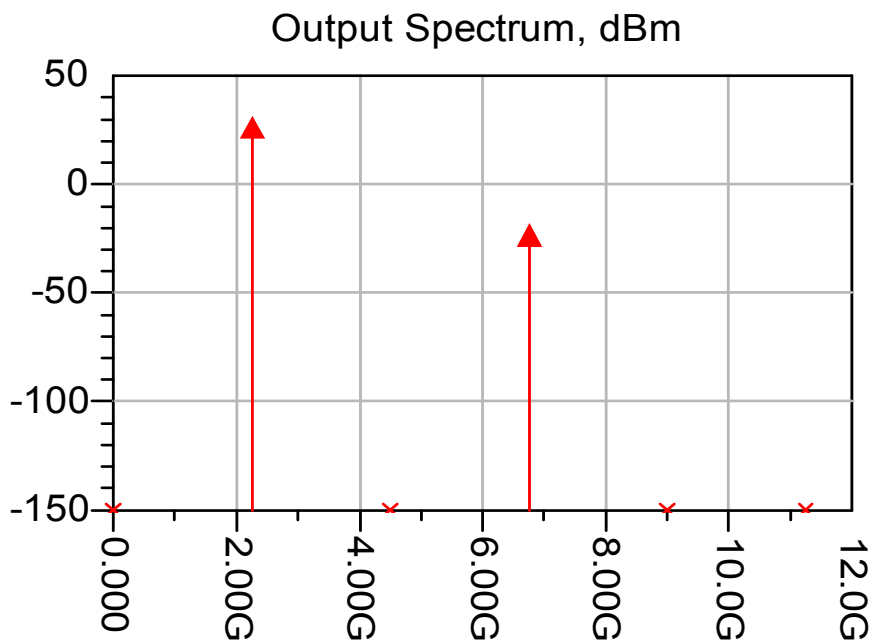
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε ισχύς σήματος εισόδου 18 dBm, επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 12 dB και συχνότητα λειτουργίας από 2200 έως 2300 MHz .



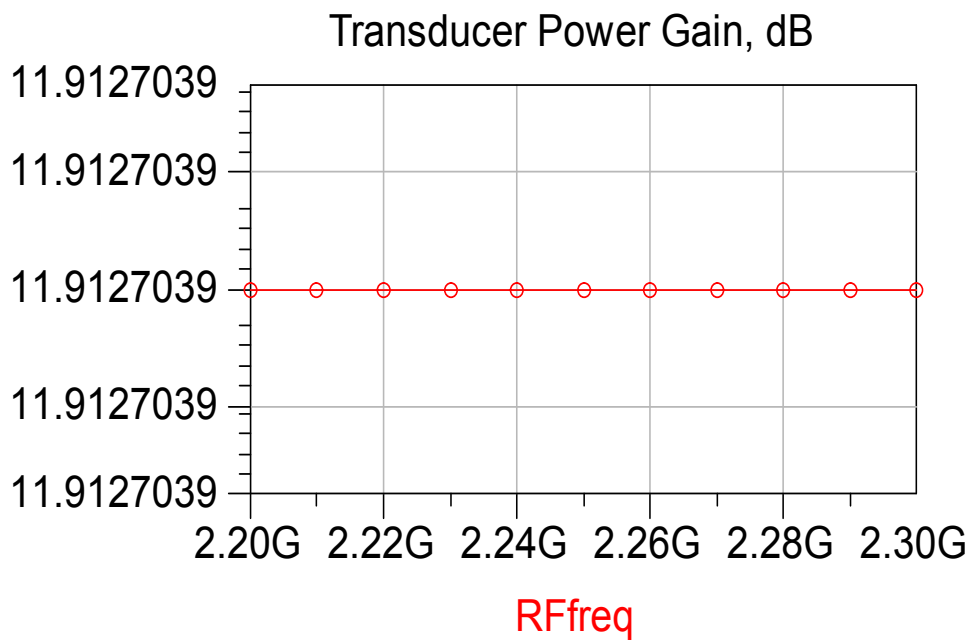


Σχήμα 7.59 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

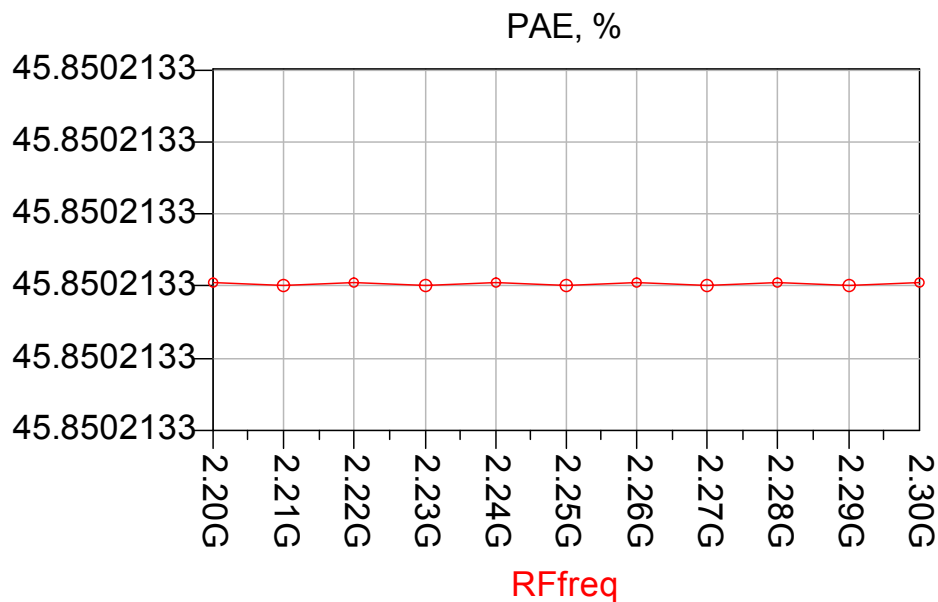
Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εξόδου, του κέρδους, της απόδοσης προστιθέμενης ισχύος, της τρίτης αρμονικής και της χρονικής καθυστέρησης.



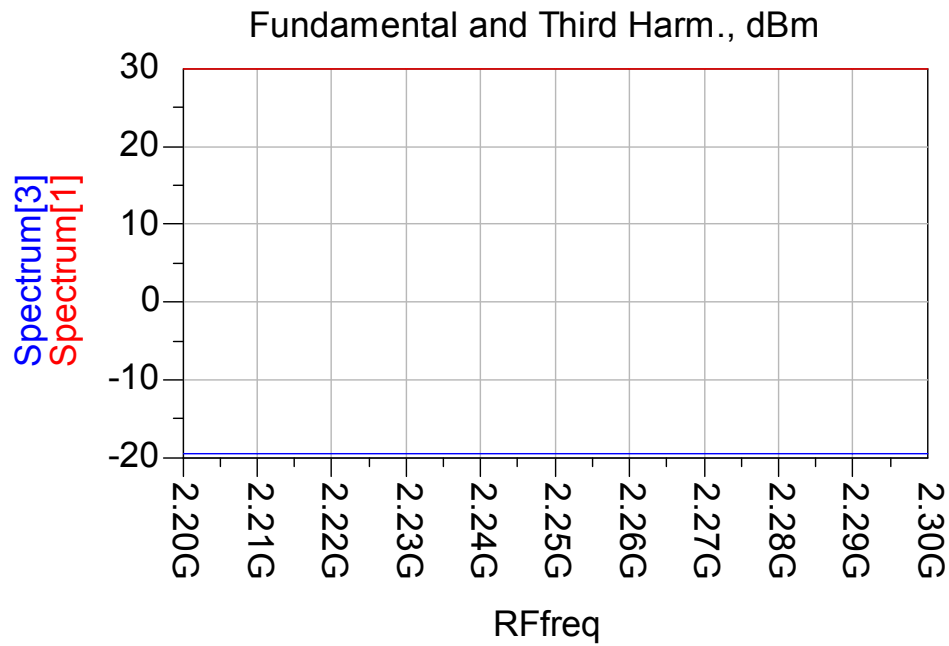
Σχήμα 7.60 Το φάσμα εξόδου του ενισχυτή (dBm).



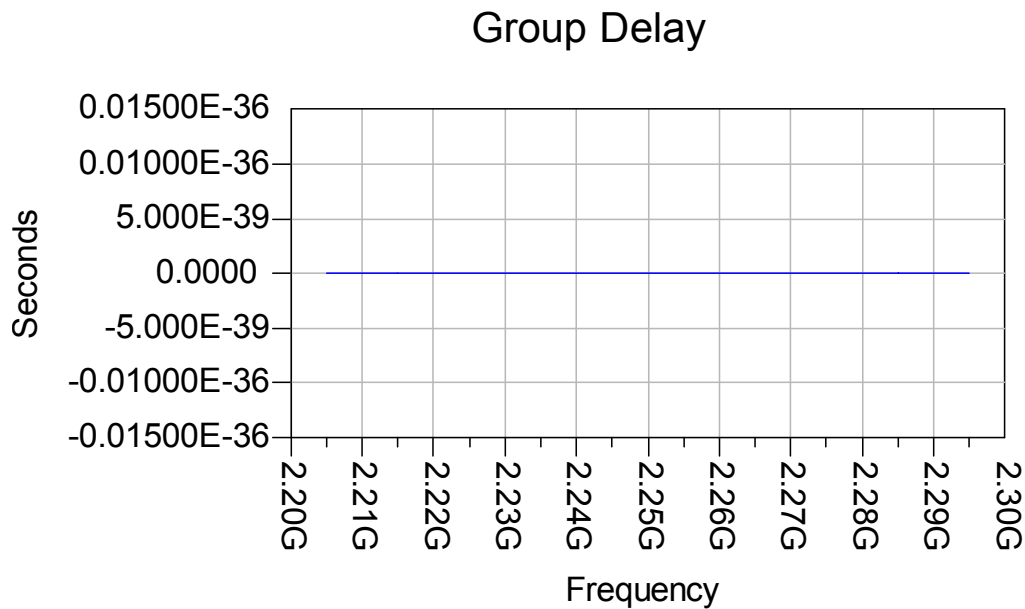
Σχήμα 7.61 Το κέρδος του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.62 Απόδοση προστιθέμενης ισχύος (PAE).



Σχήμα 7.63 Η πρώτη και τρίτη αρμονική συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.64 Χρονική καθυστέρηση ενισχυτή.

Στον πίνακα που ακολουθεί περιέχονται συγκεντρωτικά οι αριθμητικές τιμές των παραπάνω διαγραμμάτων.

Fundamental Frequency	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power-Added Efficiency	Third Harmonic dBc
2.20G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.21G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.22G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.23G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.24G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.25G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.26G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.27G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.28G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.29G	29.9	11.9	45.9	-49.5
2.30G	29.9	11.9	45.9	-49.5

Πίνακας 7.17

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την παραπάνω προσομοίωση είναι:

- Το κέρδος μετατροπής και η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι σταθερά και ανεξάρτητα της συχνότητας (μέσα στο εύρος λειτουργίας 1800-2500 MHz) αφού επηρεάζονται μόνο από την ισχύ.
- Η ισχύς εξόδου του ενισχυτή παραμένει σταθερή με τη μεταβολή της συχνότητας, οπότε και η τρίτη αρμονική υπολείπεται σταθερά της βασικής.
- Η καθυστέρηση ομάδας είναι μηδενική για κάθε τιμή της συχνότητας. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο HPA είναι ενεργό στοιχείο και οι αντιστάσεις στην είσοδο και στην έξοδό του είναι ίσες.

## 7.2 Φίλτρα

Ο πομπός περιλαμβάνει τέσσερα φίλτρα, τα δύο φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας (IF Filter), το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (Image Reject Filter) και το RF φίλτρο.

Με την βοήθεια του προγράμματος ADS έγιναν τα εξής:

- Ο σχεδιασμός των φίλτρων τύπου Chebyshev. Συγκεκριμένα επιλέχθηκε το εύρος διέλευσης συχνοτήτων, η αντίσταση εισόδου-εξόδου, η μέγιστη κυμάτωση και καταπίεση.
- Με βάση τον σχεδιασμό αυτό το πρόγραμμα υλοποίησε το κύκλωμα των φίλτρων.
- Έγινε προσομοίωση της λειτουργίας τους κατά την οποία μελετήθηκαν η συνάρτηση μεταφοράς, η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης, η φάση και η καθυστέρηση που εισάγουν.

### 7.2.1 Τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας

Τα IF φίλτρα βρίσκονται εκατέρωθεν του ενισχυτή IF και στοχεύουν στην εκκαθάριση του σήματος που οδηγείται στο μίκτη. Επιλέχθηκε τα δύο αυτά φίλτρα να έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά για να μειωθεί το κόστος κατασκευής χωρίς να έχουμε επιπτώσεις στην καλή λειτουργία του πομπού.

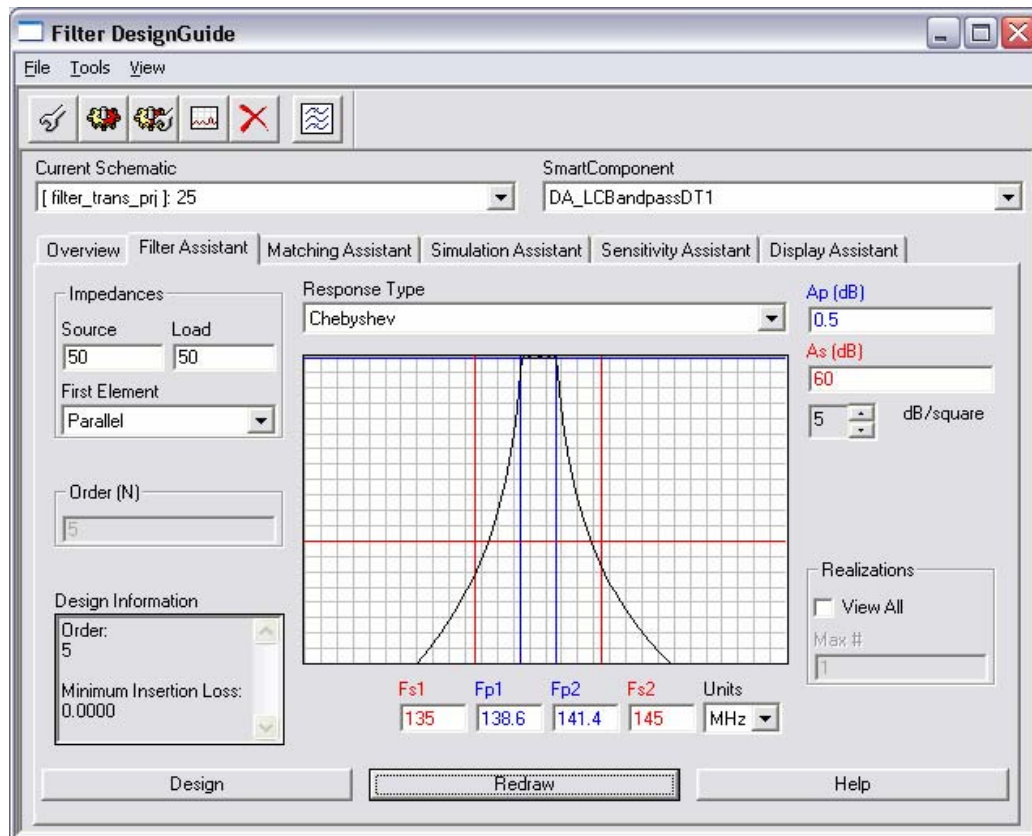
Τα χαρακτηριστικά των φίλτρων που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	140 MHz
Απόσβεση (IL)	6 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	2%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 7.18

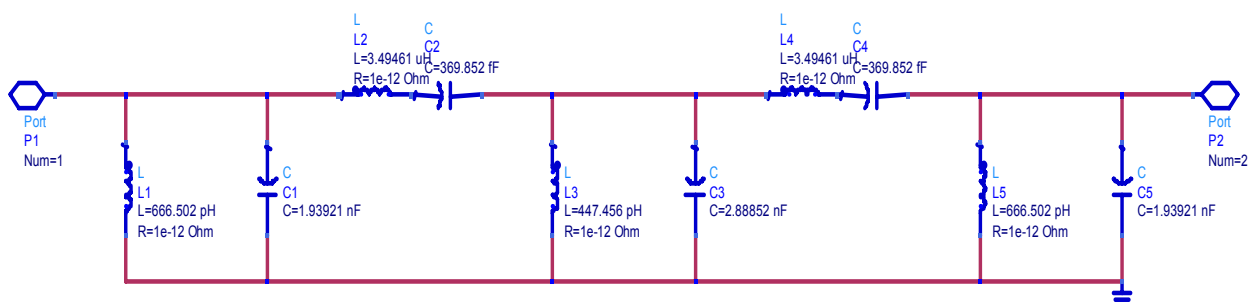
### 7.2.1.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας

Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται το περιβάλλον που σχεδιάστηκε το φίλτρο.



Σχήμα 7.65 Το περιβάλλον σχεδιασμού του φίλτρου.

Ακολουθεί το κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου.



Σχήμα 7.66 Το κύκλωμα του φίλτρου.

Τα στοιχεία του κυκλώματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

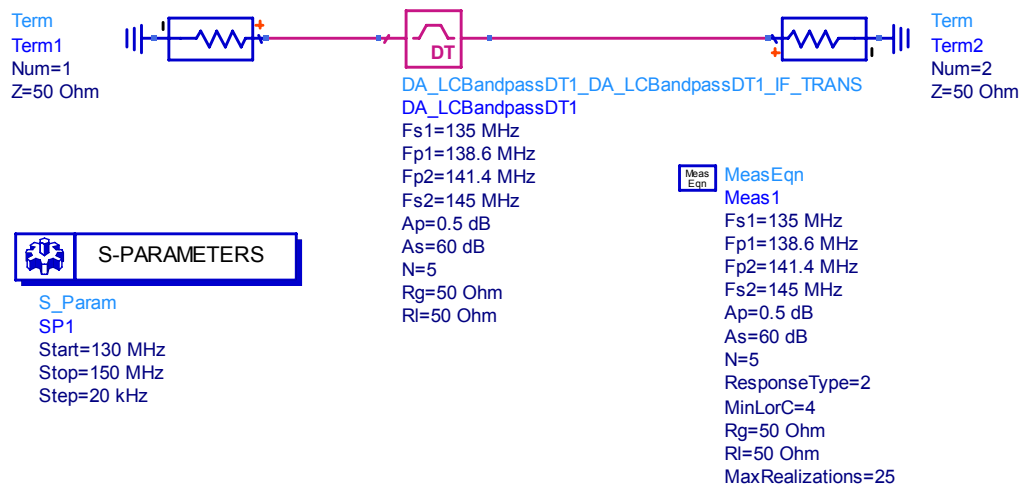
L1	L=666.502 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=3.49461 uH	R=1e-12 Ohm
L3	L=447.456 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=3.49461 uH	R=1e-12 Ohm
L5	L=666.502 pH	R=1e-12 Ohm
C1	C=1.93921 nF	
C2	C=369.852 fF	
C3	C=2.88852 nF	
C4	C=369.852 fF	
C5	C=1.93921 nF	

Πίνακας 7.19

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.2.1.2 Προσομοίωση του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας

Lumped Element Band Pass Filter Simulation Assistant  
Need Help? Please see the appropriate DesignGuide User Manual



Σχήμα 7.67 Το IF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 130 έως 150 MHz.

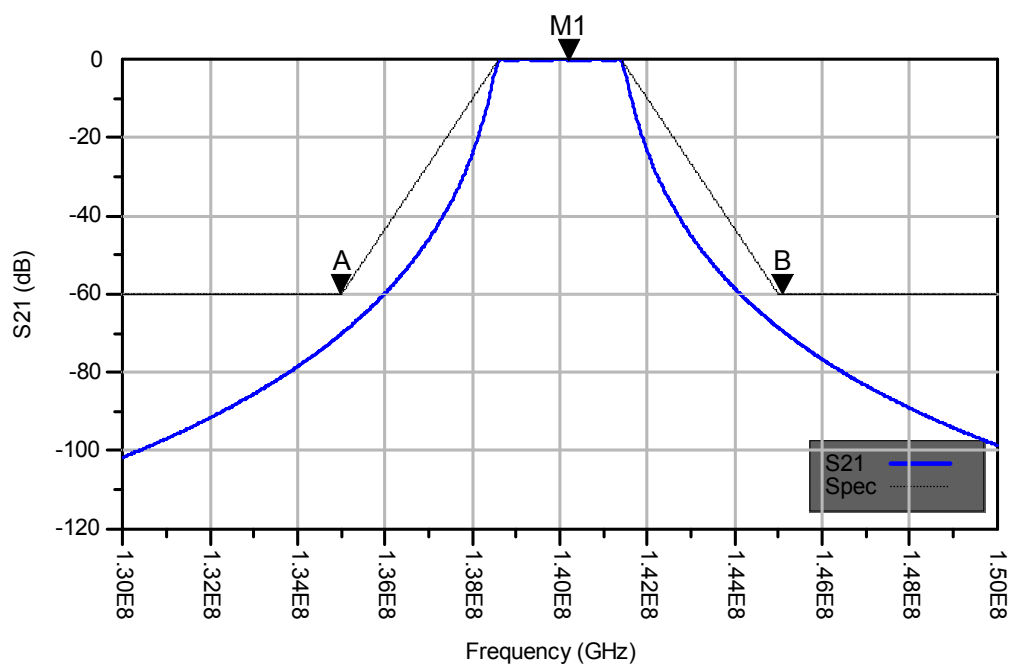
Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (140 MHz). Επίσης βλέπουμε τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
Input Parameters	0.135	0.139	0.141	0.145	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
Performance	0.140	0.140	0.504	-70.121	-68.627	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
Marker M1	0.14	-12.79	-0.23	449.50		
Marker M2	0.14	-20.90	-0.04	474.01		

CF: Center Frequency (Desired or Actual)	Fs1: Lower Stopband Edge
Dev: Deviation in Passband	Fp1: Lower Passband Edge
MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband	Fp2: Upper Passband Edge
F: Frequency	Fs2: Upper Stopband Edge
1/2: Input/Output Ports	Ap: Atten at PB Edge or Ripple
Spec: Frequency Specification	As: Atten at SB Edge

Πίνακας 7.20

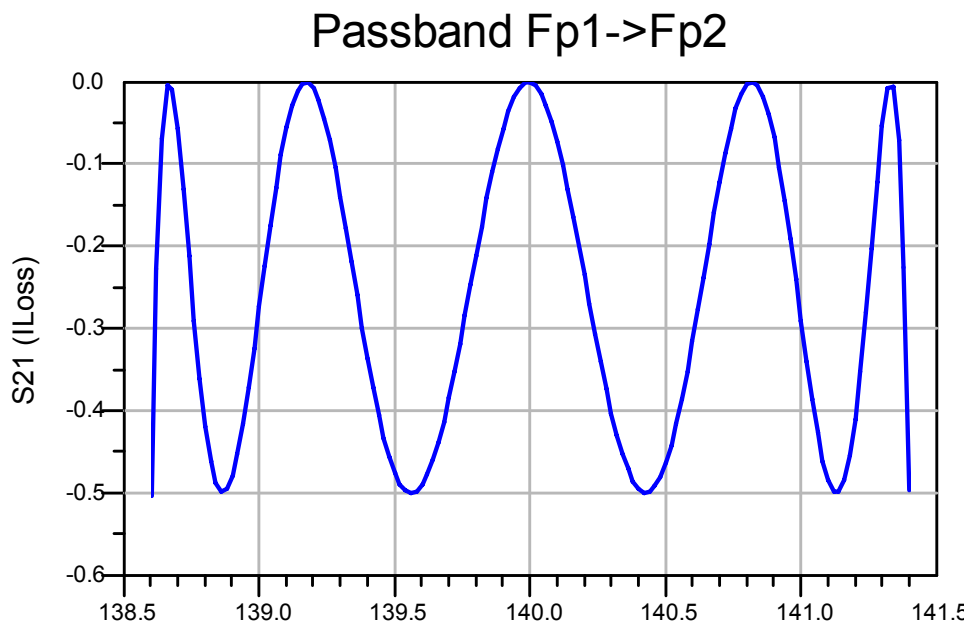


Σχήμα 7.68 Η συνάρτηση μεταφοράς του IF φίλτρου.

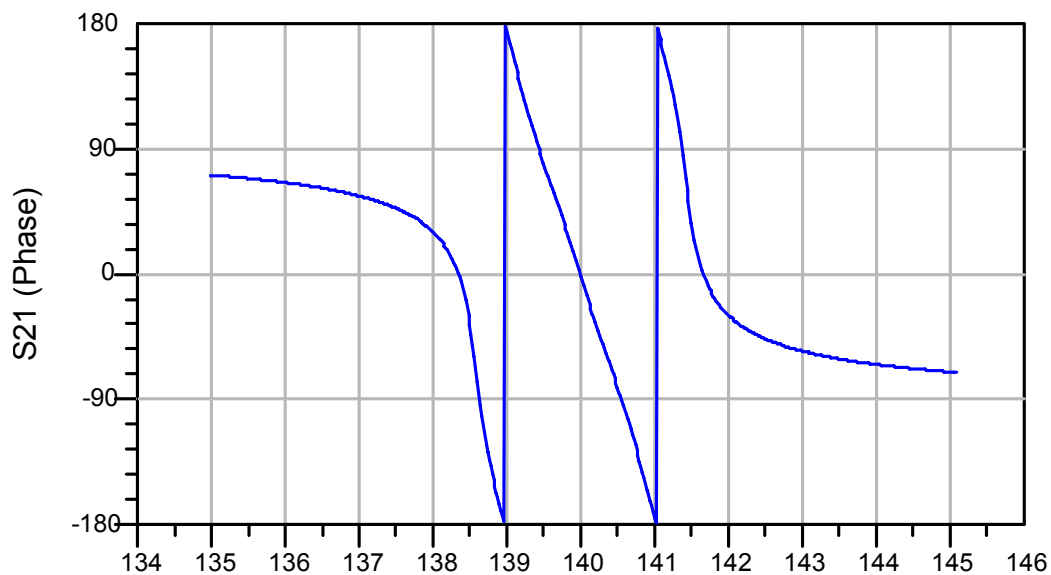
Όπως βλέπουμε στο παραπάνω διάγραμμα, η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου (μπλε) διαφέρει ως προς την κλίση στην περιοχή αποκοπής από την ιδανική μορφή της (μαύρο). Η διαφορά της κλίσης στην περιοχή αποκοπής καθώς και η κυμάτωση



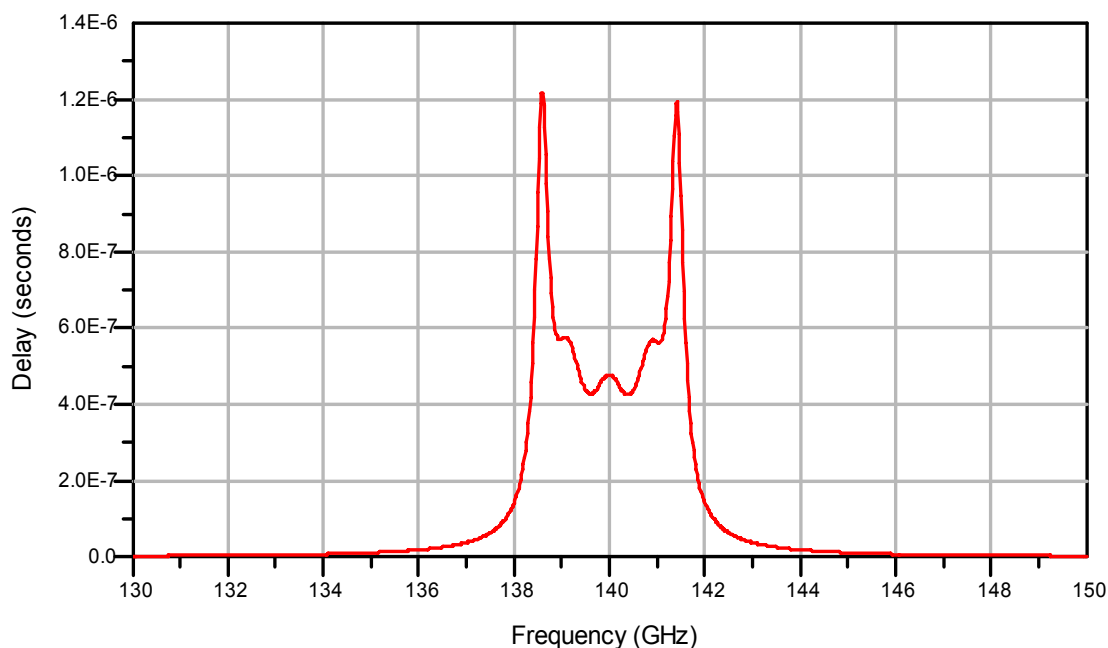
στην ζώνη διέλευσης, που γίνεται ορατή στο σχήμα που ακολουθεί, οφείλονται στο τύπο του φίλτρου (Chebyshev).



Σχήμα 7.69 Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.



Σχήμα 7.70 Η φάση συναρτήσει της συχνότητας.



**Σχήμα 7.71** Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Στα σχήματα 7.70 και 7.71 παρατηρούμε την αλλαγή φάσης και την καθυστέρηση που εισάγει το φίλτρο στη ζώνη διέλευσης. Χαρακτηριστικές στο διάγραμμα της καθυστέρησης, είναι οι δύο κορυφές (peaks) που βρίσκονται στα άκρα της ζώνης διέλευσης, κάτι που χαρακτηρίζει τα ζωνοπερατά φίλτρα. Τέλος η κυμάτωση οφείλεται στον τύπο του φίλτρου.

## 7.2.2 Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου

Το φίλτρο αποκοπής ειδώλου (Image reject filter) χρησιμοποιείται για την καταπίεση της συχνότητας ειδώλου που παράγεται κατά την άνω μετατροπή συχνότητας. Επειδή η συχνότητα του ειδώλου που παράγεται είναι 1970 MHz ( $\omega_{im} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$ ) και το RF σήμα είναι στα 2250 MHz, το φίλτρο μας θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα επιλεκτικό.

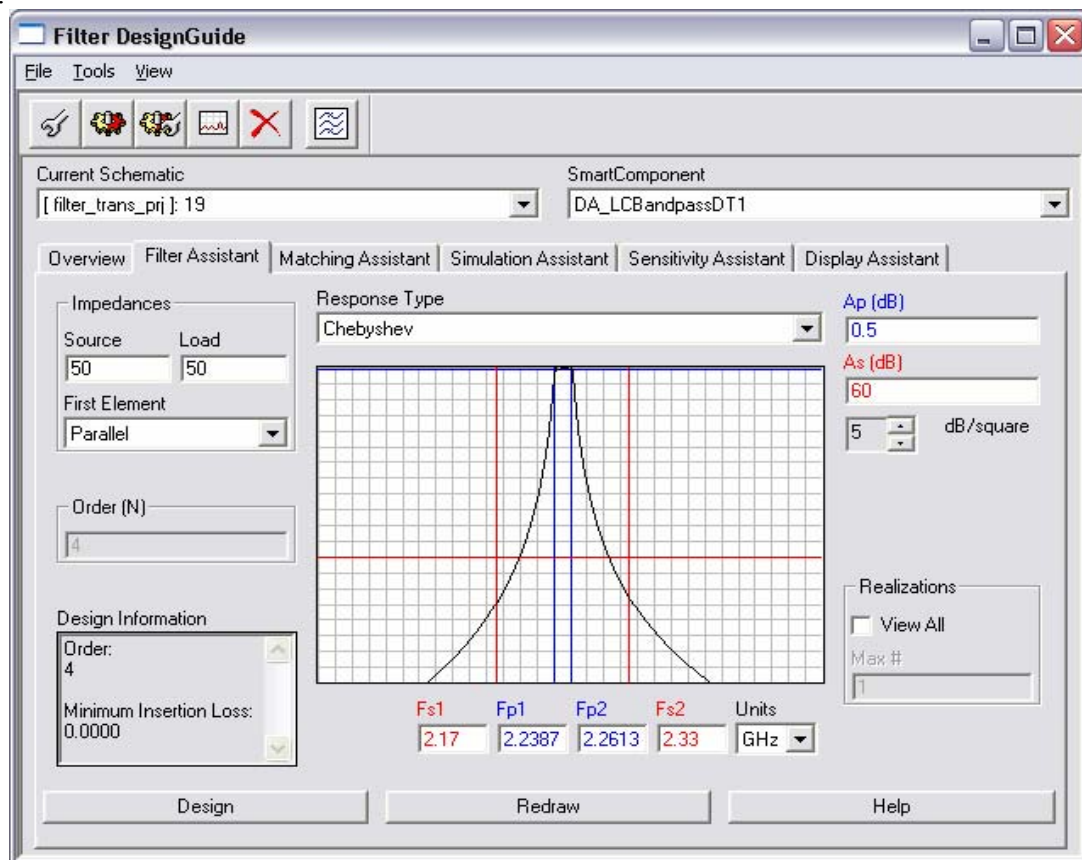
Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2250 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	4
Εύρος ζώνης (BW)	1%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 Ω

Πίνακας 7.21

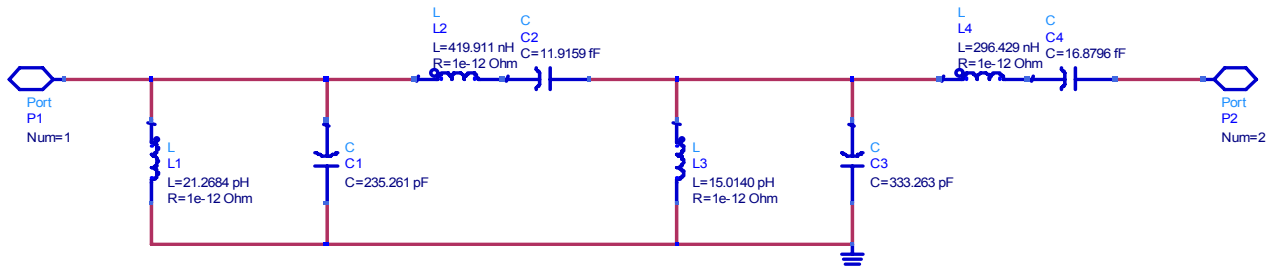
### 7.2.2.1 Ο σχεδιασμός του φίλτρου αποκοπής ειδώλου

Με την βοήθεια του προγράμματος ADS έγινε ο σχεδιασμός του φίλτρου όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 7.72 Το περιβάλλον σχεδιασμού του φίλτρου.

Ακολουθεί το κυκλωματικό διάγραμμα του φίλτρου.



Σχήμα 7.73 Το κύκλωμα του φίλτρου.

Τα στοιχεία του κυκλώματος παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

L1	L=21.2684 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=419.911 nH	R=1e-12 Ohm
L3	L=15.0140 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=296.429 nH	R=1e-12 Ohm
C1	C=235.261 pF	
C2	C=11.9159 fF	
C3	C=333.263 pF	
C4	C=16.8796 fF	

Πίνακας 7.22

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.2.2.2 Προσομοίωση του φίλτρου αποκοπής ειδώλου

Lumped Element Band Pass Filter Simulation Assistant  
Need Help? Please see the appropriate DesignGuide User Manual

**S-PARAMETERS**

S\_Param  
SP1  
Start=2.1 GHz  
Stop=2.4 GHz  
Step=300 kHz

MeasEqn  
Meas1  
Fs1=2.17 GHz  
Fp1=2.2387 GHz  
Fp2=2.2613 GHz  
Fs2=2.33 GHz  
Ap=0.5 dB  
As=60 dB  
N=4  
ResponseType=2  
MinLorC=4  
Rg=50 Ohm  
Rl=50 Ohm  
MaxRealizations=25

Σχήμα 7.74 Το IRF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 2.1 έως 2.4 GHz.

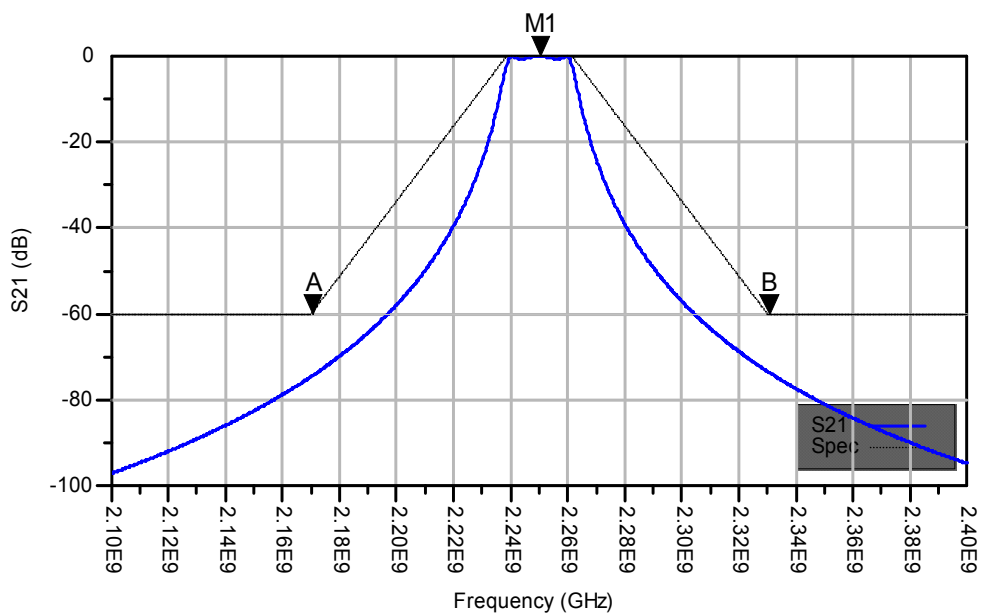
Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (2250MHz). Επίσης βλέπουμε τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
Input Parameters	2.170	2.239	2.261	2.330	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
Performance	2.250	2.250	2.044	-74.139	-73.316	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
Marker M1	2.25	-25.17	-0.01	42.69		
Marker M2	2.25	-21.79	-0.03	42.62		

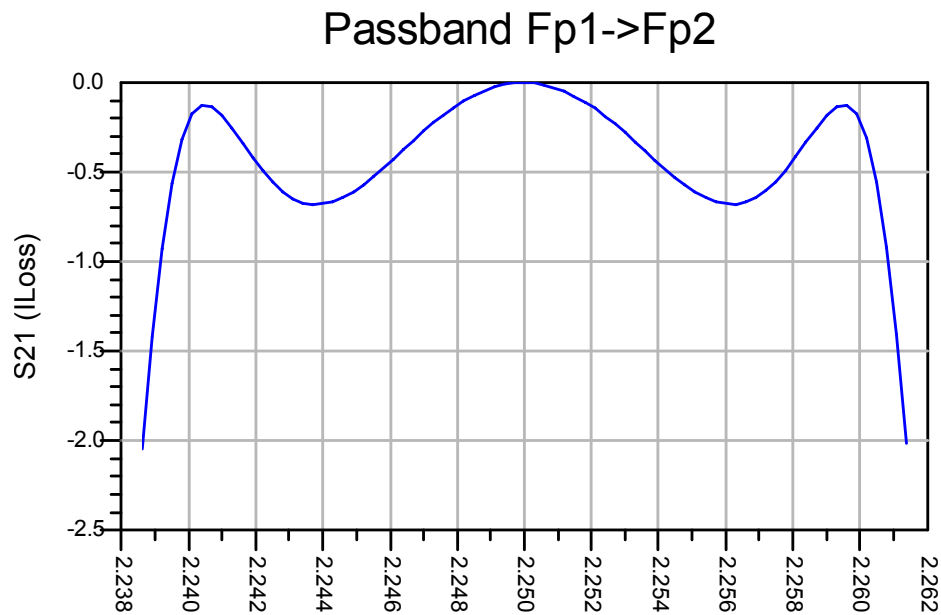
  

CF: Center Frequency (Desired or Actual) Dev: Deviation in Passband MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband F: Frequency 1/2: Input/Output Ports Spec: Frequency Specification	Fs1: Lower Stopband Edge Fp1: Lower Passband Edge Fp2: Upper Passband Edge Fs2: Upper Stopband Edge Ap: Atten at PB Edge or Ripple As: Atten at SB Edge
---	--

Πίνακας 7.23

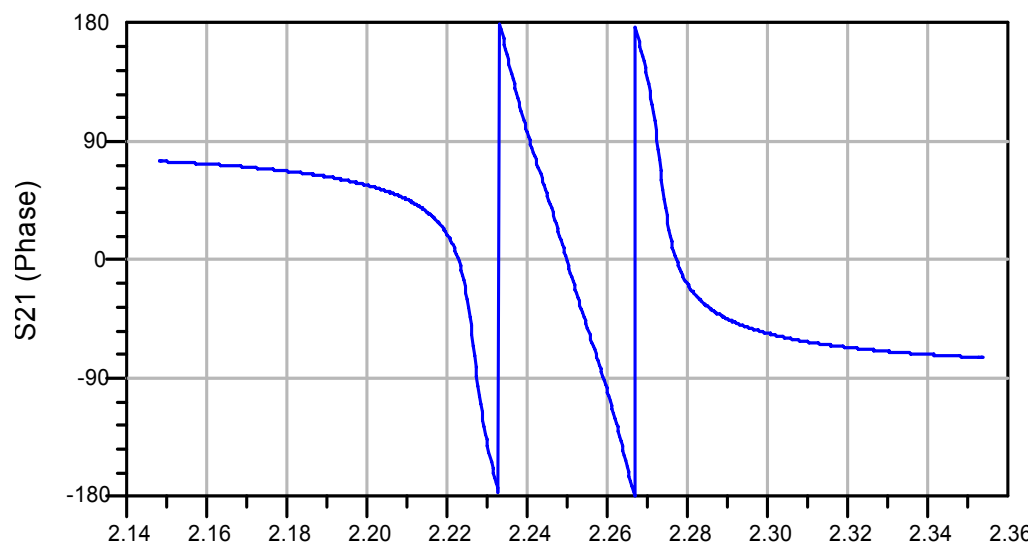


Σχήμα 7.75 Η συνάρτηση μεταφοράς του IRF φίλτρου.

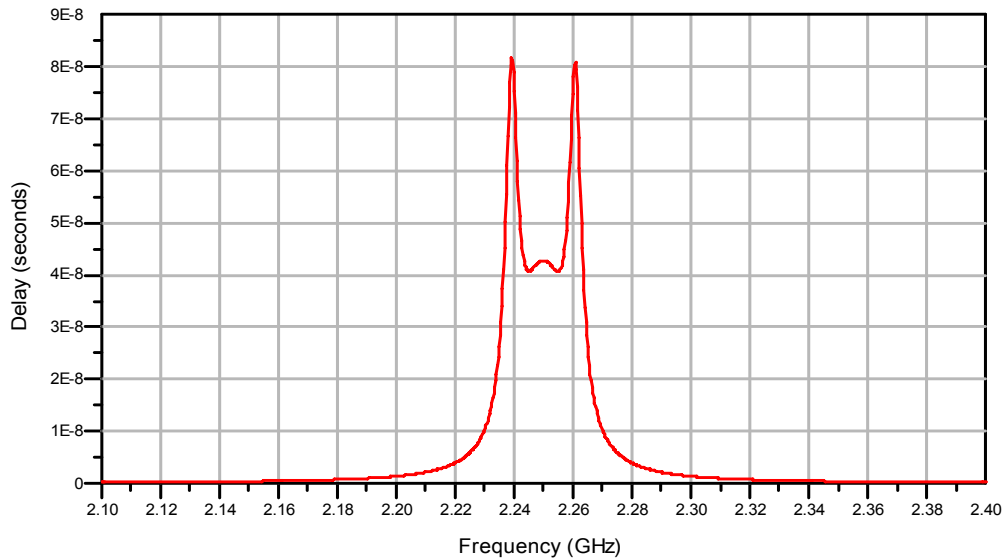


**Σχήμα 7.76** Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.

Παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς είναι λιγότερο απότομη στην περιοχή αποκοπής από ότι στο προηγούμενο φίλτρο λόγω του μεγαλύτερου εύρους διέλευσης.



**Σχήμα 7.77** Η φάση συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 7.78 Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Η αλλαγή φάσης είναι ίδια με το IF φίλτρο αφού και τα δύο είναι τύπου Chebyshev κάτι που ισχύει και για την καθυστέρηση με την μόνη διαφορά ότι οι κορυφές είναι χαμηλότερες στο Image Reject φίλτρο αφού είναι λιγότερο επιλεκτικό.

### 7.2.3 Το RF φίλτρο

Το RF φίλτρο είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο που χρησιμοποιείται για τον περιορισμό του φάσματος του εκπεμπόμενου σήματος προς αποφυγή της αλληλοεπικάλυψης των διάφορων καναλιών.

Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου που επιλέξαμε είναι :

Κεντρική Συχνότητα ( $f_c$ )	2250 MHz
Απόσβεση (IL)	3 dB
Τύπος	Chebyshev
Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple)	0,5 dB
Τάξη	5
Εύρος ζώνης (BW)	2%
Μέγιστη καταπίεση	60 dB
Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου	50 $\Omega$

Πίνακας 7.24





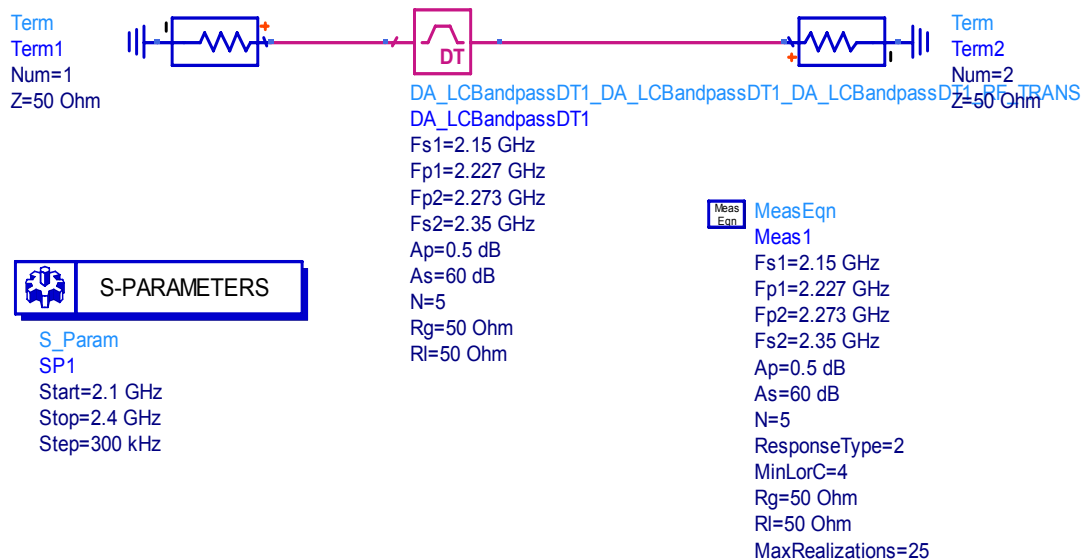
L1	L=42.3930 pH	R=1e-12 Ohm
L2	L=212.715 nH	R=1e-12 Ohm
L3	L=28.4605 pH	R=1e-12 Ohm
L4	L=212.715 nH	R=1e-12 Ohm
L5	L=42.3930 pH	R=1e-12 Ohm
C1	C=118.039 pF	
C2	C=23.5245 fF	
C3	C=175.823 pF	
C4	C=23.5245 fF	
C5	C=118.039 pF	

Πίνακας 7.25

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του φίλτρου σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.2.3.2 Προσομοίωση του RF φίλτρου

Lumped Element Band Pass Filter Simulation Assistant  
Need Help? Please see the appropriate DesignGuide User Manual



Σχήμα 7.81 Το RF φίλτρο σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκαν αντιστάσεις εισόδου και εξόδου 50 Ohm και μεταβλητή συχνότητα σήματος από 2.1 έως 2.4 GHz.

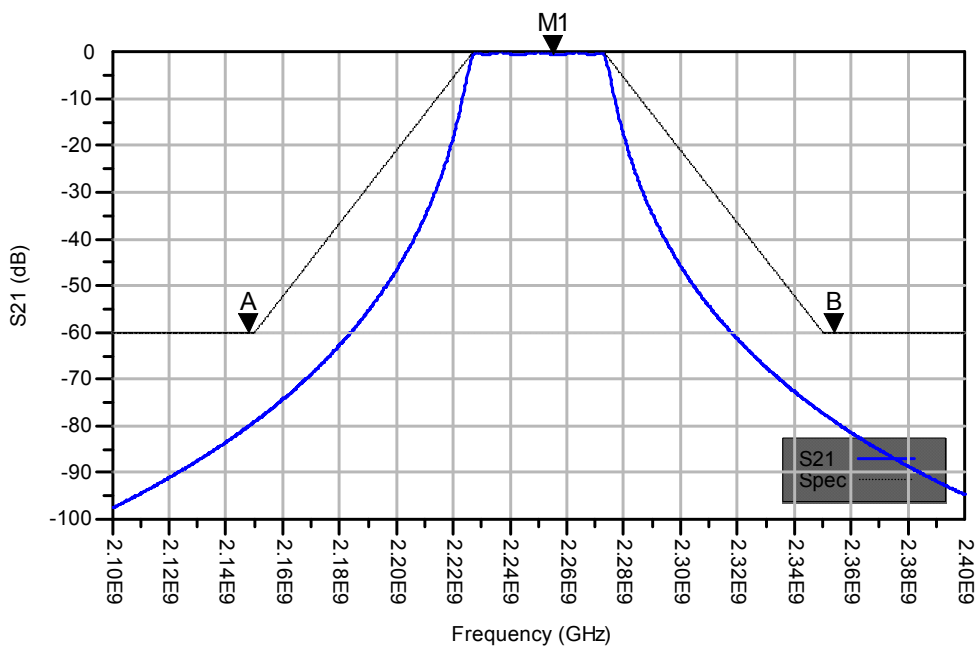
Ακολουθεί ο πίνακας με τις παραμέτρους του φίλτρου και τις τιμές της καταπίεσης κέρδους και καθυστέρησης στην κεντρική συχνότητα (2250 MHz). Επίσης βλέπουμε τα διαγράμματα της συνάρτησης μεταφοράς, της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης, της φάσης και της καθυστέρησης.

	Fs1	Fp1	Fp2	Fs2	As	Ap
Input Parameters	2.150	2.227	2.273	2.350	60.000	0.500
	CF-Des	CF-Actual	Gain Dev (dB)	MA-LSB	MA-USB	
Performance	2.250	2.250	0.616	-79.116	-77.234	
	F	S11 (dB)	S21 (dB)	Delay (ns)		
Marker M1	2.10	-0.00	-97.63	0.20		
Marker M2	2.34	-0.00	-72.65	0.57		

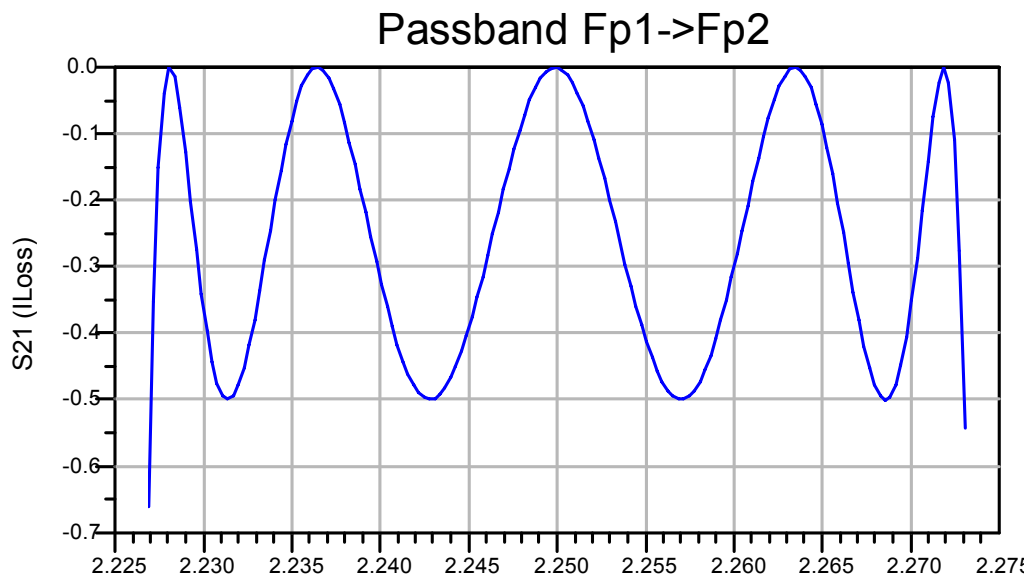
  

CF: Center Frequency (Desired or Actual) Dev: Deviation in Passband MA: Minimum Atten. Lower/Upper Stopband F: Frequency 1/2: Input/Output Ports Spec: Frequency Specification	Fs1: Lower Stopband Edge Fp1: Lower Passband Edge Fp2: Upper Passband Edge Fs2: Upper Stopband Edge Ap: Atten at PB Edge or Ripple As: Atten at SB Edge
---	--

Πίνακας 7.26

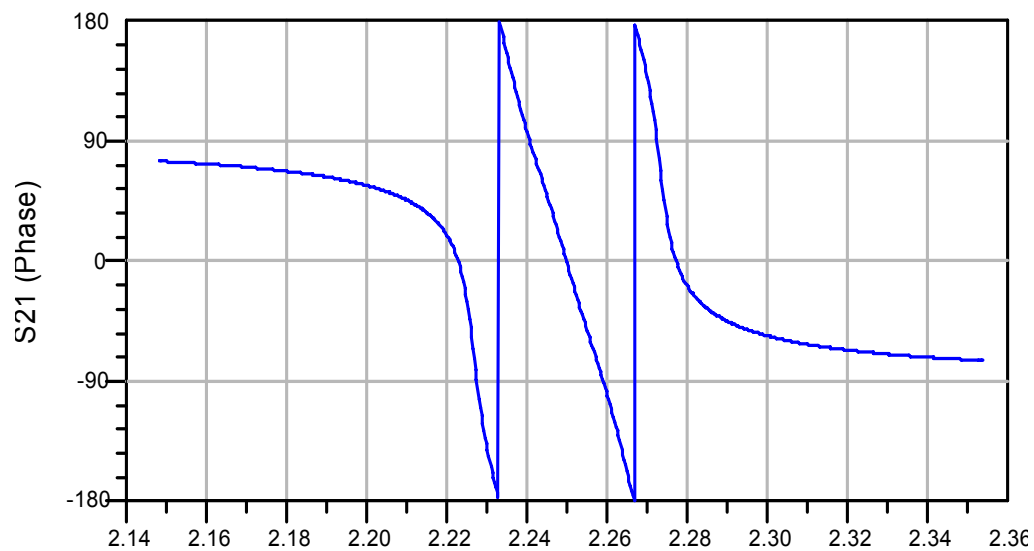


Σχήμα 7.82 Η συνάρτηση μεταφοράς του RF φίλτρου.

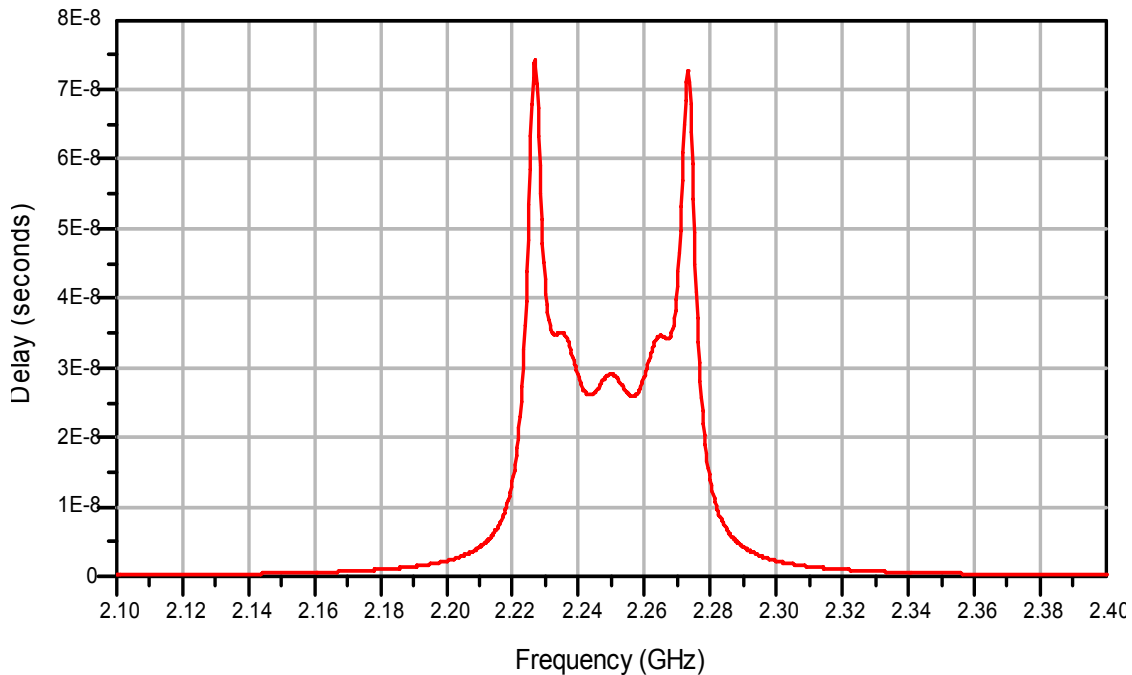


Σχήμα 7.83 Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης.

Παρατηρούμε ότι η κυμάτωση δεν ξεπερνάει τα 0.5 dB, που είναι και το μέγιστο επιτρεπτό.



Σχήμα 7.84 Η φάση συναρτίζεται της συχνότητας.



Σχήμα 7.85 Η καθυστέρηση συναρτήσει της συχνότητας.

Το RF φίλτρο, που είναι και το λιγότερο επιλεκτικό, παρουσιάζει μικρότερη κλίση στις συχνότητες αποκοπής. Επίσης οι κορυφές στο διάγραμμα της καθυστέρησης είναι κατά πολύ χαμηλότερες.

## 7.2.4 Συμπεράσματα

Κατά τον σχεδιασμό και την προσομοίωση των φίλτρων είδαμε:

- Τα φίλτρα που σχεδιάστηκαν είναι όλα 5<sup>ης</sup> τάξης για να είναι υλοποιήσιμα.
- Εξήχθησαν τα κυκλωματικά διαγράμματα και τα στοιχεία που τα αποτελούν με σκοπό την μελλοντική κατασκευή τους.
- Κατά την προσομοίωση τους είδαμε ότι η συμπεριφορά τους είναι ικανοποιητική για την ομαλή λειτουργία του πομπού.

## 7.3 Ο Μίκτης

Ο μίκτης είναι το κυκλωματικό στοιχείο με το οποίο υλοποιούμε την άνω μετατροπή συχνότητας στον πομπό.

Είναι σημαντικό, για την επίδοση του πομπού, ο μίκτης να εμφανίζει υψηλή γραμμικότητα.

Επιλέξαμε ο μίκτης μας να είναι ενεργός για να γίνεται μία επιπλέον ενίσχυση του σήματός μας.

Τα χαρακτηριστικά του είναι :

Συντελεστής θορύβου (NF)	5.5 dB
Κέρδος (G)	13 - 16 dB
Αντίσταση εισόδου-εξόδου	50 Ohm
Απομόνωση θυρών	10 - 30 dB

Πίνακας 7.27

Κατά την μελέτη του μίκτη έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

- Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών
- Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση στο 1dB Compression point
- Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου

Κατά τις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι παρακάτω παράμετροι λειτουργίας του μίκτη που μελετήθηκαν και στον δέκτη (Κεφ. 5.3).

- Τα φάσματα εισόδου και εξόδου
- Το κέρδος μετατροπής
- Απομόνωση θυρών
- Το 1 dB compression point
- Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης
- Ο συντελεστής θορύβου

Παρακάτω ακολουθεί η μελέτη της συμπεριφοράς του μίκτη σε περιβάλλον προσομοίωσης.

### 7.3.1 Προσομοίωση για υπολογισμό κέρδους και απομόνωση θυρών

## Mixer Conversion Gain, Isolation, and Port Impedance Simulation

This simulates the mixer input and output spectra, conversion gain, isolation and all port impedances for a single-ended mixer. Use the Mix\_SE\_Spect\_Iso data display. If you want to sweep the input power, use the Mix\_SE\_GC schematic, via the Mixer DesignGuide > Single-Ended Mixer Characterization > Conv. Gain, Gain Comp. versus Input Power menu pick.

#### SIMULATION CONTROL

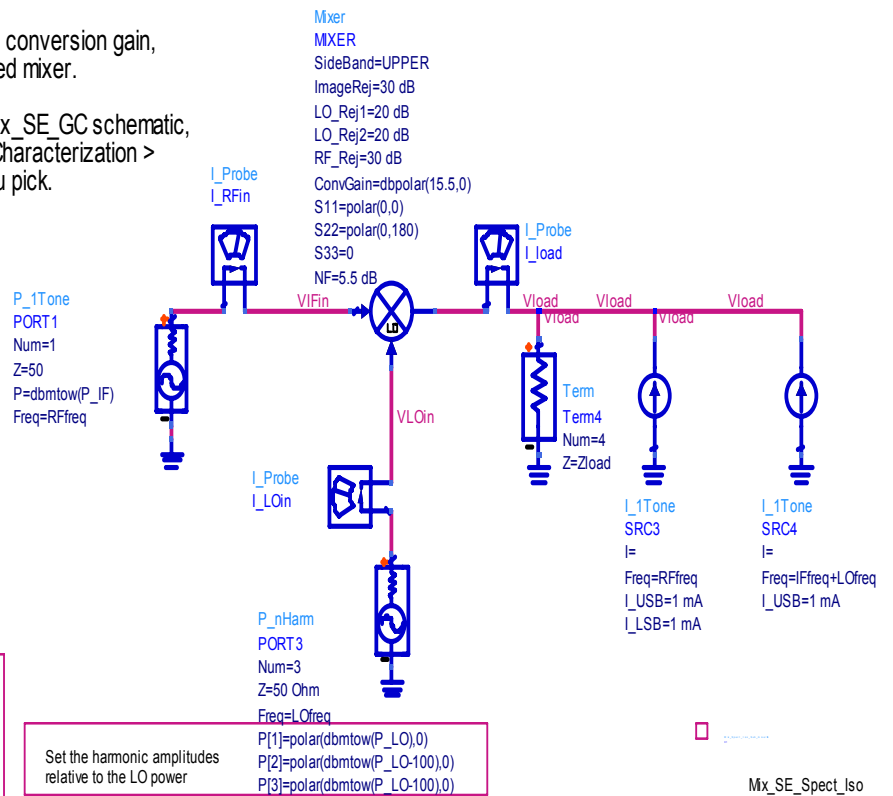
##### HARMONIC BALANCE

HarmonicBalance  
 HB1  
 MaxOrder=14  
 Freq[1]=LOfreq  
 Freq[2]=IFfreq  
 Order[1]=11  
 Order[2]=3  
 SS\_MixerMode=yes  
 SS\_Freq=1 kHz  
 UseKrylov=yes

##### VAR

LOfreq=2110 MHz  
 IFfreq=140 MHz  
 P\_IF=-14.5  
 P\_LO=-2  
 Zload=50+j\*0

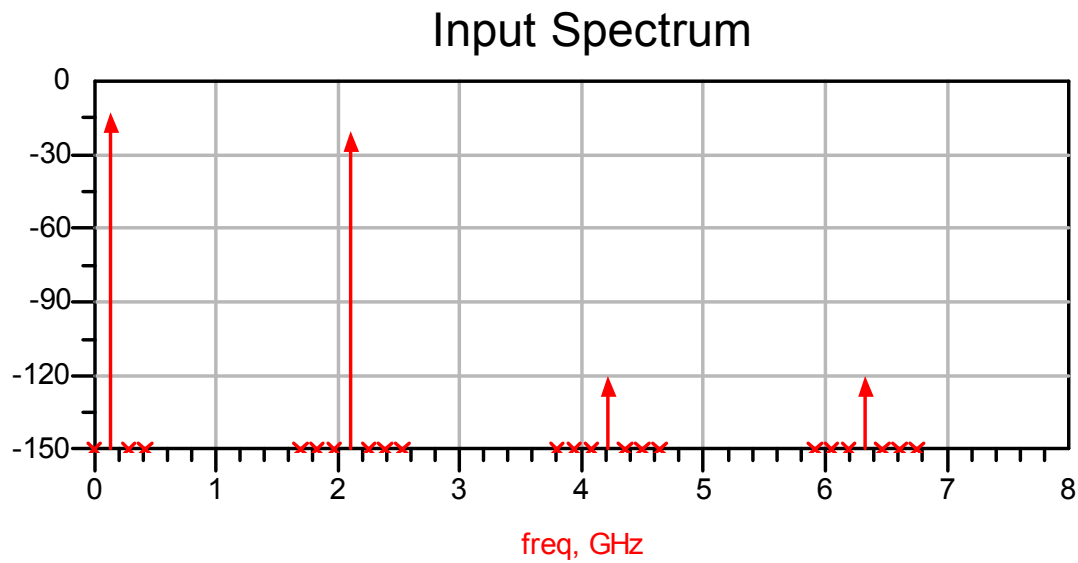
Set the following parameters:  
 1) LO frequency, LOfreq  
 2) IF frequency, IFfreq  
 3) IF power, P\_IF  
 4) LO power, P\_LO  
 5) Load impedance, Zload



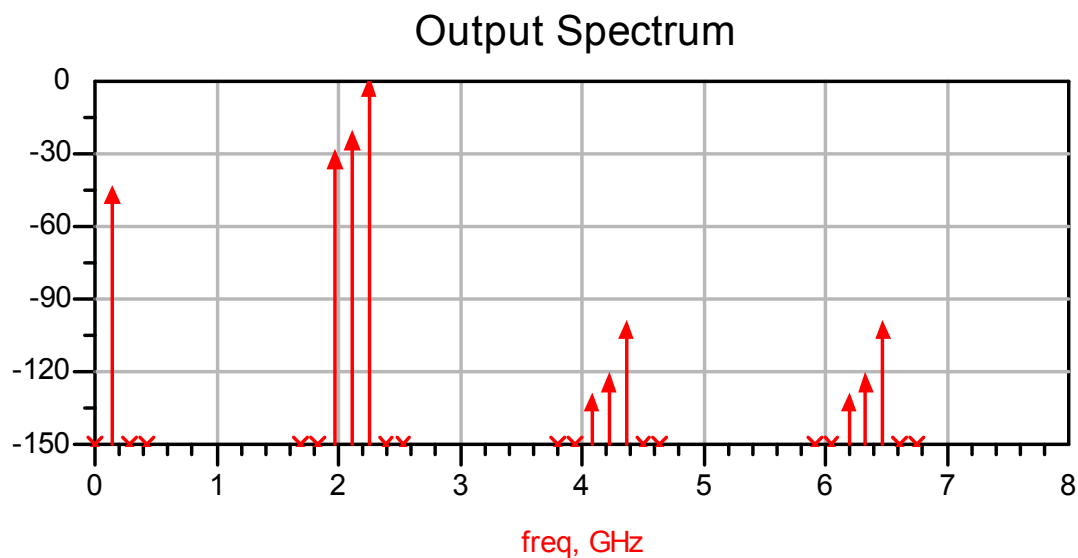
Σχήμα 7.86 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -14.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθούν τα διαγράμματα του φάσματος εισόδου-εξόδου και ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



**Σχήμα 7.87** Το φάσμα εισόδου του μίκτη.



**Σχήμα 7.88** Το φάσμα εξόδου του μίκτη.

Στα δύο φάσματα βλέπουμε το αρχικό μας σήμα στα 140 MHz με ισχύ -14.5 dBm και το σήμα που παράγεται κατά την άνω μετατροπή συχνότητας στα 2250 MHz και ενισχυμένο κατά 14.5 dB. Επίσης παρατηρούμε και τις αρμονικές που υπάρχουν οι οποίες και θα κοπούν από τα διάφορα φίλτρα.

INPUT DATA		
Zload		
50.0 / 0.0		
Input Frequency	RF Pavailable	RF voltage
140.0MHz	-14.500	0.060 / 0.000
LO Frequency	LO Pavailable	LO voltage
2.110GHz	-2.000	0.251 / 0.000

Output Frequency	Down Conversion Gain (dB)	Output voltage
1.970GHz	-15.471	0.010 / -180.0...
Output Frequency	Up Conversion Gain (dB)	Output voltage
2.250GHz	14.529	0.317 / 4.869...

PORT-TO-PORT ISOLATION		
LO to Output isolation (dB)	LO to Input isolation (dB)	Input to Output isolation (dB)
P_LO2IF	P_LO2RF	P_RF2IF
20.0	20.0	30.0

Πίνακας 7.28

Στον παραπάνω πίνακα βλέπουμε ότι το κέρδος άνω μετατροπής είναι 14,529 dB, τιμή αρκετά κοντά στην επιθυμητή ικανοποιώντας τις απαιτήσεις μας. Επίσης, οι τιμές απομόνωσης των θυρών του μίκτη, είναι 20dB στις θύρες LO-IF, LO-RF και 30dB στην RF-IF που ικανοποιούν τις απαιτήσεις μας για τον περιορισμό των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και τυχόν σημάτων παρεμβολής.



### 7.3.2 Προσομοίωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου

#### Gain Compression Simulation

This schematic simulates the IF (or RF) output power vs. RF (or IF) input power to show the gain compression behavior. It can generate very large data files if you use many points in the power sweep and/or have large LO, Max or RF order numbers. On the other hand, you must verify that the order is adequate to give accurate simulated results. Try increasing the max and LO orders until you no longer see any significant changes in the predictions. For highly nonlinear mixers (like the diode switching mixer), fundamental oversampling can also improve accuracy.

If you just want to find the P1dB point, use the Mix\_Diff\_PNdB schematic via the Mixer DesignGuide > Single-Ended Mixer Characterization > N-dB Gain Compression Point menu pick.

**SIMULATION CONTROL**

**HARMONIC BALANCE**

HarmonicBalance  
 HB1  
 MaxOrder=10  
 Freq[1]=LOfreq  
 Freq[2]=IFfreq  
 Order[1]=11  
 Order[2]=3  
 UseKrylov=yes  
 SweepVar="P\_IF"  
 SweepPlan="Coarse"

Set the following parameters:  
 1) LO power, P\_LO  
 2) LO frequency, LOfreq  
 3) IF frequency, IFfreq  
 4) Load Impedance, Zload

P\_LO=-2  
 LOfreq=2110 MHz  
 IFfreq=140 MHz  
 Zload=50+j\*0

**SWEEP PLAN**

SweepPlan  
 Coarse  
 Start=-24.5 Stop=-14.5 Step=1.0 Lin=  
 UseSweepPlan=yes  
 SweepPlan="Fine"

Set the IF power sweep steps. Coarse sweep can be used to simulate the mixer before it goes into compression.

**SWEEP PLAN**

SweepPlan  
 Fine  
 Start=-14.5 Stop=-4.5 Step=1.0 Lin=  
 UseSweepPlan=  
 SweepPlan=

In the range where the gain is compressing finer P\_IF steps should be selected with the Fine sweep plan.

Mixer  
 MIXER  
 SideBand=UPPER  
 ImageRej=30 dB  
 LO\_Rej1=20 dB  
 LO\_Rej2=20 dB  
 RF\_Rej=30 dB  
 Conv Gain=dbpolar(15.5,0)  
 S11=polar(0,0)  
 S22=polar(0,180)  
 S33=0  
 NF=5.5 dB  
 VIFin

P\_1Tone  
 PORT1  
 Num=1  
 Z=50 Ohm  
 P=dbmtow(P\_IF)  
 Freq=RFfreq

P\_nHarm  
 PORT3  
 Num=3  
 Z=50 Ohm  
 Freq=LOfreq

L\_Probe  
 I\_load  
 Vload

Term  
 IFport  
 Num=2  
 Z=Zload Ohm

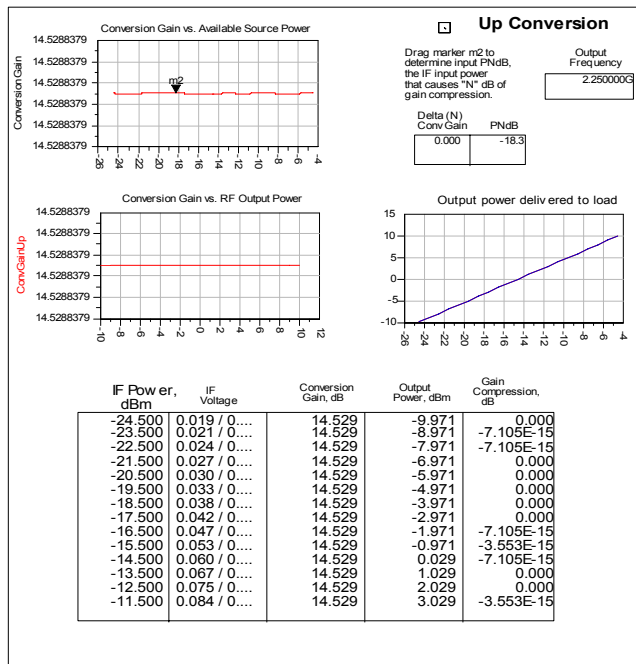
Set the harmonic amplitudes relative to the LO power  
 P[1]=polar(dbmtow(P\_LO),0)  
 P[2]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)  
 P[3]=polar(dbmtow(P\_LO-100),0)

Mix\_SE\_GC

Σχήμα 7.89 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

#### Gain Compression Data Display

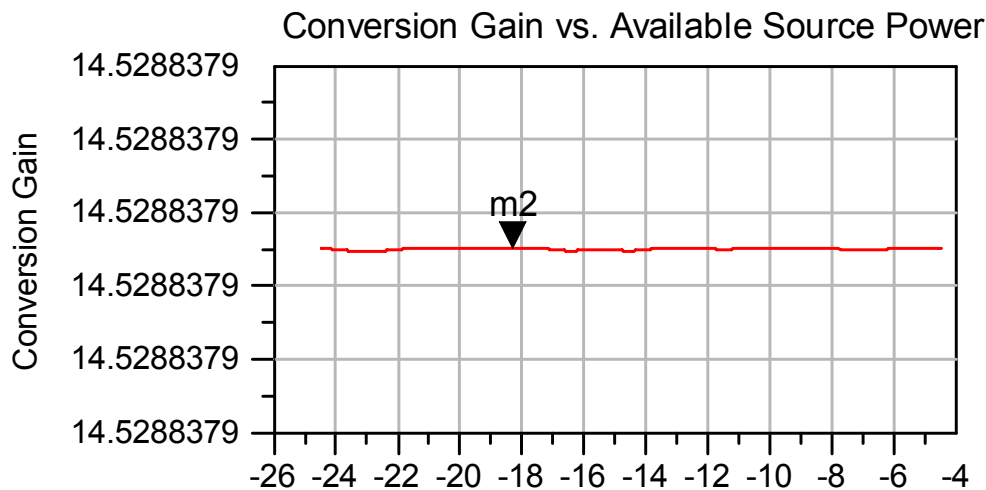
Actual output power is compared with ideal (small signal) case. N dB compression input power can be seen from the Conversion Gain vs. Available Source Power plots. A Available Source Power plots. Use with the Mix\_SE\_GC schematic.



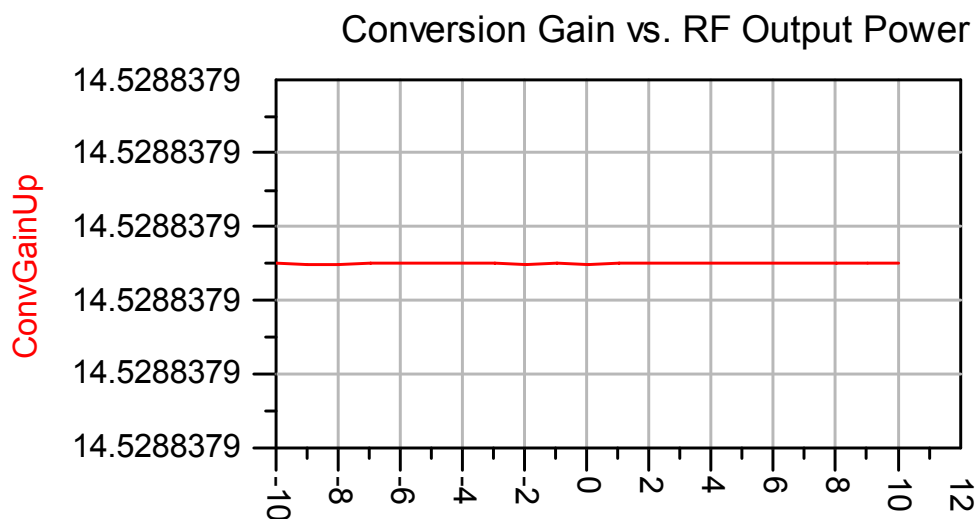
Σχήμα 7.90 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και μεταβλητής ισχύος από -24.5 έως -4.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

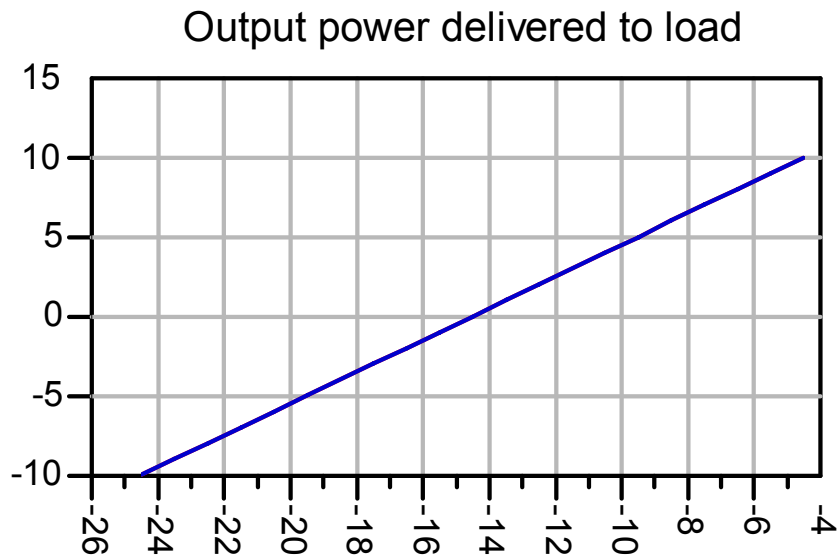
Ακολουθούν τα διαγράμματα του κέρδους ως προς την ισχύ εισόδου-εξόδου, της ισχύος εξόδου συναρτήσει της ισχύος εισόδου και ο πίνακας με τις αριθμητικές τιμές.



Σχήμα 7.91 Το κέρδος του μίκτη συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 7.92 Το κέρδος του μίκτη συναρτήσει της ισχύος εξόδου.



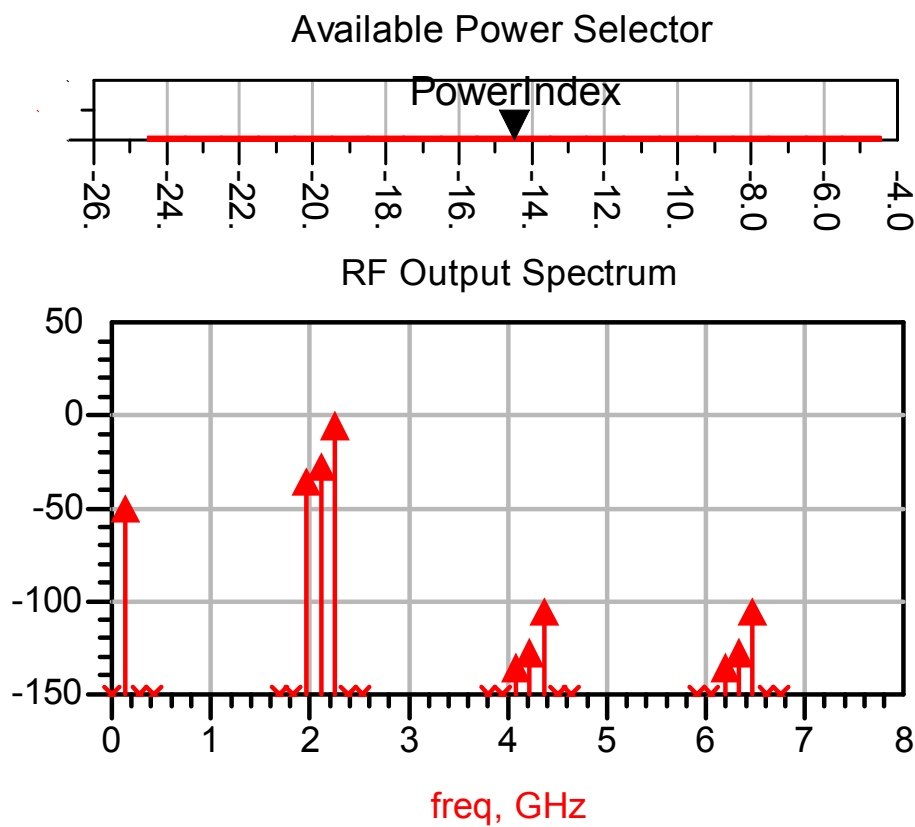
Σχήμα 7.93 Η ισχύς εξόδου συναρτῆσει της ισχύς εισόδου.

IF Power, dBm	IF Voltage	Conversion Gain, dB	Output Power, dBm	Gain Compression, dB
-24.500	0.019 / 0.000	14.529	-9.971	0.000
-23.500	0.021 / 0.000	14.529	-8.971	-7.105E-15
-22.500	0.024 / 0.000	14.529	-7.971	-7.105E-15
-21.500	0.027 / 0.000	14.529	-6.971	0.000
-20.500	0.030 / 0.000	14.529	-5.971	0.000
-19.500	0.033 / 0.000	14.529	-4.971	0.000
-18.500	0.038 / 0.000	14.529	-3.971	0.000
-17.500	0.042 / 0.000	14.529	-2.971	0.000
-16.500	0.047 / 0.000	14.529	-1.971	-7.105E-15
-15.500	0.053 / 0.000	14.529	-0.971	-3.553E-15
-14.500	0.060 / 0.000	14.529	0.029	-7.105E-15
-13.500	0.067 / 0.000	14.529	1.029	0.000
-12.500	0.075 / 0.000	14.529	2.029	0.000
-11.500	0.084 / 0.000	14.529	3.029	-3.553E-15
-10.500	0.094 / 0.000	14.529	4.029	0.000
-9.500	0.106 / 0.000	14.529	5.029	0.000
-8.500	0.119 / 0.000	14.529	6.029	0.000
-7.500	0.133 / 0.000	14.529	7.029	-3.553E-15
-6.500	0.150 / 0.000	14.529	8.029	-3.553E-15
-5.500	0.168 / 0.000	14.529	9.029	0.000
-4.500	0.188 / 0.000	14.529	10.029	0.000

Πίνακας 7.29

Όπως βλέπουμε στα παραπάνω διαγράμματα και στον πίνακα 7.29, το κέρδος του μίκτη παραμένει σταθερό ανεξάρτητα από την ισχύ που δέχεται. Άρα λειτουργεί γραμμικά.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί απεικονίζεται το φάσμα εξόδου του μίκτη για ισχύ εισόδου  $-14.5$  dBm. Εκτός του σήματος μας (2250 MHz) βλέπουμε και τα διάφορα παράγωγα.



Σχήμα 7.94 Το φάσμα εξόδου του μίκτη.

### 7.3.3 Προσομοίωση στο 1dB Compression point

#### N dB Compression Simulation

The XDB controller is an easy way to find the P1dB. It produces two results: inpwr and outpwr. inpwr is the input power required for N dB of gain compression. outpwr is the corresponding output power. Thus, the conversion gain at the N dB compression point is also available.

#### SIMULATION CONTROL

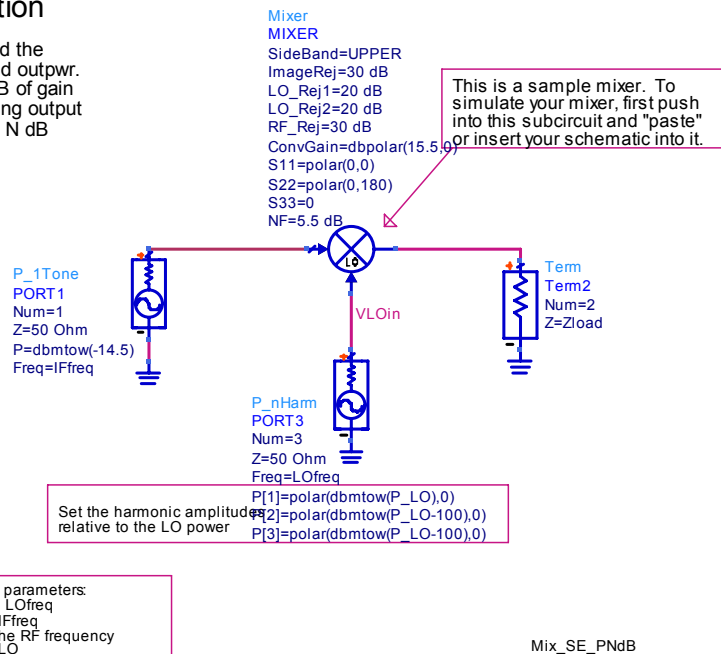
#### GAIN COMPRESSION

XDB  
 HB2  
 MaxOrder=9  
 Freq[1]=LOfreq  
 Freq[2]=IFreq  
 Order[1]=11  
 Order[2]=3  
 FundOversample=2  
 GC\_XdB=N  
 GC\_InputPort=1  
 GC\_OutputPort=2  
 GC\_InputFreq=IFreq  
 GC\_OutputFreq=RFfreq

#### VAR

VAR1  
 LOfreq=2110 MHz  
 IFreq=140 MHz  
 RFfreq=mag(IFfreq+LOfreq)  
 P\_LO=-2\_dBm  
 Zload=50 +j\*0  
 N=1

Set the following parameters:  
 1) LO frequency, LOfreq  
 2) IF frequency, IFfreq  
 3) Equation for the RF frequency  
 4) LO power, P\_LO  
 5) Load impedance, as complex number  
 6) Gain compression, N, in dB



Σχήμα 7.95 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -14.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

#### 1.0 dB compression input power and associated conversion gain

1.0 dB gain compression input power level (dBm)	Conversion gain
4.801	14.515

LO voltage @ LOfreq	LO Power (dBm - 50 ohms)	Load Impedance R + jX
0.251 / 0.000	-2.000	50.000 + j0.000

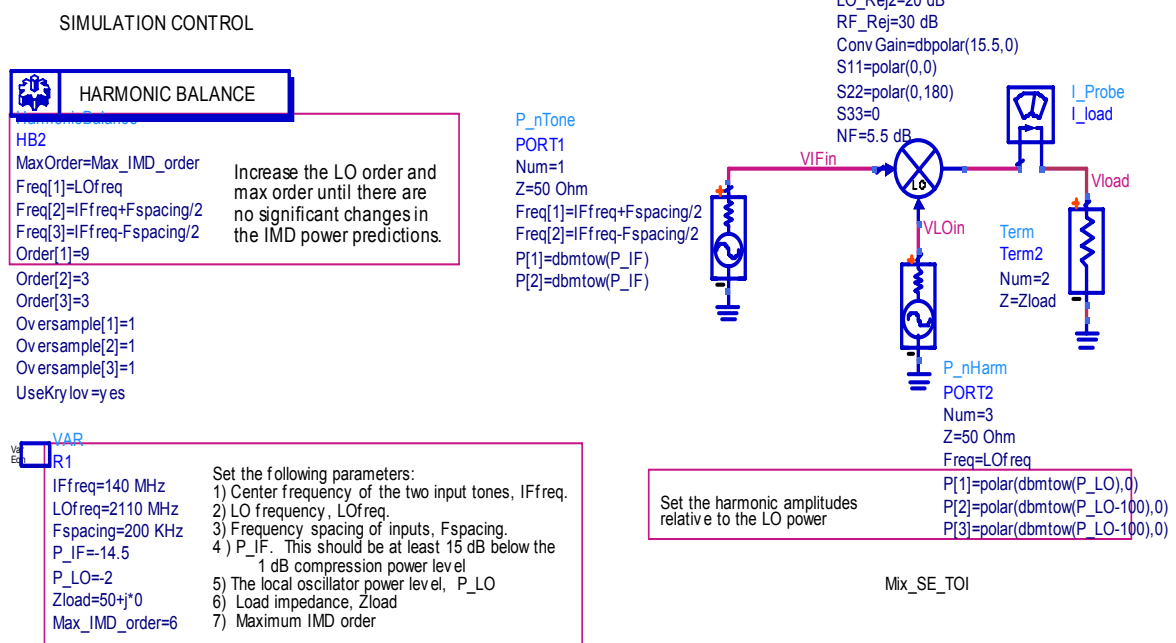
Πίνακας 7.30

Ο μίκτης μας θα δέχεται σήμα πολύ χαμηλότερης ισχύος από την τιμή της ισχύος εισόδου στο 1dB compression point (4.801 dBm). Συνεπώς δεν θα αντιμετωπίσουμε προβλήματα μη γραμμικότητας.

### 7.3.4 Προσομοίωση για την εύρεση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης

#### Mixer Intermodulation Distortion Simulation

Calculates SOI and TOI from a single input power level P\_IF

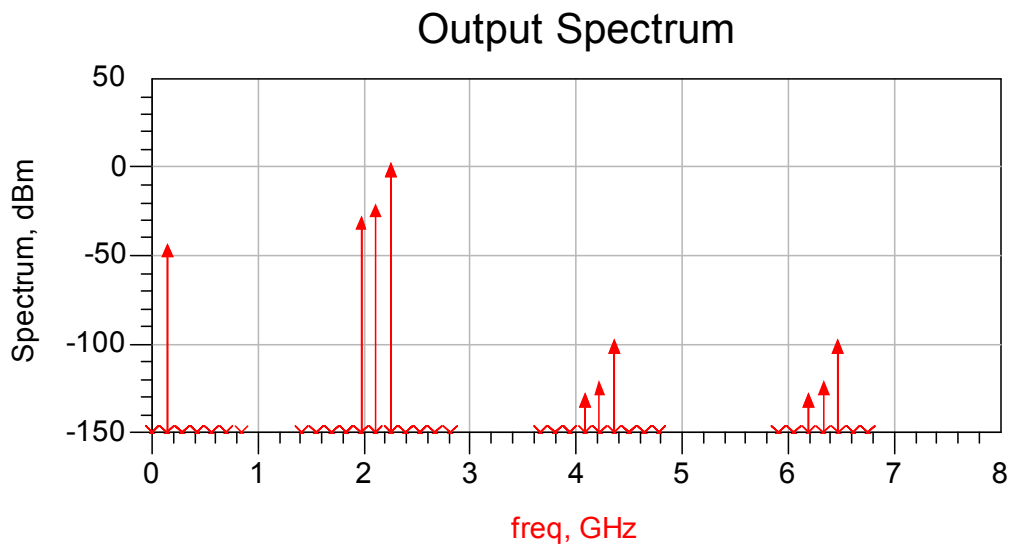


Σχήμα 7.96 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

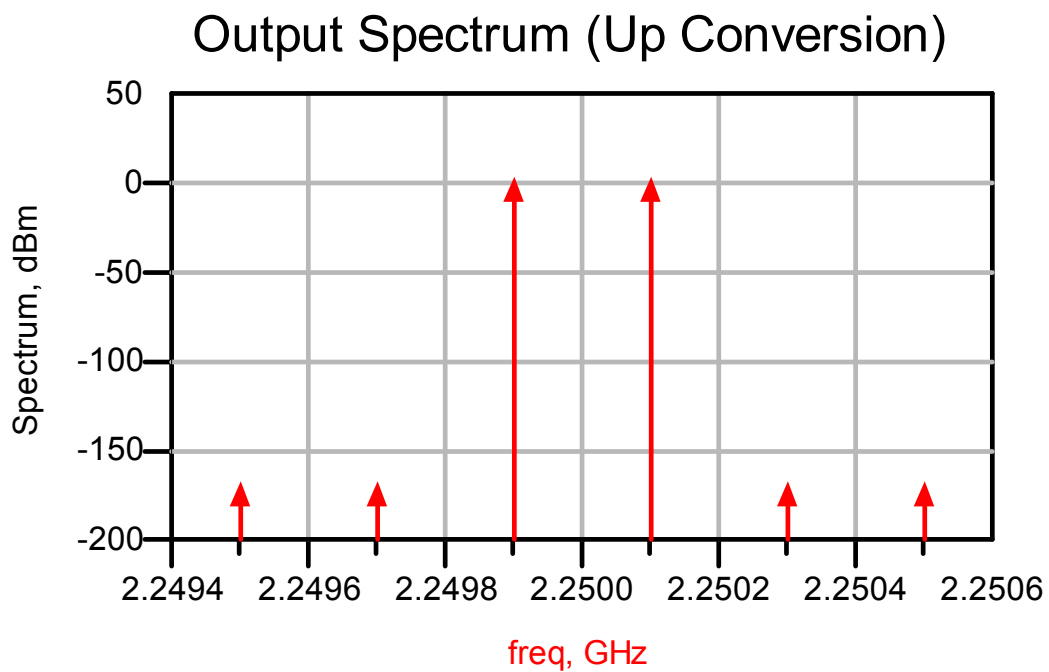
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -14.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Για τον υπολογισμό των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης διαιρούμε το σήμα σε δύο σήματα που απέχουν από την κεντρική συχνότητα 100 kHz, δηλαδή 139.9 και 140.1 MHz.

Ακολουθούν το φάσμα εξόδου του μίκτη, μία μεγέθυνση του φάσματος για τιμές εκατέρωθεν της συχνότητας κάτω μετατροπής και οι πίνακες με τις τιμές των αποστάσεων των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης από την βασική και των σημείων τομής τους.



Σχήμα 7.97 Το φάσμα εξόδου του μίκτη.



Σχήμα 7.98 Το φάσμα εξόδου άνω μετατροπής.

<b>Up Conversion</b>									
<b>Fundamental Output Freqs. (Up Conversion)</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>2.25010G</td></tr> <tr><td>2.24990G</td></tr> </table>	2.25010G	2.24990G	<b>3rd Order IMD</b> <b>Carrier to 3rd order IMD ratio</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <th style="width: 50%;">LSB</th> <th style="width: 50%;">USB</th> </tr> <tr> <td>171.000</td> <td>171.000</td> </tr> </table>			LSB	USB	171.000	171.000
2.25010G									
2.24990G									
LSB	USB								
171.000	171.000								
<b>Low and High Side Output TOI Points, dBm</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 50%;">86.50</td> <td style="width: 50%;">86.50</td> </tr> </table>	86.50	86.50	<b>Low and High Side Input TOI Points, dBm</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td style="width: 50%;">70.99</td> <td style="width: 50%;">70.99</td> </tr> </table>			70.99	70.99		
86.50	86.50								
70.99	70.99								
<p>These become invalid as the mixer is driven into compression. If the low and high side IP3s are not nearly equal, the mixer is either driven too hard or you need to increase the max order, LO order, RF order, and possibly include oversampling in the HB controller.</p>									
<b>Output Power in Both Fundamentals dBm</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>4.01</td></tr> </table>	4.01	<b>Conversion Gain, dB</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>15.51</td></tr> </table>	15.51	<p>The conversion gain is calculated from the total fundamental input and output powers.</p>					
4.01									
15.51									

Πίνακας 7.31

<b>Total Available Source Power dBm</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>-11.50</td></tr> </table>	-11.50	<b>Fundamental Input Freqs.</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>139.9M</td></tr> <tr><td>140.1M</td></tr> </table>	139.9M	140.1M	<b>Input voltage (one tone)</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>59.6m / 0.000</td></tr> </table>	59.6m / 0.000
-11.50						
139.9M						
140.1M						
59.6m / 0.000						
<b>LO Frequency</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>2.110GHz</td></tr> </table>	2.110GHz	<b>LO Pavailable</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>-2.000</td></tr> </table>	-2.000	<b>LO voltage</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>0.251 / 0.000</td></tr> </table>	0.251 / 0.000	
2.110GHz						
-2.000						
0.251 / 0.000						
<b>2nd Order IMDs</b>						
<b>-F_LO + Fin1 + Fin2</b>						
<b>Car to IM2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>141.00</td></tr> </table>	141.00	<b>OIP2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>112.00</td></tr> </table>	112.00	<b>IMD Freq</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>1.8300G</td></tr> </table>	1.8300G	
141.00						
112.00						
1.8300G						
<b>F_LO - Fin1 + Fin2</b>						
<b>Car to IM2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>141.00</td></tr> </table>	141.00	<b>OIP2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>112.00</td></tr> </table>	112.00	<b>IMD Freq</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>2.1098G</td></tr> </table>	2.1098G	
141.00						
112.00						
2.1098G						
<b>F_LO + Fin1 + Fin2</b>						
<b>Car to IM2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>171.00</td></tr> </table>	171.00	<b>OIP2</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>172.00</td></tr> </table>	172.00	<b>IMD Freq</b> <table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr><td>2.3900G</td></tr> </table>	2.3900G	
171.00						
172.00						
2.3900G						

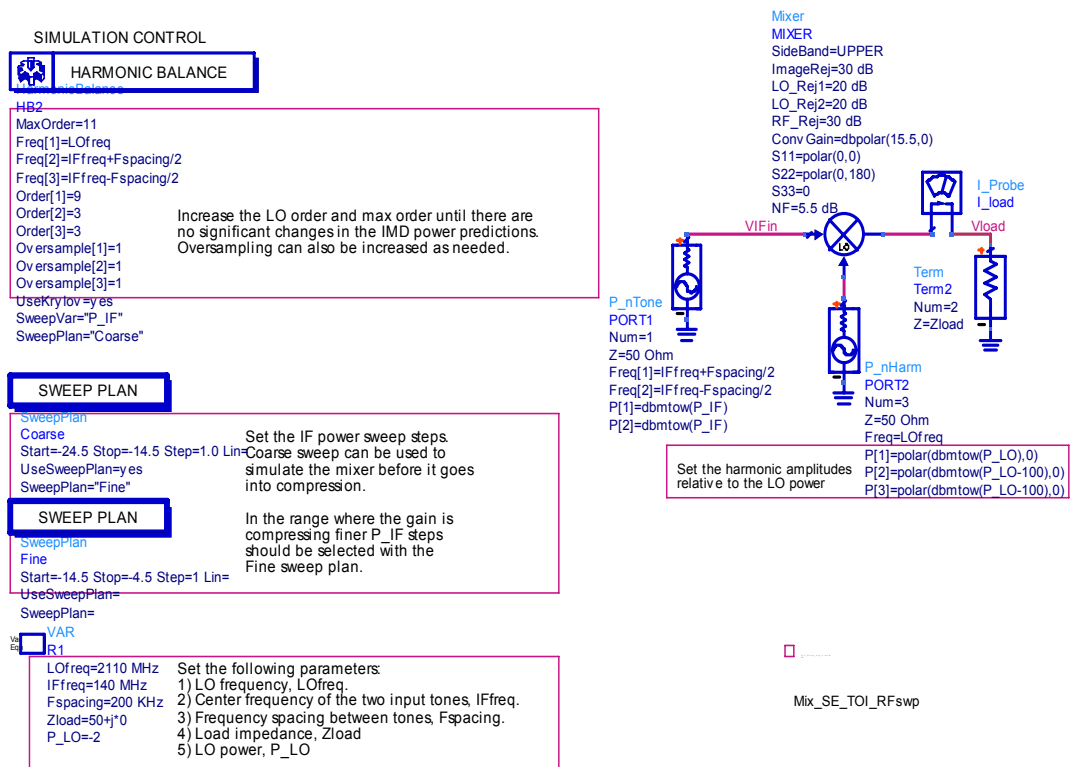
Πίνακας 7.32



Στους παραπάνω πίνακες βλέπουμε ότι οι τιμές των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης που παράγονται κατά την άνω μετατροπή συχνότητας απέχουν πολύ από το σήμα μας.

### 7.3.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του σημείου τομής παραγώγων τρίτου βαθμού

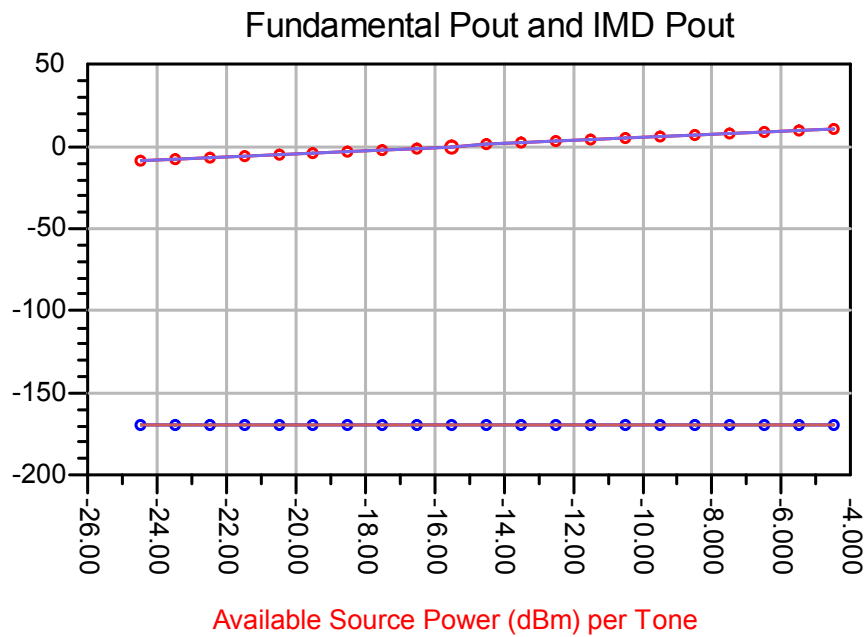
#### Mixer Third-order Intercept IF Power Sweep



Σχήμα 7.99 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και μεταβλητής ισχύος από -24.5 έως -4.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθούν το διάγραμμα του φέροντος και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτου βαθμού καθώς και ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



**Σχήμα 7.100** Σήμα και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Από το παραπάνω διάγραμμα είναι εμφανές ότι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης δεν επηρεάζουν την γραμμική λειτουργία του μίκτη αφού υπολείπονται αρκετά του φέροντος.

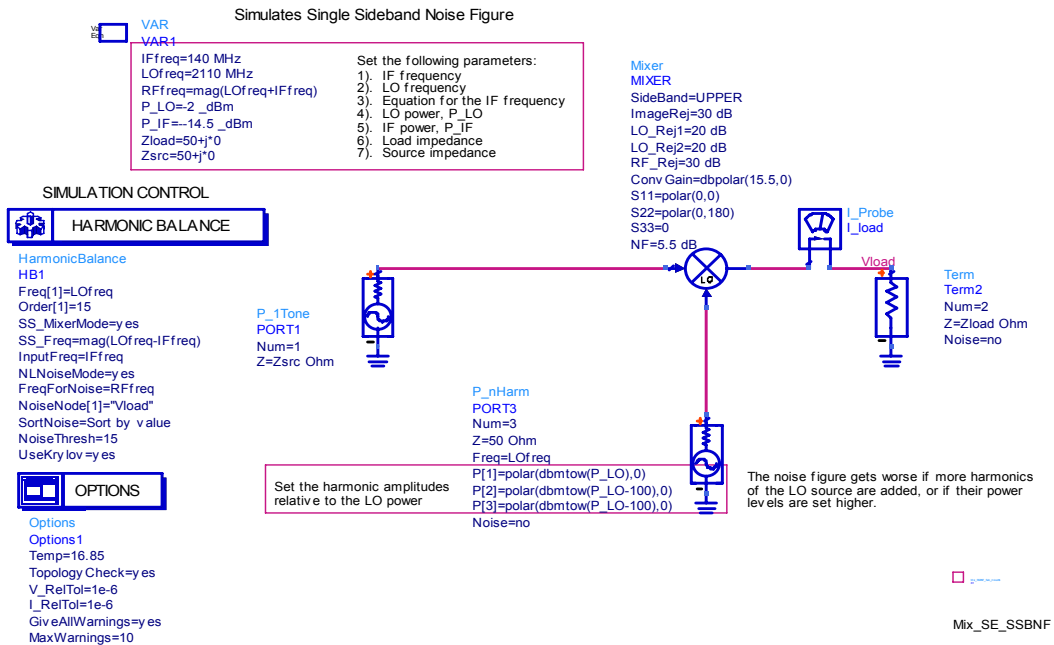
Fundamental Output Frequencies	Conversion Gain, dB	Third-Order IMD Frequencies	OIP3, dBm	IIP3, dBm	Carrier to IMD ratio, dB	LO power, dBm
2.249900G	15.510	2.249700G	86.500	70.990	171.000	-2.000
2.250100G		2.250300G	86.500	70.990	171.000	-2.000

**Πίνακας 7.33**

Στον πίνακα βλέπουμε τις δύο συχνότητες στην έξοδο του μίκτη, το κέρδος του, τις συχνότητες των παραγώγων τρίτης τάξης, την απόστασή τους από την βασική και τα σημεία τομής τους με αυτή στην είσοδο (IIP3) και στην έξοδο (OIP3).

### 7.3.6 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου

#### Mixer Noise Figure and Conversion Gain Simulation Single-ended I/O



Σχήμα 7.101 Ο μίκτης σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -14.5 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και επιθυμητό κέρδος ενίσχυσης 15.5 dB.

Ακολουθεί ο πίνακας με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης όπου βλέπουμε την τιμή του συντελεστή θορύβου που προέκυψε και είναι 5.501 dB.

Output Frequency	Single Sideband Noise Figure, dB
2.250GHz	5.501

Source Impedance	Load Impedance	LO Power, dBm
50.0 / 0.0	50.0 / 0.0	-2.0

Input Frequency	LO Frequency
140.0M	2.110G

freq	ConvGain_Up
2.250GHz	15.500

Πίνακας 7.34

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

# Η ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ ΣΥΝΟΛΙΚΑ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ανάλυση της συμπεριφοράς των στοιχείων του πομπού που μελετήθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ως σύστημα συνολικά. Σκοπός μας είναι να ελέγξουμε αν ο πομπός που σχεδιάστηκε ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις μας για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης. Ειδικότερα, μας ενδιαφέρει να δούμε κατά πόσο επηρεάζεται η λειτουργία του κάθε στοιχείου ως μέρους του συνολικού κυκλώματος του πομπού.

Κατά την μελέτη αυτή έγιναν οι εξής προσομοιώσεις :

- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου
- Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυβικού λόγου
- Προσομοίωση για την εύρεση της τρίτης αρμονικής και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση
- Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας
- Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση για την εύρεση της τρίτης αρμονικής και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου
- Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή

Στο τέλος του κεφαλαίου εξετάστηκε η περίπτωση μετάδοσης εικόνας.

Κατά τις προσομοιώσεις αυτές υπολογίστηκαν οι παρακάτω παράμετροι λειτουργίας που μελετήθηκαν και στον δέκτη (Κεφ 6) :

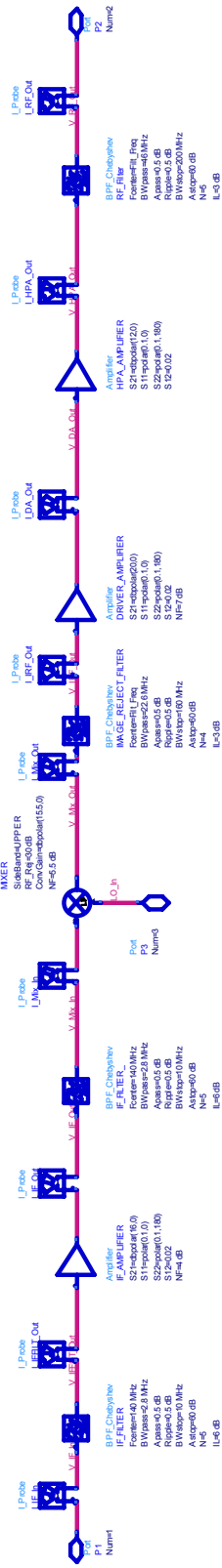
- Ο συντελεστής θορύβου
- Ο σηματοθορυβικός λόγος
- Παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης
- Return loss
- Το φάσμα σήματος (QPSK) ως προς συχνότητα και ως προς χρόνο
- Σηματικός αστερισμός εισόδου και εξόδου

Στο σχήμα που ακολουθεί (σχήμα 8.1) παρουσιάζεται το κύκλωμα του πομπού με τα χαρακτηριστικά των επιμέρους στοιχείων που χρησιμοποιήθηκε στις παραπάνω προσομοιώσεις.

**Single Stage Up-Converter {IF Filter,IF Amp,IF Filter,Mixer USB,I.R.Filter,DA Amp,HPA Amp,RF Filter}**

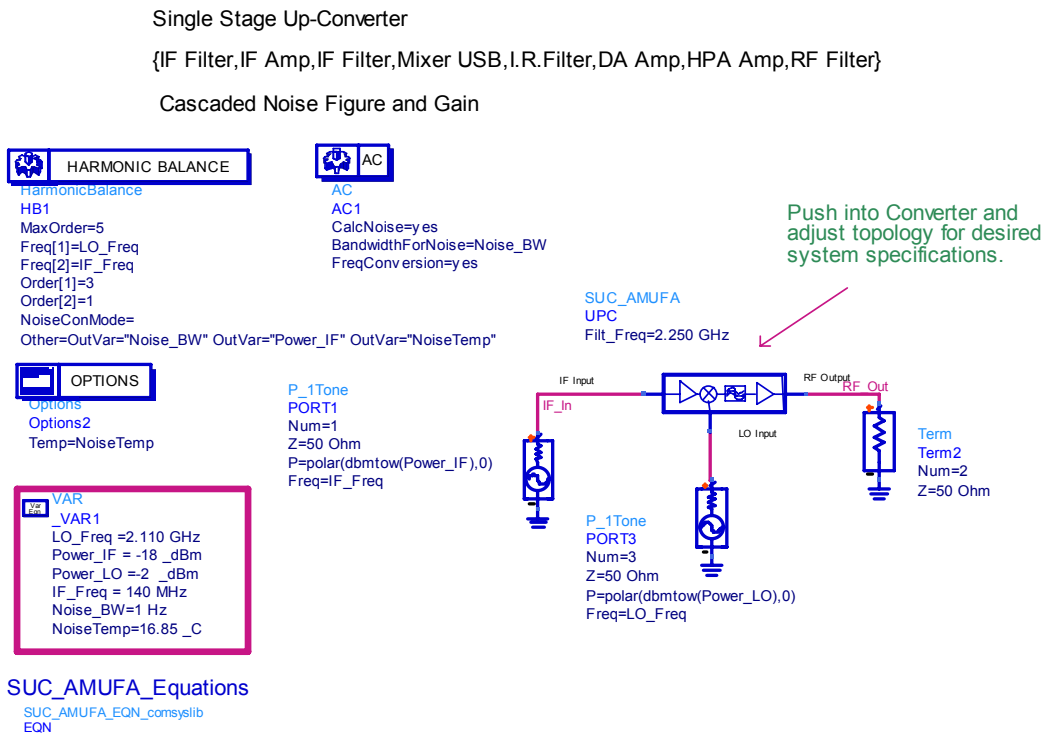
The single stage up-converter consists of 8 configurable blocks. Each amplifiers Gain, VSWR, TOI, IP3, etc. can be specified using a behavioural model or you can use a data file containing the AM/AM and AM/PM characteristics. If a transistor-level amplifier is available, it can replace the existing amplifiers. Only the node names need to be retained for proper use of the data display. In addition, if a series of amplifiers are used in the combination of amplifiers can be inserted in place of an amplifier. Also you can replace any of the blocks, excluding the mixer, with a series of blocks (e.g. filter, amplifier and filter) or you can replace the filter block by a user-designed filter (e.g. microstrip edge-coupled filter). The filter can be replaced by any of the other available filter types. The mixer block parameters can be modified to reflect system specifications including values such as TOI, conversion gain, noise figure, etc. Another option is to replace the mixer by a circuit file, which identifies the sources of inputs and port-to-port rejections. If you have a diode-level design, then it can be inserted in place of the mixer, while retaining the node names.

**Node Names in order { IF\_In,IFFILT\_Out,IF\_Out,Mix\_In,Mix\_Out,IRF\_Out,DA\_Out,HPA\_Out,RF\_Out }**



**Σχήμα 8.1** Η συνδεσμολογία του πομπού.

# 8.1 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου



Σχήμα 8.2 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -18 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.

Single Stage Up Converter

Measurement: Noise Performance

Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IRF Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter

1. The system noise figure is listed along the chain .

2. The gain is listed along the chain.

3. The power is listed along the chain.

Power at Nodes (dBm)

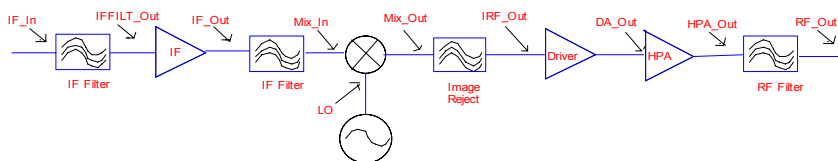
IFFILT_Out_dBm	IF_Out_dBm	Mix_In_dBm	Mix_Out_dBm	IRF_Out_dBm	DA_Out_dBm	HPA_Out_dBm	RF_Out_dBm
-24.047	-8.135	-14.176	1.182	-2.035	17.721	29.682	26.682

Cascaded Power Gain at Nodes (dB)

Gain_Mix_In	Gain_IFFILT_Out	Gain_IF_Out	Gain_Mix_Out	Gain_Sys	Gain_IRF_Out	Gain_DA_Out	Gain_HPA_Out
3.824	-6.047	9.865	19.182	44.682	15.965	35.721	47.682

Cascaded Noise Figure at Nodes (dB)

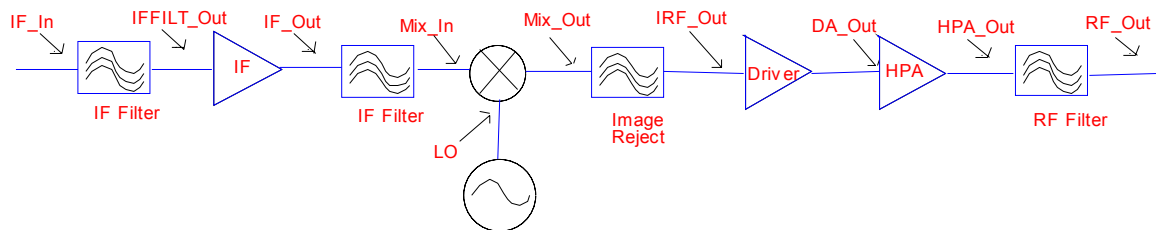
NF_Mix_In	NF_IF_Out	NF_IFFILT_Out	NF_Mix_Out	NF_Sys	NF_IRF_Out	NF_DA_Out	NF_HPA_Out
10.238	10.135	6.001	10.873	11.168	10.874	11.085	11.168



Σχήμα 8.3 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Η προσομοίωση αυτή έγινε για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου (Noise figure). Αυτό επιτεύχθηκε μετρώντας πρώτα την ισχύ σε κάθε σημείο του δέκτη και στην συνέχεια υπολογίζοντας το αντίστοιχο κέρδος.

Στο σχήμα 8.4 παρουσιάζεται η αλυσίδα του πομπού με τα σημεία μέτρησης που επιλέχθηκαν και στον πίνακα 8.1 τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.



Σχήμα 8.4 Τα σημεία μέτρησης του πομπού.

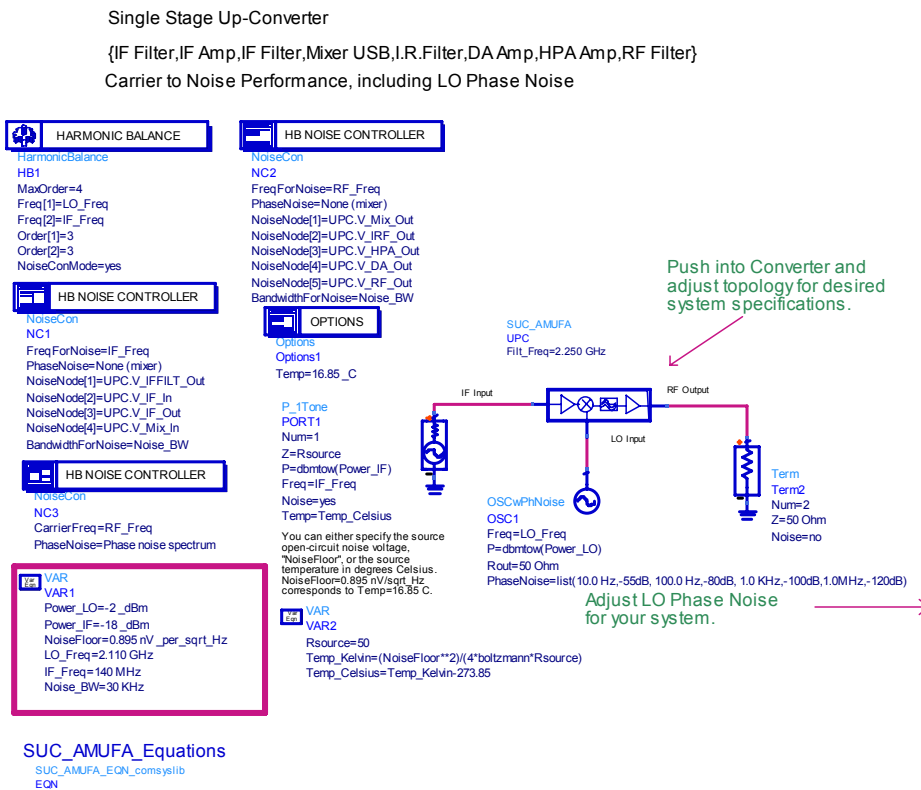
NODES	POWER (dBm)	GAIN (dB)	NOISE FIGURE (dB)
IF FILT OUT	-24.047	-6.047	6.001
IF OUT	-8.135	9.865	10.135
MIX IN	-14.176	3.824	10.238
MIX OUT	1.182	19.182	10.873
IRF OUT	-2.035	15.965	10.874
DA OUT	17.721	35.721	11.085
HPA OUT	29.682	47.682	11.168
RF OUT	26.682	44.682	11.168

Πίνακας 8.1

Η ενίσχυση που παρουσιάζει η αλυσίδα μας συνολικά είναι 44.682 dB και ο συντελεστής θορύβου 11.168 dB. Το κέρδος του πομπού καλύπτει τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης.

Η τιμή του συντελεστή θορύβου, αν και μεγάλη, δεν επηρεάζει την λειτουργία του πομπού όπως συμβαίνει στην περίπτωση του δέκτη.

## 8.2 Προσομοίωση για την εύρεση του σηματοθορυβικού λόγου



Σχήμα 8.5 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -18 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.

Η προσομοίωση αυτή έγινε για τον υπολογισμό του σηματοθορυβικού λόγου (SNR).

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

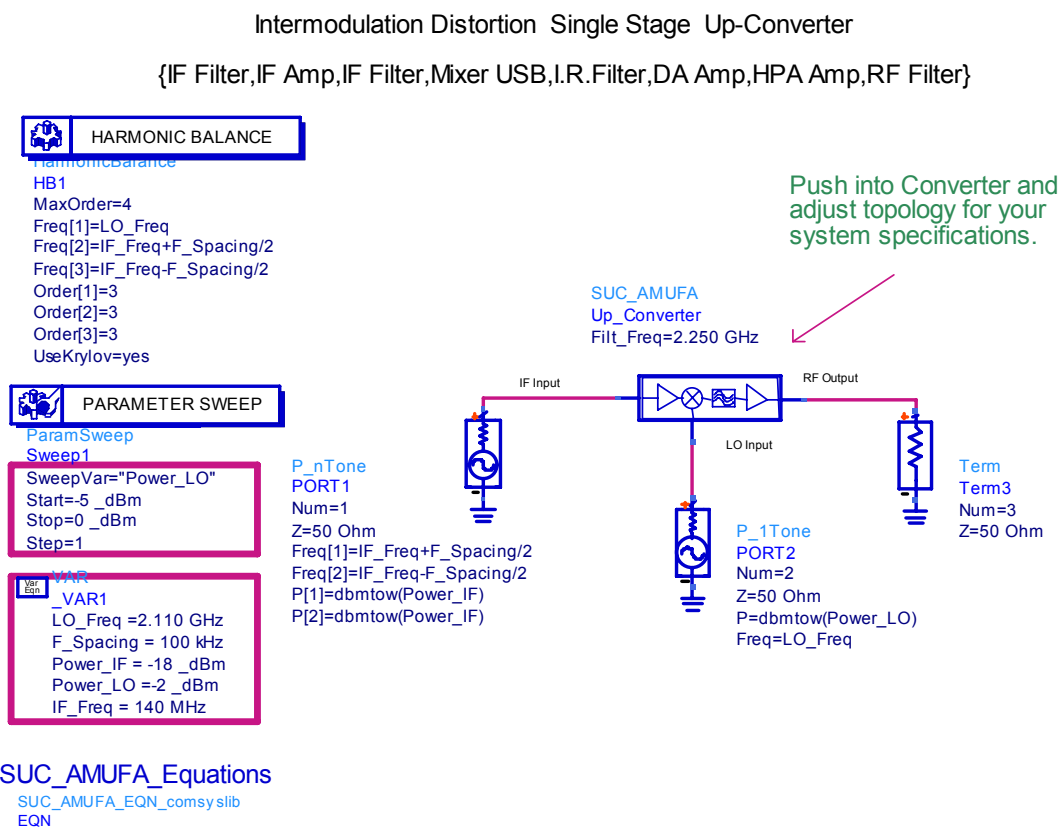
NODES	POWER (dBm)	SNR (dB)
IF IN	-18.003	108.871
IF FILT OUT	-24.047	105.205
IF OUT	-8.135	101.156
MIX IN	-14.176	101.051
MIX OUT	1.236	81.853
IRF OUT	-1.980	81.854
DA OUT	17.773	82.032
HPA OUT	29.733	82.113
RF OUT	26.733	82.113

Πίνακας 8.2



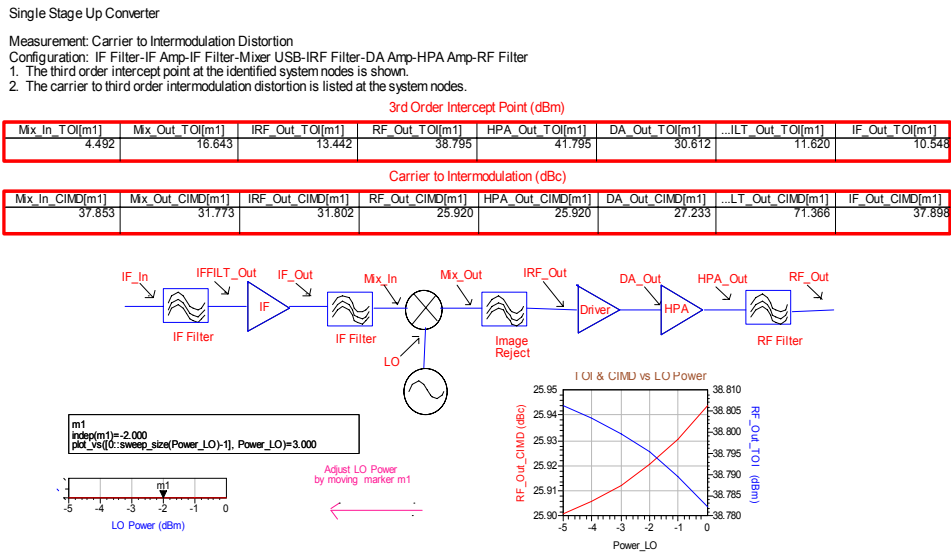
Ο σηματοθορυβικός λόγος και η ισχύς στην έξοδο, που ταυτίζονται με τις τιμές στο σημείο RF OUT, είναι 82.113 dB και 26.733 dBm αντίστοιχα.. Η τιμή της ισχύος ικανοποιεί τις απαιτήσεις της ραδιοζεύξης.

### 8.3 Προσομοίωση για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση



Σχήμα 8.6 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -18 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.



Σχήμα 8.7 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

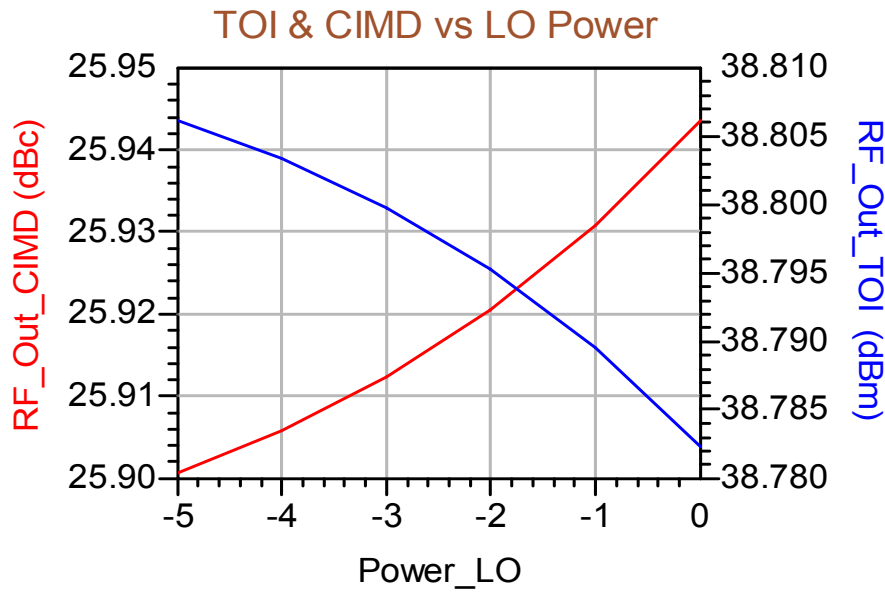
Τα αποτελέσματα του υπολογισμού για την εύρεση του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης (IP3) και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση (CIMD) είναι:

NODES	3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point (dBm)	Carrier to Intermodulation (dBc)
IFFILT OUT	11.620	71.366
IF OUT	10.548	37.898
MIX IN	4.492	37.853
MIX OUT	16.643	31.773
IRF OUT	13.442	31.802
DA OUT	30.612	27.233
HPA OUT	41.795	25.920
RF OUT	38.795	25.920

Πίνακας 8.3

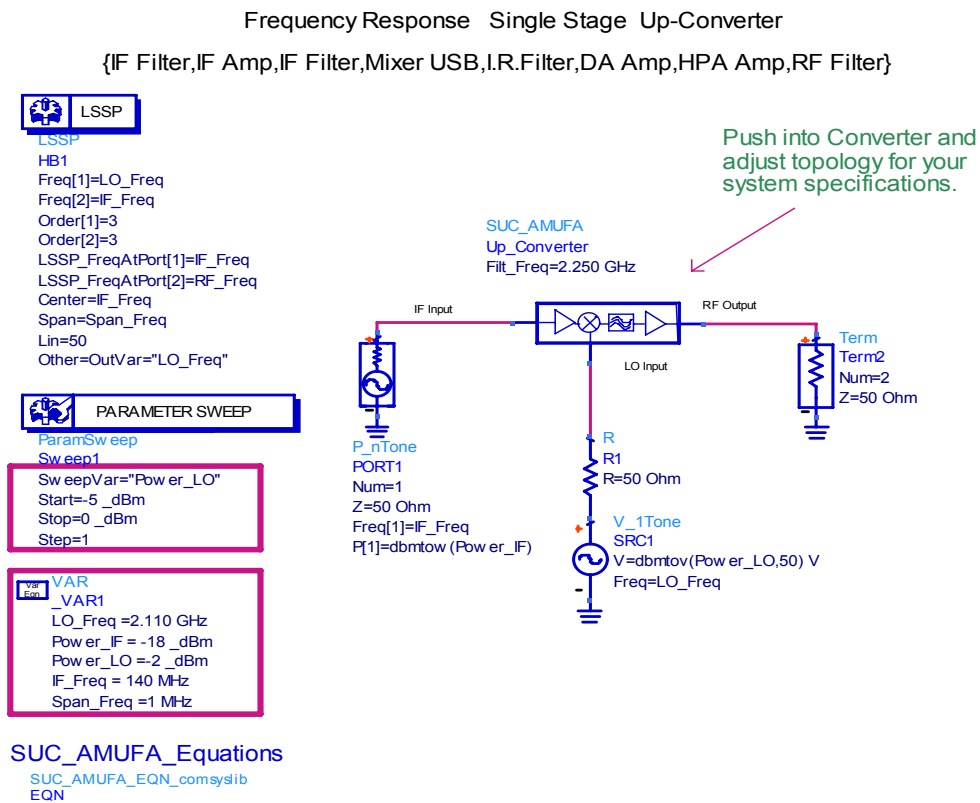
Όπως βλέπουμε ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση είναι 25.920 dBc, δηλαδή το σήμα μας είναι 391 φορές ισχυρότερο της παρεμβολής. Επίσης, το σήμα είναι πολύ ασθενές για να επηρεαστεί από την τιμή της τρίτης αρμονικής.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί παρατηρούμε πως μεταβάλλονται το IP3 και το CIMD συναρτήσει της ισχύος του ταλαντωτή.



Σχήμα 8.8 Η μεταβολή του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση συναρτήσει της ισχύος του ταλαντωτή.

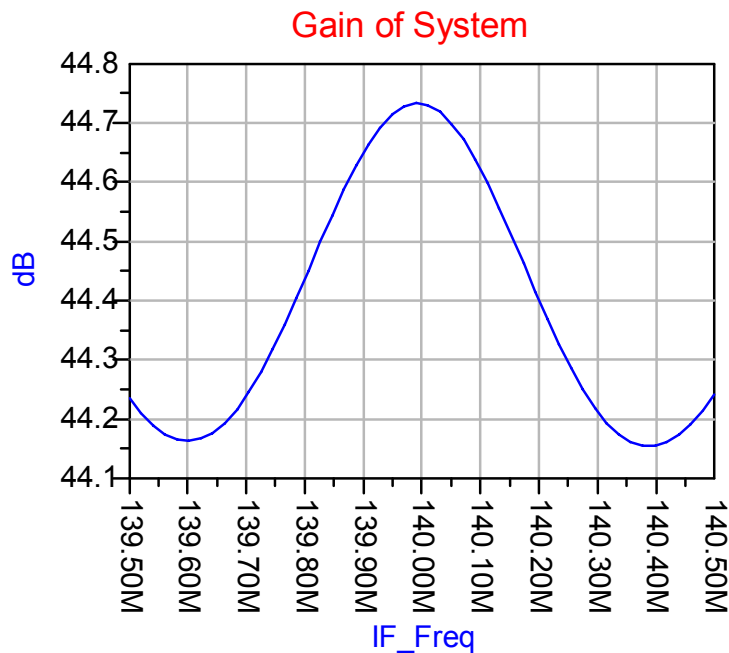
### 8.4 Προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας



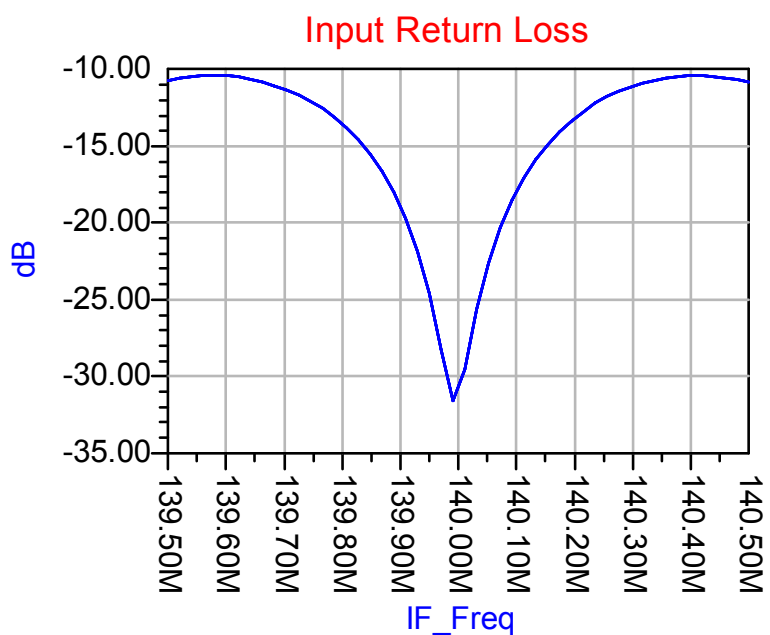
Σχήμα 8.9 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -18 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.

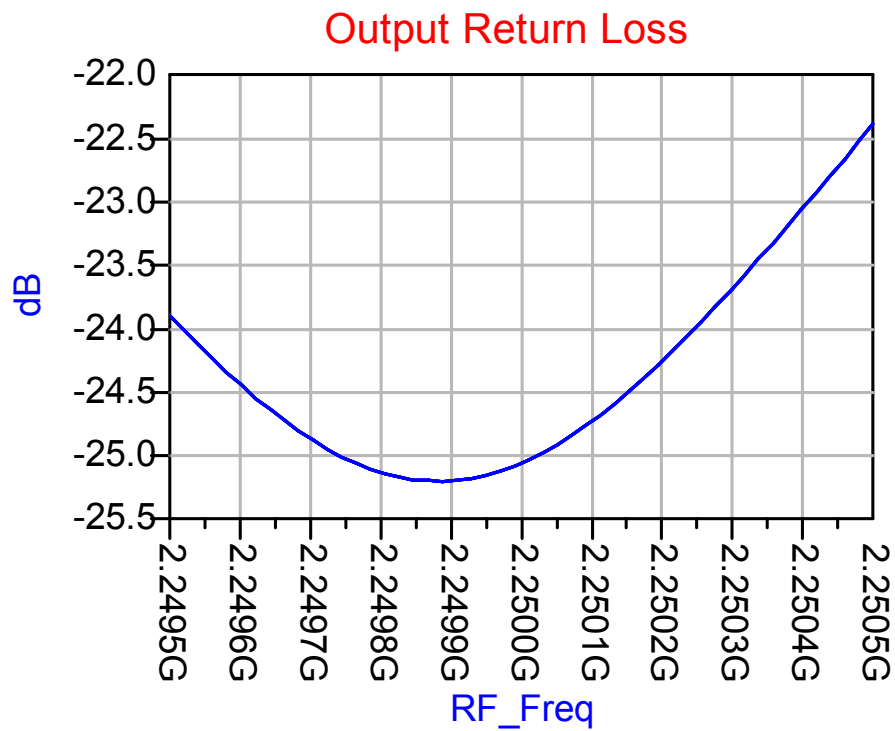
Ακολουθούν τα διαγράμματα του συνολικού κέρδους του συστήματος, του return loss εισόδου-εξόδου και της χρονικής καθυστέρησης συναρτήσει της συχνότητας.



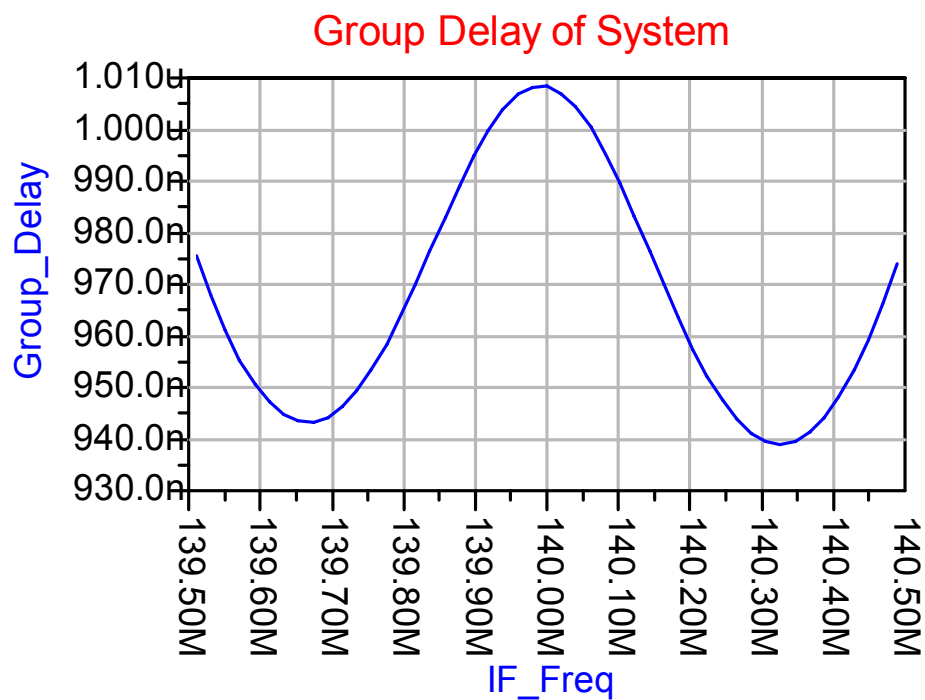
Σχήμα 8.10 Το κέρδος του πομπού συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 8.11 Το input return loss συναρτήσει της συχνότητας.



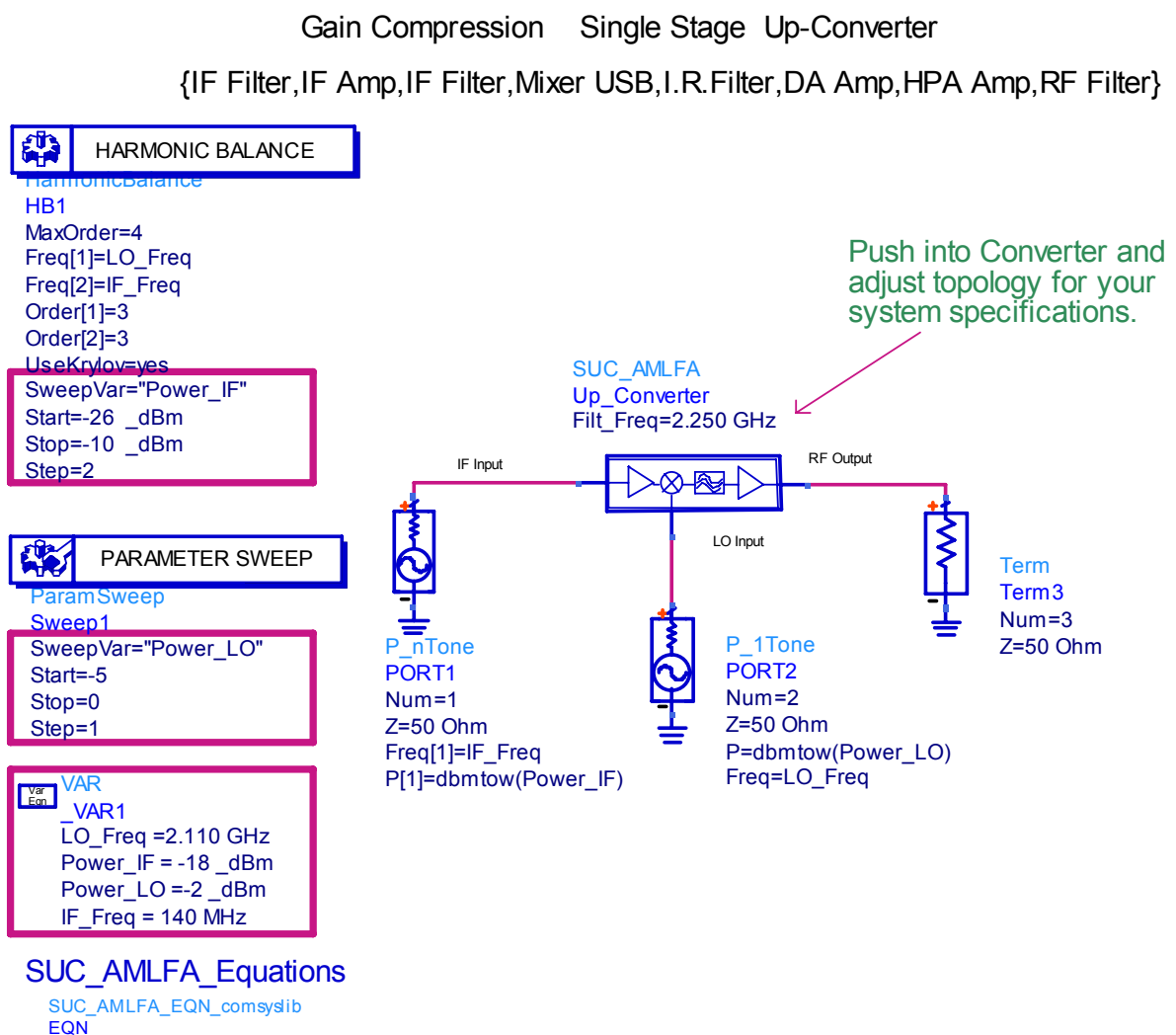
Σχήμα 8.12 Το output return loss συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 8.13 Η χρονική καθυστέρηση του πομπού ως προς τη συχνότητα.

Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι το κέρδος του πομπού, για ένα μικρό εύρος συχνοτήτων, είναι το επιθυμητό. Το return loss, που αποτελεί ένα μέγεθος που μας δείχνει κατά πόσο επιτύχαμε την ίδια τιμή αντίστασης στην είσοδο και την έξοδο, κυμαίνεται σε ικανοποιητικές τιμές. Η χρονική καθυστέρηση που εμφανίζεται οφείλεται κατά κύριο λόγο στην χρήση φίλτρων.

## 8.5 Προσομοίωση για τον υπολογισμό του κέρδους με μεταβλητή ισχύ εισόδου



Σχήμα 8.14 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

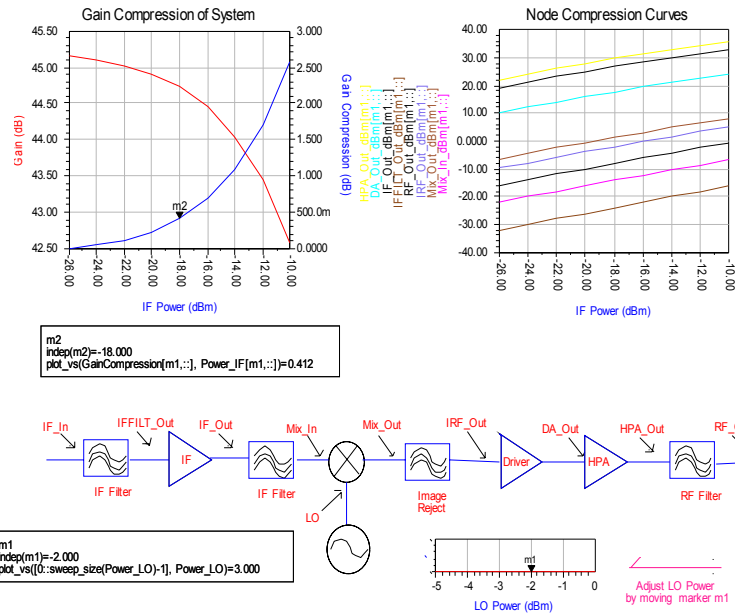
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και μεταβλητής ισχύος από -26 έως -10 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.

Single Stage Up Converter

Measurement: Gain Compression

Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IRF Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter

1. The left-hand plot demonstrates the system compression characteristics
2. The right-hand plot can be used to identify the component contributions to the overall system compression.
3. The LO Power can be varied to observe its sensitivity.



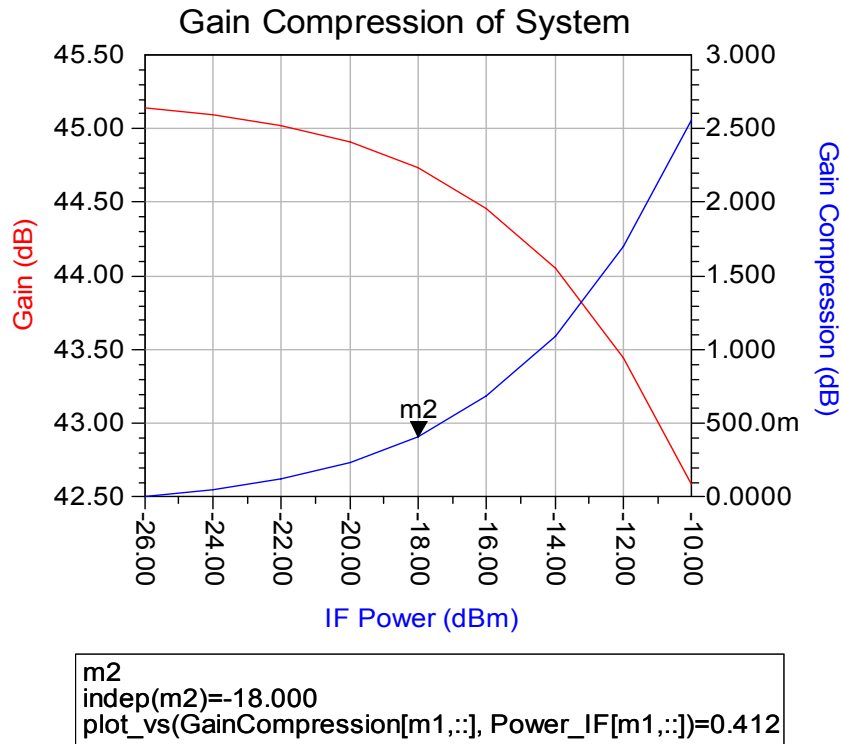
Node Compression Curves

Power_IF[m1:]	Mix_In dBm[m1:]	Mix_Out dBm[m1:]	RF_Out dBm[m1:]	RF_Out dBm[m1:]	RF Out dBm[m1:]	FFLT Out dBm[m1:]	IF_Out dBm[m1:]	DA_Out dBm[m1:]	HPA_Out dBm[m1:]
-26.000	-22.083	-6.570	-9.787	19.145	-32.047	-16.043	10.116	22.145	22.145
-24.000	-20.094	-4.592	-7.809	21.098	-30.047	-14.053	12.078	24.098	24.098
-22.000	-18.110	-2.626	-5.843	23.025	-28.047	-12.069	14.017	26.025	26.025
-20.000	-16.135	-0.679	-3.896	24.911	-26.047	-10.094	15.922	27.911	27.911
-18.000	-14.176	1.236	-1.980	26.733	-24.047	-8.135	17.773	29.733	29.733
-16.000	-12.241	3.103	-0.113	28.460	-22.047	-6.200	19.543	31.460	31.460
-14.000	-10.345	4.894	1.678	30.048	-20.047	-4.304	21.190	33.048	33.048
-12.000	-8.511	6.588	3.354	31.443	-18.047	-2.471	22.680	34.443	34.443
-10.000	-6.792	8.067	4.854	32.584	-16.046	-0.741	23.898	35.584	35.584

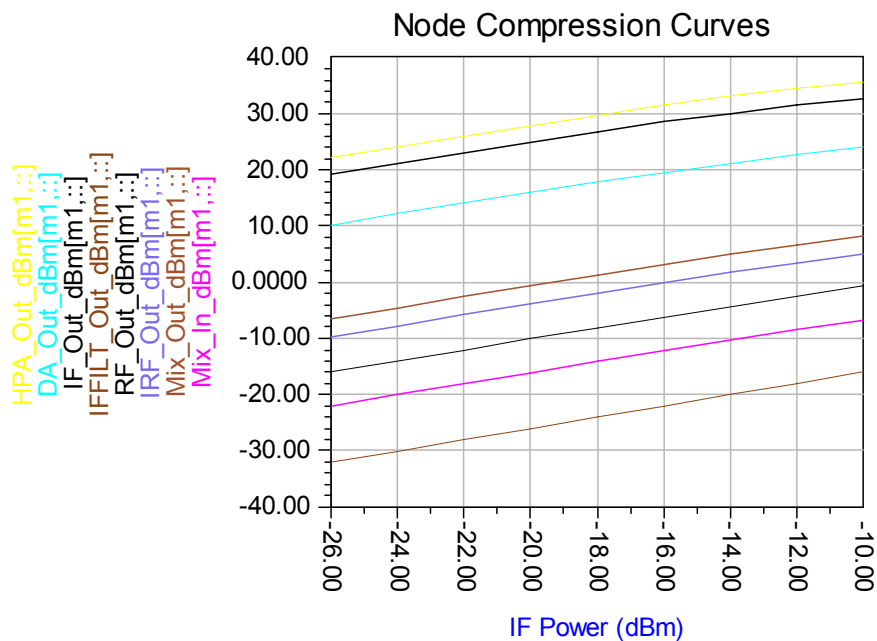
Σχήμα 8.15 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης

Η προσομοίωση αυτή έγινε για να μελετηθεί η συμπεριφορά του κέρδους των στοιχείων της αλυσίδας για διάφορες τιμές της ισχύος εισόδου.

Στα παρακάτω διαγράμματα βλέπουμε την συμπεριφορά του συνολικού κέρδους του πομπού καθώς και των επιμέρους στοιχείων.



Σχήμα 8.16 Το κέρδος της αλυσίδας συναρτηθεί της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 8.17 Το κέρδος του πομπού συναρτηθεί της ισχύος εισόδου.



Όπως βλέπουμε όλα τα επιμέρους στοιχεία του πομπού εμφανίζουν γραμμική συμπεριφορά με την μεταβολή της ισχύος εισόδου. Αυτό οφείλεται στο ότι όλα τα στοιχεία δουλεύουν πριν το 1dB compression point.

Στον πίνακα 8.4 περιέχονται οι τιμές του διαγράμματος 8.17

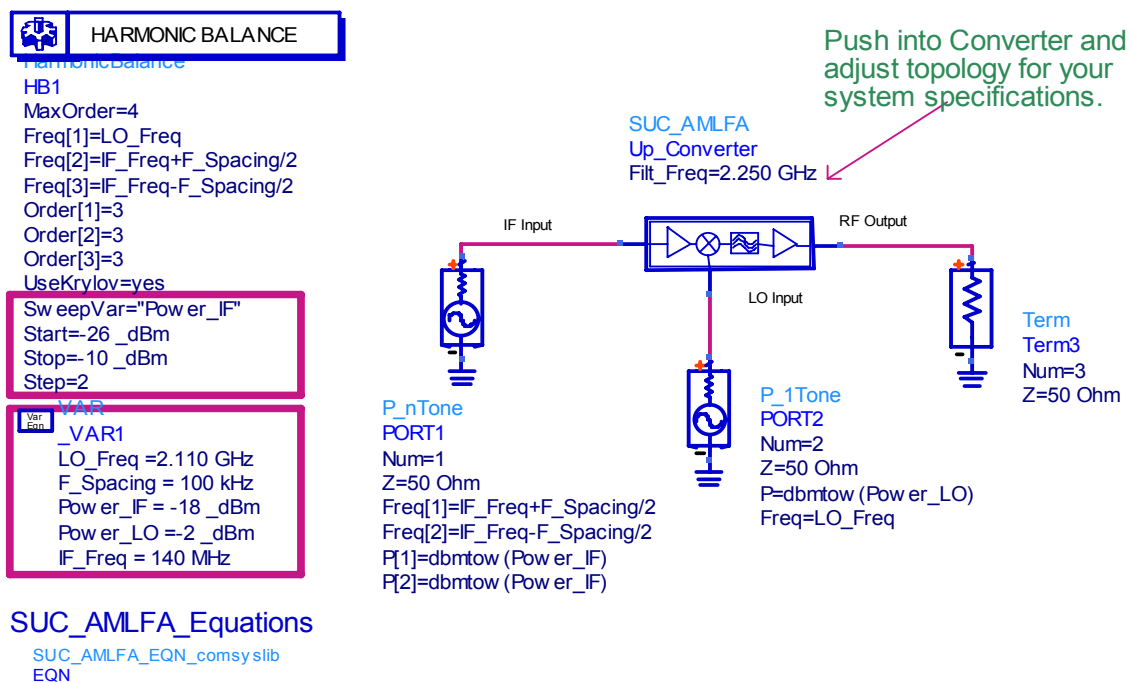
RF POWER	IFFILT OUT	IF OUT	MIX IN	MIX OUT	IRF OUT	DA OUT	HPA OUT	RF OUT
-26	-32.145	-16.138	-22.083	-6.570	-9.787	10.116	22.145	19.145
-24	-30.145	-14.148	-20.094	-4.592	-7.809	12.078	24.098	21.098
-22	-28.145	-12.164	-18.110	-2.626	-5.843	14.017	26.025	23.025
-20	-26.145	-10.189	-16.135	-0.679	-3.896	15.922	27.911	24.911
-18	-24.145	-8.229	-14.176	1.236	-1.980	17.773	29.733	26.733
-16	-22.145	-6.293	-12.241	3.103	-0.113	19.543	31.460	28.460
-14	-20.145	-4.394	-10.345	4.894	1.678	21.190	33.048	30.048
-12	-18.145	-2.558	-8.511	6.568	3.354	22.660	34.443	31.443
-10	-16.145	-0.825	-6.782	8.067	4.854	23.888	35.584	32.584

Πίνακας 8.4

## 8.6 Προσομοίωση για την εύρεση της τρίτης αρμονικής και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση με μεταβλητή ισχύ εισόδου

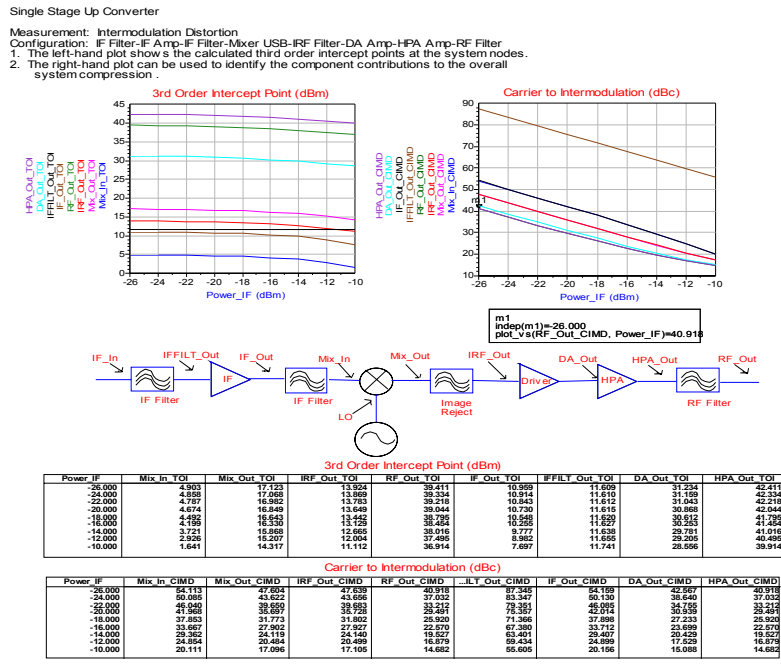
Intermodulation Distortion Single Stage Up-Converter

{IF Filter,IF Amp,IF Filter,Mixer USB,I.R.Filter,DA Amp,HPA Amp,RF Filter}



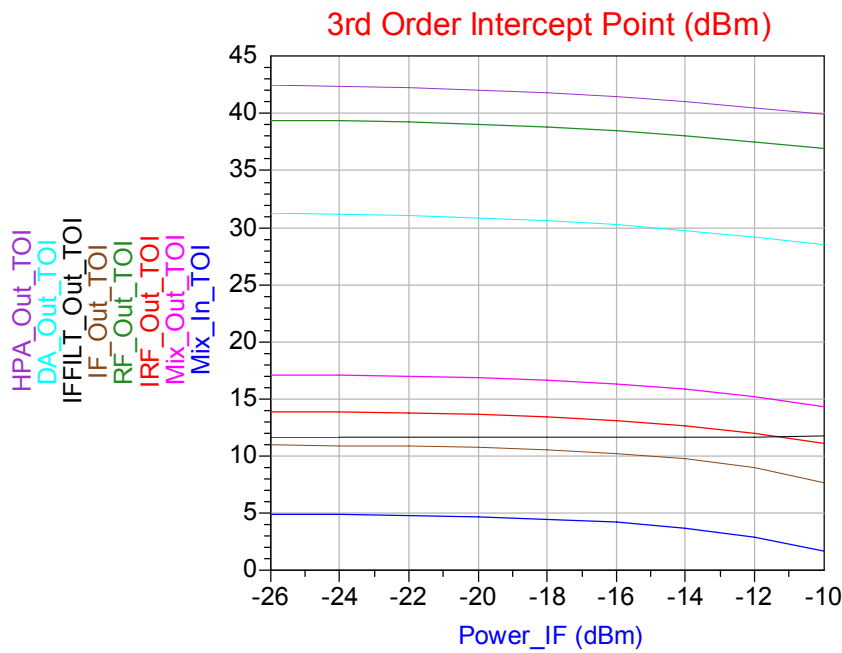
Σχήμα 8.18 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και μεταβλητής ισχύος από -26 έως -10 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και συχνότητα άνω μετατροπής 2250 MHz.

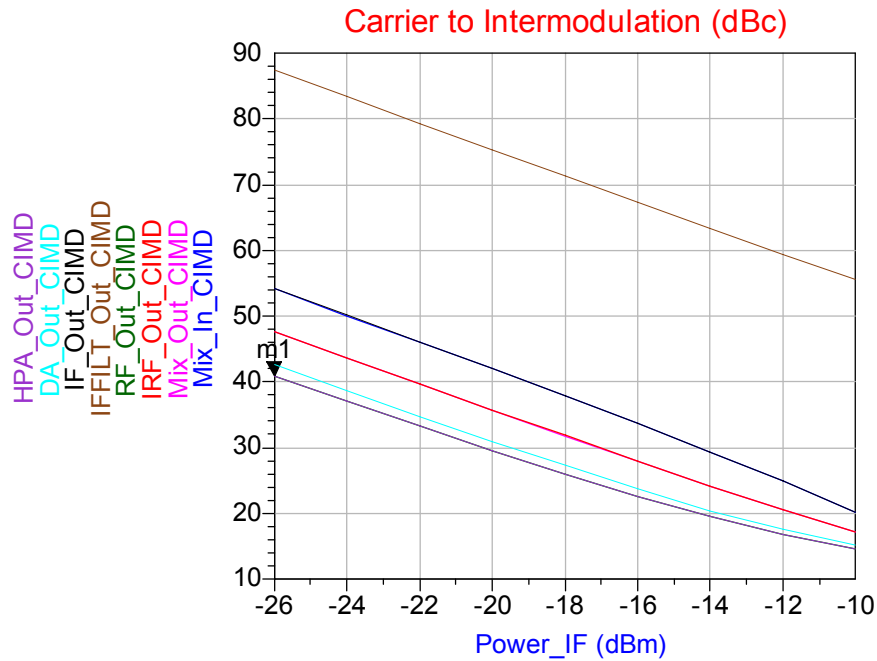


Σχήμα 8.20 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Στα διαγράμματα που ακολουθούν παρατηρούμε πως μεταβάλλονται το IP3 και το CIMD συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 8.21 Η τρίτη αρμονική συναρτήσει της ισχύος εισόδου.



Σχήμα 8.22 Ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Από τα παραπάνω διαγράμματα και τους πίνακες που ακολουθούν, έχουμε μια γενική εικόνα της συμπεριφοράς του πομπού. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι το IP3 παίρνει τιμές από 36.914 έως 39.411 dBm και το CIMD από 14.682 έως 40.918 dBc. Οι τιμές αυτές δείχνουν ότι ο πομπός μας έχει ικανοποιητική λειτουργία για τις συγκεκριμένες τιμές ισχύος εισόδου.

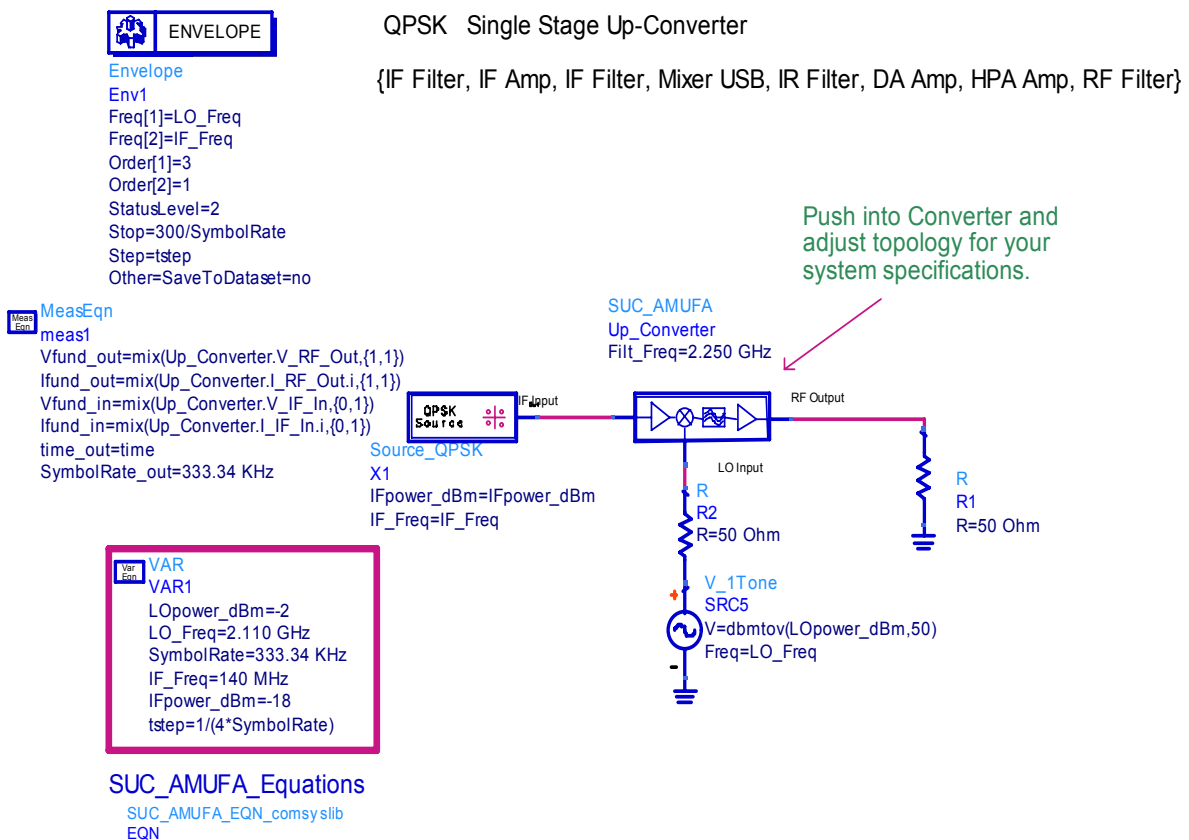
3 <sup>rd</sup> ORDER INTERCEPT POINT (dBm)								
RF POWER	IFFILT OUT	IF OUT	MIX IN	MIX OUT	IRF OUT	DA OUT	HPA OUT	RF OUT
-26	11.609	10.959	4.903	17.123	13.924	31.234	42.411	39.411
-24	11.610	10.914	4.858	17.068	13.869	31.159	42.334	39.334
-22	11.612	10.843	4.787	16.982	13.783	31.043	42.218	39.218
-20	11.615	10.730	4.674	16.849	13.649	30.868	42.044	39.044
-18	11.620	10.548	4.492	16.643	13.442	30.612	41.795	38.795
-16	11.627	10.255	4.199	16.330	13.129	30.253	41.454	38.454
-14	11.638	9.777	3.721	15.868	12.665	29.781	41.016	38.016
-12	11.655	8.982	2.926	15.207	12.004	29.205	40.495	37.495
-10	11.741	7.697	1.641	14.317	11.112	28.556	39.914	36.914

Πίνακας 8.5

CARRIER TO INTERMODULATION (dBc)								
RF POWER	IFFILT OUT	IF OUT	MIX IN	MIX OUT	IRF OUT	DA OUT	HPA OUT	RF OUT
-26	87.345	54.159	54.113	47.604	47.639	42.567	40.918	40.918
-24	83.347	50.130	50.085	43.622	43.656	38.640	37.032	37.032
-22	79.351	46.085	46.040	39.650	39.683	34.755	33.212	33.212
-20	75.357	42.014	41.968	35.697	35.728	30.939	29.491	29.491
-18	71.366	37.898	37.853	31.773	31.802	27.233	25.920	25.920
-16	67.380	33.712	33.667	27.902	27.927	23.699	22.570	22.570
-14	63.401	29.407	29.362	24.119	24.140	20.429	19.527	19.527
-12	59.434	24.899	24.854	20.484	20.499	17.529	16.879	16.879
-10	55.605	20.156	20.111	17.096	17.105	15.088	14.682	14.682

Πίνακας 8.6

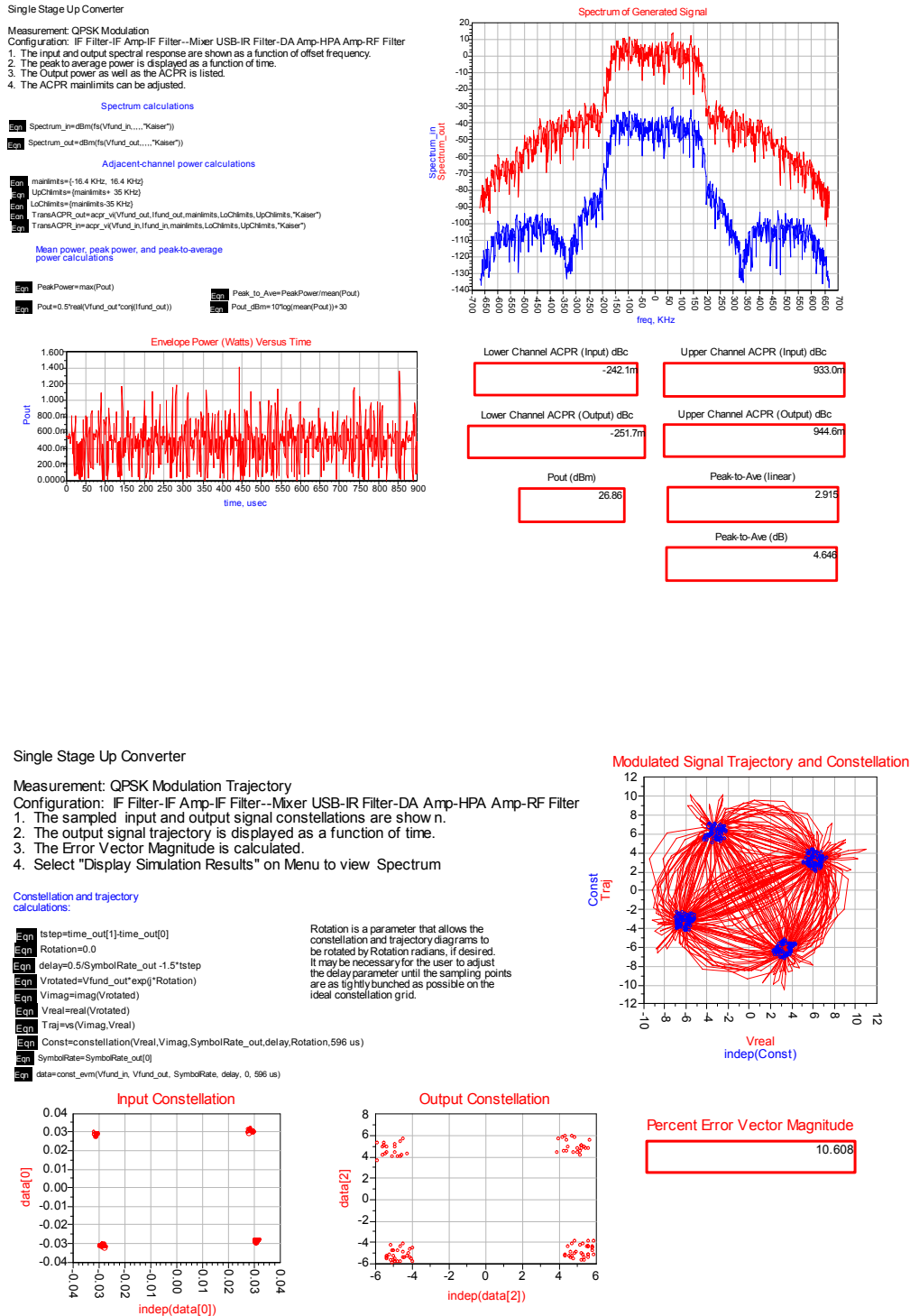
## 8.7 Προσομοίωση με QPSK κυματομορφή



Σχήμα 8.23 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.

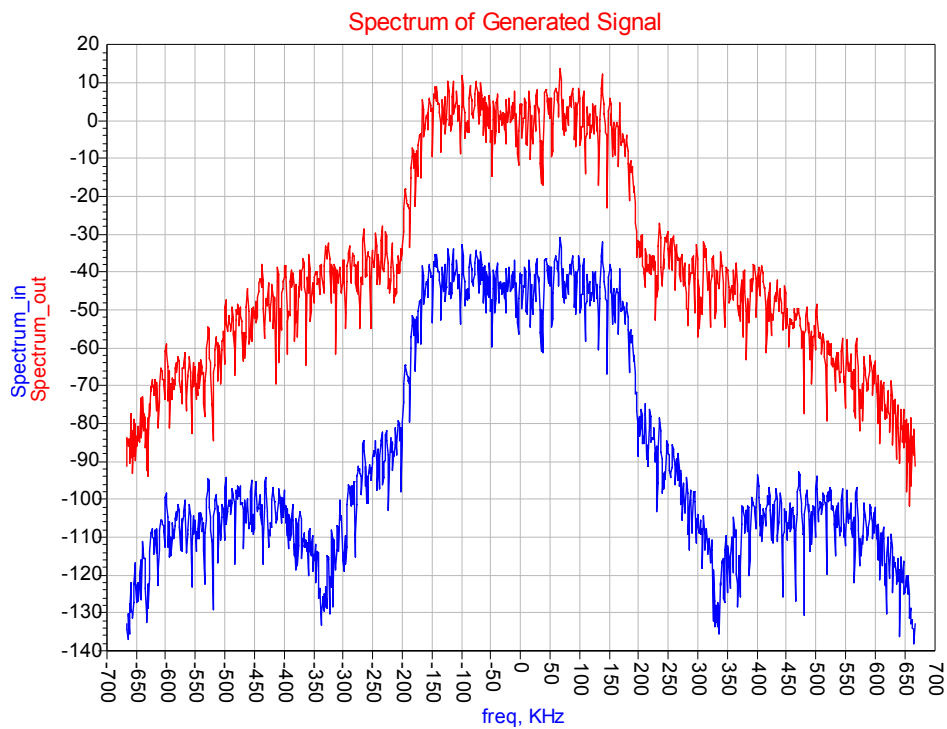
Κατά την προσομοίωση επιλέχθηκε σήμα εισόδου συχνότητας 140 MHz και ισχύος -18 dBm, σήμα ταλαντωτή 2110 MHz και ισχύος -2 dBm και ρυθμός μετάδοσης 333.34 kHz.

Με τον διαμορφωτή μας εισάγουμε είναι διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα για να μελετήσουμε την συμπεριφορά του πομπού.



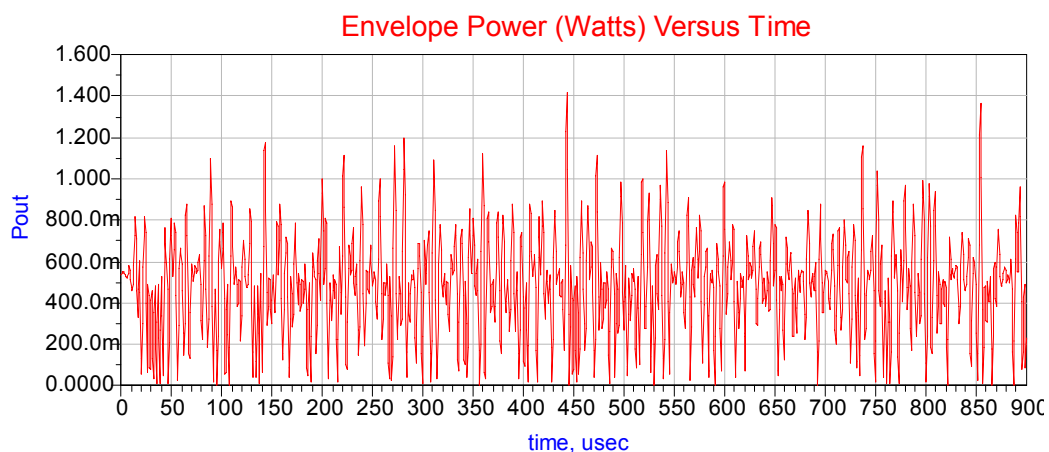
Σχήμα 8.24 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Ακολουθούν τα διαγράμματα της QPSK κυματομορφής σε πραγματικό χρόνο και στο πεδίο της συχνότητας καθώς και οι σηματικοί αστερισμοί.

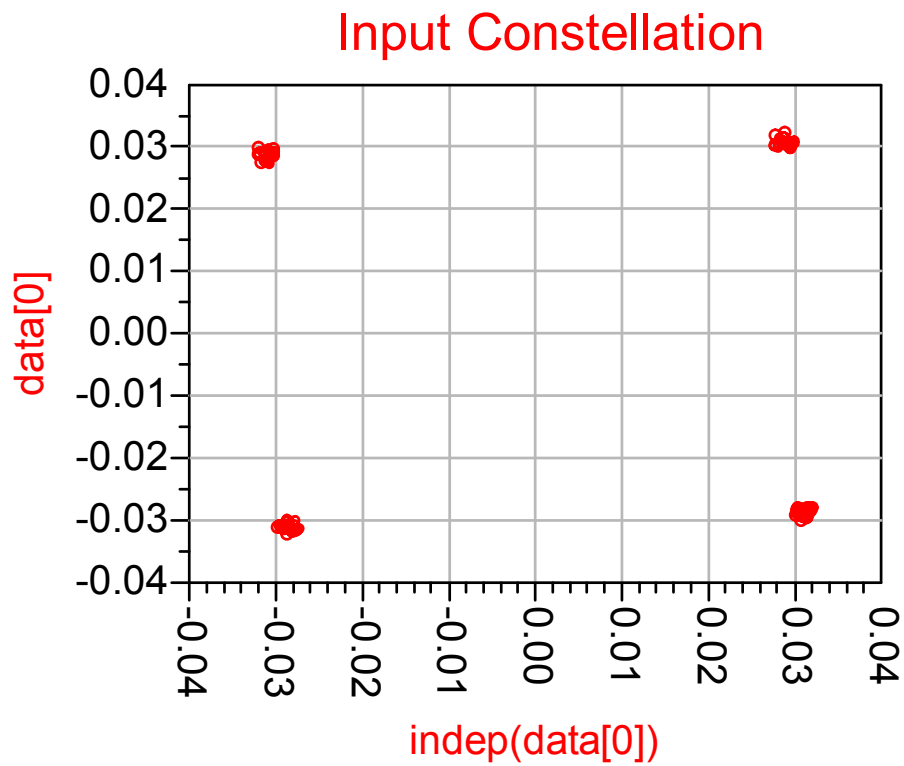


Σχήμα 8.25 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο της συχνότητας.

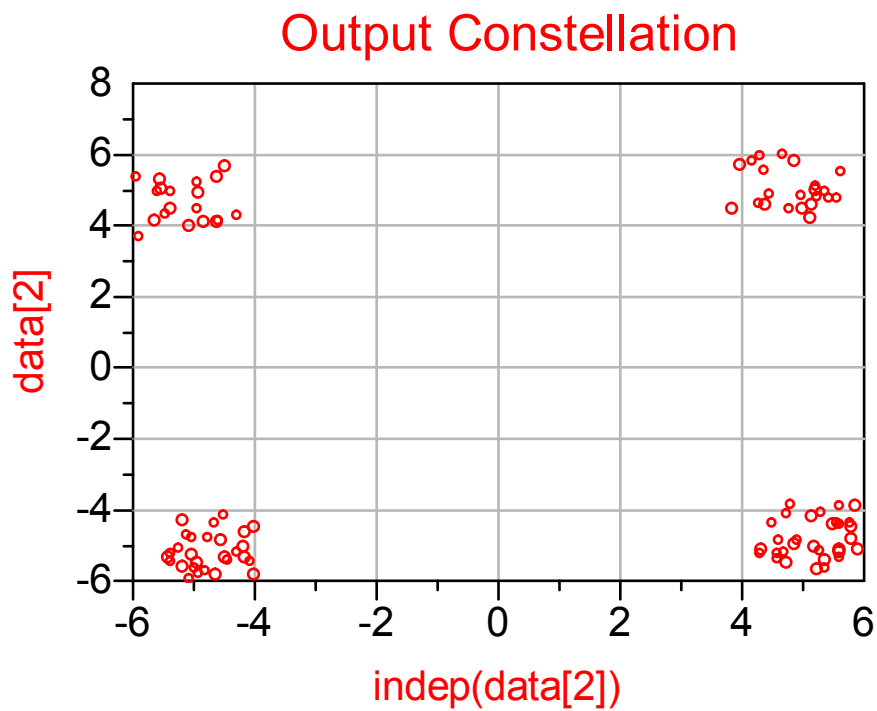
Στο σχήμα 8.25 βλέπουμε το εύρος της πληροφορίας μας που είναι 333.34 kHz να έχει δεχθεί ενίσχυση αλλά και να έχει φιλτραριστεί κατάλληλα.



Σχήμα 8.26 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου.



Σχήμα 8.27 Σηματικός αστερισμός εισόδου.



Σχήμα 8.28 Σηματικός αστερισμός εξόδου.

Στα σχήματα 8.27 και 8.28 παρατηρούμε τον σηματικό αστερισμό της τετραφασικής διαμόρφωσης (QPSK) για το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου. Η μορφή αυτή είναι αναμενόμενη γιατί γνωρίζουμε ότι ο αστερισμός αποτελείται από τέσσερα σημεία επί κύκλου και σε γωνίες  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  και  $315^\circ$ .

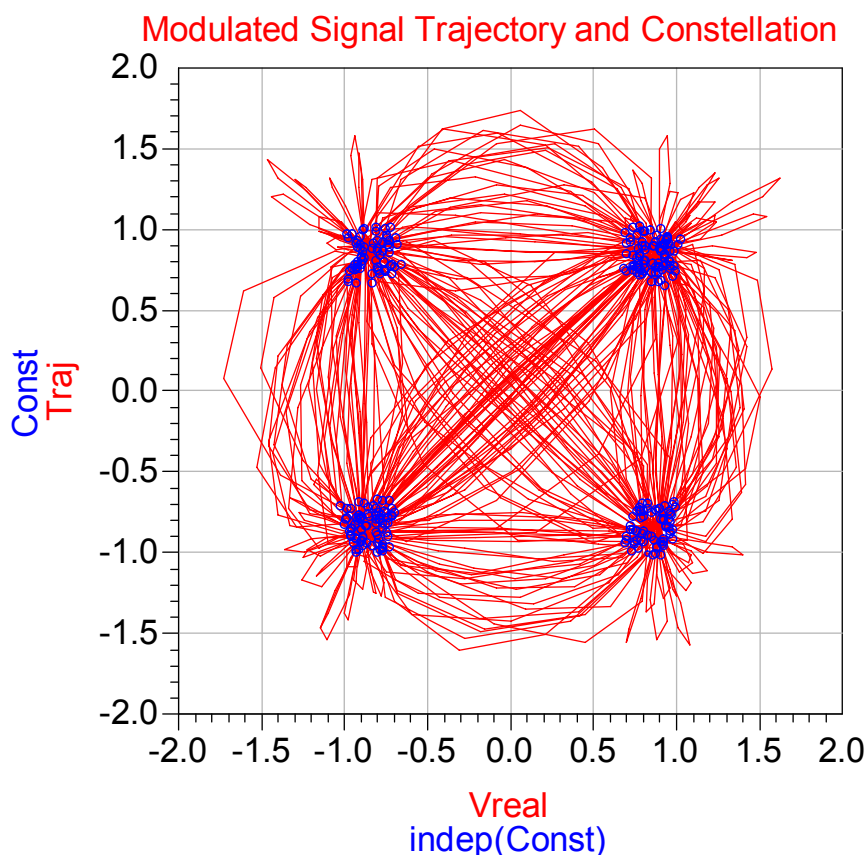
### Percent Error Vector Magnitude

10.608

Πίνακας 8.7

Στον πίνακα 8.7 βλέπουμε το ποσοστό διανυσματικού λάθους, που μας δείχνει την διασπορά που μπορεί να υποστεί το σήμα κατά την διέλευση του μέσα από τον πομπό. Είναι εμφανές ότι το ποσοστό αυτό είναι αρκετά μεγαλύτερο από αυτό που υπολογίστηκε στον δέκτη καθώς εδώ έχουμε λειτουργία ενισχυτών υψηλής ισχύος. Η διασπορά του σήματος γίνεται καλύτερα κατανοητή παρατηρώντας το σχήμα 8.28.

Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε τις διαδρομές που ακολουθούνται κατά την αποδιαμόρφωση για την σωστή τοποθέτηση των ληφθέντων σημάτων.



Σχήμα 8.29 Τροχιά και σηματικός αστερισμός του διαμορφωμένου σήματος.



## 8.8 Συμπεράσματα

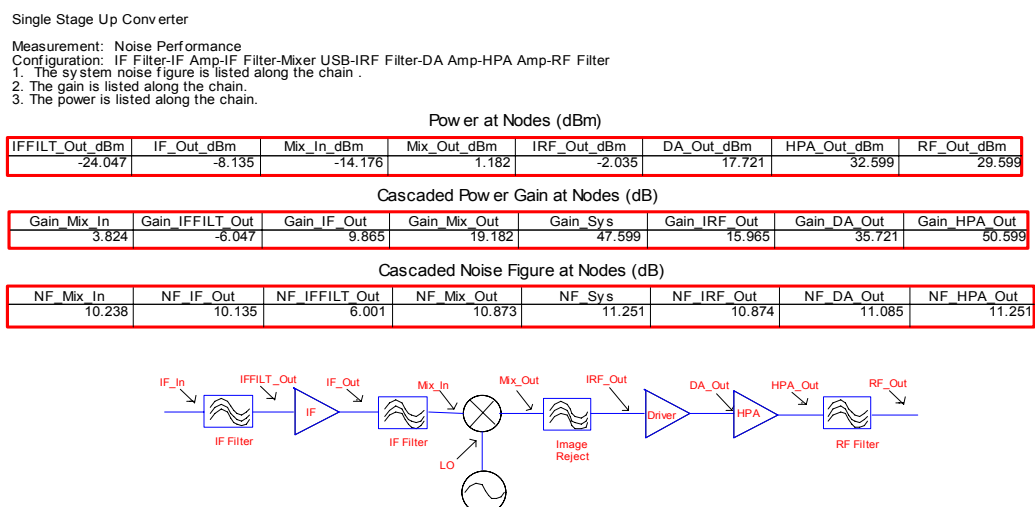
Κατά την προσομοίωση της αλυσίδας του πομπού είδαμε:

- Το κέρδος του πομπού είναι 44.682 dB και η ισχύς στην έξοδο του είναι 26.682 dBm. Ο πομπός σχεδιάστηκε να έχει αυτή την έξοδο η οποία ικανοποιεί τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης.
- Ο σηματοθορυβικός λόγος έχει τιμή 82.113 dB.
- Ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση είναι 25.92 dBc, δηλαδή το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.
- Εισάγοντας σήμα διαμορφωμένο κατά QPSK, στην έξοδο παρατηρούμε μεγαλύτερο ποσοστό διανυσματικού λάθους από ότι στον δέκτη που οφείλεται στους ενισχυτές υψηλής ισχύος.

## 8.9 Μελέτη για τη μετάδοση εικόνας

Όπως αναφέρεται στο παράρτημα Α, αυξήσαμε το ρυθμό μετάδοσης σε 400 Kbps (800 Kbps με Viterbi 1/2) και την ισχύ εκπομπής κατά 2.15 dB. Η αύξηση της ισχύος επιτεύχθηκε με την αλλαγή του κέρδους του ενισχυτή υψηλής ισχύος από 12 σε 15 dB.

Ακολουθούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου, του σηματοθορυβικού λόγου, της τρίτης αρμονικής και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση όπως έγιναν και προηγουμένως.



Σχήμα 8.30 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Single Stage Up Converter

Measurement: Carrier to Noise Ratio  
 Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IRF Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter  
 1. The system output power at various nodes in the up converter is listed.  
 2. The carrier to noise ratio at various nodes is also listed.  
 3. The phase noise spectrum is shown in the figure.

The CNR is computed per "Noise BW" Hz of noise bandwidth.

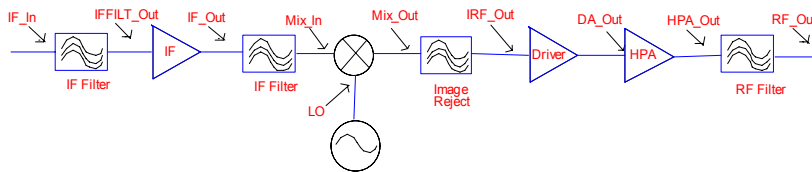
Noise\_BW  
30.000

Power at Nodes (dBm)

IF_In_dBm	Mix_In_dBm	..._Out_dBm	IF_Out_dBm	..._x_Out_dBm	..._Out_dBm	RF_Out_dBm	DA_Out_dBm	..._Out_dBm
-18.003	-14.176	-24.047	-8.135	1.236	-1.980	29.649	17.773	32.649

CNR at Nodes (dB)

CNR_IF_In	CNR_Mix_In	...IFFILT_Out	CNR_IF_Out	...R_Mix_Out	CNR_IRF_Out	CNR_RF_Out	CNR_DA_Out	...R_HPA_Out
108.871	101.051	105.205	101.156	81.853	81.854	82.196	82.032	82.196



Σχήμα 8.31 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

Single Stage Up Converter

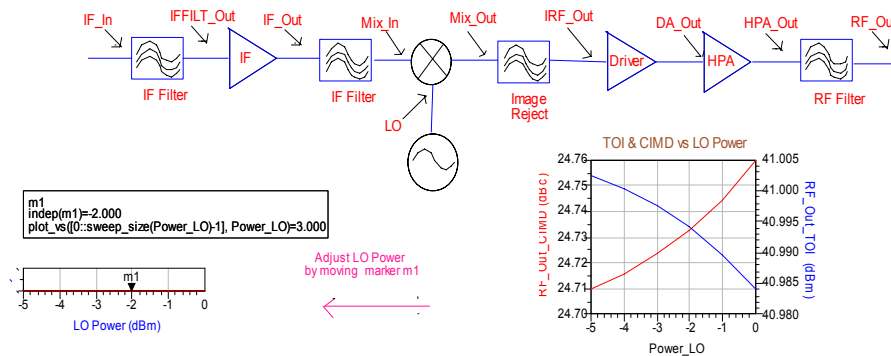
Measurement: Carrier to Intermodulation Distortion  
 Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter-Mixer USB-IRF Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter  
 1. The third order intercept point at the identified system nodes is shown.  
 2. The carrier to third order intermodulation distortion is listed at the system nodes.

3rd Order Intercept Point (dBm)

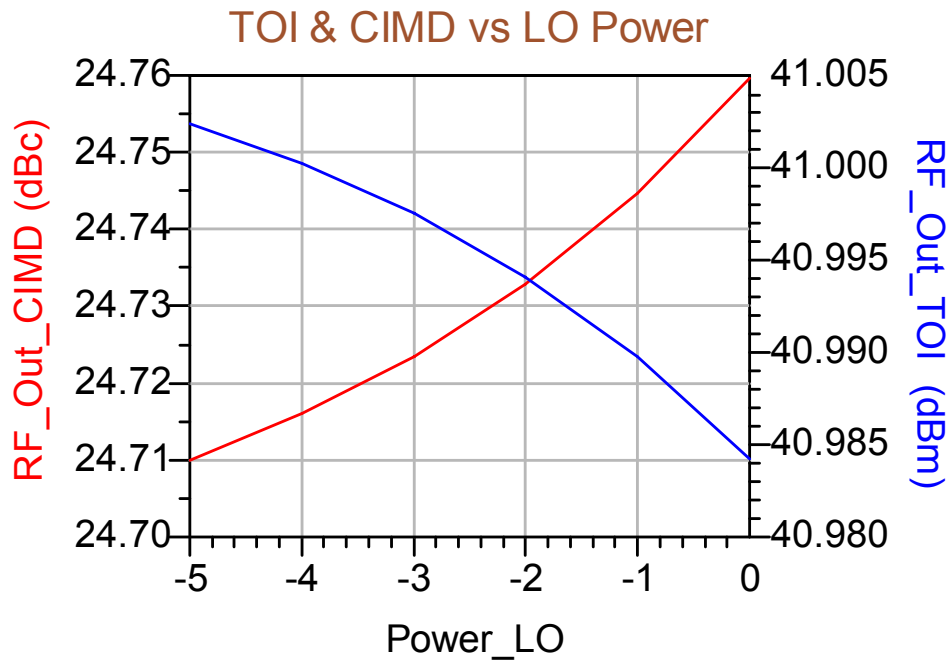
Mix_In_TOI[m]	Mix_Out_TOI[m]	IRF_Out_TOI[m]	RF_Out_TOI[m]	HPA_Out_TOI[m]	DA_Out_TOI[m]	IFFILT_Out_TOI[m]	IF_Out_TOI[m]
4.492	16.643	13.442	40.994	43.994	30.612	11.620	10.548

Carrier to Intermodulation (dBc)

Mix_In_CIMD[m]	Mix_Out_CIMD[m]	IRF_Out_CIMD[m]	RF_Out_CIMD[m]	HPA_Out_CIMD[m]	DA_Out_CIMD[m]	...ILT_Out_CIMD[m]	IF_Out_CIMD[m]
37.853	31.773	31.802	24.733	24.733	27.233	71.366	37.858



Σχήμα 8.32 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.



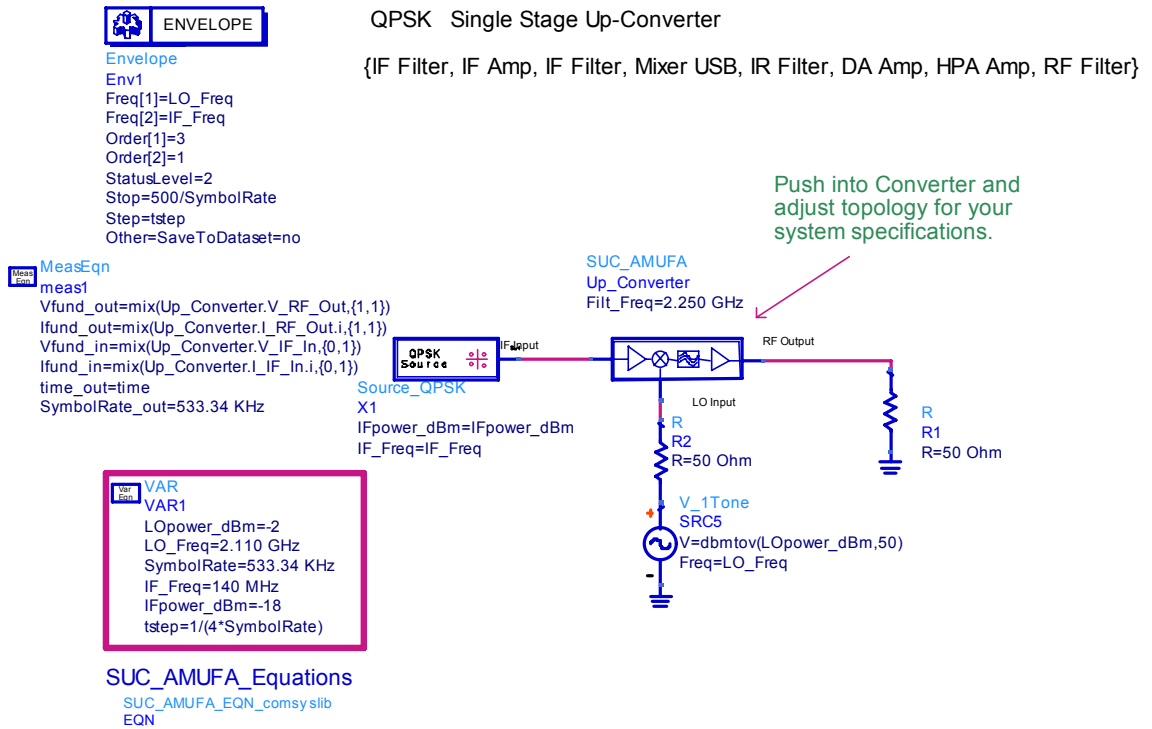
**Σχήμα 8.33** Η μεταβολή του σημείου τομής παραγώγων τρίτης τάξης και του λόγου σήματος προς ενδοδιαμόρφωση συναρτήσει της ισχύος του ταλαντωτή.

NODES	POWER (dBm)	GAIN (dB)	NOISE FIGURE (dB)	SNR (dB)	3 <sup>rd</sup> Order Intercept Point (dBm)	Carrier to Intermodulation (dBc)
IF IN	-18.003	----	----	108.871	----	----
IF FILT OUT	-24.047	-6.047	6.001	105.205	11.620	71.366
IF OUT	-8.135	9.865	10.135	101.156	10.548	37.898
MIX IN	-14.176	3.824	10.238	101.051	4.492	37.853
MIX OUT	1.182	19.182	10.873	81.853	16.643	31.773
IRF OUT	-2.035	15.965	10.874	81.854	13.442	31.802
DA OUT	17.721	35.721	11.085	82.032	30.612	27.233
HPA OUT	32.599	50.599	11.251	82.196	43.994	24.733
RF OUT	29.599	47.599	11.251	82.196	40.994	24.733

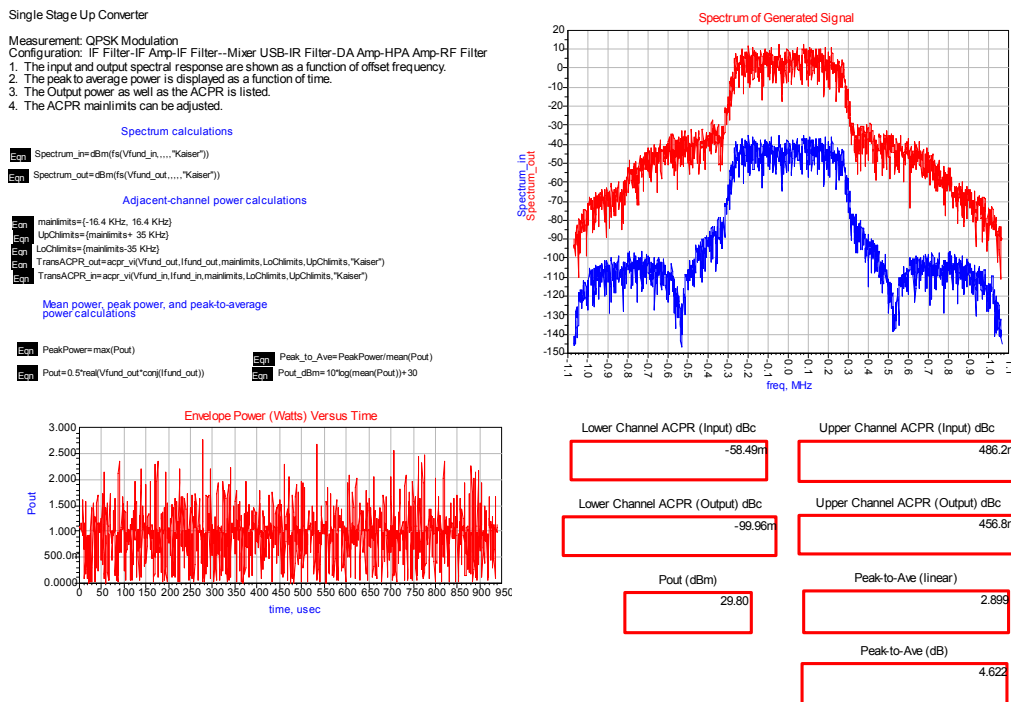
**Πίνακας 8.8**

Όπως βλέπουμε στις παραπάνω γραφικές και τον πίνακα 8.8, όλες οι τιμές μέχρι το σημείο DA OUT παραμένουν αμετάβλητες, ενώ έχουμε μεταβολή μετά τον ενισχυτή υψηλής ισχύος λόγω αύξησης του κέρδους του. Οι μεταβολές αυτές είναι αναμενόμενες και δεν επηρεάζουν την καλή λειτουργία του πομπού.

Ακολουθεί η προσομοίωση QPSK με το νέο ρυθμό μετάδοσης.



Σχήμα 8.34 Ο πομπός σε περιβάλλον προσομοίωσης.



Single Stage Up Converter

Measurement: QPSK Modulation Trajectory

Configuration: IF Filter-IF Amp-IF Filter--Mixer USB-IR Filter-DA Amp-HPA Amp-RF Filter

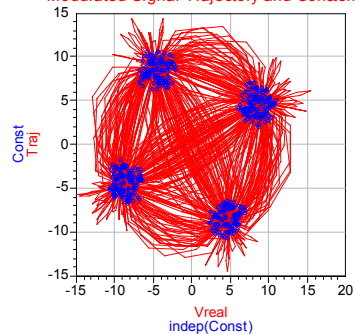
1. The sampled input and output signal constellations are shown.
2. The output signal trajectory is displayed as a function of time.
3. The Error Vector Magnitude is calculated.
4. Select "Display Simulation Results" on Menu to view Spectrum

Constellation and trajectory calculations:

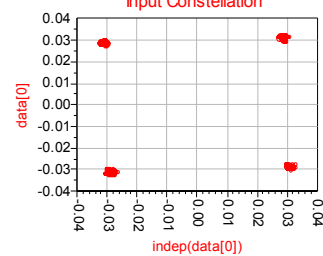
```
Eqn tstep=time_out[1]-time_out[0]
Eqn Rotation=0.0
Eqn delay=0.5/SymbolRate_out-1.5*tstep
Eqn Vrotated=Vfund_out*exp(j*Rotation)
Eqn Vimag=imag(Vrotated)
Eqn Vreal=real(Vrotated)
Eqn Ttraj=vs(Vimag,Vreal)
Eqn Const=constellation(Vreal,Vimag,SymbolRate_out,delay,Rotation,596 us)
Eqn SymbolRate=SymbolRate_out[0]
Eqn data=const_evm(Vfund_in,Vfund_out,SymbolRate,delay,0,596 us)
```

Rotation is a parameter that allows the constellation and trajectory diagrams to be rotated by Rotation radians, if desired. It may be necessary for the user to adjust the delay parameter until the sampling points are as tightly bunched as possible on the ideal constellation grid.

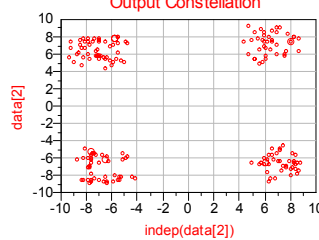
Modulated Signal Trajectory and Constellation



Input Constellation



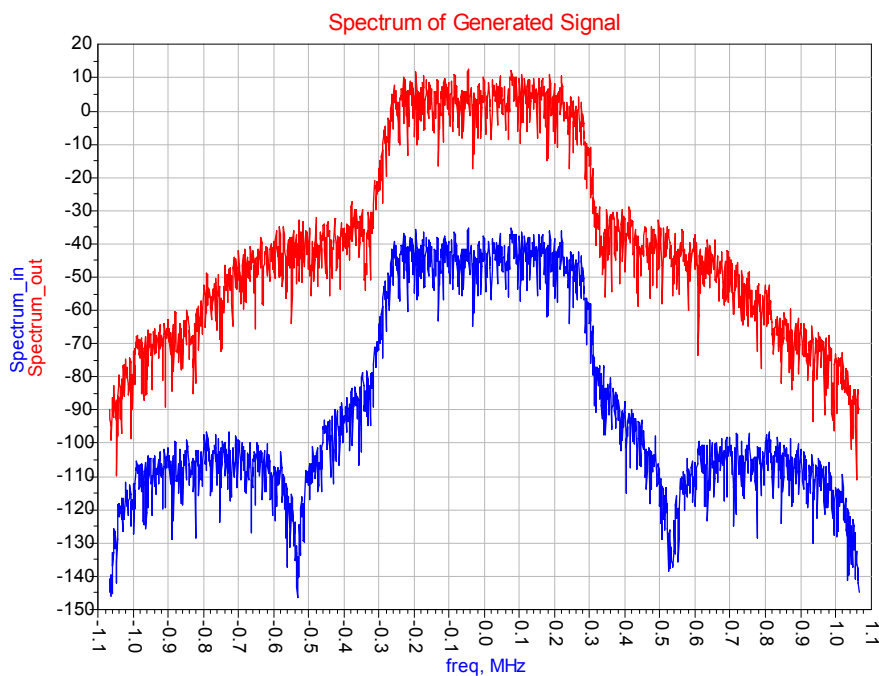
Output Constellation



Percent Error Vector Magnitude

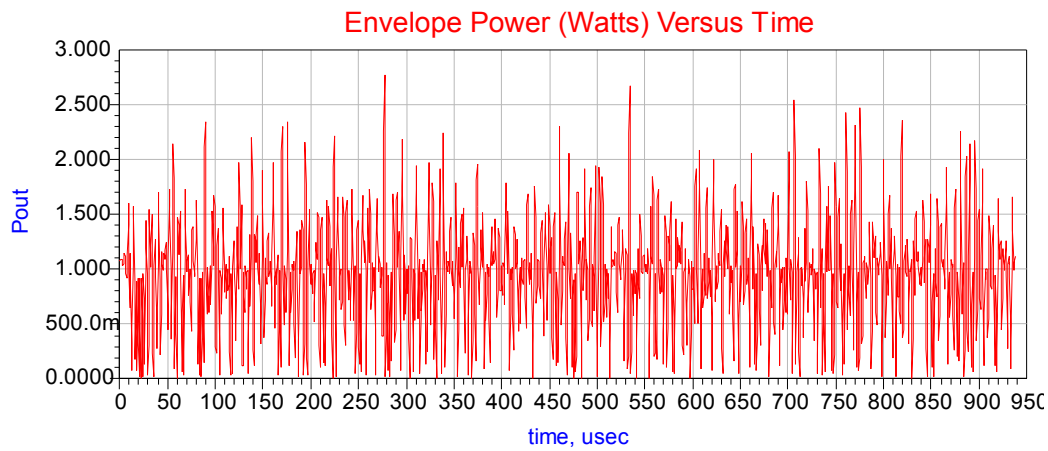
17.386

Σχήμα 8.35 Η έξοδος του προγράμματος προσομοίωσης.

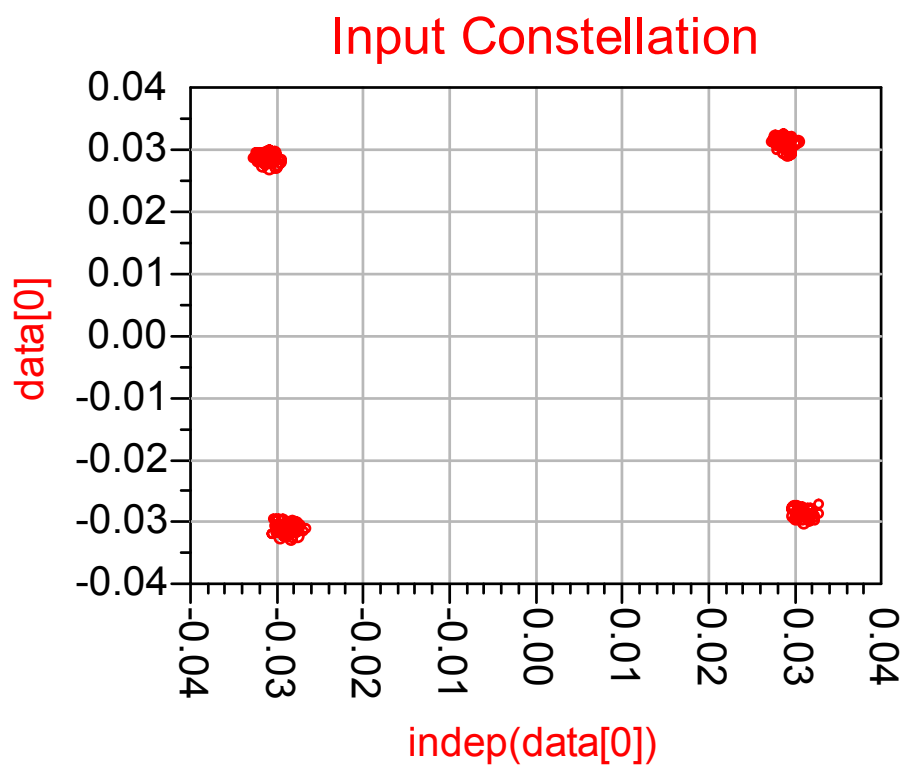


Σχήμα 8.36 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο της συχνότητας.

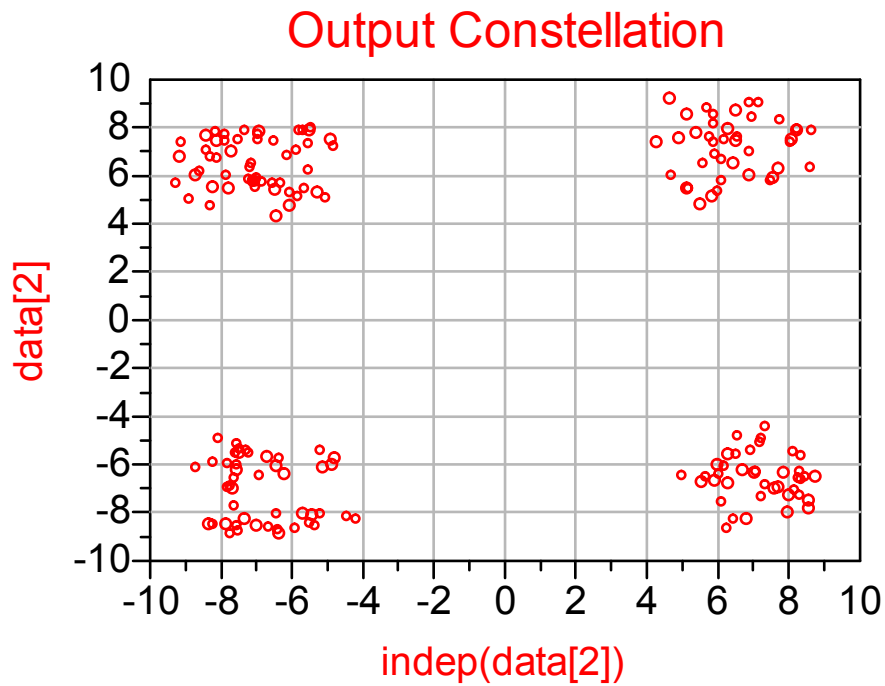
Στο σχήμα 8.36 βλέπουμε το φάσμα του σήματος και παρατηρούμε την αύξηση του εύρους πληροφορίας.



Σχήμα 8.37 Η QPSK κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου.



Σχήμα 8.38 Σηματικός αστερισμός εισόδου.



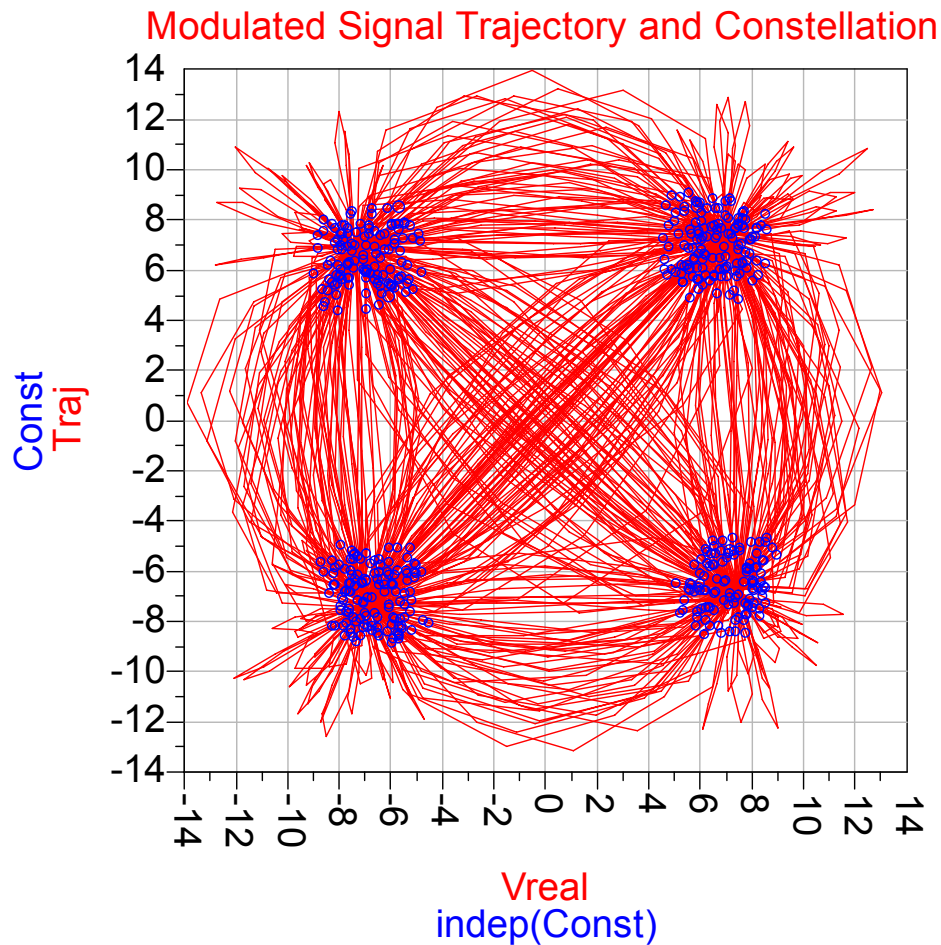
Σχήμα 8.39 Σηματικός αστερισμός εξόδου.

### Percent Error Vector Magnitude

17.386
--------

Πίνακας 8.9

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας μεγάλωσε η διασπορά και το ποσοστό διανυσματικού λάθους. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του εύρους ζώνης και θα μπορούσε να μειωθεί κάνοντας τα φίλτρα μας λιγότερο επιλεκτικά.



Σχήμα 8.40 Τροχιά και σηματικός αστερισμός του διαμορφωμένου σήματος.

Κατά την προσομοίωση του πομπού για την μετάδοση εικόνας είδαμε:

- Το κέρδος του πομπού είναι 47.599 dB και η ισχύς στην έξοδο του είναι 29.599 dBm. Ο πομπός σχεδιάστηκε να έχει αυτή την έξοδο η οποία τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της ραδιοζεύξης.
- Ο σηματοθρομβικός λόγος έχει τιμή 82.196 dB.
- Ο λόγος σήματος προς ενδοδιαμόρφωση είναι 24.733 dBc, δηλαδή το σήμα μας είναι πολύ πιο ισχυρό από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.
- Κατά την προσομοίωση με QPSK παρατηρήσαμε ότι το ποσοστό διανυσματικού λάθους αυξήθηκε με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του κέρδους του HPA και του εύρους της πληροφορίας. Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα αυτό πρέπει να χρησιμοποιηθούν φίλτρα με μεγαλύτερο εύρος ζώνης.



# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

## Μετάδοση εικόνας

Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 3 η ανάλυση της ραδιοζεύξης έγινε για την μετάδοση φωνής ( $R_b=64$  Kbps). Επειδή στο μέλλον υπάρχει το ενδεχόμενο να χρησιμοποιηθεί ο ναυοδορυφόρος για μετάδοση εικόνας, έγινε η μελέτη της ραδιοζεύξης και για ρυθμό μετάδοσης 800 Kbps.

## Χαρακτηριστικά ραδιοζεύξης

Τα χαρακτηριστικά της ραδιοζεύξης που θέλουμε να υλοποιήσουμε είναι τα παρακάτω.

	DOWNLINK	
ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ	ΤΙΜΗ	ΜΟΝΑΔΕΣ
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ	2.250	GHz
ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	800000	bps
ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	Viterbi 1/2	
ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ	400000	bps
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	QPSK	
BER	$10^{-6}$	
$E_b/N_0$	5.3	dB
LINK MARGIN	3	dB
ΑΠΑΙΤΟΥΜΕΝΟ $C/N_0$	64.33	dBHz
$C/N_0$ ΑΣΦΑΛΕΙΑΣ	67.33	dBHz
Μήκος διαδρομής διάδοσης	600-2329 Km	
Απώλειες διάδοσης και πόλωσης	3.25	dB
Απώλειες ελευθέρου χώρου	600 Km	2329 Km
	155.04	166.83

Πίνακας 1

**DOWNLINK**

Τα χαρακτηριστικά του επίγειου σταθμού και του δορυφόρου για την κάτω ζεύξη όταν το μήκος της διαδρομής διάδοσης είναι 2329 Km είναι

Δορυφόρος

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	Watt	0.5188
Ακτινοβολούμενη ισχύς	P	dBW	-2.85
Κέρδος κεραίας	$G_t$	dBi	6
Ισοδ. Ισοτροπ. Ακτινοβολούμενη Ισχύς	EIRP	dBW	3.15

Πίνακας 2

Επίγειος σταθμός

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΣΥΜΒΟΛΟ	ΜΟΝΑΔΕΣ	ΤΙΜΗ
Κέρδος κεραίας	$G_r$	dBi	33.185
Θερμοκρασία θορύβου συστήματος	$T_s$	K	550

Πίνακας 3

Τα παραπάνω στοιχεία αποτελούν τις ελάχιστες απαιτήσεις για την πραγματοποίηση της κάτω ζεύξης.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. G. Maral, M. Bousquet, «*Δορυφορικές Επικοινωνίες*» 3<sup>η</sup> Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2000.
2. X. Καψάλης, Π. Κωττής, «*Δορυφορικές Επικοινωνίες*», Εκδόσεις Τζιόλα, 1999.
3. X. Καψάλης, Π. Κωττής, «*Κεραίες – Ασύρματες Ζεύξεις*», Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
4. John Kraus, «*Κεραίες*», 2<sup>η</sup> Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 1998.
5. Φ. Κωνσταντίνου, X. Καψάλης, Π. Κωττής, «*Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες*», Παπασωτηρίου.
6. Ι. Δ. Κανελλόπουλος, «*Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον*», Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
7. Ν. Μ. Μήτρου, «*Ψηφιακές Επικοινωνίες (σημειώσεις)*», Εκδόσεις ΕΜΠ, 2002.
8. Χ. Χαλκιάς, Γ. Παπανάνος, «*Σχεδίαση ηλεκτρονικών φίλτρων, Τόμος Α-ενεργά αναλογικά φίλτρα*», Εκδόσεις Συμμετρία, 1987.
9. James R. Wertz, Wiley J. Larson, «*Space Mission Analysis and Design*», 3<sup>η</sup> Έκδοση, 1999.
10. Peter Vizmuller, «*RF Design Guide Systems Circuits and equations*», Artech House, 1995.
11. Lawrence E. Larson, «*RF and Microwave Circuit Design for wireless communications*», Artech House, 1997.
12. R.W. Haming, «*Digital Filters*», 3<sup>η</sup> Έκδοση, Prentice-Hall, 1989.
13. John G. Proakis, «*Digital communications*», 3<sup>η</sup> Έκδοση, Mc Graw Hill, 1995.
14. Louis E. Frenzel, «*Communication Electronics*», 2<sup>η</sup> Έκδοση, Mc Graw Hill, 1994.
15. Peter B. Kenington, «*High-Linearity RF Amplifier Design*», Artech House, 2000.
16. Simon Haykin, «*Modern Filters*», Macmillan Publising Company, 1989.
17. Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, «*RF Circuit Design Theory and Applications*», Prentice-Hall, 2000.

## Βιβλιογραφία

- 18.Ιωάννης Βλάχος, «Σχεδίαση πομποδέκτη για ναυδορυφόρους», Διπλωματική Ε.Μ.Π., 2001.
- 19.Ασημακόπουλος Αβραάμ, Ρήττας Νικόλαος, «Ανάλυση τηλεπικοινωνιακής ζεύξης για ναυδορυφόρους»Διπλωματική Ε.Μ.Π., 2001.
- 20.University of Southampton, «*Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group Communications & GPS Subsystems*» Main Report, 2001.