

# ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ



## ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

### Παρουσίαση Διπλωματικής Εργασίας

«Μελέτη RF πομπού διπλού IF για WiMax εφαρμογές»

Εξεταστική Επιτροπή:  
Α. Σαμέλης (Επιβλέπων)  
Ν. Σιδηρόπουλος  
Μ. Bucher

Αντωνόπουλος Άγγελος  
Χανιά, Οκτώβριος 2005

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Πρόλογος .....	1
<b>Ø</b> <u>1 Παραγωγή Σήματος – Signal Generation</u> .....	2
1.1     Εισαγωγή.....	2
1.2     IEEE 802.16 Standard.....	3
1.3     Wireless MAN – OFDM PHY.....	3
1.3.1   Γενικές Έννοιες.....	3
1.3.2   OFDM Έναντι SCM.....	4
1.3.3   Περιγραφή OFDM Σήματος.....	6
1.3.4   Δημιουργία OFDM Συμβόλων.....	7
1.3.4.1   Κωδικοποίηση Καναλιού.....	8
1.3.4.2   Διαμόρφωση.....	11
1.3.4.3   IFFT.....	14
1.3.5   Μεταδιδόμενο Σήμα.....	15
1.3.6   OFDM Παράμετροι Συμβόλου.....	15
1.3.6.1   Προσδιορισμός Πρωταρχικών Παραμέτρων.....	15
1.3.6.2   Προσδιορισμός Προκύπτουσων Παραμέτρων.....	16
1.4     Πηγή Σήματος – Δημιουργία Σήματος στο ADS.....	17
1.4.1   OFDM Frame.....	18
1.4.1.1   Preamble.....	19
1.4.1.2   Δομή FCH.....	22
1.4.1.3   Παραγωγή Burst – Burst Generation.....	23
1.4.1.4   OFDM Διαμόρφωση.....	24

<b>Ø</b>	<b><u>2 Αρχιτεκτονικές Πομπού – Transmitter Architectures.....</u></b>	<b>26</b>
2.1	Εισαγωγή.....	26
2.2	Αρχιτεκτονικές Transmitters.....	29
	2.2.1 Direct Conversion Transmitters.....	29
	2.2.2 Two Step Transmitters.....	30
2.3	Παράγοντες που επηρεάζουν το Σήμα.....	31
	2.3.1 Αρμονικές.....	32
	2.3.2 Gain Compression.....	32
	2.3.3 Desensitization και Blocking.....	33
	2.3.4 Cross Modulation.....	34
	2.3.5 Intermodulation.....	35
	2.3.5.1 Διαδοχικά μη – Γραμμικά Στάδια.....	40
	2.3.6 Phase Noise.....	43
	2.3.6.1 Συνέπειες του Phase Noise στα RF Συστήματα.....	44
2.4	Παρουσίαση Αρχιτεκτονικής Transmitter.....	46
	2.4.1 Περιγραφή Ταλαντωτών.....	47
	2.4.2 Περιγραφή μίκτη.....	48
	2.4.2.1 Βασικές Παράμετροι.....	48
	2.4.2.2 Image Rejection – Sideband Suppression.....	49
	2.4.2.3 Ορισμός SOI – TOI.....	51
	2.4.3 Περιγραφή Ενισχυτή Ισχύος.....	52
	2.4.3.1 Βασικές Παράμετροι.....	52
2.5	Επίδειξη της Αρχιτεκτονικής στο ADS και αναλυτική Περιγραφή της.....	53

<b>Ø</b>	<u>3. Μετρήσεις – Αποτελέσματα – Συγκρίσεις</u>	
3.1	Εισαγωγή.....	60
3.2	Φάσμα.....	60
3.3	Τάση στον Χρόνο.....	62
3.4	Output RF Spectral with Mask (ORFS – Spectral Mask).....	63
3.5	Power Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF).....	64
3.6	Constellation.....	65
3.7	Error Vector Magnitude (EVM).....	67
3.7.1	Μέθοδος Υπολογισμού EVM.....	68
<b>Ø</b>	<u>4. Παρατηρήσεις – Συμπεράσματα – Μελλοντικές Προεκτάσεις</u> .....	75

## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η WiMax τεχνολογία τείνει στις μέρες μας να αντικαταστήσει την επικρατούσα έως τώρα WiFi τεχνολογία. Η θέση του 802.16 πρωτοκόλλου έχει ισχυροποιηθεί σε τέτοιο βαθμό ώστε να θεωρείται το επόμενο βήμα στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών και πιο συγκεκριμένα των μητροπολιτικών δικτύων (Metropolitan Networks). Επιπρόσθετα, θεωρείται ως ένα μονοπάτι προς τα δίκτυα 4<sup>ης</sup> γενιάς (4G) Το 802.16 πρωτόκολλο παρέχει ποιότητα υπηρεσιών, ασφάλεια, υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και αποδοτικότερη χρησιμοποίηση του φάσματος σε σχέση με του προκατόχους του.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται ένας RF πομπός διπλού IF για WiMax εφαρμογές και πιο συγκεκριμένα για το 802.16d πρωτόκολλο.

Στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζεται η παραγωγή του 802.16d σήματος, η OFDM διαμόρφωση, η κωδικοποίηση και η διόρθωση λαθών του καναλιού, καθώς και η αρχιτεκτονική που χρησιμοποιείται στο ADS.

Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναλύεται η γενική δομή ενός πομπού, οι παράγοντες που επηρεάζουν το RF σήμα. Επίσης περιγράφονται τα συστατικά στοιχεία ενός πομπού, όπως ο μίκτης (Mixer), ο τοπικός ταλαντωτής (Local Oscillator), ο ενισχυτής ισχύος (Power Amplifier) και τα χαρακτηριστικά μεγέθη αυτών (Gain, IP3, Phase Noise) κ.τ.λ. Τέλος περιγράφεται η αρχιτεκτονική που χρησιμοποιήθηκε στο ADS.

Στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιέχονται μετρήσεις και αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν (Spectral Mask, CCDF, EVM,) και μελετώνται οι παράμετροι εκείνοι του πομπού που πληρούν τα standards του πρωτοκόλλου ως προς το Spectral Mask και το EVM για δυο διαφορετικά προφίλ διαμόρφωσης (16QAM και 64QAM).

Τέλος, στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο προσδιορίζονται οι αλλαγές οι οποίες έγιναν σε κάποια προϋπάρχοντα και υλοποιημένα στο ADS 2004A (Advanced Design System 2004A) κομμάτια (πηγή σήματος), καθώς επίσης και τα μελλοντικά βήματα που θα μπορούσαν να γίνουν πάνω στην εργασία αυτή.

Αντωνόπουλος Άγγελος

Οκτώβριος 2005

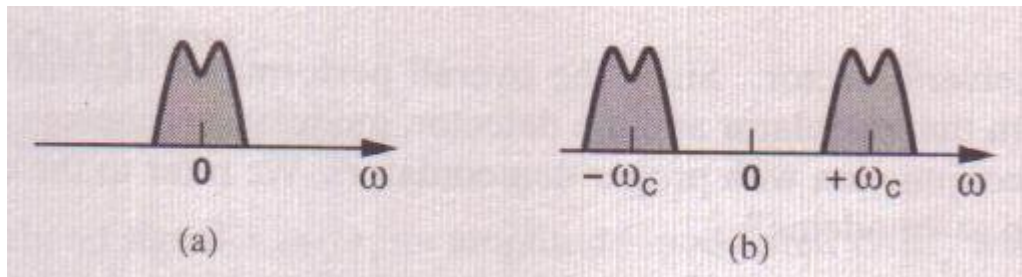
# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Signal Generation – Παραγωγή Σήματος

### 1.1 Εισαγωγή

Ένα baseband σήμα ορίζεται σαν το σήμα του οποίου το φάσμα είναι μη μηδενικό γύρω από το μηδέν και αμελητέο οπουδήποτε αλλού. Ένα τέτοιο σήμα παράγεται από ένα μικρόφωνο ή μια κάμερα.

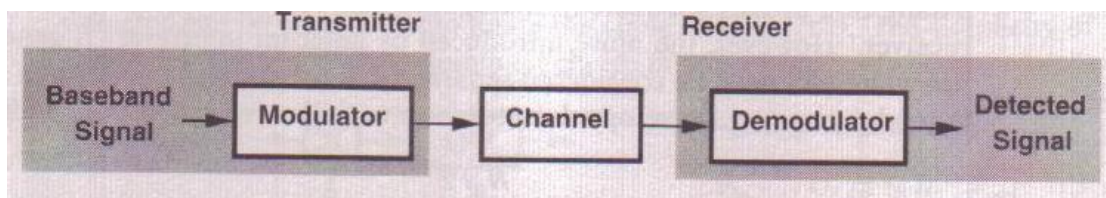
Ένα passband ή bandpass σήμα (Σχήμα 1.1) είναι το σήμα εκείνο του οποίου το φάσμα είναι μη μηδενικό σε μια περιοχή γύρω από μια «φέρουσα» (carrier) συχνότητα και αμελητέο έξω από αυτήν την περιοχή. Ένα RF σήμα είναι ένα bandpass σήμα.



Σχήμα 1.1: (a)baseband και (b)passband σήματα

Το bandpass σήμα παράγεται από το baseband σήμα μέσω διαμόρφωσης.

Ένα αφηρημένο διάγραμμα ενός απλού συστήματος τηλεπικοινωνιών δίνεται στο Σχήμα 1.2, όπου το baseband σήμα αρχικά διαμορφώνεται, ακολούθως περνάει μέσα από το κανάλι, και λαμβάνεται στον δέκτη, όπου μετά την αποδιαμόρφωση προκύπτει το αρχικό σήμα.



Σχήμα 1.2: Απλό σύστημα τηλεπικοινωνιών

## 1.2 IEEE 802.16d Standard

Το IEEE έγγραφο „**IEEE P802.16-REVd/D5-2004Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16, Air Interface for FixedBroadband Wireless Access Systems**”, χρησιμοποιείται ως έγγραφο αναφοράς για την υλοποίηση της πηγής σήματος για το πρωτόκολλο 802.16d στο ADS. Οι προδιαγραφές του πρωτοκόλλου είναι βασισμένες στην OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) πολυπλεξία.

Οι ρυθμίσεις του 802.16d OFDM φυσικού επιπέδου δίνονται στο Σχήμα 1.3.

Specification	Settings
Information data rate	4-70 Mbps
Modulation	QPSK OFDM, 16-QAM OFDM, and 64-QAM OFDM
Error correcting code	Reed-Solomon plus Convolutional Code
Overall Coding rate	1/2, 3/4, 2/3
Basic FFT Size	256
Number of subcarriers	200, DC nulled
Number of Pilot tones	8
Cyclic Prefix (or Guard Interval)	1/32, 1/16, 1/8 and 1/4 symbol period

Σχήμα 1.3: 802.16d OFDM physical layer settings

## 1.3 Wireless MAN - OFDM PHY

### 1.3.1 Γενικές Έννοιες

Η OFDM χρησιμοποιεί ένα σχήμα με πολλούς «φέροντες» (multicarrier scheme) για να επιτύχει απόδοση μετάδοσης (δεδομένα/Hz) κοντά στα παραδοσιακά σχήματα με ένα φέρον (QPSK, QAM) αλλά με μεγαλύτερη ανοχή στις διαταραχές του καναλιού.

Αυτό επιτυγχάνεται συγχρονίζοντας πολλούς φορείς ταυτόχρονα, αλλά σε χαμηλότερους ρυθμούς συμβόλων συγκριτικά με σχήματα διαμόρφωσης με ένα φέρον (Single Carrier Modulation).

Το multi-carrier σχήμα είναι περισσότερο «συμπαγές» στην παρουσία παρεμβολής στο κανάλι και θορύβου, επειδή η απώλεια κάποιου carrier ή ακόμα και αρκετών δεν είναι δυνατόν να χαλάσει την συνολική μετάδοση. Τα χαμένα bits μπορούν να ανακτηθούν μέσω αλγορίθμων διόρθωσης σφαλμάτων. Επίσης, λόγω του χαμηλότερου ρυθμού συμβόλου ο θόρυβος μπορεί να επισκιάσει λιγότερα σύμβολα. Η OFDM πολυπλεξία είναι αποτελεσματική ως προς το φάσμα

λόγω της μικρής απόστασης που έχουν οι carriers μεταξύ τους. Αν και γενικά είναι μη διαχωρίσιμοι ακόμα και από έναν υψηλής απόδοσης αναλυτή φάσματος, μπορούν να χωριστούν κατά την ψηφιακή επεξεργασία των δεδομένων (DSP), εξαιτίας του γεγονότος ότι είναι μαθηματικά ορθογώνιοι (πράγμα που σημαίνει ότι δεν αλληλεπιδρούν). Η ακριβής απόσταση ανάμεσα στους carriers τους καθιστά ορθογώνιους. Η ορθογωνιότητα μειώνεται από διαταραχές στο σήμα, όπως το phase noise και λάθη στον χρονισμό των συμβόλων, οι οποίες επίσης προκαλούν και αλληλεπιδράσεις μεταξύ των συμβόλων (Intersymbol Interference (ISI)).

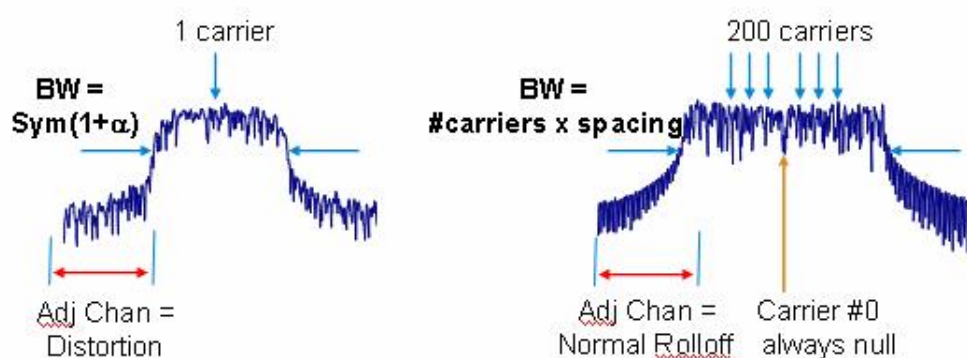
### 1.3.2 OFDM Έναντι Single Carrier Modulation (SCM)

Η διαφορά μεταξύ της OFDM διαμόρφωσης σε σχέση με την παραδοσιακή διαμόρφωση ενός φέροντος σήματος (βλ. Σχήμα 1.4) είναι η εξής:

A) Στη συχνότητα:

*SCM*: Ένας carrier του οποίου το εύρος ζώνης (bandwidth) καθορίζεται από τον ρυθμό του συμβόλου και την μορφή του φίλτρου βασικού σήματος. Οποιαδήποτε ενέργεια έξω από αυτό το εύρος οφείλεται σε μη γραμμική παραμόρφωση.

*OFDM*: 200 carriers, με ένα μηδενικό στο κέντρο. Το εύρος του σήματος είναι συνάρτηση του αριθμού των carriers επί την απόσταση στην συχνότητα μεταξύ των carriers. Η ενέργεια σε γειτονικά κανάλια δεν είναι παραμόρφωση αλλά το σύνθετο rolloff των 200 carriers.

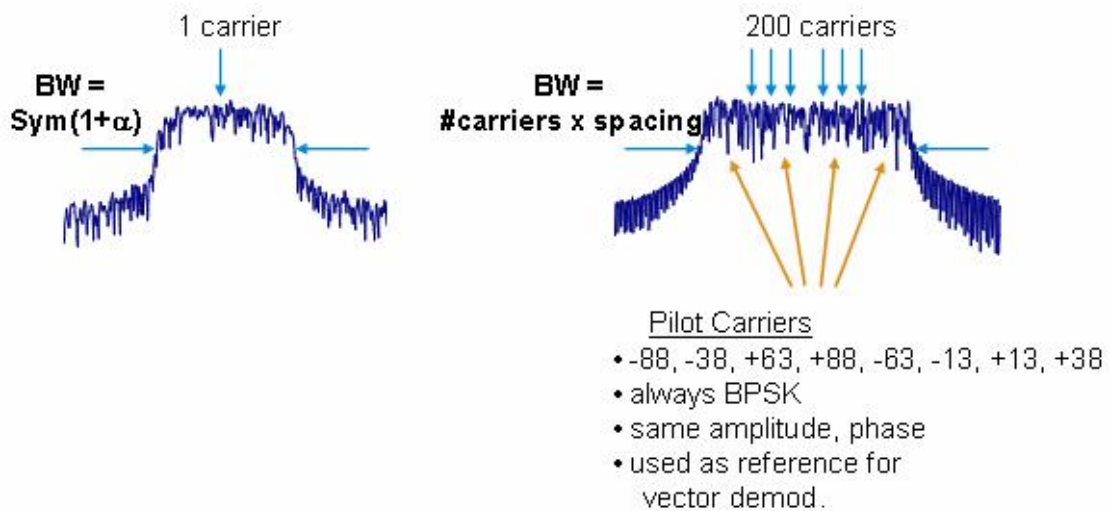


Σχήμα 1.4: OFDM – SCM (Frequency Domain)

Όπως αναφέρθηκε πριν, κάποιοι από τους carriers δεν μεταφέρουν δεδομένα αλλά είναι pilots (βλ. Σχήμα 1.5). Αυτοί μεταδίδονται χρησιμοποιώντας BPSK (ανεξάρτητα από το είδος της διαμόρφωσης στους υπόλοιπους 192 carriers). Λόγω του ότι το πλάτος και η φάση τους είναι



μεγέθη γνωστά, είναι πολύ πιο εύκολο ο δέκτης να συγχρονίσει τα εισερχόμενα σήματα και να τα αποδιαμορφώσει σωστά.



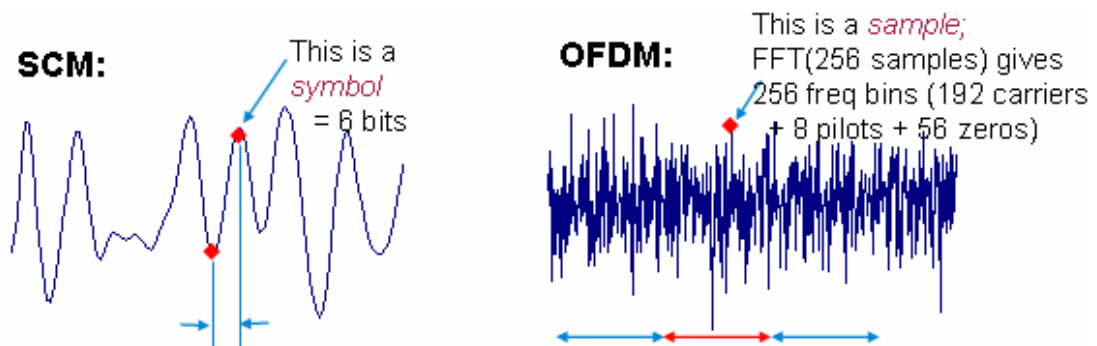
Σχήμα 1.5: OFDM – SCM (Frequency Domain)

B) Στο χρόνο:

*SCM*: Ένα σύμβολο αναπαριστά μια συγκεκριμένη στιγμή στο χρόνο (π. χ ένα σημείο στην μεταδιδόμενη κυματομορφή), όπου το πλάτος και η φάση αντιστοιχούν σε μια τιμή στον αστερισμό μετάδοσης. Τα σύμβολα μεταδίδονται γρήγορα για να επιτύχουμε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

*OFDM*: Ένα σύμβολο δεν είναι πια μονοδιάστατο αλλά είναι ένα block χρόνου συγκεκριμένης διάρκειας (περιγράφεται παρακάτω). Μεμονωμένα σημεία στον χρόνο δεν έχουν καμία σημασία ως προς τα δεδομένα που κουβαλούν. Μπορούν μόνο να ερμηνευθούν αν τα πάρουμε σε ομάδες των 256 και κάνουμε FFT.

Παράδειγμα: ποιο είναι το νόημα κάποιας κορυφής μιας κυματομορφής? Αυτό γίνεται κατανοητό αν παρατηρήσουμε τις κυματομορφές του Σχήματος 1.6. Στο SCM σχήμα η κορυφή αυτή μπορεί να απεικονιστεί πίσω στον αστερισμό και να ξέρουμε ακριβώς που και γιατί η ροή των δεδομένων παραμορφώθηκε. Στο OFDM σχήμα δεν υπάρχει τρόπος να συνδέσουμε ένα σημείο στον χρόνο με τα δεδομένα, εκτός και αν εκτελέσουμε FFT στο συνολικό block των δειγμάτων, στο οποίο ανήκει και το σημείο αυτό.

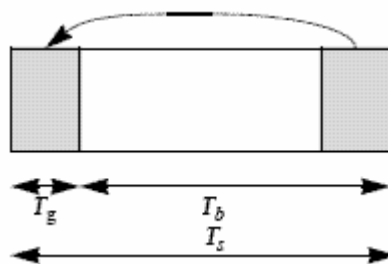


Σχήμα 1.6: OFDM – SCM (Time Domain)

### 1.3.3 Περιγραφή OFDM σήματος

#### A) Πεδίο χρόνου:

Το Σχήμα 1.7 δείχνει την δομή ενός OFDM συμβόλου στο πεδίο του χρόνου. Η κυματομορφή παράγεται από έναν αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (IFFT). Ο χρόνος  $T_b$  είναι ο χρήσιμος χρόνος συμβόλου. Ένα αντίγραφο  $T_g$  της χρήσιμης περιόδου του συμβόλου που ονομάζεται CP (Cyclic Prefix) χρησιμοποιείται για να επιτύχουμε σωστή λήψη του σήματος στον δέκτη. Το σήμα κατά την πορεία του από τον πομπό προς τον δέκτη δεν ακολουθεί μια και μόνο πορεία αλλά μπορεί ταυτόχρονα να ανακλάται πάνω σε κτίρια ή αυτοκίνητα και να φτάνει στον δέκτη αλλοιωμένο (multipath). Η σημασία του τέλους της χρήσιμης περιόδου του συμβόλου έχει να κάνει με το παραπάνω φαινόμενο.



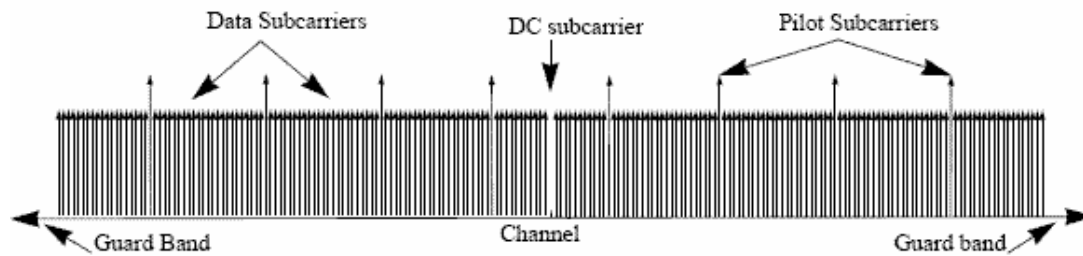
Σχήμα 1.7: Δομή του OFDM συμβόλου στο πεδίο του χρόνου

#### B) Πεδίο συχνότητας:

Το Σχήμα 1.8 δείχνει τη δομή ενός OFDM συμβόλου στο πεδίο της συχνότητας. Το σύμβολο φτιάχνεται από subcarriers, ο αριθμός των οποίων προσδιορίζει το μέγεθος του FFT που χρησιμοποιείται. Υπάρχουν 3 τύποι subcarriers:

1. Data subcarriers: Για μετάδοση δεδομένων
2. Pilot subcarriers: Για διάφορους ελέγχους

### 3. Null subcarriers: Καμία μετάδοση. Μηδενικά subcarriers και DC subcarrier

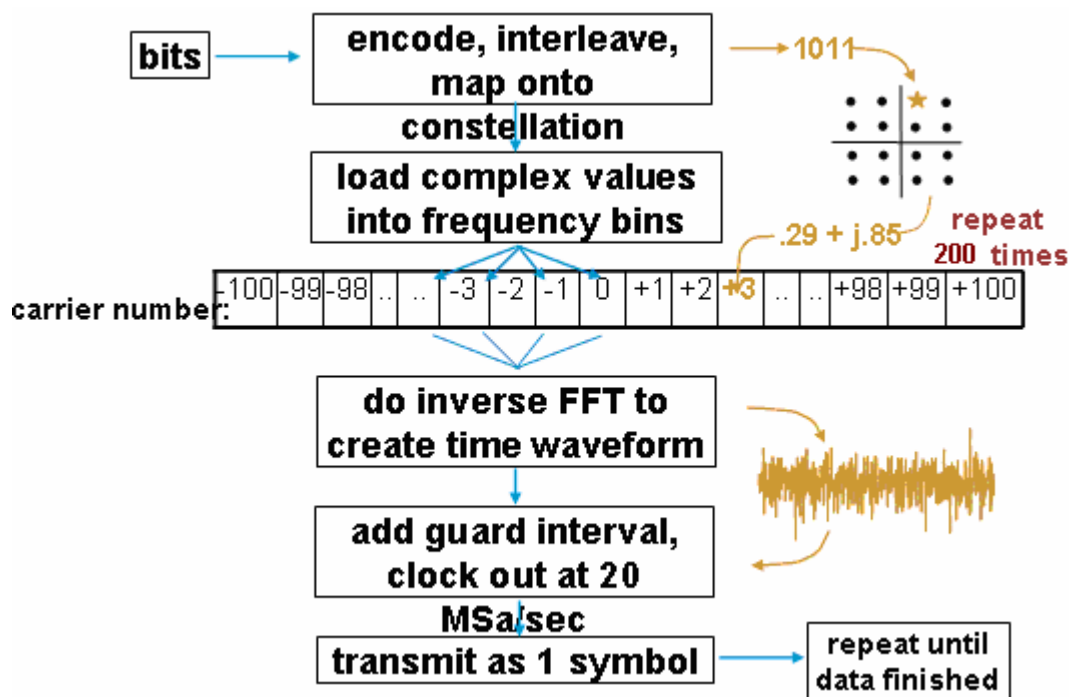


Σχήμα 1.8: Δομή του OFDM συμβόλου στο πεδίο της συχνότητας

#### 1.3.4 Δημιουργία OFDM συμβόλων

Η δημιουργία του OFDM σήματος (βλ. Σχήμα 1.9) περιλαμβάνει τα εξής βήματα:

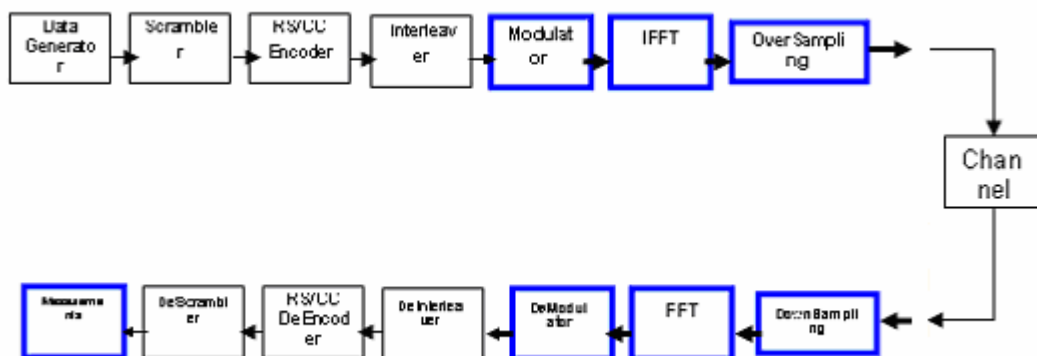
1. Προσθήκη κώδικα για διόρθωση σφαλμάτων και interleaving (περιγράφονται παρακάτω) στο stream εισαγωγής bits και στην συνέχεια απεικόνιση (mapping) των bits που προκύπτουν, η κάθε φορά ανάλογα με την διαμόρφωση, στον αστερισμό (constellation). Ανάλογα με τον επιθυμητό ρυθμό bits, τα bits μπορούν να απεικονιστούν ένα κάθε φορά σε έναν BPSK αστερισμό, έως και 6 bits σε έναν 64QAM αστερισμό.
2. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, τα 4 bits "1011" αντιστοιχούν σε μια τοποθεσία στον 16QAM αστερισμό του οποίου οι I και Q συντεταγμένες είναι  $0.29 + j0.85$ . Αυτός ο μιγαδικός αριθμός φορτώνεται στην επόμενη θέση ενός πίνακα (array) από 200 μιγαδικές τιμές. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται μέχρι και τα 768 bits να μετατραπούν σε μιγαδικούς αριθμούς και να γεμίσουν το array (8 από τις θέσεις είναι 'pilots' και έτσι οι υπόλοιπες 192 φέρουν  $192 \cdot 4 = 768$  bits).
3. Ένας αντίστροφος FFT εκτελείται σε αυτό το array από μιγαδικές τιμές (Οι  $0+j0$  τιμές προσαρτώνται στο τέλος του array ώστε το συνολικό του μέγεθος να είναι 256).
4. Το αποτέλεσμα του IFFT είναι ένα νέο array από 256 μιγαδικές τιμές. Οι τιμές αυτές συγχρονίζονται και παράγουν ένα burst κάποιων msec. Το burst αυτό αναπαριστά ένα σύμβολο που περιέχει για τον 16QAM αστερισμό 768 bits. Πολλά σύμβολα ενώνονται για την δημιουργία ενός frame.
5. Στην πλευρά του δέκτη, εκτελείται ένας FFT σε κάθε κυματομορφή συμβόλου επαναδημιουργώντας έτσι το array των 200 στοιχείων με μιγαδικές τιμές οι οποίες απεικονίζονται πίσω στον αστερισμό, μετατρέπονται ξανά σε bits, αποκωδικοποιούνται κτλ.



Σχήμα 1.9: Δημιουργία OFDM συμβόλου

#### 1.3.4.1 Κωδικοποίηση καναλιού (Channel Coding)

Η κωδικοποίηση, η διόρθωση λαθών και το interleaving του bit stream είναι γνωστά ως κωδικοποίηση καναλιού.



Σχήμα 1.10: Κωδικοποίηση καναλιού

A) Randomization: Μια τυχαία ακολουθία από bits δεδομένων παράγεται από την γεννήτρια δεδομένων. Τα δεδομένα ανακατεύονται (scrambling). Ο ρυθμός των δεδομένων παραμένει αναλλοίωτος σε αυτό το βήμα.

B) Forward Error Correction (FEC): Τα δεδομένα κωδικοποιούνται με βάση τον Concatenated Reed-Solomon Convolutional Code (RS-CC). Ο Πίνακας 1.1 δίνει τα μεγέθη των blocks και τον ρυθμό κωδικοποίησης που χρησιμοποιούνται για διαφορετικά είδη διαμόρφωσης. Το πεδίο 'Coding Rate' υποδεικνύει την επιπρόσθετη πληροφορία διόρθωσης λαθών που προστίθεται στο «ρεύμα» των bits. Για παράδειγμα coding rate  $\frac{3}{4}$  σημαίνει ότι για κάθε 4 bits που στέλνουμε, 3 περιέχουν δεδομένα και 1 περιέχει πληροφορία για διόρθωση λαθών.

<b>Modulation</b>	<b>Uncoded block size (bytes)</b>	<b>Coded block size (bytes)</b>	<b>Overall coding rate</b>	<b>RS code</b>	<b>CC code rate</b>
BPSK	12	24	$\frac{1}{2}$	(12,12,0)	$\frac{1}{2}$
QPSK	24	48	$\frac{1}{2}$	(32,24,4)	$\frac{2}{3}$
QPSK	36	48	$\frac{3}{4}$	(40,36,2)	$\frac{5}{6}$
16QAM	48	96	$\frac{1}{2}$	(64,48,8)	$\frac{2}{3}$
16QAM	72	96	$\frac{3}{4}$	(80,72,4)	$\frac{5}{6}$
64QAM	96	144	$\frac{2}{3}$	(108,96,6)	$\frac{3}{4}$
64QAM	108	144	$\frac{3}{4}$	(120,108,6)	$\frac{5}{6}$

Πίνακας 1.1: Block sizes and Coding Rates

Το στάδιο FEC αλλάζει τον ρυθμό μετάδοσης των bits.

Γ) Interleaving: Τα κωδικοποιημένα δεδομένα γίνονται διακριτά μεταξύ τους (interleaving) από ένα block interleaver με μέγεθος block ίσο με τον αριθμό των κωδικοποιημένων bits ανά OFDM σύμβολο,  $N_{\text{cbps}}$ . Ο Πίνακας 1.2 δείχνει τον αριθμό αυτό για αρκετές περιπτώσεις κωδικοποίησης. Για παράδειγμα, για 64-QAM ισχύει  $N_{\text{cbps}}=1152$  (192 carriers x 6 bits/carrier). Αυτό σημαίνει ότι τα δεδομένα θα γίνονται interleaved σε ομάδες των 1152 bits.

<b>Modulation</b>	<b>Default (16 subchannels</b>	<b>8 subchannels</b>	<b>4 subchannels</b>	<b>subchannels</b>	<b>1 subchannels</b>
	$N_{cbps}$				
BPSK	192	96	48	24	12
QPSK	384	192	96	48	24
16QAM	768	384	192	96	48
64QAM	1152	576	288	144	72

Πίνακας 1.2:  $N_{cbps}$  για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης

Ο interleaver χαρακτηρίζεται από έναν συνδυασμό δύο σταδίων. Στο πρώτο στάδιο, γειτονικά κωδικοποιημένα bits απεικονίζονται σε μη γειτονικά subcarriers, ώστε να μην υπάρχει περίπτωση σύγχυσής τους. Στο δεύτερο, γειτονικά κωδικοποιημένα bits απεικονίζονται εναλλακτικά σε λιγότερο και περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού, ώστε να αποφεύγουμε να έχουμε πολλά «αναξιόπιστα» bits.

Έστω  $N_{cpc}$  ο αριθμός των κωδικοποιημένων bits ανά subcarrier, π. χ. 1, 2, 4, ή 6 για BPSK, QPSK, 16-QAM ή 64-QAM, αντίστοιχα.

Έστω  $k$  ο δείκτης του κωδικοποιημένου bit πριν το πρώτο από τα δύο βήματα,  $i$  ο δείκτης του κωδικοποιημένου bit μετά το πρώτο και πριν το δεύτερο βήμα και  $j$  ο δείκτης του κωδικοποιημένου bit μετά το δεύτερο βήμα.

Το πρώτο βήμα περιγράφεται ως εξής:

$$i = (NCBPS / 16) (k \bmod 16) + \text{floor} (k/16)$$

$$k = 0, 1, \dots, NCBPS - 1$$

Η συνάρτηση  $\text{floor} (.)$  μαρτυρά τον μικρότερο ακέραιο που δεν ξεπερνά την παράμετρο.

Το δεύτερο βήμα περιγράφεται ως εξής:

$$j = s \cdot \text{floor} (i/s) + (i + NCBPS - \text{floor} (16 \cdot i/NCBPS)) \bmod s$$

$$i = 0, 1, \dots, NCBPS - 1$$

Το  $s$  προσδιορίζει τον αριθμό των bits δεδομένων ανά subcarrier  $NDBPS$

$$s = \max (NDBPS / 2, 1)$$

Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η αλλαγή της θέσης των κωδικοποιημένων bits μέσα στο «ρεύμα» των bits.

Στην πλευρά του δέκτη, όσον αφορά στην διαδικασία του de-interleaving, το πρώτο βήμα του de-interleaver είναι το αντίστροφο του δεύτερου στον interleaver, και αντίστροφα.

#### 1.3.4.2 Διαμόρφωση (Modulation)

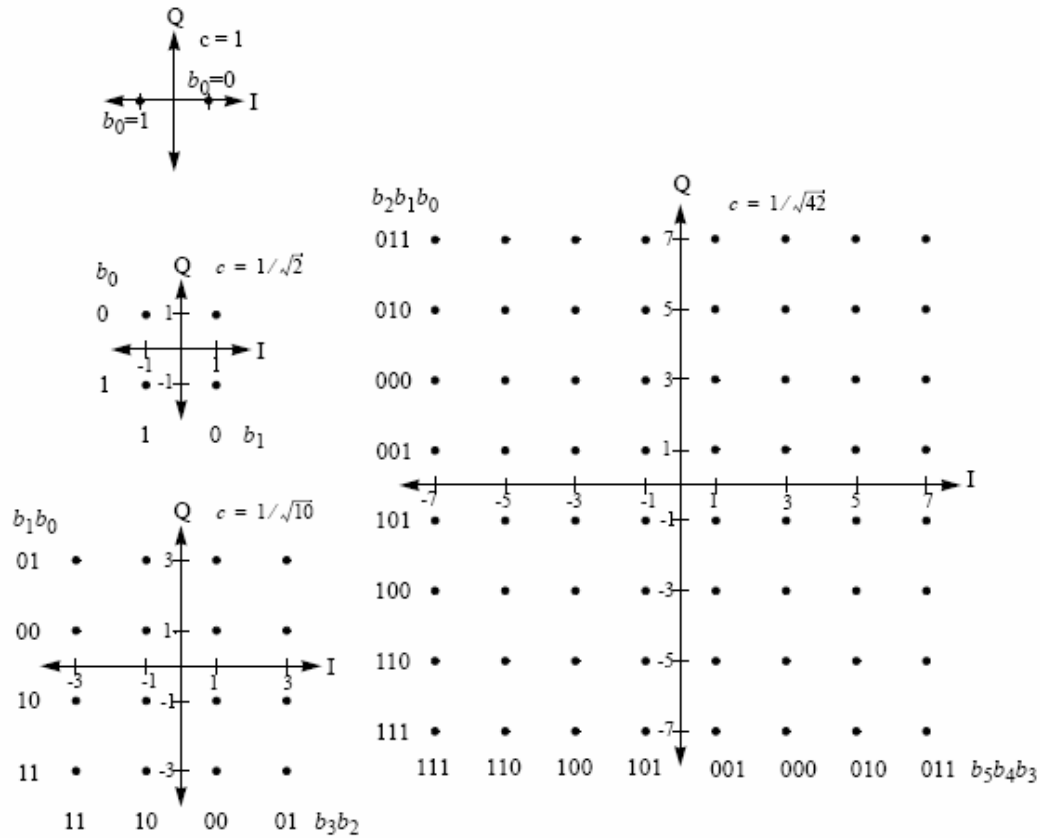
Το είδος της διαμόρφωσης, καθώς και η κωδικοποίηση που χρησιμοποιείται σε κάθε burst, προσδιορίζονται από το πεδίο Rate\_ID, το οποίο είναι στατικό και δεν μπορεί να αλλάξει κατά την λειτουργία του συστήματος. Το Rate\_ID για διάφορα προφίλ διαμόρφωσης φαίνεται στον Πίνακα 1.3

Rate_ID	Modulation RS-CC rate
0	BPSK $\frac{1}{2}$
1	QPSK $\frac{1}{2}$
2	QPSK $\frac{3}{4}$
3	16QAM $\frac{1}{2}$
4	16QAM $\frac{3}{4}$
5	64QAM $\frac{2}{3}$
6	64QAM $\frac{3}{4}$
7-15	reserved

Πίνακας 1.3: Rate\_ID's

*Διαμόρφωση δεδομένων (Data Modulation):* Μετά το bit interleaving, τα δεδομένα εισάγονται σειριακά στον mapper (απεικονιστή) του αστερισμού (constellation mapper). Όλα τα δυνατά είδη διαμόρφωσης, BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM, φαίνονται στο Σχήμα 1.11.

Οι αστερισμοί κανονικοποιούνται πολλαπλασιάζοντας το σημείο του αστερισμού με έναν παράγοντα  $c$  για την επίτευξη ίσης μέσης ενέργειας. Για κάθε τύπο διαμόρφωσης,  $b_0$  είναι το λιγότερο σημαντικό bit (LSB).



Σχήμα 1.11: BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM αστερισμοί

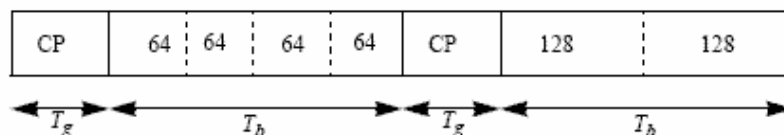
Τα απεικονισμένα στον αστερισμό δεδομένα διαμορφώνονται σε όλα τα data subcarriers με σκοπό να αυξήσουν τον δείκτη της συχνότητας. Το πρώτο σύμβολο που βγαίνει από τον αστερισμό διαμορφώνεται στο subcarrier με τον μικρότερο δείκτη.

Διαμόρφωση πιλότων (Pilot Modulation): Οι pilot subcarriers πρέπει να εισαχθούν σε κάθε burst δεδομένων για να παραστήσουν το σύμβολο και πρέπει να διαμορφωθούν με βάση την θέση τους στο OFDM σύμβολο. Μια γεννήτρια χρησιμοποιείται για να παράγουμε μια ακολουθία  $w_k$  (π. χ.  $w_k=11111111111100000000110..$ ) Η τιμή του pilot modulation για το OFDM σύμβολο  $k$  προέρχεται από το  $w_k$ . Για κάθε pilot, η BPSK διαμόρφωση εκφράζεται σαν συνάρτηση του  $w_k$ .

$$c_{-88}=c_{-38}=c_{63}=c_{88}=1-2w_k$$

$$c_{-63}=c_{-13}=c_{13}=c_{38}=1-2(w_k)$$

Διαμόρφωση Preambles (Preamble Modulation): Όλα τα preambles είναι δομημένα σαν OFDM σύμβολα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.12.



Σχήμα 1.12: Δομή Preamble





Το short preamble χρησιμοποιεί μόνο subcarriers οι δείκτες των οποίων είναι πολλαπλάσια του 2. Οι τιμές τους προκύπτουν από τον τύπο:

$$P_{EVEN}(k) = \sqrt{2} x P_{ALL}(k), \quad k \bmod 2 = 0$$

$$P_{EVEN}(k) = 0, \quad k \bmod 2 \neq 0$$

Έτσι οι τιμές των subcarriers του short preamble είναι:

[illegible]

### 1.3.4.3 IFFT

Αφού το OFDM σύμβολο έχει παραχθεί από την πλευρά των μιγαδικών τιμών, ένας αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (IFFT) χρησιμοποιείται για να απεικονίσουμε αυτές τις τιμές σε δείγματα στο πεδίο του χρόνου. Αυτό γίνεται μέσω της ακόλουθης λειτουργίας:

$$y(n) = \sum_{\substack{k=-N_{used}/2 \\ k \neq 0}}^{N_{used}/2} c_k \cdot e^{j2p\Delta f(nT_s - T_g)}$$

όπου  $T_s=1/F_s$  είναι ο ρυθμός δειγματοληψίας. Στο ADS χρησιμοποιείται σαν Tstep

Για την αποφυγή του φαινομένου της επικάλυψης (aliasing) μπορεί να γίνει υπερδειγματοληψία (oversampling) . Σε αυτήν την περίπτωση, οι μιγαδικές τιμές για τις συχνότητες μεταξύ των subcarriers υπολογίζονται παίρνοντας τον μέσο όρο των τιμών των γειτονικών subcarriers.

### 1.3.5 Μεταδιδόμενο σήμα

Η ακόλουθη εξίσωση περιγράφει το μεταδιδόμενο σήμα τάσης προς την κεραία, συναρτήσει του χρόνου, κατά την διάρκεια οποιουδήποτε OFDM συμβόλου.

$$s(t) = \Re \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{\substack{k=-N_{used}/2 \\ k \neq 0}}^{N_{used}/2} c_k \cdot e^{j2\pi \Delta f (t-T_g)} \right\}$$

όπου

- $s(t)$  το σήμα που παράγεται μετά τον IFFT,
- $t$  είναι ο χρόνος που έχει περάσει από την αρχή του συμβόλου,  $0 < t < T_s$
- $c_k$  μιγαδικός αριθμός: τα προς μετάδοση δεδομένα στο subcarrier του οποίου ο δείκτης είναι  $k$ , κατά την διάρκεια του συμβόλου. Προσδιορίζει ένα σημείο στον QAM αστερισμό. Το γέμισμα του πίνακα των φερόντων με τις τιμές των  $c_k$  περιγράφηκε νωρίτερα στο Σχήμα 1.9.

### 1.3.6 OFDM παράμετροι συμβόλου

#### 1.3.6.1 Προσδιορισμός πρωταρχικών παραμέτρων

Τέσσερις βασικοί παράμετροι χαρακτηρίζουν το OFDM σύμβολο:

- BW: Ονομαστικό εύρος ζώνης (bandwidth).
- $N_{used}$ : Αριθμός χρησιμοποιούμενων subcarriers.
- $n$ : Παράγοντας δειγματοληψίας. Αυτή η παράμετρος μαζί με το BW και το  $N_{used}$  προσδιορίζει την απόσταση μεταξύ των subcarriers και την χρήσιμη περίοδο του συμβόλου
- G: Πηλίκο του CP (Cycle Prefix) χρόνου προς τον χρήσιμο χρόνο.

Οι βασικές παράμετροι του μεταδιδόμενου σήματος προσδιορίζονται στον Πίνακα 1.4.

Παράμετρος	Τιμή
$N_{FFT}$	256
$N_{USED}$	200
$n$	If Bandwidth multiple of 1.75 MHz then $n=8/7$ If Bandwidth multiple of 1.5 MHz then $n=86/75$ If Bandwidth multiple of 1.25 MHz then $n=144/125$ If Bandwidth multiple of 2.75 MHz then $n=316/275$ If Bandwidth multiple of 2 MHz then $n=57/50$ Else $n=8/7$
$G$	1/4, 1/8, 1/16, 1/32

Πίνακας 1.4: Βασικές παράμετροι μεταδιδόμενου σήματος

### 1.3.6.2 Προσδιορισμός προκύπτουσων παραμέτρων

Οι ακόλουθες παράμετροι προκύπτουν από τις βασικές παραμέτρους

- $N_{FFT}$ : Η μικρότερη δύναμη του 2 που είναι μεγαλύτερη από  $N_{used}$
- Sampling Frequency:  $F_s = \text{floor}(n \cdot BW / (0.008)) \times 0.008$ , (BW σε MHz)
- $\Delta f$ : Απόσταση μεταξύ των subcarriers, ορίζεται ως:  $\Delta f = F_s / N_{FFT}$
- $T_b$ : Χρήσιμος χρόνος συμβόλου:  $T_b = 1 / \Delta f$
- CP χρόνος:  $T_g = G \cdot T_b$
- OFDM χρόνος συμβόλου:  $T_s = T_b + T_g$
- Sampling time:  $T_b / N_{FFT}$

Ο Πίνακας 1.5 δίνει ένα παράδειγμα των παραμέτρων που προκύπτουν από τις βασικές για bandwidth καναλιού 20 MHz.

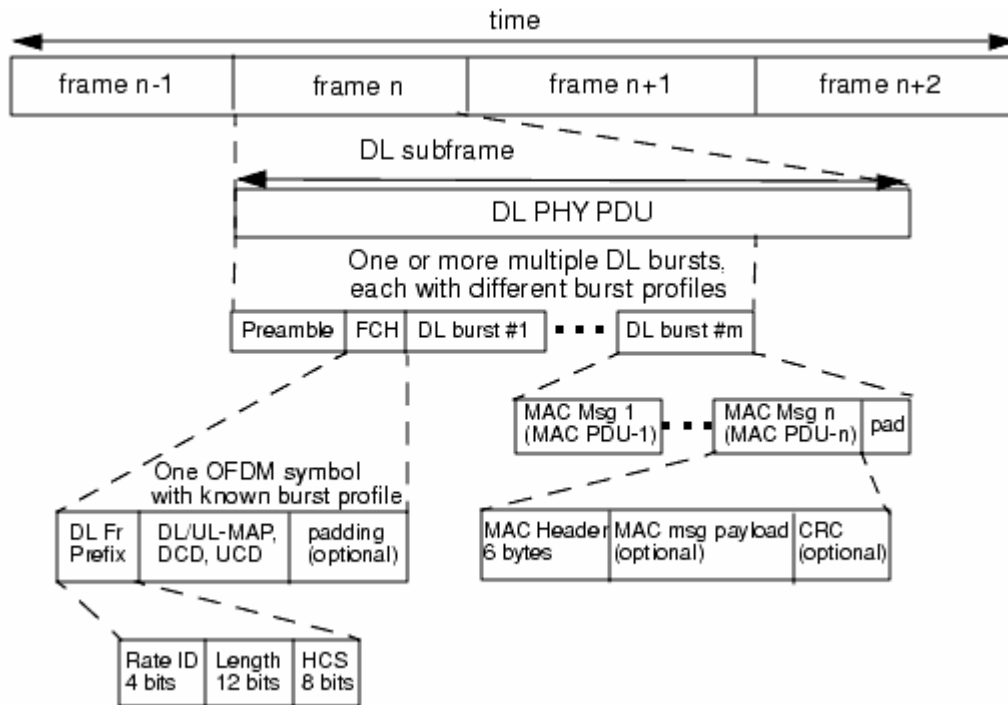
Παράμετρος	Τιμή
$BW$	20 MHz
$N_{USED}$	200 (192 data + 8 pilot carriers)
$n$	8/7
$G$	1/4
$N_{FFT}$	256
Sampling Frequency: $F_s$	22.856MHz
$\Delta f = F_s / N_{FFT}$	89.281KHz
$T_b = 1 / \Delta f$	11.2us
$T_g = GT_b$	2.8us
$T_s = T_b + T_g$	14us
Sampling Time: $T_b / N_{FFT}$	43.75ns

Πίνακας 1.5: Προκύπτουσες παράμετροι μεταδιδόμενου σήματος

$N_{FFT} - N_{used} = 56$  είναι ο αριθμός των guard subcarriers. Αυτοί χωρίζονται σε 28 χαμηλότερης συχνότητας guard sub-carriers και 28 υψηλότερης συχνότητας sub-carriers.

## 1.4 Πηγή σήματος – Δημιουργία σήματος στο ADS

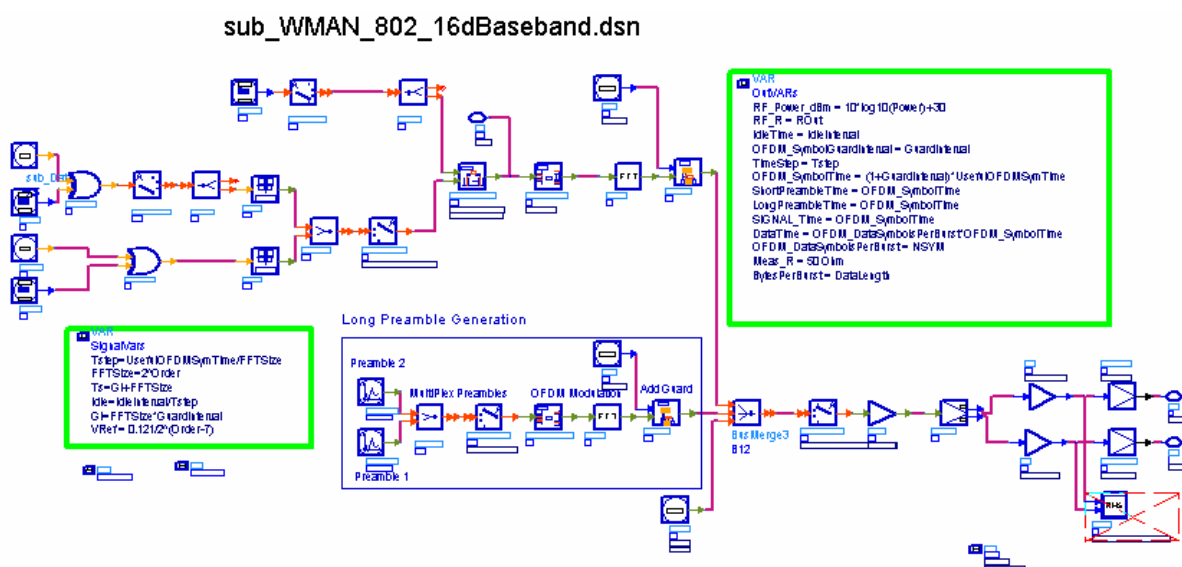
Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα frame είναι πολλά σύμβολα ενωμένα μεταξύ τους. Η δομή ενός frame φαίνεται στο Σχήμα 1.14. Ξεκινά με ένα Preamble για συγχρονισμό. Το Preamble ακολουθεί μια επικεφαλίδα ελέγχου (frame control header (FCH)). Αυτή έχει μήκος ενός συμβόλου και μεταδίδεται χρησιμοποιώντας QPSK διαμόρφωση. Η επικεφαλίδα ακολουθείται από ένα ή περισσότερα bursts (OFDM σύμβολα) καθένα από τα οποία μεταδίδεται με διαφορετικό προφίλ (διαμόρφωση, κωδικοποίηση κ.τ.λ.). Κάθε burst αποτελείται από ακέραιο αριθμό OFDM συμβόλων. Το προφίλ κάθε burst καθορίζεται από ένα πεδίο 4-bit στην επικεφαλίδα που προηγείται αυτού.



Σχήμα1.14: Δομή OFDM frame

### 1.4.1 OFDM frame

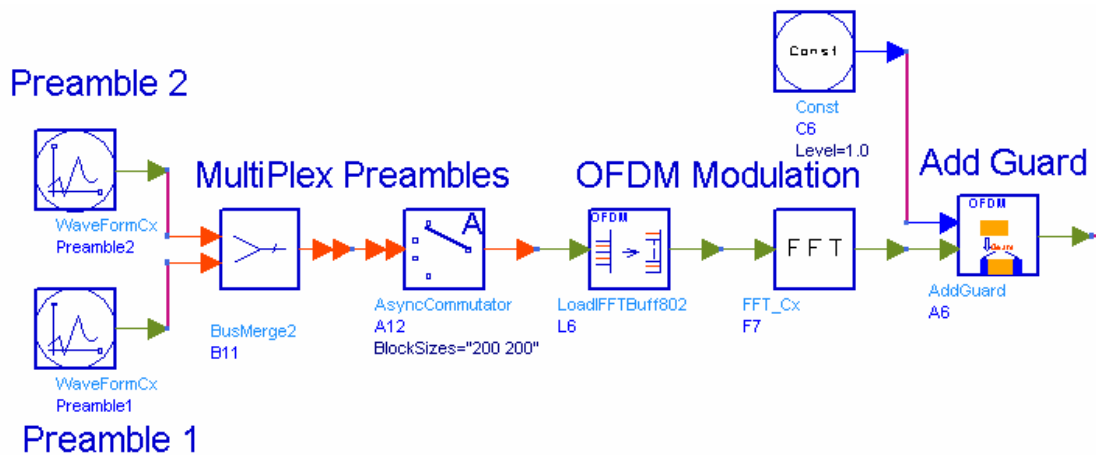
Η υλοποίηση ενός OFDM frame στο ADS φαίνεται στο Σχήμα 1.15. Στο διάγραμμα αυτό υπάρχουν όλα τα πεδία που αποτελούν το frame και έχουν ήδη περιγραφεί, δηλαδή το FCH (Frame Control Header), τα δεδομένα, τα preambles και η πολυπλεξία όλων αυτών.



Σχήμα 1.15: Δομή OFDM frame

### 1.4.1.1 Preamble

Το διάγραμμα της δημιουργίας του long preamble φαίνεται στο Σχήμα 1.16.



Σχήμα 1.16: Long Preamble Generation

Η δημιουργία των Preambles γίνεται ως εξής: Το long preamble (Preamble 1) παράγεται χρησιμοποιώντας το WaveFormCx component, που αναφέρεται στο αρχείο Preamble\_1\_16d.txt. Το αρχείο αυτό περιέχει τις μιγαδικές τιμές που προκύπτουν για το preamble αυτό, και οι οποίες έχουν ήδη παρατεθεί. Με τον ίδιο τρόπο παράγεται και το short preamble (Preamble 2) με βάση όμως το αρχείο Preamble\_2\_16d.txt.

Το κυκλωματικό σύμβολο του WaveFormCx component φαίνεται στο Σχήμα 1.17.

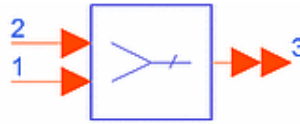


Σχήμα 1.17: Κυκλωματικό σύμβολο WaveFormCx

Το component αυτό βγάζει στην έξοδο του μια μιγαδική κυματομορφή η οποία προσδιορίζεται από την παράμετρο value. Στην συγκεκριμένη περίπτωση, η παράμετρος αυτή παίρνει τιμή από τα αρχεία Preamble\_1\_16d.txt και Preamble\_2\_16d.txt.

Αφού εξάγουμε τις μιγαδικές τιμές των δυο Preambles, χρησιμοποιούμε τα components BusMerge2 και AsyncCommutator για την «ένωση» των δυο Preambles σε ένα.

Τα κυκλωματικά σύμβολα των components BusMerge2, AsyncCommutator φαίνονται στα Σχήματα 1.18 και 1.19, αντίστοιχα.



Σχήμα 1.18: Κυκλωματικό σύμβολο BusMerge2

Το BusMerge2 συγχωνεύει τις δυο εισόδους και σχηματίζει έναν «διάυλο» (bus) εύρους 2. Αν το εύρος των δυο εισόδων είναι M1 και M2, τότε το εύρος της εξόδου είναι  $N = M1 + M2$ . Και τα δυο σήματα εισόδου θα πρέπει να είναι του ιδίου τύπου.



Σχήμα 1.19: Κυκλωματικό σύμβολο AsyncCommutator

Το AsyncCommutator δέχεται N ροές εισόδων (input streams), όπου N το εύρος του «διαύλου» εισόδου και τις συνδυάζει ασύγχρονα σε μια ροή εξόδου (output stream).

Το long preamble μέσω των components LoadIFFTBuff802, FFT\_Cx και του Guard Interval σχηματίζει OFDM σύμβολα.

Το LoadIFFTBuff802 component φαίνεται στο Σχήμα 1.20



Σχήμα 1.20: Κυκλωματικό σύμβολο LoadIFFTBuff802

Το component χρησιμοποιείται για να φορτώσει τα προς μετάδοση δεδομένα στον IFFT buffer.

Carriers σύμβολα (tokens) σπαταλώνονται και  $2^{order}$  σύμβολα δημιουργούνται. Για παράδειγμα, αν Carriers=52, Order=7, 52 tokens σπαταλώνονται και 128 tokens παράγονται.

Η φόρτωση των δεδομένων στον buffer γίνεται ως εξής:

Έστω  $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$  οι εισοδοί που αντιπροσωπεύουν ενεργούς subcarriers, όπου  $N = \text{Carriers}$ .  $y(0), y(1), \dots, y(M-1)$  είναι οι έξοδοι,  $M = 2^{order}$ .

Αν N άρτιος

$$y(i) = x\left(\frac{N}{2} + i - 1\right) \quad i = 1, \dots, \frac{N}{2}$$

$$y(i) = 0 \quad i = 0, \frac{N}{2} + 1, \dots, M - \frac{N}{2} - 1$$



$$y(i) = x(i - M + \frac{N}{2}) \quad i = M - \frac{N}{2}, \dots, M - 1$$

Αν N περιττός

$$y(i) = x(\frac{N-1}{2} + i - 1) \quad i = 1, \dots, \frac{N+1}{2}$$

$$y(i) = 0 \quad i = 0, \frac{N+1}{2} + 1, \dots, M - \frac{N+1}{2}$$

$$y(i) = x(i - M - \frac{N-1}{2}) \quad i = M - \frac{N-1}{2}, \dots, M - 1$$

Για παράδειγμα, αν Order=4 και Carriers=7 οι carriers εισόδου είναι  $x(0)$ ,  $x(1)$ ,  $x(2)$ ,  $x(3)$ ,  $x(4)$ ,  $x(5)$ ,  $x(6)$  και οι carriers εξόδου είναι 0,  $x(3)$ ,  $x(4)$ ,  $x(5)$ ,  $x(6)$ , 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0,  $x(0)$ ,  $x(1)$ ,  $x(2)$ .

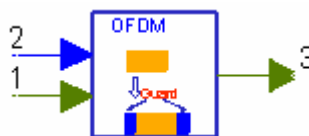
Μετά την φόρτωση των δεδομένων στον buffer πραγματοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (IFFT). Το component που εκτελεί αυτήν την λειτουργία είναι το FFT\_Cx (Σχήμα 1.21).



Σχήμα 1.21: Κυκλωματικό σύμβολο FFT\_Cx

Το component υπολογίζει τον DFT (Discrete Fourier Transform) μιας μιγαδικής εισόδου χρησιμοποιώντας τον FFT αλγόριθμο. Το FFT\_Cx διαβάσει αριθμό εισόδων ίσο με την παράμετρο Size και εκτελεί έναν FFT μήκους  $2^{\text{order}}$ , όπου Order μεταβλητή. Η μεταβλητή direction προσδιορίζει το κατά πόσο ο FFT θα είναι forward ή inverse.

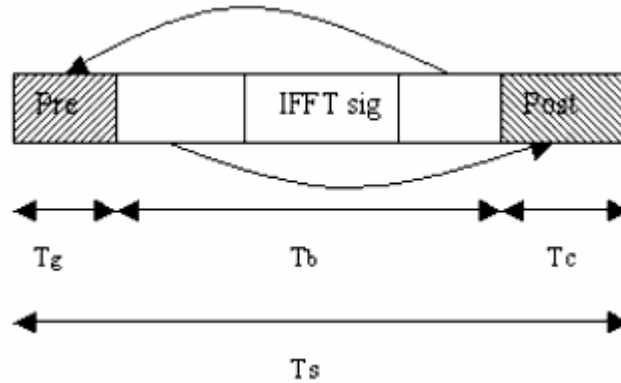
Μετά τον IFFT ακολουθεί το component AddGuard (Σχήμα 1.22).



Σχήμα 1.22: Κυκλωματικό σύμβολο AddGuard

Το Guard Interval block χρησιμοποιείται για την αποφυγή του φαινομένου ISI (Inter Symbol Interference) που συνίσταται στην παρεμβολή των OFDM συμβόλων λόγω της μικρής μεταξύ τους απόστασης. Προσθέτοντας Guard Interval (βλ. Σχήμα 1.23), ένα αντίγραφο του χρόνου

διάρκειας  $T_g$  της χρήσιμης περιόδου του συμβόλου προστίθεται πριν το IFFT σήμα (*cyclic prefix*) . Ένα αντίγραφο του χρόνου διάρκειας  $T_c$  της χρήσιμης περιόδου του συμβόλου προστίθεται μετά το IFFT σήμα (*cyclic postfix*). Με αυτόν τον τρόπο προστίθεται ένα **Guard Interval** μεταξύ διαδοχικών συμβόλων.

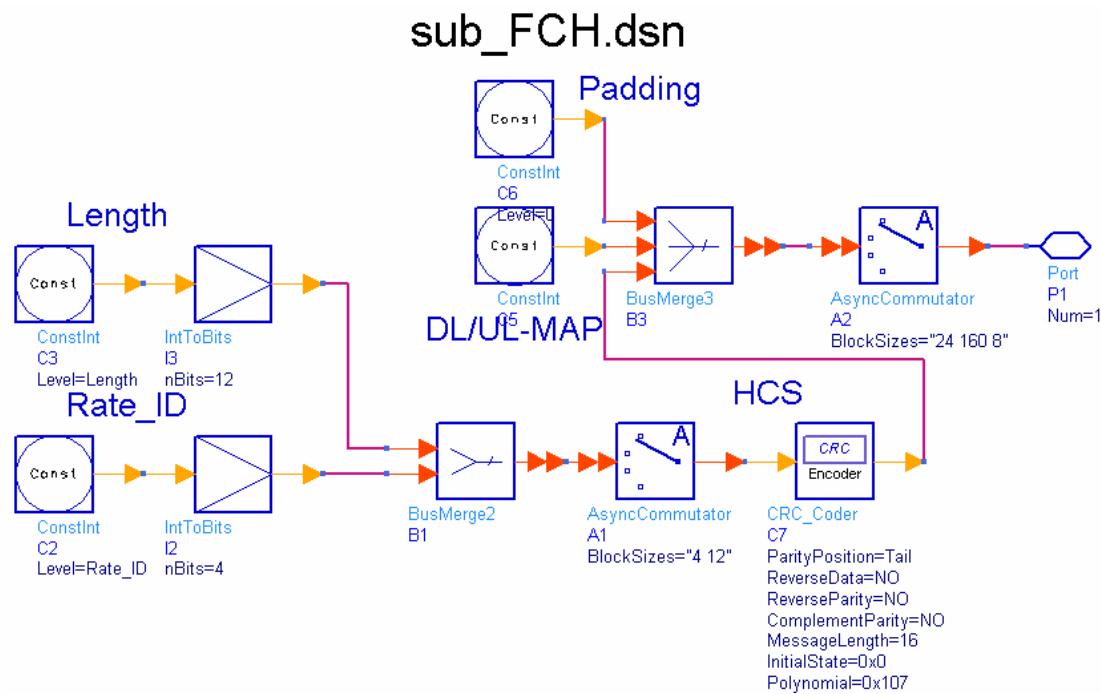


Σχήμα 1.23: OFDM χρόνος συμβόλου με Guard Interval

#### 1.4.1.2 Δομή FCH

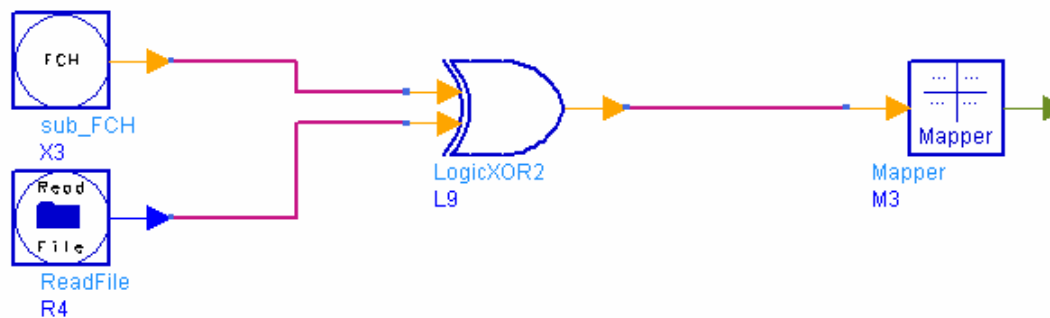
Τα πεδία που περιέχει η επικεφαλίδα του frame (FCH) είναι το **Rate\_ID** που καθορίζει το προφίλ του burst που ακολουθεί, το **Length** που καθορίζει τον αριθμό των OFDM συμβόλων στο burst και το **HCS**, μια οκτάμπιτη ακολουθία που χρησιμοποιείται για τον εντοπισμό λαθών στο frame prefix. Στο FCH οι κύριες παράμετροι, **Rate\_ID** και **Length** περιλαμβάνονται στην επικεφαλίδα. Η παραγωγή του HCS γίνεται ως εξής: Τα **Rate\_ID** και **Length Bytes** μπαίνουν σαν είσοδοι στον CRC κωδικοποιητή ο οποίος στην έξοδο του δίνει τον **HCS** κώδικα.

Τα παραπάνω φαίνονται στο Σχήμα 1.24 που ακολουθεί



Σχήμα 1.24: Δομή FCH

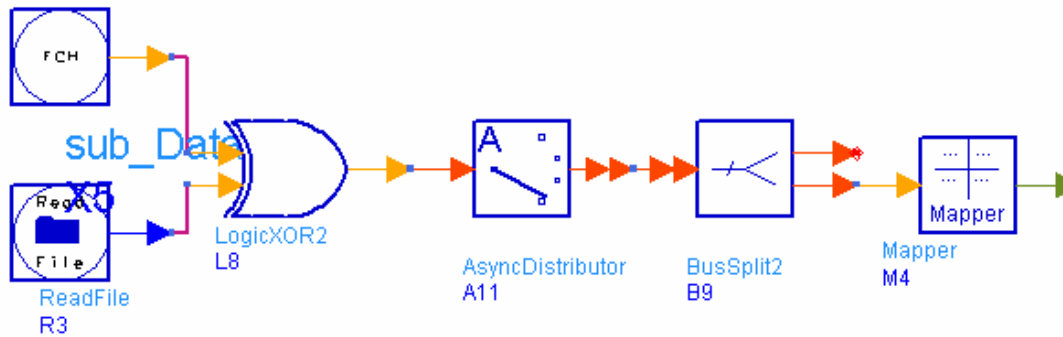
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.25, το FCH σύμβολο θα «ανακατευθεί» (scrambling) με την ακολουθία που παράγεται από το ReadFile component μέσω του XOR2 component, θα κωδικοποιηθεί μέσω του sub\_RS\_CC κωδικοποιητή και θα απεικονιστεί (mapping) από το Mapper component. Έπειτα από αυτά είναι έτοιμο για την δημιουργία του WMAN συμβόλου. Για το FCH πεδίο η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται είναι QPSK. Αυτό μπορεί να καθοριστεί μέσω της μεταβλητής ModType του mapper.



Σχήμα 1.25: Scrambling, Coding and Mapping για τα FCH σύμβολα

#### 1.4.1.3 Παραγωγή Burst (Burst Generation)

Τα δεδομένα εισόδου, παράγονται σαν τυχαία δεδομένα με συγκεκριμένο μήκος δεδομένων (Data Length). Τα σύμβολα δεδομένων υπόκεινται στην ίδια διαδικασία με τα FCH σύμβολα.



Σχήμα1.26: Scrambling, Coding and Mapping για τα σύμβολα δεδομένων

#### 1.4.1.4 OFDM Διαμόρφωση

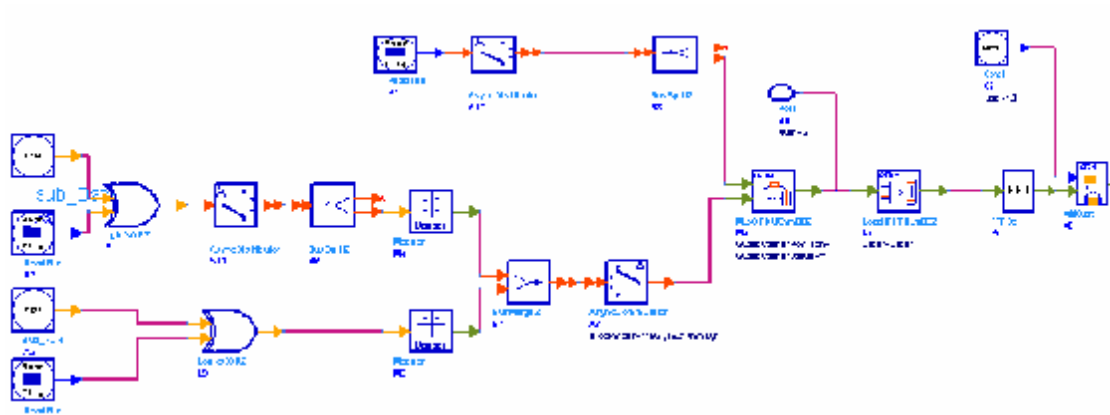
Το Σχήμα 1.27 δείχνει την OFDM διαμόρφωση στο ADS. Τα δεδομένα και η επικεφαλίδα του σήματος αφού κωδικοποιηθούν και απεικονιστούν στον αστερισμό πολυπλέκονται στα components BusMerge2 και Async Commutator. Στην συνέχεια, το component MuxOFDMSym802 πολυπλέκει τους pilot και data carriers για τον σχηματισμό των OFDM συμβόλων στο πεδίο της συχνότητας.



Σχήμα 1.27: Κυκλωματικό σύμβολο MuxOFDMSym802

Το component αυτό πολυπλέκει subcarriers δεδομένων και pilots για τον σχηματισμό OFDM συμβόλων σύμφωνα με τις θέσεις που προσδιορίζονται στο standard. Οι μηδενικοί subcarriers εισάγονται στο OFDM σύμβολο από το LoadIFFTBuff802 component. Και τα δυο αυτά components δημιουργούν το OFDM σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας.

Το FFT\_Cx component στην συνέχεια εκτελεί αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier για τον σχηματισμό των OFDM συμβόλων στο πεδίο του χρόνου. Το component AddGuard προσθέτει ένα Guard Interval μεταξύ διαδοχικών OFDM συμβόλων, όπως έχει ήδη περιγραφεί.



Σχήμα1.28: OFDM Modulation

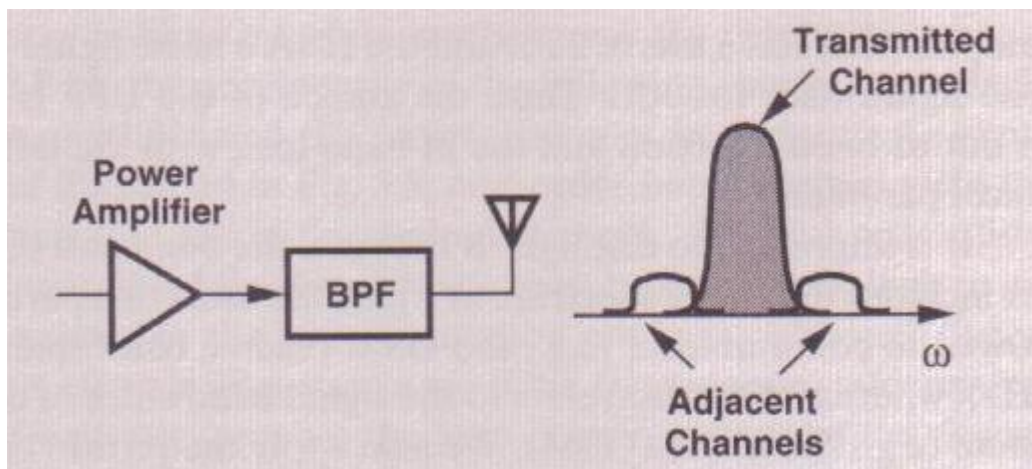
Τελικά, τα δεδομένα, τα περιεχόμενα της επικεφαλίδας (FCH) και τα preambles πολυπλέκονται. Τα OFDM σύμβολα που παράγονται είναι ένα array από μιγαδικές τιμές οι οποίες χωρίζονται στο πραγματικό και το φανταστικό τους μέρος μέσω του component CxToRect. Με αυτόν τον τρόπο παίρνουμε τις I (in-phase) και Q (quadrature) συνιστώσες του σήματος. Οι τιμές αυτές μέσω του component FloatToTimed μετατρέπουν το floating-point σήμα, σε σήμα στον χρόνο. Η έξοδος είναι ένα πραγματικό χρονικό σήμα βασικής ζώνης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### Transmitter Architectures – Αρχιτεκτονικές Πομπού

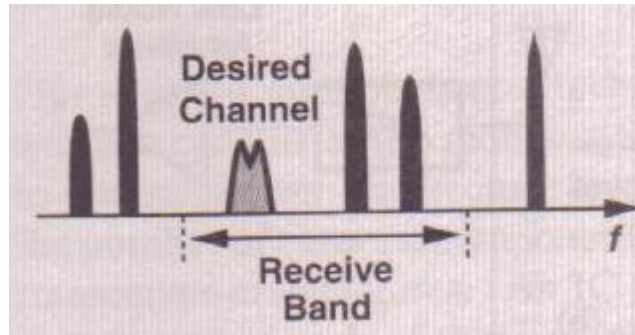
#### 2.1 Εισαγωγή

Το περιβάλλον ασύρματων επικοινωνιών, ειδικά στις αστικές περιοχές, συχνά είναι «εχθρικό» λόγω του ότι επιβάλλει αρκετούς περιορισμούς ως προς την σχεδίαση transceivers. Ίσως ο μεγαλύτερος περιορισμός να είναι το περιορισμένο φάσμα που κατανέμεται σε κάθε χρήστη (π. χ. 200 kHz στο GSM). Αυτό με τη σειρά του αντανakλά σε περιορισμένο ρυθμό πληροφορίας, καθιστώντας έτσι την χρήση εξεζητημένων τεχνικών, όπως κωδικοποίηση, συμπίεση δεδομένων, αποτελεσματική διαμόρφωση ως προς το εύρος ζώνης (bandwidth), επιτακτική. Το περιορισμένο bandwidth που είναι διαθέσιμο σε κάθε χρήστη επηρεάζει την σχεδίαση RF συστημάτων. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1, ο transmitter πρέπει να εκτελεί διαμόρφωση περιορισμένου εύρους (narrowband modulation), ενίσχυση και φιλτράρισμα για την αποφυγή διαρροής ισχύος σε γειτονικά κανάλια.



Σχήμα 2.1: Απλός Transmitter

Στο σημείο αυτό είναι απαραίτητο να αποσαφηνίσουμε τις έννοιες της μπάντας (band) και του καναλιού (channel). Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, η μπάντα περικλείει όλο το φάσμα στο οποίο οι χρήστες ενός συγκεκριμένου standard επιτρέπεται να επικοινωνούν (π. χ. 5 GHz στο 802.16), ενώ το κανάλι αναφέρεται στο εύρος ζώνης του σήματος ενός μόνο χρήστη στο σύστημα (π. χ. 20 MHz στο 802.16).

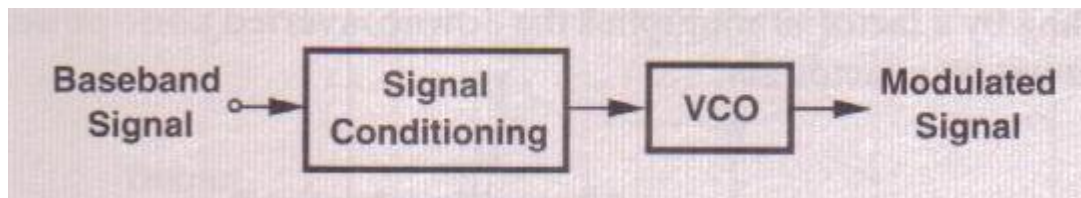


Σχήμα 2.2: Διαχωρισμός μπάντας (band) – καναλιού (channel)

Επίσης, εφαρμόζουμε τους όρους επιλογή μπάντας (band selection) και επιλογή καναλιού (channel selection) στις διαδικασίες εκείνες που απορρίπτουν παρεμβολείς εκτός μπάντας (out of band interferers) και παρεμβολείς εκτός καναλιού (out of channel interferers).

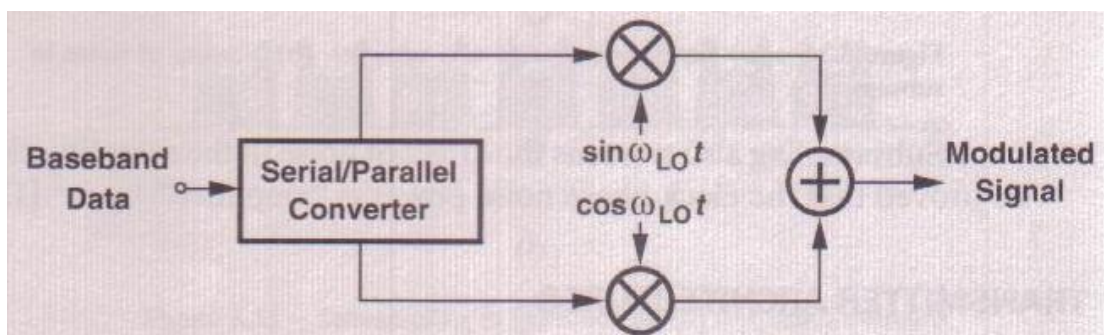
Ένας RF Transmitter εκτελεί διαμόρφωση (modulation), ανύψωση στη συχνότητα (upconversion) και ενίσχυση ισχύος (power amplification), με τα δύο πρώτα βήματα να συνδυάζονται σε ορισμένες περιπτώσεις. Σε αντίθεση με τους receivers, οι αρχιτεκτονικές των οποίων διακρίνονται σε αρκετά είδη, οι αρχιτεκτονικές των transmitters έχουν λίγες μόνο μορφές. Αυτό συμβαίνει γιατί θέματα όπως ο θόρυβος (noise), απόρριψη παρεμβολών (interference rejection) και επιλογή μπάντας (band selection) είναι λιγότερο περίπλοκες στους transmitters από ότι στους receivers. Πριν μελετήσουμε τις αρχιτεκτονικές των transmitters θα κοιτάξουμε εν συντομία το interface μεταξύ baseband σήματος και RF πεδίου και αυτό μεταξύ του ενισχυτή ισχύος και της κεραίας.

Baseband/RF Interface: Το interface αυτό φαίνεται στο Σχήμα 2.3 και καλύπτει τόσο αναλογικά όσο και ψηφιακά συστήματα διαμόρφωσης συχνότητας (Frequency Modulation). Το baseband σήμα διαμορφώνει απευθείας την συχνότητα του carrier που παράγεται από έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO).



Σχήμα 2.3: Baseband/RF interface σε FM συστήματα

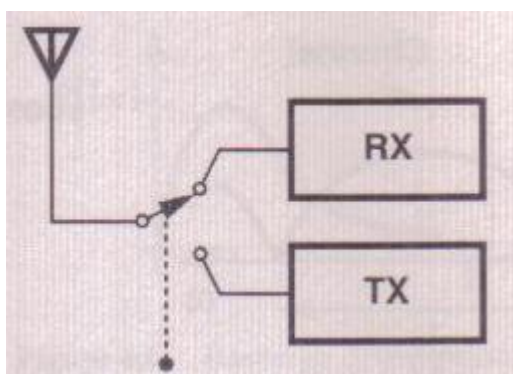
Σε ψηφιακά συστήματα διαμόρφωσης φάσης (Phase Modulation), το Baseband/RF Interface είναι πιο περίπλοκο. Η QPSK διαμόρφωση μπορεί να πραγματοποιηθεί όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4.



Σχήμα2.4: Baseband/RF interface σε συστήματα quadrature διαμόρφωσης

Interface ενισχυτή ισχύος (PA)/Κεραίας: Η έξοδος του transmitter πρέπει να περάσει από ένα duplexer φίλτρο (Frequency Division Duplexing) ή από ένα TDD (Time Division Duplexing) διακόπτη ώστε να μπορεί να διαχωριστεί από το σήμα που λαμβάνει η κεραία. Τα duplexer φίλτρα έχουν απώλειες από 2 – 3 dB και σπαταλούν το 30% - 50% της ισχύος εξόδου του PA υπό την μορφή θερμότητας. Εάν ο PA παρέχει 1W ισχύος, τότε περισσότερα από 300mW σπαταλώνονται στο φίλτρο. Στην περίπτωση των TDD διακοπτών από την άλλη, οι απώλειες είναι από 0.5 – 1 dB με αποτέλεσμα να έχουμε μεγαλύτερη αποδοτικότητα συγκριτικά με το FDD.

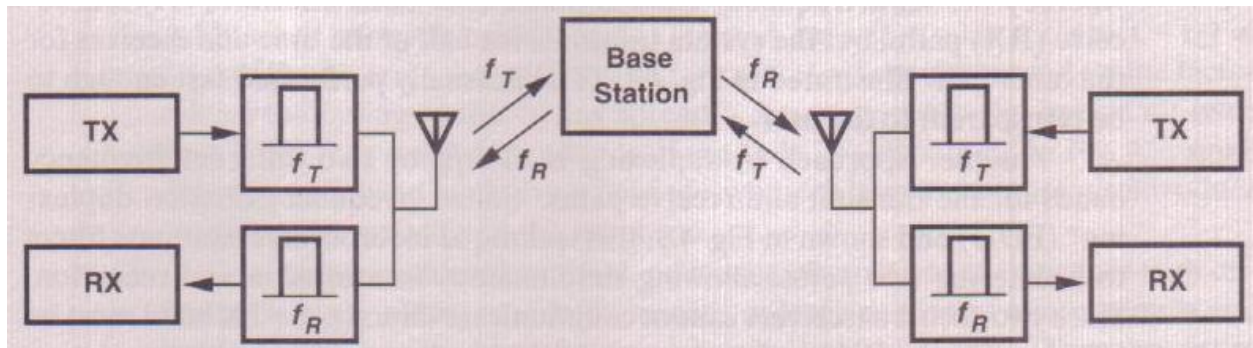
Σημαντική παρατήρηση: Λόγω του ότι οι transmitters και οι receivers έρχονται μαζί σε ένα ολοκληρωμένο (transceiver), υπάρχει πρόβλημα ως προς το πότε μπορούμε να λαμβάνουμε και πότε να μεταδίδουμε πληροφορία. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα ακούει στο όνομα TDD (Time Division Duplexing) ή FDD (Frequency Division Duplexing). Στην πρώτη περίπτωση η ίδια μπάνα συχνοτήτων χρησιμοποιείται τόσο για το «μονοπάτι» αποστολής (transmit path) όσο και για το «μονοπάτι» λήψης (receive path), αλλά το σύστημα μεταδίδει στο μισό του χρόνου και λαμβάνει στο άλλο μισό. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.5: Time Division Duplexing

Στην περίπτωση του FDD χρησιμοποιούμε δύο διαφορετικές μπάνες για τα δύο «μονοπάτια» (Σχήμα 2.6). Η τεχνική αυτή ενσωματώνει bandpass φίλτρα για να απομονώσει τα δύο μονοπάτια επιτρέποντας ταυτόχρονη μετάδοση και λήψη.



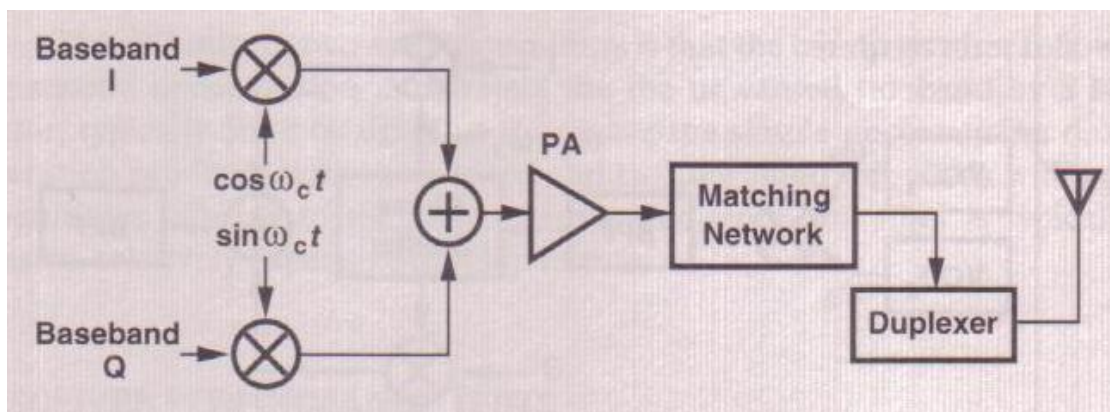


Σχήμα 2.6: Frequency Division Duplexing

## 2.2 Αρχιτεκτονικές Transmitters

### 2.2.1 Direct Conversion Transmitters

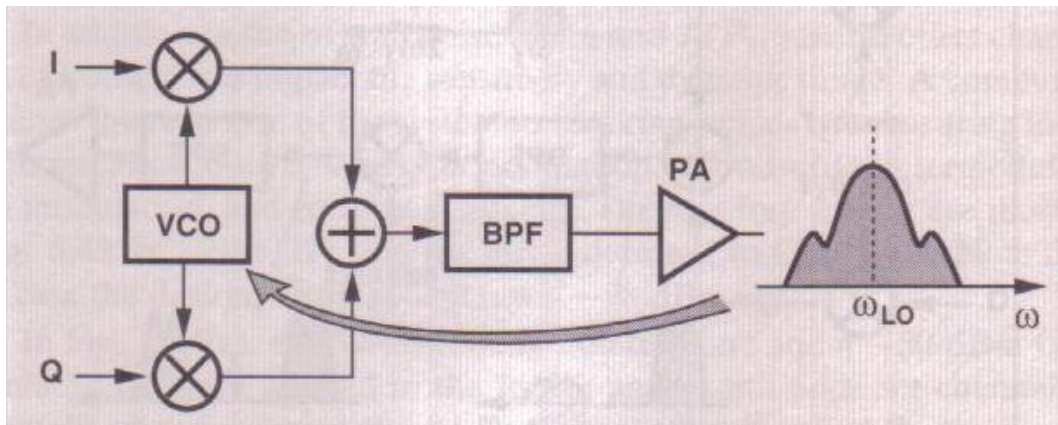
Αν η συχνότητα του μεταδιδόμενου σήματος είναι ίση με την συχνότητα που παράγεται από τον local oscillator (LO) τότε η αρχιτεκτονική του transmitter λέγεται 'direct conversion'. Στην περίπτωση αυτή η διαμόρφωση και η ανύψωση συχνότητας (upconversion) γίνονται στο ίδιο κύκλωμα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7, ο διαμορφωτής ακολουθείται από έναν ενισχυτή ισχύος (PA) και ένα κύκλωμα ταιριάσματος (matching network) ο ρόλος του οποίου είναι να παρέχει μέγιστη μεταφορά ισχύος στην κεραία και να φιλτράρει «προϊόντα» εκτός μπάντας, που απορρέουν από μη - γραμμικότητες του ενισχυτή.



Σχήμα 2.7: Direct Conversion Transmitter

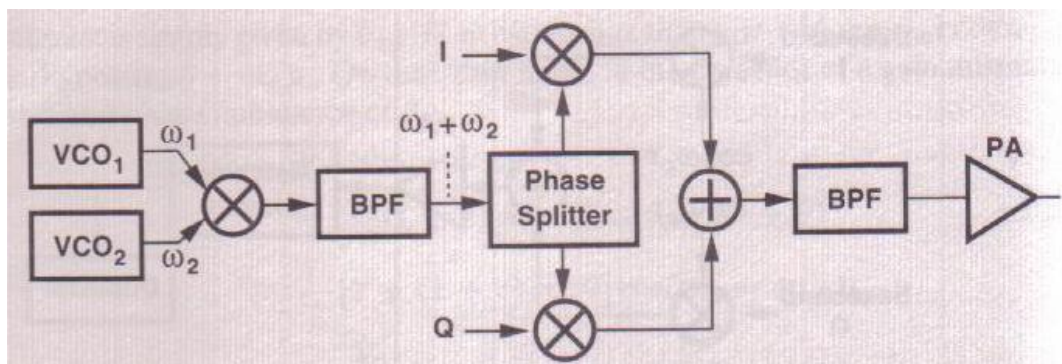
Η αρχιτεκτονική που αποτυπώνεται στο παραπάνω σχήμα υποφέρει από ένα σημαντικό μειονέκτημα, την διατάραξη του LO από τον PA. Απεικονισμένο στο Σχήμα 2.8, το πρόβλημα αυτό προκύπτει εξαιτίας του γεγονότος ότι η έξοδος του PA είναι μια διαμορφωμένη κυματομορφή υψηλής ισχύος και φάσματος κεντραρισμένου γύρω από την συχνότητα του LO. Σε πείσμα κάποιων μεθόδων προστασίας με σκοπό την απομόνωση του VCO, η «θορυβώδης» έξοδος του PA εξακολουθεί να αλλοιώνει το φάσμα του ταλαντωτή. Αυτή η αλλοίωση

συμβαίνει μέσω ενός μηχανισμού που ονομάζεται ‘injection pulling’ ή ‘injection locking’. Το πρόβλημα επιδεινώνεται αν ο PA ανοίγει και κλείνει περιοδικά για εξοικονόμηση ενέργειας.



Σχήμα 2.8: Διαρροή της εξόδου του PA προς τον LO

Το φαινόμενο του LO pulling γίνεται λιγότερο επιβλαβές αν το φάσμα εξόδου του PA είναι αρκετά υψηλότερο ή χαμηλότερο από την συχνότητα του ταλαντωτή. Για quadrature διαμόρφωση αυτό μπορεί να γίνει προσθέτοντας ή αφαιρώντας την συχνότητα εξόδου ενός άλλου ταλαντωτή. Το Σχήμα 2.9 δείχνει ένα τέτοιο παράδειγμα, όπου τα σήματα εξόδου των VCO<sub>1</sub> και VCO<sub>2</sub> πολλαπλασιάζονται (mixing) και το αποτέλεσμα φιλτράρεται έτσι ώστε η συχνότητα του σήματος στην έξοδο του PA να είναι  $\omega_1 + \omega_2$ , επομένως διαφορετική από την συχνότητα  $\omega_1$  ή την συχνότητα  $\omega_2$ .

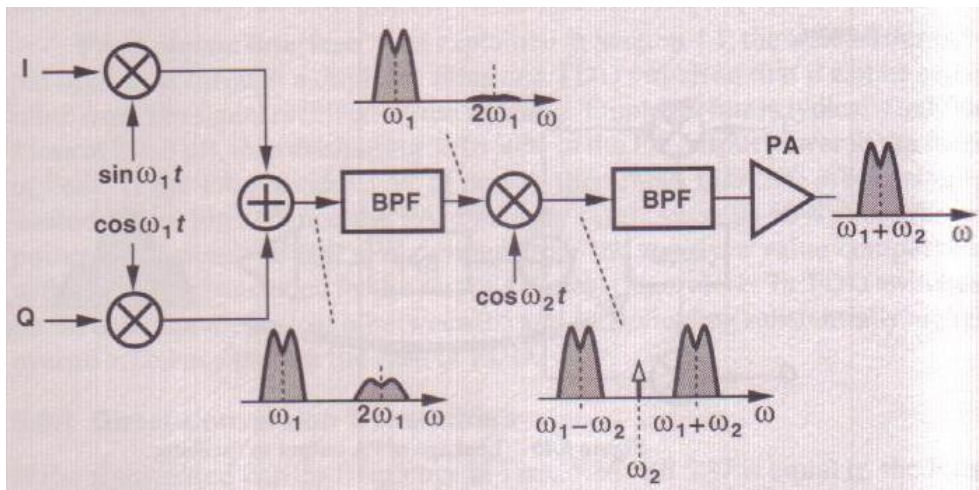


Σχήμα 2.9: Direct Conversion Transmitter με offset LO

## 2.2.2 Two Step Transmitters

Μια άλλη προσέγγιση ως προς την παράκαμψη του προβλήματος του LO pulling στους transmitters είναι η ανύψωση του baseband σήματος σε δύο (ή περισσότερα βήματα) ώστε το φάσμα εξόδου του PA να είναι μακριά από την συχνότητα των VCO's. Ένα τέτοιο παράδειγμα

φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Τα baseband σήματα I και Q υφίστανται quadrature διαμόρφωση σε μια χαμηλότερη συχνότητα  $\omega_1$ , που αποκαλείται Intermediate frequency (IF) και το αποτέλεσμα ανυψώνεται στην συχνότητα  $\omega_1 + \omega_2$ . Το σήμα που προκύπτει από την διαμόρφωση είναι κεντραρισμένο γύρω από την συχνότητα  $\omega_1$  αλλά και γύρω από την  $2\omega_1$ , λόγω αρμονικών. Αφού φιλτραριστεί με ένα BPF (Band Pass Filter) κόβεται η συνιστώσα  $2\omega_1$ . Μετά τον δεύτερο μίκτη (mixer) το σήμα έχει συνιστώσες  $\omega_1 \pm \omega_2$ . Το δεύτερο BPF απομακρύνει την ανεπιθύμητη sideband που είναι κεντραρισμένη γύρω από την συχνότητα  $\omega_1 - \omega_2$ . Το τελικό σήμα εξόδου από τον PA είναι κεντραρισμένο στην συχνότητα  $\omega_1 + \omega_2$ .



Σχήμα 2.10: Two Step Transmitter

Ένα ακόμα πλεονέκτημα της ανύψωσης σε δύο στάδια έναντι της άμεσης ανύψωσης είναι ότι στην πρώτη IF μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο για να κόψει τις παρεμβολές από γειτονικά κανάλια (out of channel selection) και σε συνδυασμό με το BPF (out of band selection) να απομακρύνουν κάθε παρεμβολή.

Η δυσκολία στην αρχιτεκτονική δυο σταδίων είναι ότι το BPF που ακολουθεί την δεύτερη ανύψωση στην συχνότητα πρέπει να απορρίπτει την ανεπιθύμητη sideband κατά ένα μεγάλο παράγοντα, από 50 – 60 dB. Αυτό πρέπει να συμβαίνει γιατί το mixing παράγει τόσο στην επιθυμητή όσο και στην ανεπιθύμητη sideband, σήματα με ίσα πλάτη.

## 2.3 Παράγοντες που επηρεάζουν το σήμα

Ένας transmitter περιλαμβάνει όπως έχουμε ήδη δει έναν μίκτη (mixer), έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO), έναν ενισχυτή ισχύος (Power Amplifier) καθώς επίσης και φίλτρα για την απομάκρυνση των ανεπιθύμητων παρεμβολών. Στοιχεία όπως ο PA και ο mixer είναι μη - γραμμικά. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την δημιουργία μη - γραμμικοτήτων στο σύστημα, που

παρεμβάλλονται στο επιθυμητό σήμα εξόδου. Έτσι αν για παράδειγμα θεωρήσουμε ότι το σήμα που στην είσοδο του transmitter είναι το  $x(t)$ , τότε στην έξοδο του συστήματος και εξαιτίας της έλλειψης γραμμικότητας παίρνουμε:

$$y(t) \approx a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (1)$$

### 2.3.1 Αρμονικές

Όταν σε ένα μη γραμμικό σύστημα εφαρμοστεί ένα ημίτονο, τότε εκτός από την συχνότητα εισόδου, στην έξοδο εμφανίζονται και συχνότητες ακέραια πολλαπλάσια της βασικής. Στην εξίσωση (1), εάν  $x(t) = A \cos \omega t$ , τότε

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 A \cos \omega t + a_2 A^2 \cos^2 \omega t + a_3 A^3 \cos^3 \omega t \\ &= a_1 A \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \\ &= \frac{a_2 A^2}{2} + (a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4}) \cos \omega t + \\ &\quad + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (2)$$

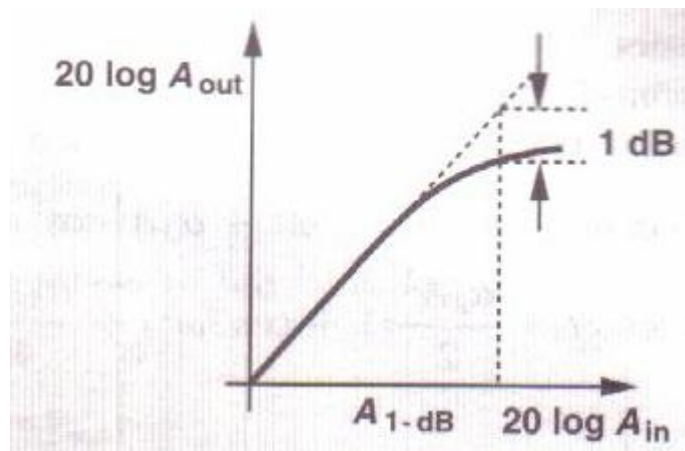
Στην παραπάνω εξίσωση ο όρος με την συχνότητα εισόδου καλείται βασικός-θεμελιώδης (fundamental) και οι μεγαλύτερης τάξης όροι καλούνται αρμονικές (harmonics).

Όπως παρατηρούμε στην εξίσωση, το πλάτος της  $n$  αρμονικής αποτελείται από έναν όρο ανάλογο του  $A^n$  και άλλους όρους ανάλογους σε υψηλότερες δυνάμεις του  $A$ . Παραβλέποντας του όρους αυτούς για μικρό  $A$ , μπορούμε να υποθέσουμε ότι η  $n$  αρμονική αυξάνει ανάλογα με το  $A^n$ .

### 2.3.2 Gain Compression

Το κέρδος μικρού σήματος (small signal gain) ενός κυκλώματος, αποκτάται συνήθως με την υπόθεση ότι οι αρμονικές είναι αμελητέες. Για παράδειγμα, στην παραπάνω εξίσωση αν ο όρος  $a_1 A$  είναι πολύ μεγαλύτερος από όλους τους άλλους όρους που περιέχουν το  $A$ , τότε το κέρδος μικρού σήματος ισούται με  $a_1$ . Όσο το πλάτος του σήματος αυξάνει, το κέρδος αρχίζει να αλλάζει. Στην πράξη η μη - γραμμικότητα μπορεί να εκφραστεί σαν μια μεταβολή του κέρδους μικρού σήματος σε σχέση με το επίπεδο εισόδου. Στα περισσότερα κυκλώματα που μας

ενδιαφέρουν, η έξοδος είναι μια συμπίεσμένη (compressive) ή κορεσμένη (saturating) συνάρτηση της εισόδου. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος πλησιάζει το μηδέν για μεγάλες τιμές εισόδου. Στην (2) αυτό συμβαίνει αν  $a_3 < 0$ . Το κέρδος τότε,  $a_1 + \frac{3a_3}{4} A^2$ , είναι μια φθίνουσα συνάρτηση του  $A$ . Στα RF κυκλώματα, το αποτέλεσμα αυτό προσδιορίζει ποσοτικά το ‘1-dB compression point’. Αυτό καθορίζεται ως το επίπεδο σήματος εισόδου που προκαλεί την πτώση του κέρδους μικρού σήματος κατά 1 dB. Αν αναπαρασταθεί σε λογαριθμική κλίμακα σαν συνάρτηση του επιπέδου εισόδου, το επίπεδο εξόδου πέφτει κάτω από την ιδανική τιμή κατά 1 dB στο ‘1-dB compression’ σημείο (Σχήμα 2.11).



Σχήμα 2.11: 1-dB compression point

Για να υπολογίσουμε το ‘1-dB compression’ σημείο μπορούμε από την (2) να γράψουμε:

$$20 \log \left| a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{1-dB}^2 \right| = 20 \log |a_1| - 1 \text{ dB}$$

$$A_{1-dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}. \quad (3)$$

### 2.3.3 Desensitization και Blocking

Κυκλώματα με χαρακτηριστικά συμπίεσης (compressive circuits) των σημάτων που επεξεργάζονται, εμφανίζουν ένα ενδιαφέρον φαινόμενο όταν επεξεργάζονται ένα ασθενές, επιθυμητό σήμα μαζί με έναν ισχυρό παρεμβολέα. Από την στιγμή που ένα μεγάλο σήμα τείνει να μειώνει το «μέσο» κέρδος του κυκλώματος, το ασθενές σήμα αποκτά ένα μικρό κέρδος. Το

φαινόμενο αυτό ονομάζεται ‘desensitization’ και μπορεί να αναλυθεί ως εξής: Αν υποθέσουμε ότι

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$$

$$\text{Τότε η έξοδος είναι: } y(t) = (a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2) \cos \omega_1 t + \dots$$

το οποίο, για  $A_1 \ll A_2$  γίνεται:

$$y(t) = (a_1 + \frac{3}{2} a_3 A_2^2) A_1 \cos \omega_1 t + \dots \quad (4)$$

Έτσι το κέρδος για το επιθυμητό σήμα είναι ίσο με  $a_1 + \frac{3}{2} a_3 A_2^2$ , μια φθίνουσα συνάρτηση του

$A_2$  αν  $a_3 < 0$ . Για αρκετά μεγάλο  $A_2$ , το κέρδος πέφτει στο μηδέν και λέμε ότι το σήμα μπλοκάρει (blocked). Στο πεδίο των RF, η ορολογία ‘blocking signal’ αναφέρεται σε παρεμβολές που ελαττώνουν την ευαισθησία του κυκλώματος, ακόμα και αν το κέρδος δεν πέφτει στο μηδέν. Ουσιαστικά αυτό που συμβαίνει στο φαινόμενο αυτό είναι, ότι υπό την επίδραση ισχυρών παρεμβολών (ισχυρών ανεπιθύμητων σημάτων) και σε κυκλώματα όπου υπάρχει gain compression, το κέρδος του επιθυμητού σήματος παραμένει στην ουσία σταθερό αλλά πολύ μικρό και μάλιστα όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος του ανεπιθύμητου σήματος, τόσο περισσότερο μειώνεται το κέρδος αυτό.

### 2.3.4 Cross Modulation

Ένα ακόμα φαινόμενο που εμφανίζεται όταν ένα ασθενές σήμα και ένας ισχυρός παρεμβολέας περνούν μαζί από ένα μη γραμμικό σύστημα είναι η μεταφορά της διαμόρφωσης (ή θορύβου) του πλάτους του παρεμβολέα, στο πλάτος του αδύναμου σήματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ‘cross modulation’ και γίνεται έκδηλο από την εξίσωση 3, όπου μεταβολές στο  $A_2$  επηρεάζουν το πλάτος της εξόδου στην συχνότητα  $\omega_1$ . Για παράδειγμα, αν το πλάτος του παρεμβολέα διαμορφώνεται από ένα ημίτονο  $A_2 (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_2 t$ , όπου  $m$  είναι ο δείκτης διαμόρφωσης, τότε από την εξίσωση 3 παίρνουμε:

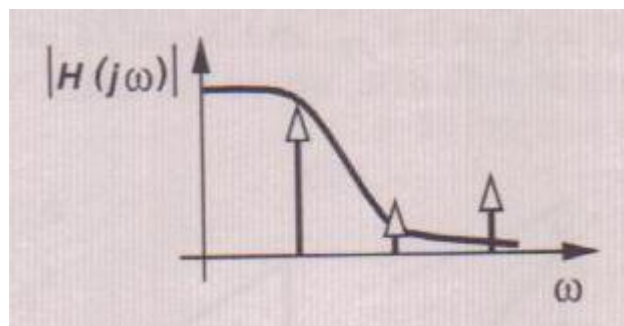
$$y(t) = \left[ a_1 A_1 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \left( 1 + \frac{m^2}{2} + \frac{m^2}{2} \cos 2\omega_m t + 2m \cos \omega_m t \right) \right] \cos \omega_1 t + \dots$$



Το επιθυμητό σήμα στην έξοδο περιέχει διαμόρφωση πλάτους στις συχνότητες  $\omega_m$  και  $2\omega_m$ . Μια κοινή περίπτωση cross modulation παρουσιάζεται στους ενισχυτές που πρέπει ταυτόχρονα να επεξεργαστούν πολλά ανεξάρτητα κανάλια σημάτων. Οι μη - γραμμικότητες του ενισχυτή «μολύνουν» κάθε σήμα με τις διακυμάνσεις στο πλάτος από τα άλλα κανάλια.

### 2.3.5 Intermodulation

Σε αρκετές περιπτώσεις, η αρμονική παραμόρφωση (harmonic distortion) δεν είναι αρκετή για να περιγράψει τις μη γραμμικότητες ενός κυκλώματος. Ας υποθέσουμε ότι πρέπει να υπολογίσουμε τη μη γραμμικότητα ενός χαμηλοπερατού (low pass) φίλτρου. Αν η ημιτονοειδής συχνότητα εισόδου επιλεγεί έτσι ώστε οι αρμονικές να πέφτουν έξω από την μπάνα που μας ενδιαφέρει, τότε η παραμόρφωση στην έξοδο του φίλτρου φαίνεται να είναι μικρή ακόμα και αν η μη γραμμικότητα του φίλτρου είναι αξιοσημείωτη. Έτσι απαιτείται ένας άλλος τύπος ελέγχου. Σαν τέτοιος χρησιμοποιείται η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation distortion).



Σχήμα 2.12: Αρμονική παραμόρφωση ενός Low Pass Filter

Όταν δύο σήματα με διαφορετικές συχνότητες εφαρμόζονται σε ένα μη γραμμικό σύστημα, η έξοδος εμφανίζει προϊόντα που δεν είναι αρμονικές της συχνότητας εισόδου. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται intermodulation (IM) και προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό (mixing) των δύο σημάτων όταν το άθροισμά τους ανυψώνεται σε μια δύναμη μεγαλύτερη από την μονάδα. Για να καταλάβουμε το πώς η εξίσωση 1 οδηγεί σε intermodulation υποθέτουμε ότι:

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$$

Έτσι:

$$y(t) = a_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3$$

Επεκτείνοντας την αριστερή πλευρά και απορρίπτοντας τους dc όρους (στις βασικές συχνότητες) και τις αρμονικές, παίρνουμε τα ακόλουθα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης,

$$\omega = \omega_1 \pm \omega_2: \quad a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (5)$$

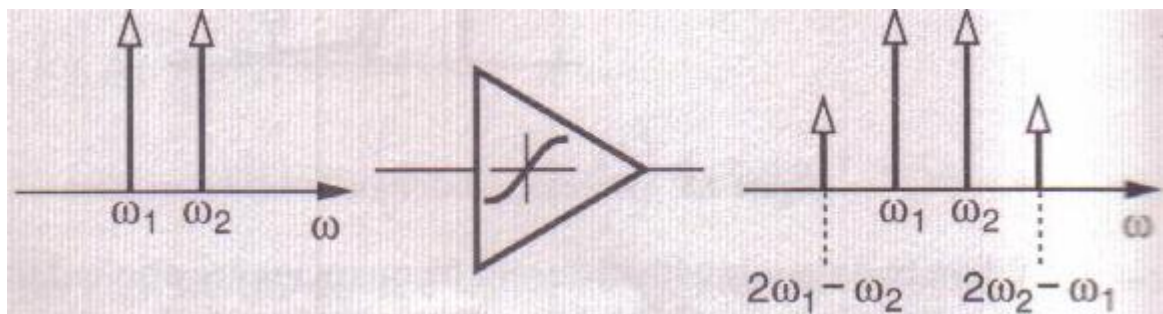
$$= 2\omega_1 \pm \omega_2: \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (6)$$

$$= 2\omega_2 \pm \omega_1: \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (7)$$

και τα ακόλουθα θεμελιώδη προϊόντα

$$\begin{aligned} \omega = \omega_1, \omega_2: & \left( a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \\ & \left( a_1 A_2 + \frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{3}{2} a_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t \end{aligned} \quad (8)$$

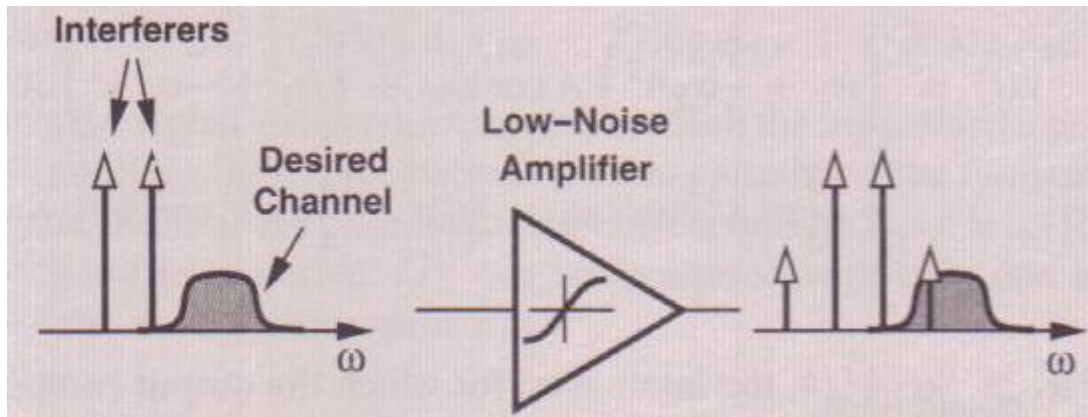
Μεγάλου ενδιαφέροντος είναι τα τρίτης τάξης IM προϊόντα στις συχνότητες  $2\omega_1 - \omega_2$  και  $2\omega_2 - \omega_1$ , που φαίνονται στο Σχήμα 2.13. Το σημείο κλειδί εδώ είναι το εξής: αν η διαφορά μεταξύ των  $\omega_1, \omega_2$  είναι μικρή, τα προϊόντα στις συχνότητες  $2\omega_1 - \omega_2$  και  $2\omega_2 - \omega_1$  εμφανίζονται στην «γειτονιά» των  $\omega_1$  και  $\omega_2$ .



Σχήμα 2.13: Intermodulation σε μη-γραμμικό σύστημα

Η ενδοδιαμόρφωση έχει επιβλαβείς συνέπειες στα RF συστήματα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14, εάν ένα ασθενές σήμα συνοδευμένο από δύο δυνατούς παρεμβολείς εμφανίσει τρίτης τάξης μη - γραμμικότητες, τότε ένα από τα IM προϊόντα πέφτει μέσα στην μπάντα που μας ενδιαφέρει, αλλοιώνοντας το επιθυμητό σήμα. Όσον αφορά στο πλάτος του σήματος, το φαινόμενο αυτό μειώνει την απόδοση του συστήματος ακόμα και αν η διαμόρφωση είναι στην φάση. Πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι το φαινόμενο αυτό δεν μπορεί να προσδιοριστεί από την αρμονική παραμόρφωση.

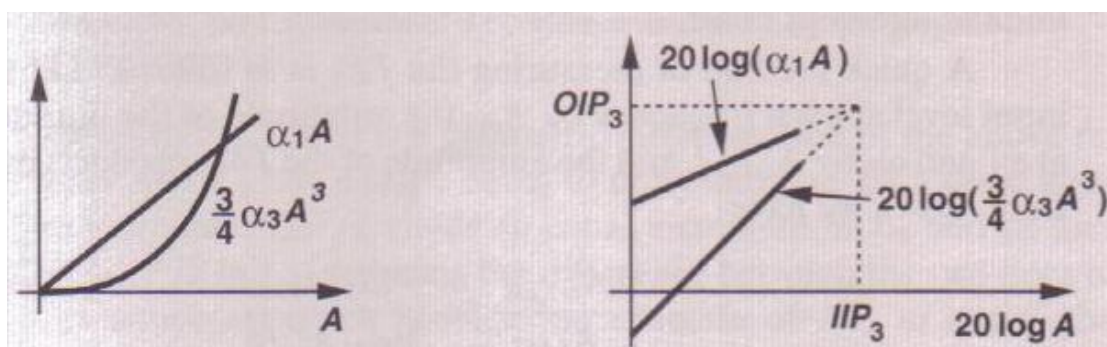




Σχήμα 2.14: Αλλοίωση ενός σήματος λόγω ενδοδιαμόρφωσης μεταξύ δύο παρεμβολέων

Η αλλοίωση των σημάτων εξαιτίας τρίτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης από δύο διπλανούς παρεμβολείς είναι τόσο κοινή και τόσο κρίσιμη, ώστε να έχει οριστεί μετρικό απόδοσης για τον χαρακτηρισμό τέτοιας συμπεριφοράς. Το μετρικό αυτό καλείται ‘third intercept point’ (IP3). Για τον υπολογισμό του, το  $A$  ( $A_1 = A_2 = A$ ) επιλέγεται να είναι αρκετά μικρό ώστε οι υψηλότερης τάξης μη γραμμικοί όροι να είναι αμελητέοι και το κέρδος να είναι σταθερό και ίσο με  $a_1$ . Από τις εξισώσεις 5, 6, 7, 8, βλέπουμε ότι όσο το  $A$  αυξάνεται οι θεμελιώδεις συνιστώσες αυξάνονται ανάλογα με το  $A$  ενώ τα τρίτης τάξης IM προϊόντα αυξάνονται ανάλογα με το  $A^3$ .

Απεικονισμένο σε λογαριθμική κλίμακα (Σχήμα 2.15), το μέγεθος των τρίτης τάξης IM προϊόντων αυξάνεται τρεις φορές με τον ρυθμό στον οποίο αυξάνονται τα βασικά προϊόντα. Το IP3 σημείο οροθετείται στην τομή των δύο γραμμών (που απεικονίζουν τα προϊόντα). Η οριζόντια συντεταγμένη του σημείου καλείται είσοδος IP3 (IIP3) και η κάθετη έξοδος IP3 (OIP3).



Σχήμα 2.15: Αύξηση των προϊόντων εξόδου σε ένα intermodulation test

Είναι σημαντικό να εκτιμήσουμε το πλεονέκτημα της IP3 έναντι μιας απλής IM μέτρησης. Αν σαν μέτρηση της γραμμικότητας χρησιμοποιείται το μέγεθος των IM προϊόντων, τότε η το πλάτος εισόδου με το οποίο πραγματοποιείται το test θα πρέπει να προσδιοριστεί. Το IP3 από την άλλη πλευρά είναι μια ποσότητα που από μόνη της μπορεί να χρησιμεύσει για την σύγκριση

της γραμμικότητας διαφορετικών κυκλωμάτων. Από την εξίσωση 1 μπορούμε να εξάγουμε μια απλή έκφραση για το IP3.

$$\text{Έστω } x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$$

Τότε:

$$y(t) = \left( a_1 + \frac{9}{4} a_3 A^2 \right) A \cos \omega_1 t + \left( a_1 + \frac{9}{4} a_3 A^2 \right) A \cos \omega_2 t + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} a_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \dots \quad (9)$$

Αν  $a_1 \gg 9a_3 A^2 / 4$ , το επίπεδο εισόδου για το οποίο τα προϊόντα εξόδου στις συχνότητες  $\omega_1$  και  $\omega_2$  έχουν το ίδιο πλάτος με αυτά στις συχνότητες  $2\omega_1 - \omega_2$  και  $2\omega_2 - \omega_1$  δίνεται από τον τύπο:

$$|a_1| A_{IP3} = \frac{3}{4} |a_3| A^3_{IP3} \quad (10)$$

$$\text{Έτσι για το IP3 ισούται με } A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (11)$$

και το OIP3 ισούται με  $a_1 A_{IP3}$ .

Η παράμετρος IP3 χαρακτηρίζει μόνο τρίτης τάξης μη γραμμικότητες. Στην πράξη, αν το επίπεδο εισόδου αυξηθεί ώστε να φτάσει το intercept point, η υπόθεση ότι  $a_1 \gg 9a_3 A^2 / 4$  σταματάει να ισχύει, το κέρδος πέφτει, και μεγαλύτερης τάξης IM προϊόντα γίνονται σημαντικά.

Μια γρήγορη μέθοδος για τη μέτρηση του IP3 ακολουθεί. Έστω ότι το επίπεδο εισόδου για κάθε συχνότητα είναι  $A_{in}$ , το πλάτος των προϊόντων εξόδου στις συχνότητες  $\omega_1$  και  $\omega_2$  είναι  $A_{w1, w2}$  και το πλάτος των IM προϊόντων τρίτης τάξης είναι  $A_{IM3}$ . Τότε από την 9 εξάγουμε ότι:

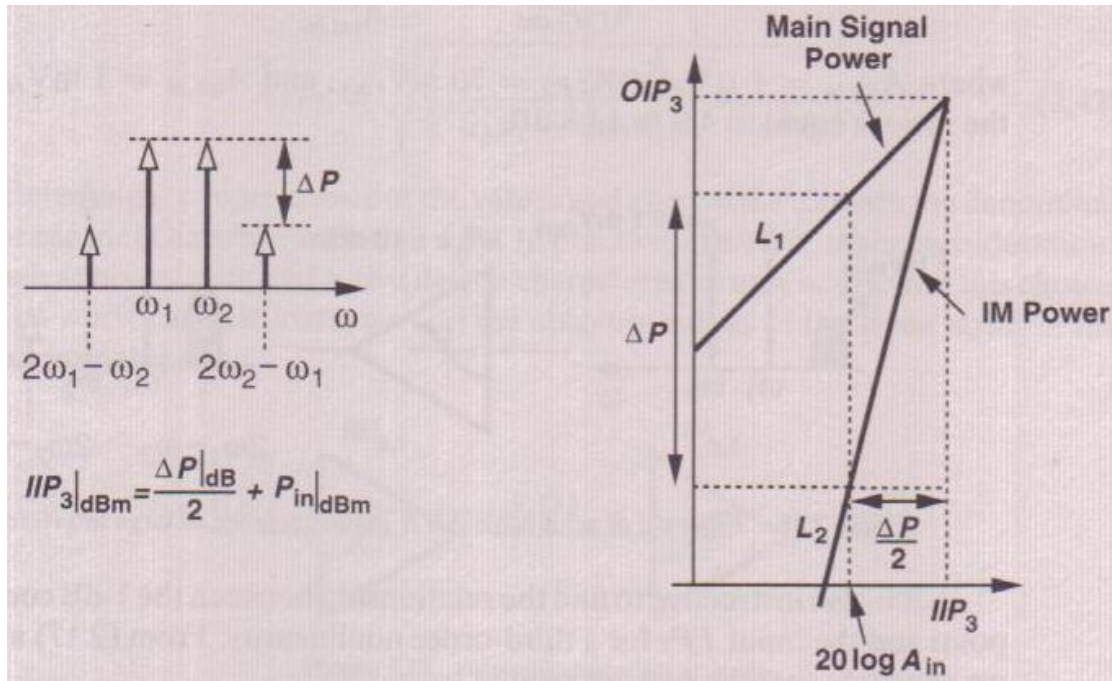
$$\frac{A_{w1, w2}}{A_{IM3}} \approx \frac{|a_1| A_{in}}{3 |a_3| A_{in}^3 / 4} = \frac{4 |a_1|}{3 |a_3|} \frac{1}{A_{in}^2}$$

$$\text{Σε συνδυασμό με την 11 έχουμε: } \frac{A_{w1, w2}}{A_{IM3}} = \frac{A^2_{IP3}}{A_{in}^2} \Rightarrow \quad (12)$$

$$\Rightarrow 20 \log A_{w1, w2} - 20 \log A_{IM3} = 20 \log A^2_{IP3} - 20 \log A_{in}^2 \Rightarrow \quad (13)$$

$$\Rightarrow 20 \log A_{IP3} = \frac{1}{2} (20 \log A_{w1, w2} - 20 \log A_{IM3}) + 20 \log A_{in} \quad (14)$$

Επομένως συμπεραίνουμε ότι αν όλα τα σήματα εκφραστούν σε dBm, το IIP3 (input third order intercept point) ισούται με το μισό της διαφοράς των θεμελιωδών και των IM3 προϊόντων στην έξοδο συν το αντίστοιχο επίπεδο εισόδου.



Σχήμα 2.16: Υπολογισμός IP3

Για να αποκτήσουμε μια καλύτερη κατανόηση ως προς την απαραίτητη γραμμικότητα στα RF συστήματα, ας υπολογίσουμε την αλλοίωση που ένα σήμα  $1\text{-}\mu\text{V}_{rms}$  υφίσταται από δύο παρεμβολείς  $1\text{-mV}_{rms}$  σε έναν ενισχυτή που έχει  $IIP3\ 70\text{-mV}_{rms}$ . Παραβλέποντας τα φαινόμενα desensitization και cross modulation, μπορούμε να γράψουμε

$$\frac{A_{sig,out}}{A_{sig,in}} \approx \frac{A_{int,out}}{A_{int,in}} \quad (15)$$

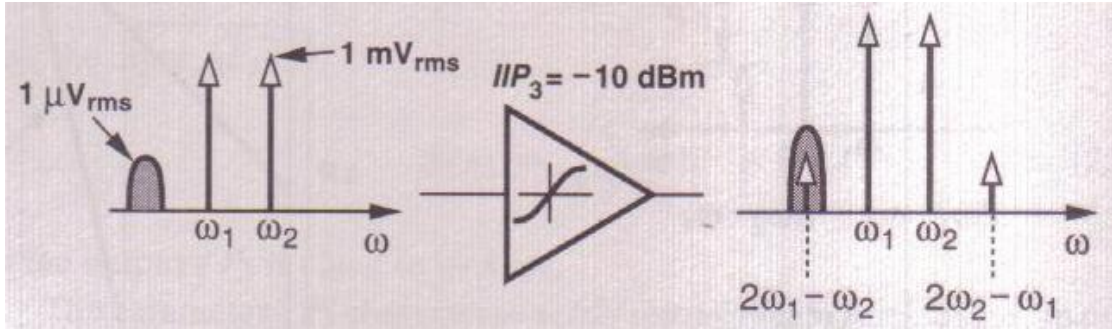
όπου  $A_{sig}$  δηλώνει το πλάτος του σήματος και  $A_{int}$  το πλάτος του παρεμβολέα.

Από την εξίσωση 11 προκύπτει

$$\frac{A_{sig,out}}{A_{IM3,out}} = \frac{A_{sig,in} A_{IP3}^2}{A_{int,in}^3} \quad (16)$$

όπου  $A_{sig,in} = 1\text{mV}_{rms}$ ,  $A_{IP3} = 70\text{mV}_{rms}$ ,  $A_{int,in} = 1\text{mV}_{rms}$ . Έτσι το πηλίκο βγαίνει ίσο με

$4.9 \approx 13.8\text{ dB}$ .



Σχήμα 2.17: Παράδειγμα αποδεκτού πηλίκου σήματος/θόρυβο υπό την παρουσία ισχυρών παρεμβολών

Η σχέση μεταξύ του 1 dB compression point και του input IP3 βρίσκεται μέσω των εξισώσεων 1 και 11 και είναι:

$$\frac{A_{1-dB}}{A_{IP3}} = \frac{\sqrt{0.145}}{\sqrt{4/3}} \approx -9.6dB \quad (17)$$

### 2.3.5.1 Διαδοχικά μη – γραμμικά στάδια (Cascaded Nonlinear Stages)

Από την στιγμή που στα RF συστήματα τα σήματα περνούν από διαδοχικά στάδια επεξεργασίας, είναι σημαντικό να γνωρίζουμε πώς και πόσο η μη – γραμμικότητα κάθε σταδίου επηρεάζει το σήμα. Γενικά, είναι επιθυμητός ο υπολογισμός του IIP3 και του κέρδους των επιμέρους σταδίων.

Ας υποθέσουμε δύο διαδοχικά, μη – γραμμικά στάδια (Σχήμα 2.18). Αν οι χαρακτηριστικές εισόδου – εξόδου κάθε σταδίου εκφράζονται αντίστοιχα ως

$$y1(t) = a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) \quad (18)$$

$$y2(t) = b_1y1(t) + b_2y1^2(t) + b_3y1^3(t), \quad (19)$$

τότε

$$\begin{aligned} y2(t) &= b_1[a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t)] \\ &+ b_2[a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t)]^2 \\ &+ b_3[a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t)]^3 \end{aligned} \quad (20)$$

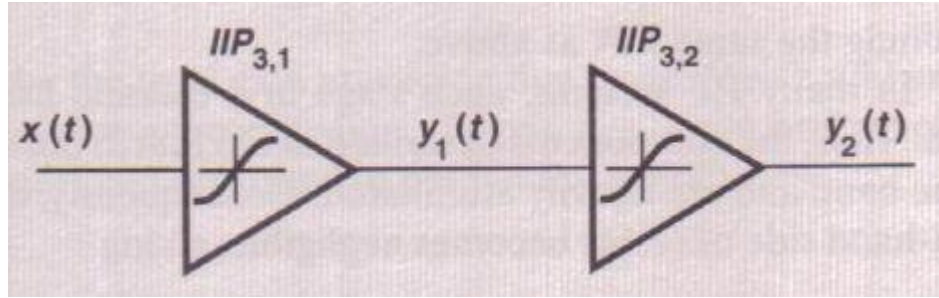
Λαμβάνοντας υπόψη μόνο τους όρους πρώτης και τρίτης τάξης προκύπτει

$$y2(t) = a_1b_1x(t) + (a_3b_1 + 2a_1a_2b_2 + a^3_1b_3)x^3(t) + \dots \quad (21)$$

Έτσι από την εξίσωση 11 προκύπτει ότι

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1 b_1}{a_3 b_1 + 2a_1 a_2 b_2 + a_1^3 b_3} \right|} \quad (22)$$

Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, κατάλληλη επιλογή των τιμών και των προσήμων στον παρονομαστή μπορεί να οδηγήσει σε υψηλό IP3.



Σχήμα 2.18: Διαδοχικά μη – γραμμικά στάδια

Η εξίσωση 19 μπορεί να απλοποιηθεί αν οι δύο της πλευρές αντιστραφούν και υψωθούν στο τετράγωνο:

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} = \frac{3}{4} \frac{|a_3 b_1| + 2|a_1 a_2 b_2| + |a_1^3 b_3|}{|a_1 b_1|} = \quad (23)$$

$$= \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{3a_2 b_2}{2b_1} + \frac{a_1^2}{A_{IP3,2}^2}, \quad (24)$$

όπου  $A_{IP3,1}$  και  $A_{IP3,2}$  αναπαριστούν τα IP3 σημεία του πρώτου και δεύτερου σταδίου αντίστοιχα. Τα  $A_{IP3}$ ,  $A_{IP3,1}$ ,  $A_{IP3,2}$  είναι ποσότητες τάσης και όχι ισχύος.

Από το παραπάνω αποτέλεσμα βλέπουμε ότι όσο το  $a_1$  αυξάνεται, το συνολικό IP3 μειώνεται. Αυτό συμβαίνει λόγω του ότι υψηλό κέρδος στο πρώτο στάδιο εγείρει μεγαλύτερα επίπεδα εισόδου στο δεύτερο. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργούνται μεγαλύτερα IM3 προϊόντα.

Για ακόμα μεγαλύτερη επίγνωση, υποθέτουμε ότι  $x(t) = A \cos w_1 t + A \cos w_2 t$  και βρίσκουμε τα IM προϊόντα. Με βάση το Σχήμα 2.19 μπορούν να γίνουν οι ακόλουθες παρατηρήσεις. Τα θεμελιώδη προϊόντα εισόδου ενισχύονται κατά  $a_1$  στο πρώτο στάδιο και κατά  $b_1$  στο δεύτερο. Έτσι οι θεμελιώδεις συνιστώσες στην έξοδο είναι  $a_1 b_1 A (\cos w_1 t + \cos w_2 t)$ . Τα IM3 προϊόντα που δημιουργούνται από το πρώτο στάδιο,  $3a_3 / 4A^3 [\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t]$ , ενισχύονται κατά  $b_1$  από το δεύτερο στάδιο. Το δεύτερο στάδιο παίρνει στην είσοδό του

$a_1 A(\cos w_1 t + \cos w_2 t)$  και παράγει στην έξοδο τα εξής IM3 προϊόντα:  $(3b_3/4)(a_1 A)^3 \cos(2w_1 - w_2)t + (3b_3/4)(a_1 A)^3 \cos(2w_2 - w_1)t$ . Η δεύτερης τάξης μη – γραμμικότητα στο  $y_1(t)$  παράγει προϊόντα στις συχνότητες  $w_1 - w_2, 2w_1, 2w_2$ . Υφιστάμενα παρόμοια μη – γραμμικότητα στο δεύτερο στάδιο, τα προϊόντα αυτά μεταφράζονται στις συχνότητες  $2w_1 - w_2, 2w_2 - w_1$ . Πιο συγκεκριμένα και όπως είναι εμφανές από το Σχήμα 2.19, το  $y_2(t)$  περιέχει όρους όπως  $2b_2[a_1 A \cos w_1 t \cdot a_2 A^2 \cos(w_1 - w_2)t]$  και  $2b_2(a_1 A \cos w_2 t \cdot 0.5a_2 A^2 \cos 2w_1 t)$ . Τα προκύπτοντα IM3 προϊόντα μπορούν να εκφραστούν σαν  $(3a_1 a_2 b_2 A^3/2)[\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t]$ .

Από τις παραπάνω παρατηρήσεις μπορεί να γραφτεί

$$y_2(t) = a_1 b_1 A(\cos w_1 t + \cos w_2 t) + \left(\frac{3a_3 b_1}{4} + \frac{3a^3 b_3}{4} + \frac{3a_1 a_2 b_2}{2}\right) A^3 [\cos(2w_1 - w_2)t + \cos(2w_2 - w_1)t + \dots] \quad (25)$$

πετυχαίνοντας το ίδιο IP3 όπως παραπάνω.

Σε πολλά RF συστήματα, κάθε στάδιο σε μια αλληλουχία σταδίων έχει στενή μπάνα συχνότητας. Έτσι τα IM3 προϊόντα της εξόδου πέφτουν έξω από την μπάνα και εξασθενίζουν. Επομένως, ο δεύτερος όρος της δεξιάς μεριάς της εξίσωσης 24 μπορεί να θεωρηθεί αμελητέος και έτσι η εξίσωση γίνεται

$$\frac{1}{A^2_{IP3}} \approx \frac{1}{A^2_{IP3,1}} + \frac{a^2_1}{A^2_{IP3,2}} \quad (26)$$

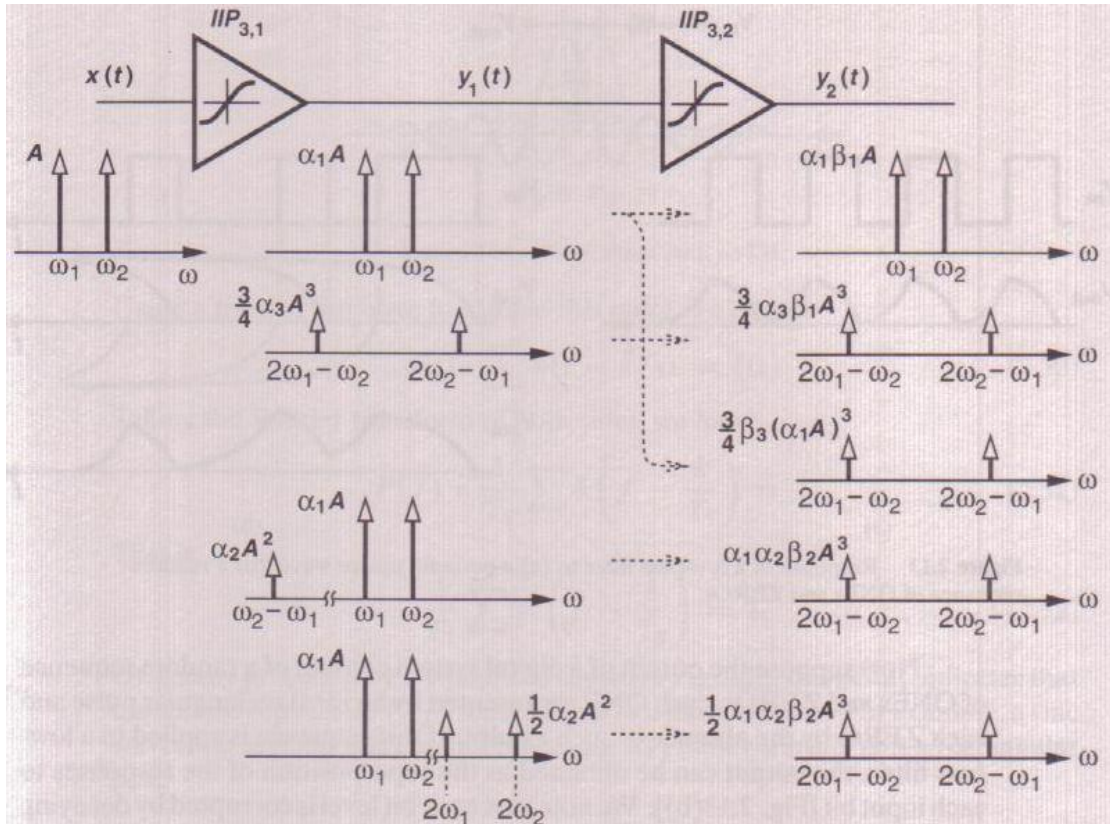
Η εξίσωση αυτή δίνει μια γενική έκφραση για τρία ή περισσότερα στάδια:

$$\frac{1}{A^2_{IP3}} \approx \frac{1}{A^2_{IP3,1}} + \frac{a^2_1}{A^2_{IP3,2}} + \frac{a^2_1 b^2_1}{A^2_{IP3,3}} + \dots \quad (27)$$

,όπου  $A_{IP3,3}$  το IP3 του τρίτου σταδίου.

Έτσι αν κάθε στάδιο σε μια αλληλουχία σταδίων έχει κέρδος μεγαλύτερο από την μονάδα, η μη – γραμμικότητα των τελευταίων σταδίων είναι πιο κρίσιμη. Αυτό συμβαίνει γιατί το IP3 κάθε σταδίου πέφτει αποτελεσματικά από το συνολικό κέρδος που προηγείται του σταδίου.





Σχήμα 2.19: Intermodulation σε σύστημα δυο διαδοχικών σταδίων

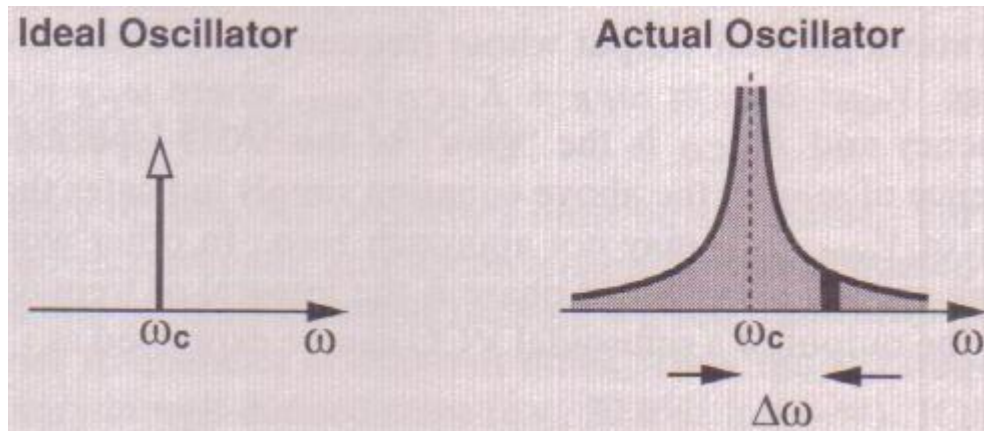
### 2.3.6 Phase Noise

Οι ταλαντωτές είναι ευάλωτοι στον θόρυβο όπως και τα υπόλοιπα αναλογικά κυκλώματα. Ο θόρυβος που εισέρχεται στους ταλαντωτές, μπορεί να επηρεάσει τόσο την συχνότητα, όσο και το πλάτος του σήματος εξόδου. Στις περισσότερες περιπτώσεις, η διαταραχή στο πλάτος είναι αμελητέα ή και ασήμαντη και μόνο η τυχαία διακύμανση της συχνότητας λαμβάνεται υπόψη.

Για ένα περιοδικό ημιτονοειδές σήμα, μπορούμε να γράψουμε  $x(t) = A \cos[w_c t + f_n(t)]$ , όπου  $f_n(t)$  είναι μια μικρή τυχαία φάση που αναπαριστά διακυμάνσεις στην περίοδο. Η συνάρτηση  $f_n(t)$  καλείται 'phase noise'. Για  $|f_n(t)| \ll 1 \text{ rad}$  έχουμε  $x(t) \approx A \cos w_c t - A f_n(t) \sin w_c t$ : αυτό σημαίνει ότι το φάσμα του  $f_n(t)$  μετατίθεται στο  $\pm w_c$ .

Στις RF εφαρμογές, το phase noise συναντάται συνήθως στο πεδίο της συχνότητας. Για ένα ιδανικό ημιτονοειδή ταλαντωτή, που λειτουργεί στην  $w_c$ , το φάσμα θεωρητικά έχει την μορφή ενός impulse, ενώ για έναν πραγματικό ταλαντωτή το φάσμα εμφανίζει παρυφές γύρω από την carrier συχνότητα (Σχήμα 2.20).

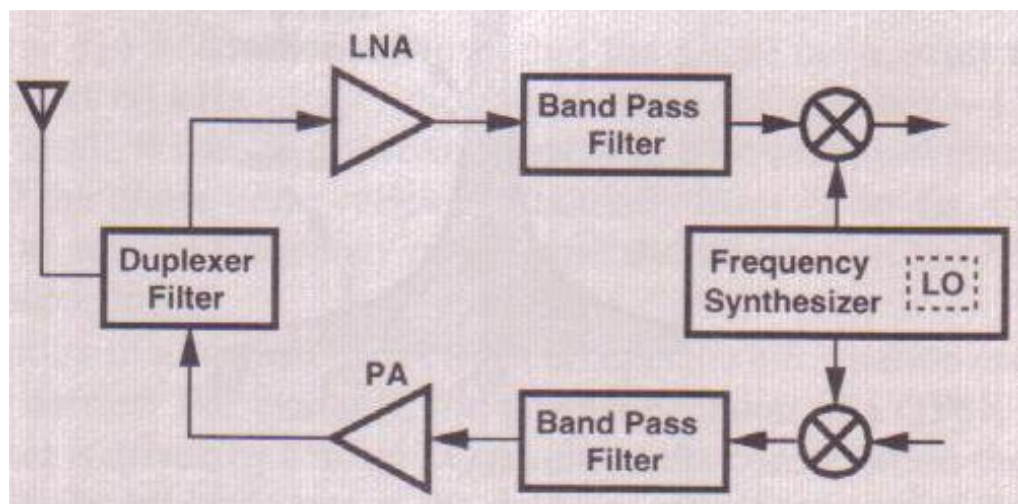
Το phase noise μετριέται σε dBc/Hz, όπου dBc σημαίνει «σε dB ως προς το carrier».



Σχήμα 2.20: Φάσμα εξόδου ιδανικού και πραγματικού ταλαντωτή

### 2.3.6.1 Συνέπειες του phase noise στα RF συστήματα

Για την κατανόηση της σημασίας του phase noise στα RF συστήματα, αρκεί να εξετάσουμε έναν transceiver, όπως αυτός στο Σχήμα 2.21, όπου ένας τοπικός ταλαντωτής παρέχει το carrier σήμα τόσο στο μονοπάτι λήψης όσο και στο μονοπάτι παραλαβής. Αν η έξοδος του LO (Local Oscillator) περιέχει phase noise, τα σήματα και στα δυο μονοπάτια αλλοιώνονται.

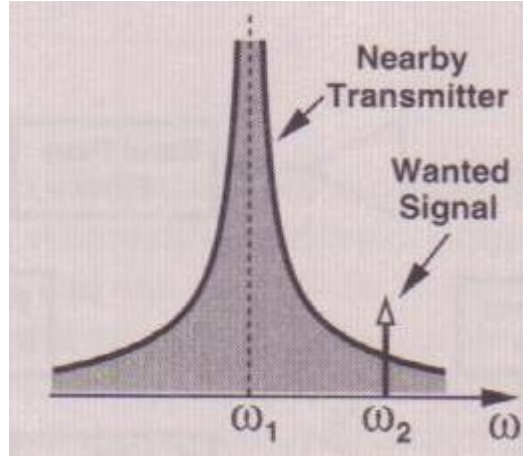


Σχήμα 2.21: Γενικό διάγραμμα transceiver

Η επίδραση του phase noise στο μονοπάτι μετάδοσης έχει ως εξής: Έστω ένας receiver χωρίς θόρυβο που πρέπει να εντοπίσει ένα ασθενές σήμα στην συχνότητα  $w_1$ , ενώ ένας ισχυρός γειτονικός transmitter παράγει ένα σήμα στην συχνότητα  $w_2$  με αρκετό phase noise. Τότε το επιθυμητό σήμα αλλοιώνεται από το phase noise του transmitter όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22.

Αξιομνημόνευτο είναι το ότι η διαφορά μεταξύ των  $w_1$  και  $w_2$  μπορεί να είναι της τάξης των λίγων δεκάδων kHz, ενώ καθεμία από αυτές τις συχνότητες είναι της τάξης των GHz.





Σχήμα 2.22: Επίδραση phase noise στους transmitters

Για μια λεπτομερέστερη περιγραφή του phase noise παρατίθεται ένα παράδειγμα. Έστω ένα επιθυμητό κανάλι 30 kHz μακριά και 60 dB κάτω από ένα ανεπιθύμητο κανάλι 60 kHz μακριά. Πόσο χαμηλό πρέπει να είναι το phase noise του ανεπιθύμητου καναλιού στα 60 kHz ώστε το SNR (Signal to Noise Ratio) στο επιθυμητό κανάλι να ξεπερνά τα 15 dB;

Η συνολική ισχύς θορύβου που εισάγεται από τον παρεμβολέα στο επιθυμητό κανάλι ισούται με

$$P_{n,tot} = \int_{f_l}^{f_h} S_n(f) df \quad (28)$$

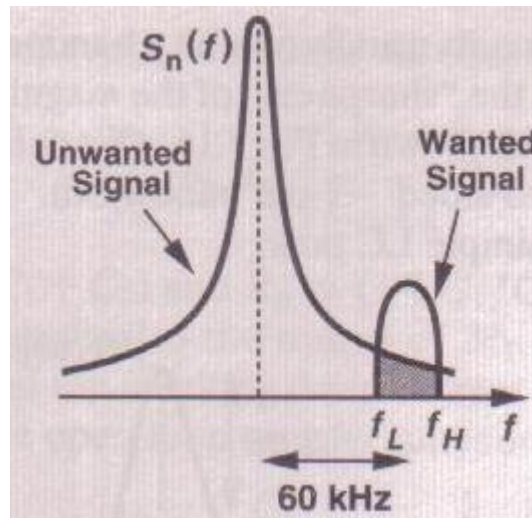
όπου  $S_n(f)$  δηλώνει το phase noise του ανεπιθύμητου καναλιού και  $f_l, f_h$  είναι τα κάτω και πάνω όρια του επιθυμητού καναλιού, αντίστοιχα. Υποθέτουμε ότι  $S_n(f)$  είναι σταθερό στο bandwidth αυτό και ίσο με  $S_0$ . Έτσι  $P_{n,tot} = S_0(f_H - f_L)$ .

Επομένως,

$$SNR = \frac{P_{sig}}{S_0(f_H - f_L)} \quad (29)$$

Λογαριθμίζοντας προκύπτει  $10\log(S_0 / P_{sig}) = -15dB - 10\log(f_H - f_L)$ . Αφού η ισχύς του παρεμβολέα  $P_j$  είναι 60 dB ψηλότερα από το  $P_{sig}$ , προκύπτει ότι:

$10\log(S_0 / P_j) = -15dB - 10\log(f_H - f_L) - 60dB$ . Συμπερασματικά, με αντικατάσταση των τιμών το phase noise δεν θα πρέπει να ξεπερνά τα -120 dBc/Hz στα 60 kHz offset (Σχήμα 2.23).

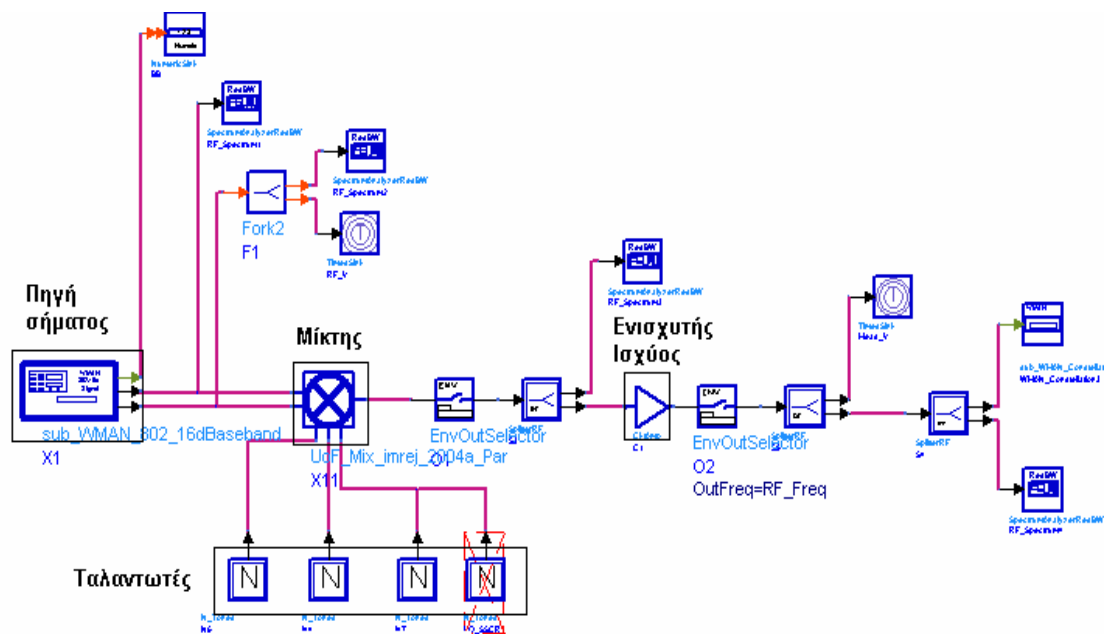


Σχήμα 2.23: Υπολογισμός του υποβιβασμού του σήματος εξαιτίας του phase noise

Το phase noise ενός LO αλλοιώνει ακόμη και την πληροφορία που μεταφέρεται στην φάση του carrier. Έτσι το bit error rate στην πλευρά του receiver μπορεί να αυξηθεί σημαντικά.

## 2.4 Παρουσίαση αρχιτεκτονικής Transmitter

Το block διάγραμμα της αρχιτεκτονικής που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση transmitter που να πληρεί τα standards του WiMax πρωτοκόλλου 802.16d φαίνεται στο σχήμα 2.24.



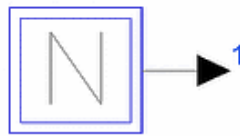
Σχήμα 2.24: Γενικό Block Diagram

Στο διάγραμμα αυτό, μπορεί κανείς εύκολα να διακρίνει εκτός από την πηγή εισόδου, τους ταλαντωτές, τον μίκτη, τον ενισχυτή ισχύος καθώς επίσης και διάφορα άλλα components που έχουν να κάνουν με μετρήσεις και εξαγωγή αποτελεσμάτων.

Το προς μετάδοση σήμα, αφού υποστεί την επεξεργασία που έχει ήδη περιγραφεί και μετατραπεί σε σήμα στο πεδίο του χρόνου, οδηγείται προς τον μίκτη, όπου και θα ανυψωθεί στην συχνότητα. Εδώ πρέπει να επισημανθεί ότι το ADS μας δίνει την δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε το σήμα και να εξάγουμε αποτελέσματα ως προς αυτό τόσο στο πεδίο του χρόνου, όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Τα components των ταλαντωτών, είναι αυτά που καθιστούν την ανύψωση του σήματος στην συχνότητα (upconversion), εφικτή. Τελικά, αφού εξέλθει και από τον μίκτη, το σήμα οδηγείται στον ενισχυτή ισχύος (Power Amplifier), στον οποίο αφού ενισχυθεί, είναι έτοιμο προς μετάδοση.

#### 2.4.1 Περιγραφή ταλαντωτών (Local Oscillators)

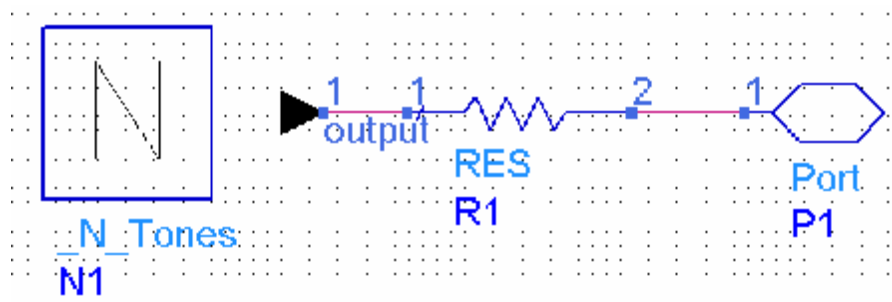
Το component που αντιστοιχεί στον ταλαντωτή είναι το *N\_Tones*. Το κυκλωματικό του σύμβολο φαίνεται στο Σχήμα 2.25.



Σχήμα 2.25: Κυκλωματικό σύμβολο ταλαντωτή

Το '1' αντιστοιχεί στην έξοδο του ταλαντωτή.

Ο ταλαντωτής περιλαμβάνει το component *N\_Tones*, η έξοδος του οποίου καταλήγει αρχικά σε μια αντίσταση και στη συνέχεια σε ένα port που ουσιαστικά τερματίζει το σχηματικό του ταλαντωτή (Σχήμα 2.26).

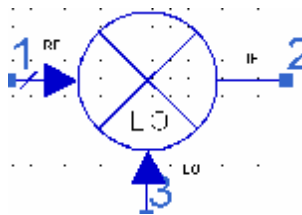


Σχήμα 2.26: Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή

Το N\_Tones παράγει ένα RF χρονικό σήμα στην έξοδο του. Η συχνότητα, η ισχύς και η φάση του σήματος καθορίζονται από τις παραμέτρους frequency1, power1 και phase1, αντίστοιχα. Το πεδίο PhaseNoiseData καθορίζει το phase noise του ταλαντωτή. Το πεδίο αυτό παίρνει διπλές τιμές που αναπαριστούν το offset της συχνότητας (Hz) και το αντίστοιχο επίπεδο ισχύος (dBc/Hz).

#### 2.4.2 Περιγραφή μίκτη (mixer)

Το μοντέλο του μίκτη που χρησιμοποιήθηκε είναι ο mixer2. Το κυκλωματικό του σύμβολο ακολουθεί



Σχήμα 2.27: Κυκλωματικό σύμβολο μίκτη

Ο mixer2 είναι μια συσκευή τριών ports. Το port εισόδου αριθμείται με 1, το port εξόδου με 2 και το port του local oscillator με 3. Τα σήματα στα τρία ports είναι τα RF, IF, LO, αντίστοιχα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.23. Κατά σύμβαση, στους transmitters το RF port αναφέρεται στο σήμα εισόδου και το IF στο σήμα εξόδου του μίκτη.

##### 2.4.2.1 Βασικές Παράμετροι

Οι παράμετροι του μίκτη που παρουσιάζουν ενδιαφέρον είναι οι εξής:

- Sideband = sideband suppression και image rejection
- OutputSidebandSuppression = output sideband suppression, σε dB (έχει νόημα μόνο για Sideband = LOWER, UPPER)
- InputImageRejection = input image rejection, σε dB (έχει νόημα μόνο για Sideband = LOWER IMAGE REJECTION, UPPER IMAGE REJECTION)
- ConvGain = Conversion gain (πραγματικός ή μιγαδικός αριθμός)
- SP12 = διαρροή από το IF στο RF port (πραγματικός ή μιγαδικός αριθμός)
- SP21 = διαρροή από το RF στο IF port (πραγματικός ή μιγαδικός αριθμός)

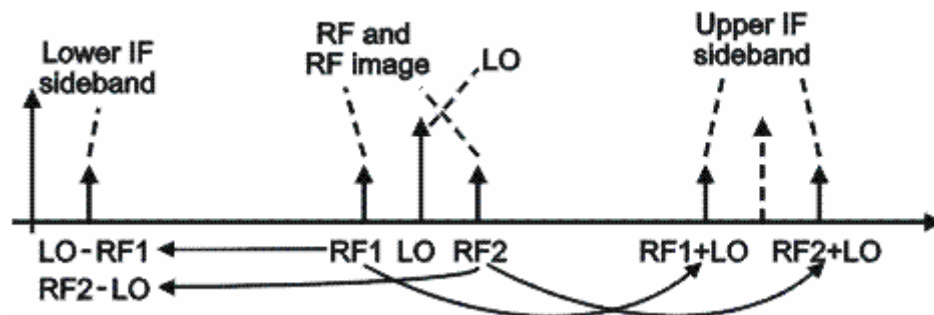
- NF = input noise figure, σε dB
- SOI = second order intercept, σε dB
- TOI = third order intercept, σε dB
- Psat = επίπεδο ισχύος σε κατάσταση κορεσμού, σε dBm
- GainCompSat = gain compression στο Psat, σε dB
- GainCompPower = επίπεδο ισχύος σε dBm στο gain compression για X dB compression point, που ορίζεται από την παράμετρο GainComp, σε dBm
- GainComp = gain compression στο gain compression point, σε dB (default τιμή 1)

#### 2.4.2.2 Image Rejection, Sideband Suppression

Το βασικό σήμα ενδιαφέροντος στην είσοδο του μίκτη είναι το RF σήμα. Ένα δεύτερο σήμα ενδιαφέροντος στην είσοδο του μίκτη είναι το RF image, που παριστάνεται σαν RFimg και ισούται με  $RF_{img} = 2*LO - RF$ . Τα σήματα RF και RFimg καλούνται εικόνες (images) το ένα ως προς το άλλο σε σχέση με το LO. Αν το RFimg είναι αρκετά πιο ασθενές σε σχέση με το RF μιλάμε για image rejection.

Τα βασικά σήματα ενδιαφέροντος στην έξοδο του μίκτη είναι τα  $|LO - RF|$  και

$LO + RF$ . Τυπικά, ένα από αυτά είναι επιθυμητό και το άλλο είναι ανεπιθύμητο. Αναφερόμαστε σε αυτά τα σήματα σαν lower και upper sidebands. Σε περίπτωση που μια sideband είναι εξασθετισμένη σε σχέση με την άλλη μιλάμε για sideband suppression.



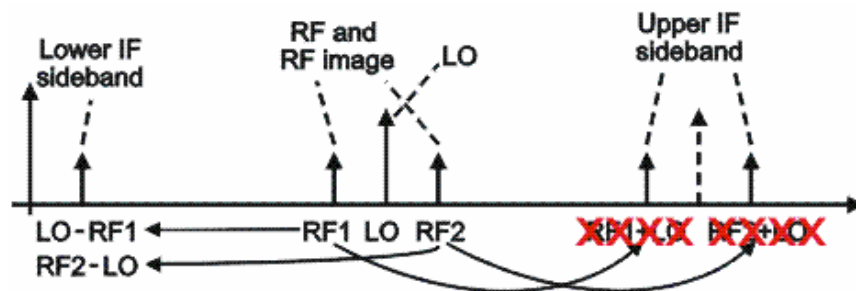
Σχήμα 2.28: Image rejection, Sideband suppression στους μίκτες

Αν  $RF=RF1$ , τότε  $RF_{img}=RF2$ . Παρόμοια, αν  $RF=RF2$  τότε  $RF_{img}=RF1$ . Τα  $RF1$  και  $RF2$  υποβιβάζονται στα  $LO-RF1=RF2-LO$ . Τα  $RF1$  και  $RF2$  ανυψώνονται στα  $RF1+LO$  και  $RF2+LO$ . Όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί για τα image και sideband δίνονται παρακάτω.

A) Sideband = BOTH

Το πλάνο παραμένει όπως παραπάνω (Σχήμα 2.28). Και οι δυο input images ( $RF$ ,  $RF_{img}$ ) περνούν από τον μίκτη χωρίς απόρριψη. Και οι δυο output sidebands περνούν στην έξοδο χωρίς suppression

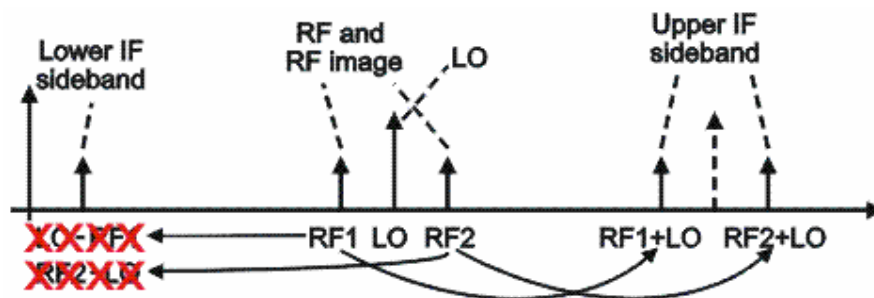
B) Sideband = LOWER



Σχήμα 2.29: Λειτουργία μίκτη για sideband=LOWER

Και οι δυο input images περνούν από τον μίκτη χωρίς rejection. Το ανεπιθύμητο upper sideband γίνεται suppressed. Η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται στους receivers.

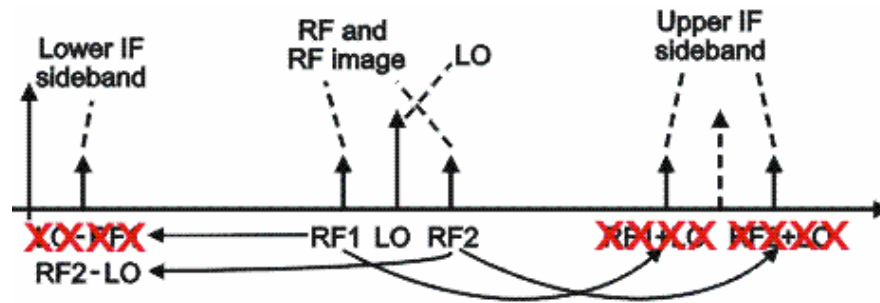
Γ) Sideband = UPPER



Σχήμα 2.30: Λειτουργία μίκτη για sideband=UPPER

Και οι δυο input images περνούν από τον μίκτη χωρίς rejection. Το ανεπιθύμητο lower sideband γίνεται suppressed. Η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται στους transmitters.

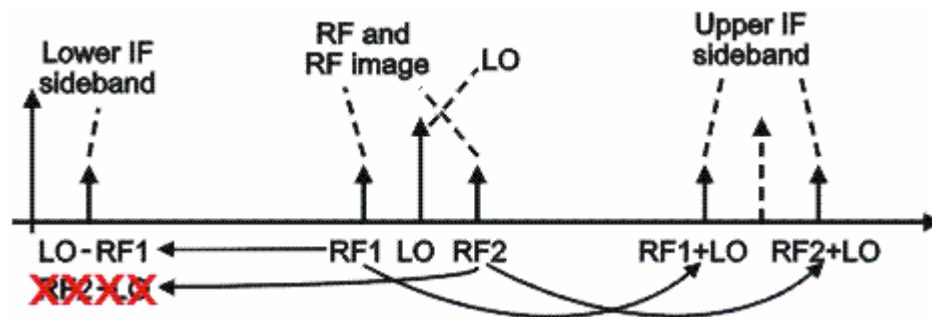
Δ) Sideband = LOWER IMAGE REJECTION



Σχήμα 2.31: Λειτουργία μίκτη για sideband= LOWER IMAGE REJECTION

Το lower input image απορρίπτεται. Η upper output sideband δεν χρίζει ενδιαφέροντος αφού η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται σε receivers.

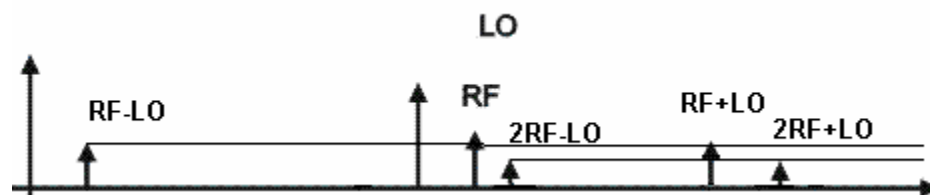
E) Sideband = UPPER IMAGE REJECTION



Σχήμα 2.32: Λειτουργία μίκτη για sideband= UPPER IMAGE REJECTION

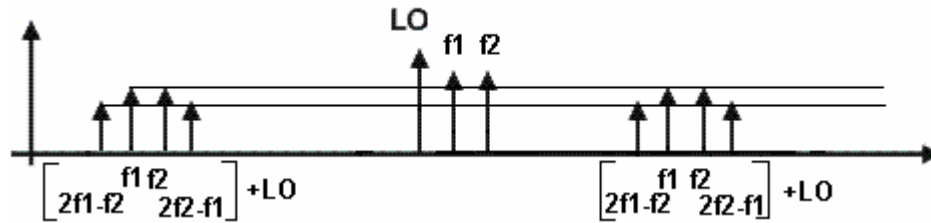
Το upper input image απορρίπτεται. Η upper output sideband δεν χρίζει ενδιαφέροντος αφού η λειτουργία αυτή χρησιμοποιείται σε receivers.

### 2.4.2.3 Ορισμός SOI, TOI



Σχήμα 2.33: Προσδιορισμός SOI σε μίκτες

Το SOI (second order intercept) υπολογίζεται από την διαφορά  $RF+LO$  και  $2RF+LO$  ή  $RF-LO$  και  $2RF-LO$ , ανάλογα αν ο μίκτης κάνει ανύψωση (upconversion) ή υποβίβαση (downconversion) στην συχνότητα. Ουσιαστικά το SOI υπολογίζεται από την διαφορά ισχύος μεταξύ δεύτερης και τρίτης τάξης προϊόντων (Σχήμα 2.33).

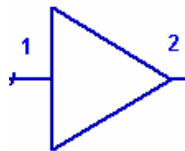


Σχήμα 2.34: Προσδιορισμός TOI σε μίκτες

Το TOI (third order intercept) υπολογίζεται από την διαφορά  $f_1 + LO$  και  $2f_1 - f_2 + LO$  ή  $f_1 - LO$  και  $2f_1 - f_2 - LO$ , ανάλογα αν ο μίκτης κάνει ανύψωση (upconversion) ή υποβίβαση (downconversion) στην συχνότητα. Ουσιαστικά το TOI υπολογίζεται από την διαφορά ισχύος μεταξύ δεύτερης και τέταρτης τάξης προϊόντων (Σχήμα 2.34).

### 2.4.3 Περιγραφή Ενισχυτή Ισχύος (Power Amplifier)

Το μοντέλο του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε είναι ο Amplifier. Το κυκλωματικό του σύμβολο είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 2.35: Κυκλωματικό σύμβολο Ενισχυτή Ισχύος

Ο Amplifier έχει δυο ports. Το port 1, που είναι το port εισόδου και το port2, που είναι το port εξόδου.

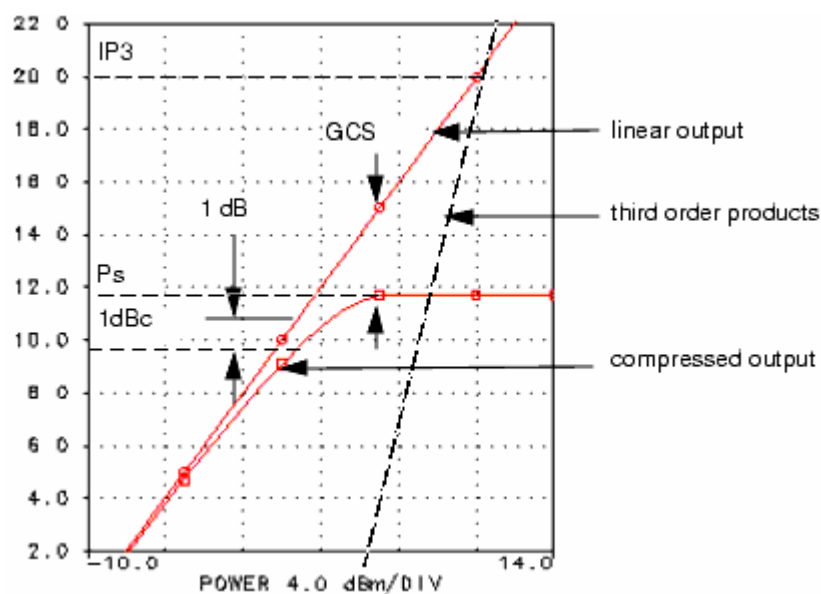
#### 2.4.3.1 Βασικές Παράμετροι

- $S_{21}$  = Κέρδος από το port1 στο port2
- $S_{11}$  = Αντανάκλαση στο port1
- $S_{22}$  = Αντανάκλαση στο port2
- $S_{12}$  = Κέρδος από το port2 στο port1
- NF = input noise figure, σε dB
- SOI = second order intercept, σε dB
- TOI = third order intercept, σε dB



- $P_{sat}$  = επίπεδο ισχύος σε κατάσταση κορεσμού, σε dBm
- $GainCompSat$  = gain compression στο  $P_{sat}$ , σε dB
- $GainCompPower$  = επίπεδο ισχύος σε dBm στο gain compression για X dB compression point, που ορίζεται από την παράμετρο  $GainComp$ , σε dBm
- $GainComp$  = gain compression στο gain compression point, σε dB (default τιμή 1)

Ένα παράδειγμα που απεικονίζει και προσδιορίζει αρκετές από τις παραπάνω παραμέτρους φαίνεται στο Σχήμα 2.36. Σε αυτήν παρατίθενται η χαρακτηριστική τόσο της γραμμικής ιδανικής εξόδου του ενισχυτή, όσο και της πραγματικής κορεσμένης εξόδου. Το  $IP3$ , που αντιστοιχεί στην παράμετρο  $TOI$ , ορίζεται σαν το σημείο τομής της χαρακτηριστικής της γραμμικής εξόδου, η οποία ασφαλώς περιέχει μόνο πρώτης τάξης προϊόντα, και της χαρακτηριστικής που αντιστοιχεί στα τρίτης τάξης προϊόντα. Στο Σχήμα 2.36 είναι επίσης εύκολο να διακρίνει κανείς το επίπεδο ισχύος στο σημείο κορεσμού ( $P_{sat}$ ) καθώς και το επίπεδο ισχύος στο '1 dB compression point' ( $P_{1dBc}$ ).

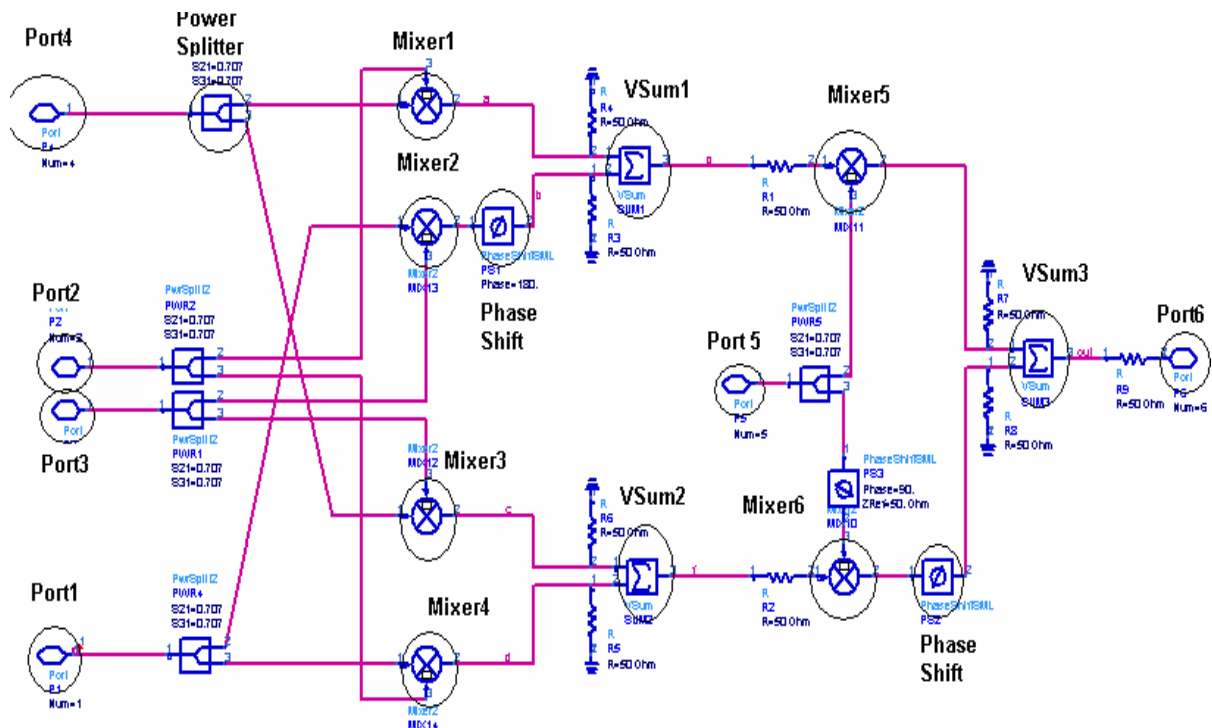


Σχήμα 2.36: Χαρακτηριστικές PA

## 2.5 Επίδειξη της αρχιτεκτονικής στο ADS και αναλυτική περιγραφή της

Όπως έχει ήδη περιγραφεί στο κεφάλαιο 1, το σήμα που εξέρχεται της πηγής σήματος περιέχει δυο συνιστώσες, τις I και Q, οι οποίες έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ$ . Οι δυο αυτές συνιστώσες είναι σήματα τάσης και το πλάτος τους μπορεί να καθοριστεί από το component Gain. Τυπικές τιμές

είναι από 0.03 – 0.08 Volts. Τα σήματα αυτά εισέρχονται στον μίκτη το σχηματικό διάγραμμα του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 2.37.



Σχήμα 2.37: Σχηματικό διάγραμμα μίκτη

Οι αντιστοιχίσεις των ports με τα σήματα έχουν ως εξής:

Port1 → I συνιστώσα

Port2 → Ταλαντωτής 1 (N\_Tones1)

Port3 → Ταλαντωτής 2 (N\_Tones2)

Port4 → Q συνιστώσα

Port5 → Ταλαντωτής 3 (N\_Tones3)

Port6 → Έξοδος

Ο ταλαντωτής 1 έχει συχνότητα 650 MHz και φάση 0°. Ο ταλαντωτής 2 έχει συχνότητα 650 MHz και φάση 90°. Ο ταλαντωτής 3 έχει συχνότητα 4350 MHz και φάση 0°.

Στον mixer1 μπαίνουν οι εξής εισοδοι:

RF: Q, LO:  $\sin\omega_1$ , IF:  $Q\sin\omega_1$

Στον mixer2 μπαίνουν οι εξής εισοδοι:

RF: I, LO:  $\cos\omega_2$ , IF:  $I \cos\omega_2$

Στον mixer3 μπαίνουν οι εξής είσοδοι:

RF: Q, LO:  $\cos\omega_2$ , IF:  $Q \cos\omega_2$

Στον mixer4 μπαίνουν οι εξής είσοδοι:

RF: I, LO:  $\sin\omega_1$ , IF:  $I \sin\omega_1$

Το σήμα μετά τον mixer2 υφίσταται ένα shift  $180^\circ$  στη φάση του και γίνεται  $-I \cos\omega_2$ . Τα σήματα που βγαίνουν από τον mixer1 και τον mixer2 αθροίζονται από το component VSum1 δίνοντας στην έξοδο του  $Q \sin\omega_1 - I \cos\omega_2$ . Το ίδιο συμβαίνει και με τα σήματα που βγαίνουν από τον mixer3 και τον mixer4, τα οποία αθροίζονται από το VSum2 δίνοντας  $Q \cos\omega_2 + I \sin\omega_1$ .

Στον mixer5 μπαίνουν οι εξής είσοδοι:

RF:  $Q \sin\omega_1 - I \cos\omega_2$ , LO:  $\sin\omega_3$ , IF:  $(Q \sin\omega_1 - I \cos\omega_2) \sin\omega_3$ .

Στον mixer6 μπαίνουν οι εξής είσοδοι:

RF:  $Q \cos\omega_2 + I \sin\omega_1$ , LO:  $\cos\omega_3$ , IF:  $(Q \cos\omega_2 + I \sin\omega_1) \cos\omega_3$ .

Το σήμα που βγαίνει από τον mixer6 υφίσταται shift  $180^\circ$  στη φάση του και στην συνέχεια προστίθεται με το σήμα του mixer5, δίνοντας

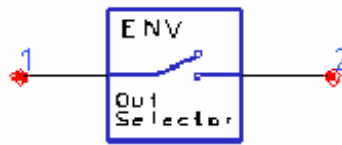
$$\begin{aligned} & (Q \sin\omega_1 - I \cos\omega_2) \sin\omega_3 - (Q \cos\omega_2 + I \sin\omega_1) \cos\omega_3 = Q \sin\omega_1 \sin\omega_3 - I \cos\omega_2 \sin\omega_3 - \\ & Q \cos\omega_2 \cos\omega_3 - I \sin\omega_1 \cos\omega_3 = \\ & = Q(\sin\omega_1 \sin\omega_3 - \cos\omega_2 \cos\omega_3) - I(\cos\omega_2 \sin\omega_3 + \sin\omega_1 \cos\omega_3) = \\ & = -Q \cos(\omega_1 + \omega_3) - I \sin(\omega_2 + \omega_3). \end{aligned}$$

Ισχύει ότι  $\omega_1 = \omega_2 = 650 \text{ MHz}$  και  $\omega_3 = 4350 \text{ MHz}$ .

Επομένως, το σήμα που εξέρχεται τελικά από τον μίκτη είναι ανυψωμένο στα 5 GHz.

Πρέπει να σημειωθεί ότι το component PowerSplitter ουσιαστικά αναπαριστά τις απώλειες που έχουμε κατά την διέλευση του σήματος από την βαθμίδα του μίκτη. Το κέρδος του από το port1 προς το port2, όπως και προς το port3 είναι 0.707, γεγονός που υποδεικνύει την ύπαρξη απωλειών.

Μετά τον μίκτη, ακολουθεί το component EnvOutSelector (Σχήμα 2.38).



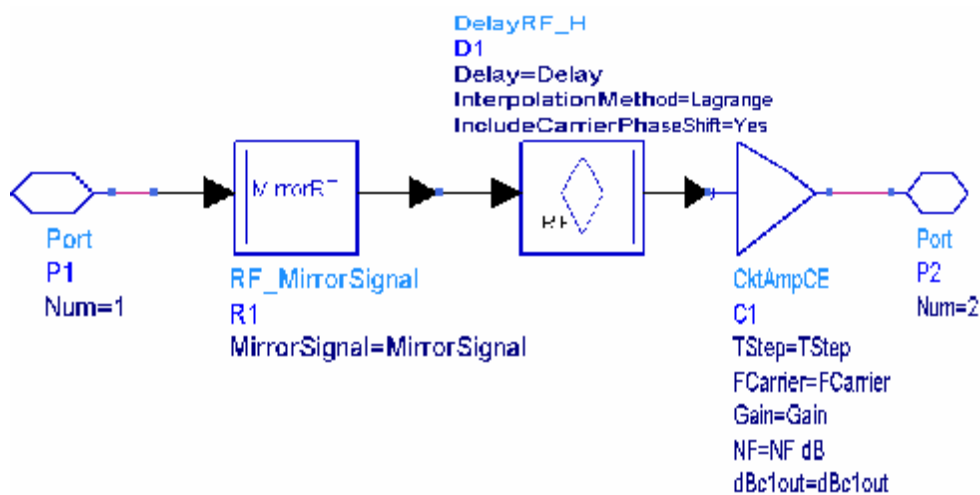
Σχήμα 2.38: Κυκλωματικό σύμβολο EnvOutSelector

Το component αυτό χρησιμοποιείται για να συνδέσουμε την έξοδο του υποκυκλώματος του μίκτη, δηλαδή την έξοδο του στο σχηματικό και όχι στο κυκλωματικό του διάγραμμα, με την είσοδο του κυκλώματος που ακολουθεί τον μίκτη στο κυκλωματικό επίπεδο, δηλαδή τον ενισχυτή ισχύος.

Ουσιαστικά, καθένα από τα κυκλώματα που εμφανίζονται στο block διάγραμμα, έχει δυο επίπεδα. Το ανώτερο αναπαριστά το σύμβολο του κυκλώματος, ενώ το κάτω επίπεδο περιγράφει την λειτουργία του κυκλώματος αυτού. Η χρησιμότητα του άνω επιπέδου έγκειται στο ότι κάποιες μετρήσεις όπως το EVM, οι οποίες και θα ακολουθήσουν, μπορούν να γίνουν μόνο στο επίπεδο αυτό.

Το EnvOutSelector component επιλέγει την κυματομορφή στον χρόνο (που σχετίζεται με την θεμελιώδη συχνότητα) από την έξοδο του κυκλώματος. Η παράμετρος OutFreq προσδιορίζει ποια κυματομορφή επιλέγεται ώστε να περάσει στην επόμενη βαθμίδα. Επιλέγει δηλαδή την θεμελιώδη συχνότητα (5 GHz).

Το σήμα που βγαίνει από την βαθμίδα του μίκτη έχει υποστεί απώλειες και πρέπει να ενισχυθεί. Υπεύθυνη για την διεκπεραίωση της εργασίας αυτής είναι η βαθμίδα του ενισχυτή ισχύος.



Σχήμα 2.39: Βαθμίδα Ενισχυτή Ισχύος

Σε αυτήν, το component RF\_MirrorSignal καθρεφτίζει προεραϊτικά (στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι απενεργοποιημένο) το RF σήμα εισόδου. Στο πεδίο του χρόνου, ένα καθρεφτισμένο σήμα έχει την quadrature φάση του αντεστραμμένη (σε σχέση με ένα μη

καθρεφτισμένο σήμα). Στο πεδίο της συχνότητας, ένα καθρεφτισμένο σήμα έχει το φάσμα του flipped γύρω από την χαρακτηριστική συχνότητα (σε σχέση με ένα μη καθρεφτισμένο σήμα).

Το component DelayRF καθυστερεί την είσοδο κατά την παράμετρο Delay.

Τα υπόλοιπα components που χρησιμοποιούνται στο block διάγραμμα έχουν να κάνουν ως επί το πλείστον με μετρήσεις.

Το component NumeriSink (Σχήμα 2.40) συλλέγει δεδομένα από την έξοδο του συνδεδεμένου με αυτό component και τα καταγράφει στο dataset.



Σχήμα 2.40: Numeric Sink

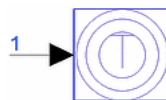
Στην συγκεκριμένη περίπτωση, η είσοδός του προέρχεται από την έξοδο του πολυπλεγμένου από τα δεδομένα και την επικεφαλίδα (FCH) σήματος.

Το component SpectrumAnalyzerResBW (Σχήμα 2.41) χρησιμοποιείται για την μέτρηση του φάσματος του σήματος που εξέρχεται από την κάθε βαθμίδα και μας δίνει την δυνατότητα να υπολογίσουμε τάση, ισχύ και φάση με βάση τις συναρτήσεις που υποστηρίζει.



Σχήμα 2.41: SpectrumAnalyzerResBW

Στην συγκεκριμένη περίπτωση το μέγεθος που μας ενδιαφέρει είναι το φάσμα της ισχύος. Το component TimedSink (Σχήμα 2.42) συλλέγει δεδομένα στο πεδίο του χρόνου από την έξοδο του συνδεδεμένου με αυτό component και τα καταγράφει στο dataset.



Σχήμα 2.42: TimedSink

Τα δεδομένα που αφορούν σε RF σήματα είναι στη μορφή μιγαδικής τάσης ως προς τον χρόνο, ενώ αυτά που αφορούν σε baseband σήματα είναι στη μορφή πραγματικής τάσης ως προς τον χρόνο.

Το component SplitterRF (Σχήμα 2.43) χωρίζει το RF σήμα σε δυο σήματα χωρίς να επιφέρει απώλειες.



Σχήμα 2.43: SplitterRF

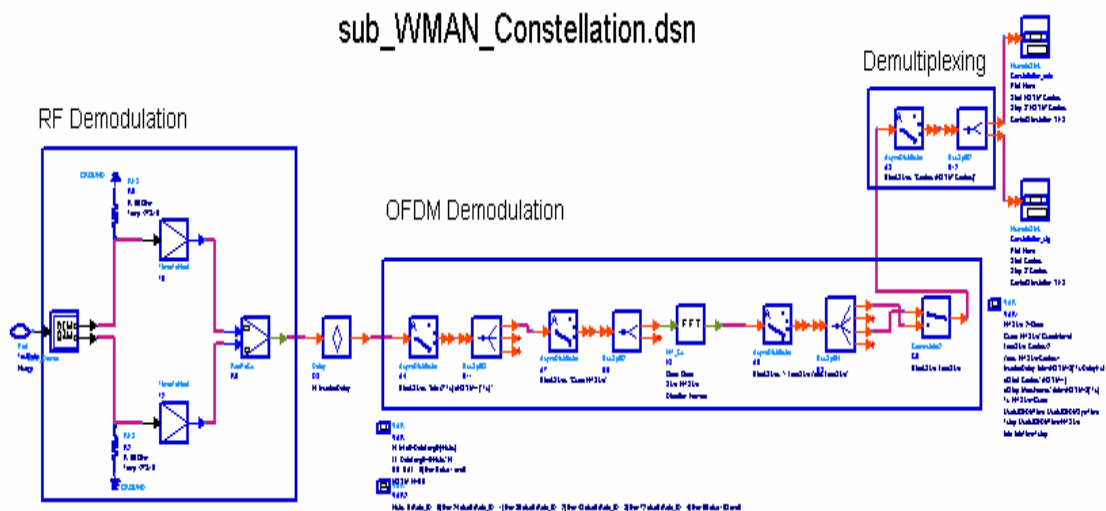
Αν  $V1(t)$  είναι η τάση του σήματος εισόδου του και  $V2(t)$ ,  $V3(t)$  είναι οι εξοδοί του, τότε ισχύει  $V1(t) = V2(t) = V3(t)$ .

Τέλος, το component sub\_WMAN\_Constellation (Σχήμα 2.44) χρησιμοποιείται για την εξαγωγή του constellation του RF σήματος που βγαίνει από τον ενισχυτή ισχύος και λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη.



Σχήμα 2.44: Κυκλωματικό σύμβολο sub\_WMAN\_Constellation

Το σχηματικό διάγραμμα του component φαίνεται στο Σχήμα 2.45.



Σχήμα 2.45: Σχηματικό διάγραμμα sub\_WMAN\_Constellation

Το component αυτό αρχικά κάνει RF demodulation, δηλαδή υποβιβάζει την συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος. Πρέπει να επισημανθεί ότι ο αποδιαμορφωτής έχει εσωτερικό τοπικό ταλαντωτή (LO), που παράγει την συχνότητα του carrier ώστε να γίνει η αποδιαμόρφωση. Στην συνέχεια γίνεται OFDM demodulation και demultiplexing ώστε να διαχωριστούν τα δεδομένα από την πληροφορία που έχει προστεθεί σε αυτά.

Ουσιαστικά λοιπόν, η βαθμίδα αυτή επιτελεί την εργασία που θα έκανε ένας receiver ως προς το demodulation και το demultiplexing, χωρίς βέβαια να περιλαμβάνονται σε αυτήν

κυκλώματα όπως ο LNA (Low Noise Amplifier) και φίλτρα, τα οποία είναι βασικά συστατικά ενός receiver.

Η χρησιμότητά της έγκειται στον υπολογισμό του EVM (Error Vector Magnitude) και μόνο.

Η προσομοίωση του συστήματος ελέγχεται από έναν Data Flow Controller, ο οποίος ορίζει και ελέγχει το χρονικό διάστημα για το οποίο τα components των μετρήσεων επεξεργάζονται τα δεδομένα.

Επιπρόσθετα, στο σύστημα μας δίνεται η δυνατότητα να επιλέξουμε τόσο το bandwidth του καναλιού (π. χ 20 MHz), όσο και παραμέτρους όπως το RateID και το είδος διαμόρφωσης (π. χ 16 QAM).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### Μετρήσεις – Αποτελέσματα – Συγκρίσεις

#### 3.1 Εισαγωγή

Οι μετρήσεις που αφορούν έναν transmitter μπορούν να χωριστούν σε

- Φάσμα
- Τάση στο χρόνο
- Output RF Spectral with Mask (ORFS – Spectral Mask)
- Power Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)
- Constellation
- Error Vector Magnitude (EVM)

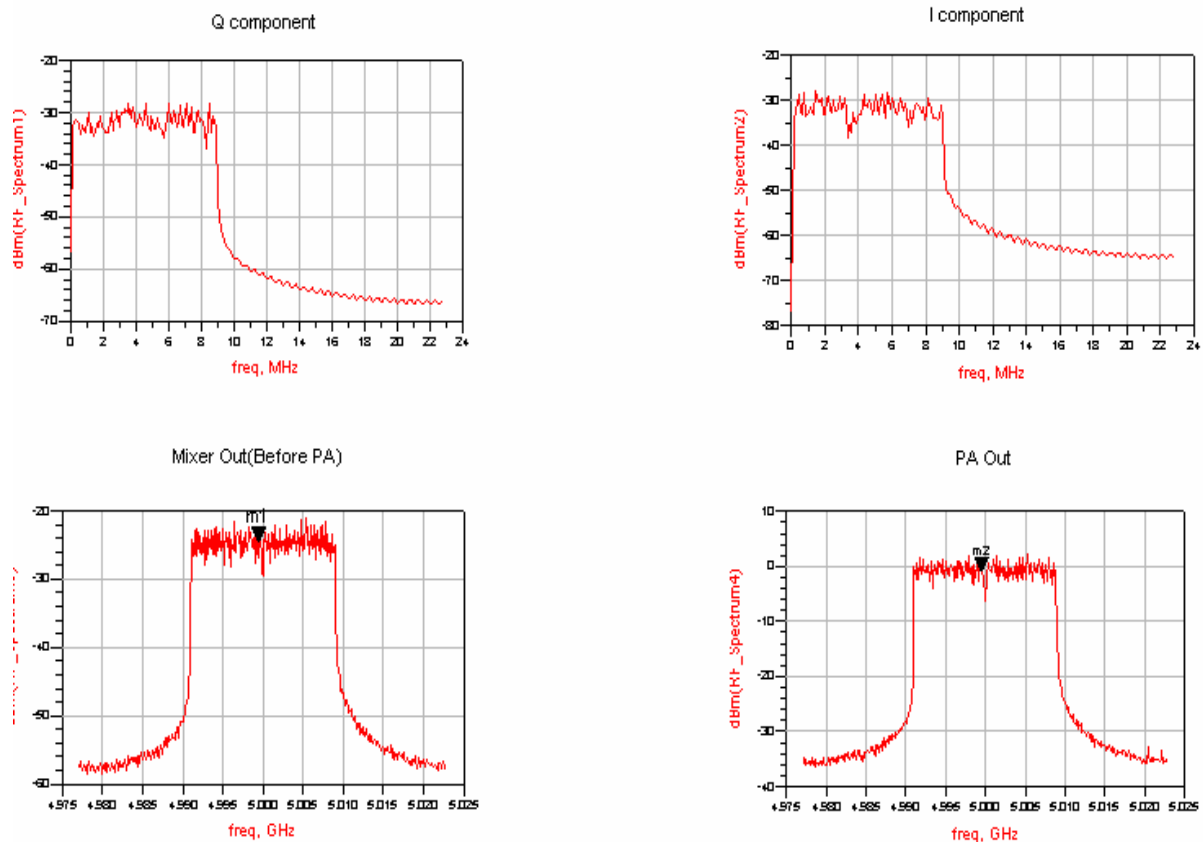
Εκτός από τα παραπάνω αποτελέσματα, υπολογίζονται και παρατίθενται οι παράμετροι εκείνες (IP3, Conversion Gain, Phase Noise) για τις επιμέρους βαθμίδες του transmitter, που συμβαδίζουν με τα standards τα οποία επιβάλλει το πρωτόκολλο. Τα standards αυτά αφορούν το spectral mask και το EVM, το οποίο είναι διαφορετικό για κάθε τύπο διαμόρφωσης.

Τέλος γίνεται σύγκριση των τεχνολογιών WiFi – WiMax σε σχέση με τους περιορισμούς που καθεμία από αυτές θέτει ως προς τα specifications που πρέπει να πληρούνται.

#### 3.2 Φάσμα

Το φάσμα ενός σήματος ανακτάται μέσω του SpectrumAnalyzerResBW. Το φάσμα για τα σήματα I και Q, καθώς επίσης και για τα σήματα που προκύπτουν στις εξόδους του μίκτη και του ενισχυτή ισχύος έχουν ως εξής (Σχήμα 3.1)

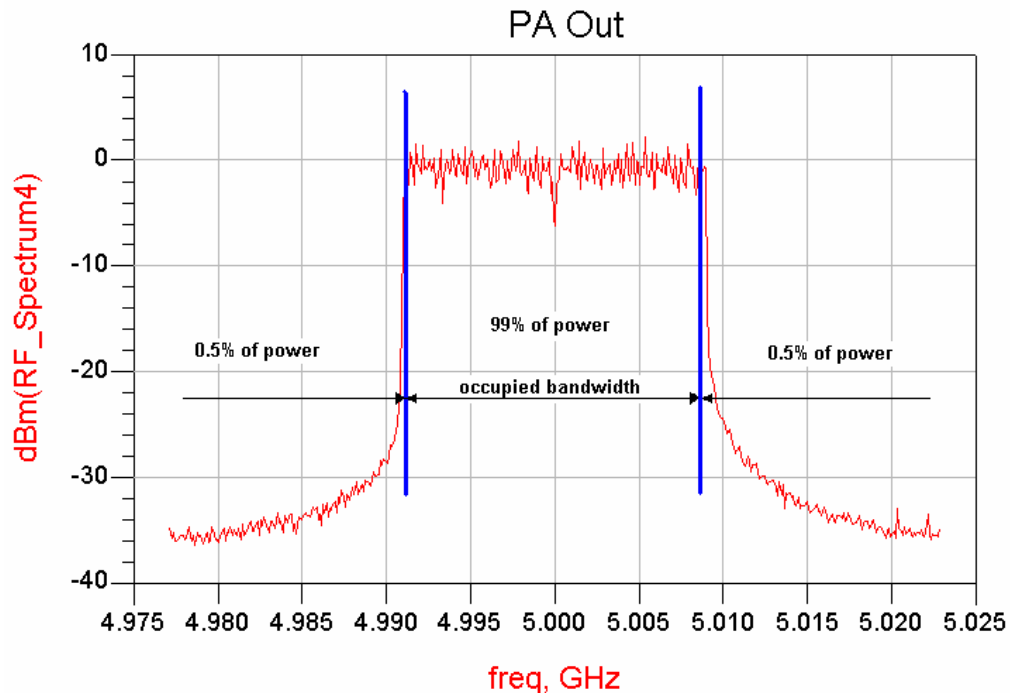




Σχήμα 3.1: Φάσμα σημάτων στις εξόδους των βαθμίδων

Οι x – συντεταγμένες αντιστοιχούν σε συχνότητα (σε GHz) και οι y – συντεταγμένες σε ισχύ (σε dBm). Μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί ότι οι I και Q συνιστώσες του σήματος είναι της τάξης των δεκάδων MHz, σε αντίθεση με τα άλλα δυο σήματα, το φάσμα των οποίων είναι κεντραρισμένο γύρω από την συχνότητα των 5 GHz.

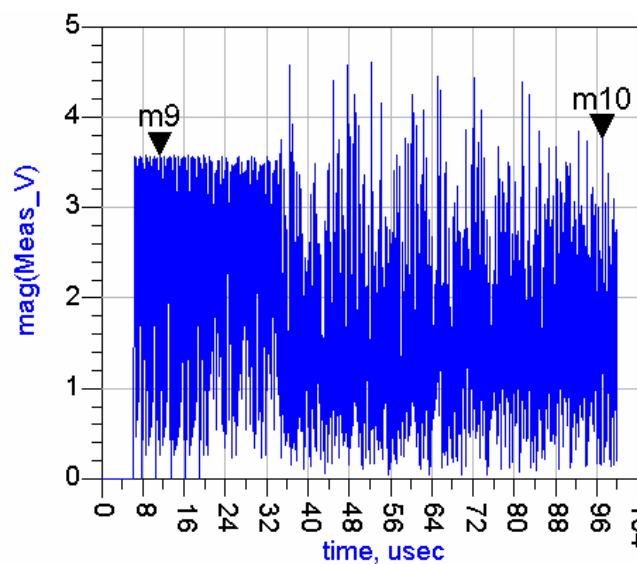
Στο Σχήμα 3.2 φαίνεται το occupied bandwidth, το οποίο περιέχει το 99% της συνολικής μεταδιδόμενης ισχύος του σήματος. Το bandwidth είναι κεντραρισμένο γύρω από τη συχνότητα του καναλιού έτσι ώστε η συνολική ισχύς έξω από αυτό να διαμοιράζεται εξίσου (0.5% της συνολικής μεταδιδόμενης ισχύος) στις μπάντες κάτω και πάνω από αυτό.



Σχήμα 3.2: Occupied Bandwidth

### 3.3 Τάση στον χρόνο

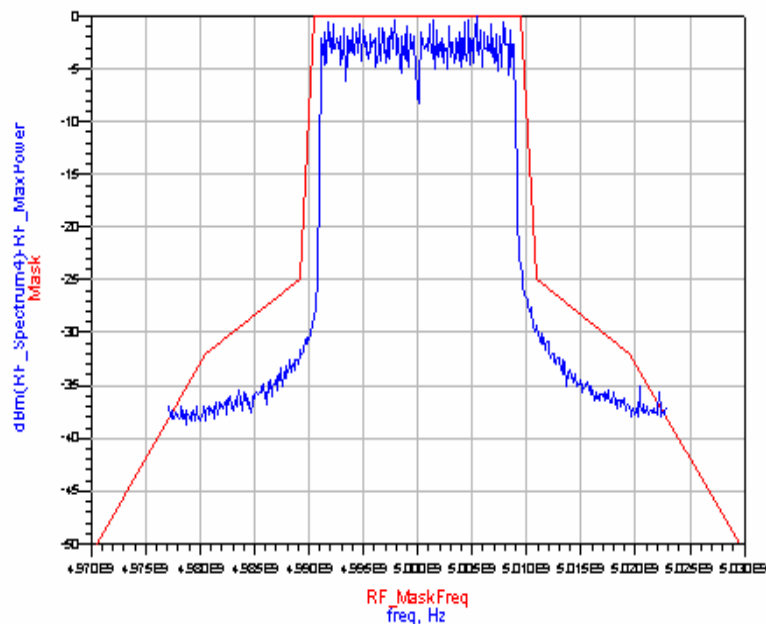
Μέσω του component TimedSink παίρνουμε την κυματομορφή της τάσης του σήματος στον πεδίο του χρόνου (Σχήμα 3.3). Επειδή πρόκειται για RF σήμα, τα δεδομένα αναπαριστούν μιγαδικές τιμές. Το σήμα εκτός από τα δεδομένα περιέχει τόσο τα short, long preambles, όσο και την επιπρόσθετη πληροφορία (FCH).



Σχήμα 3.3: Τάση στον χρόνο

### 3.4 Output RF Spectral with Mask (ORFS – Spectral Mask)

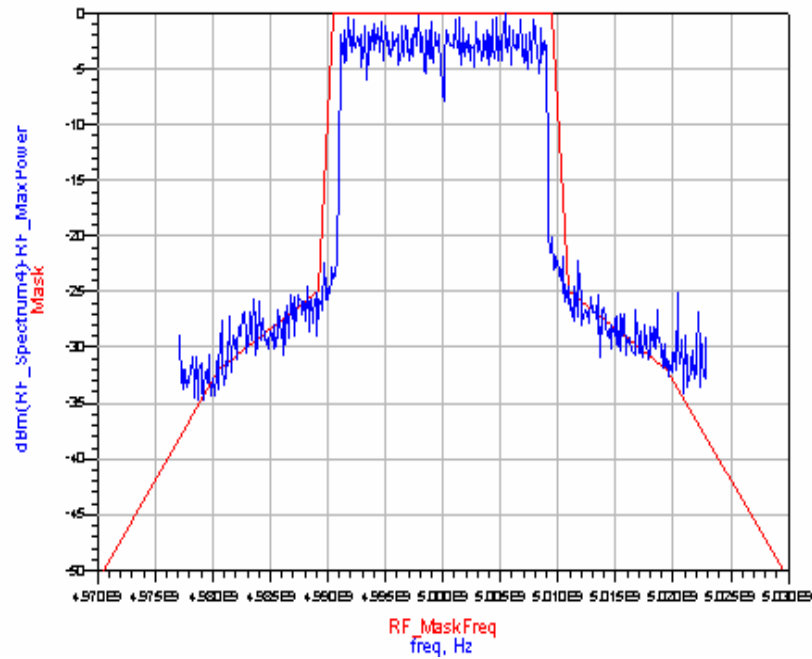
Το φάσμα ενός σήματος δείχνει την κατανομή της ισχύος του σήματος στο πεδίο της συχνότητας. Τα περισσότερα ασύρματα standards προσδιορίζουν μια μάσκα, σύμφωνα με την οποία το φάσμα του σήματος πρέπει να συμφωνεί. Η αναγκαιότητα της συμφωνίας έγκειται στο ότι με αυτόν τον τρόπο η παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια ελαχιστοποιείται και διατηρείται σε αποδεκτά επίπεδα. Το Σχήμα 3.4 καταδεικνύει ένα παράδειγμα μάσκας για το WMAN 802.16d σήμα.



Σχήμα 3.4: Spectral Mask

Το σήμα είναι κανονικοποιημένο ως προς την μέγιστη ισχύ του φάσματος. Στην συγκεκριμένη περίπτωση, είναι εύκολο να καταλάβει κανείς ότι το σήμα συμβαδίζει με την μάσκα. Αυτό συμβαίνει λόγω κατάλληλης επιλογής κρίσιμων παραμέτρων στον μίκτη και στον ενισχυτή ισχύος, οι οποίοι και θα παρατεθούν στην συνέχεια.

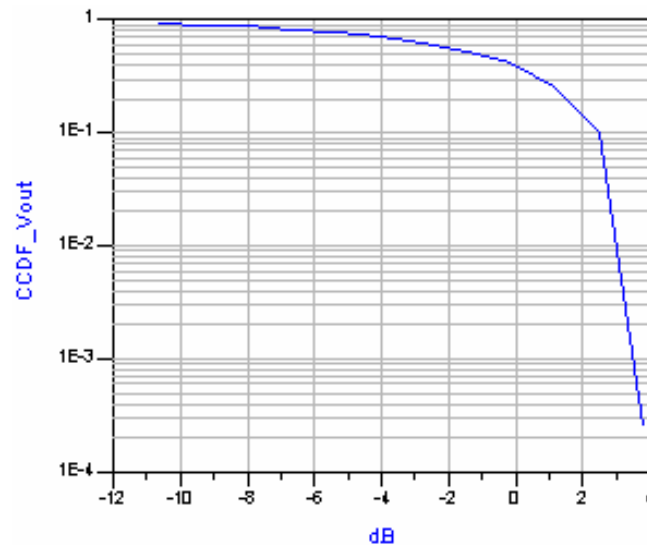
Το Σχήμα 3.5 φανερώνει τις παρεμβολές που προκαλούνται σε γειτονικά κανάλια όταν το φάσμα του σήματος ξεφεύγει από την μάσκα, πράγμα που είναι ασφαλώς ανεπιθύμητο.



Σχήμα 3.5: Παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια

### 3.5 Power Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)

Η CCDF καμπύλη δείχνει την πιθανότητα η στιγμιαία ισχύς του σήματος να είναι υψηλότερη από την μέση ισχύ κατά μια ποσότητα σε dB. Ο x άξονας της καμπύλης αναπαριστά τα επίπεδα ισχύος σε dB σε σχέση με το μέσο επίπεδο ισχύος του σήματος (0 dB αντιστοιχούν στο επίπεδο μέσης ισχύος). Ο y άξονας της καμπύλης αναπαριστά την πιθανότητα η στιγμιαία ισχύς του σήματος να ξεπερνά το επίπεδο ισχύος στον x άξονα. Το Σχήμα 3.6 δείχνει την CCDF καμπύλη για το WMAN 802.16d σήμα. Όπως μπορούμε να διακρίνουμε, η στιγμιαία ισχύς ξεπερνά την μέση ισχύ για μικρό ποσοστό του χρόνου. Ακόμα μικρότερο είναι το ποσοστό του χρόνου στο οποίο η στιγμιαία ισχύς ξεπερνά το μέσο επίπεδο ισχύος κατά 5 dB.



Σχήμα 3.6: CCDF καμπύλη

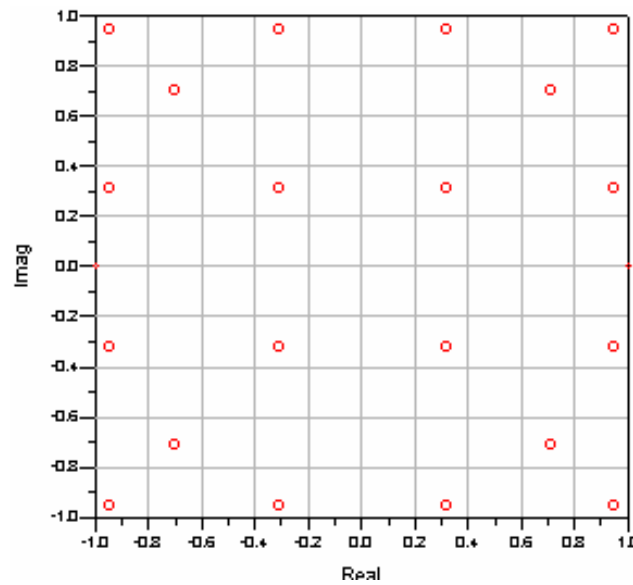
### 3.6 Constellation

Ο υπολογισμός του constellation είναι ένας γραφικός τρόπος απεικόνισης της ποιότητας του σήματος και έχει νόημα κυρίως για QAM διαμόρφωση. Ένα ιδανικό QAM σήμα έχει ένα constellation αποτελούμενο από ένα σύνολο διακριτών σημείων στο IQ πλάνο. Τα σημεία αυτά είναι συμμετρικά ως προς τους δυο άξονες και ισαπέχουν.

Ένα διάγραμμα constellation είναι ένα γράφημα συμβόλων, όπου κάθε σύμβολο είναι ένας μιγαδικός αριθμός ο οποίος αναπαριστά τους συντελεστές  $c_k$  οι οποίοι εφαρμόζονται πάνω σε κάθε έναν φορέα του OFDM συμβόλου.

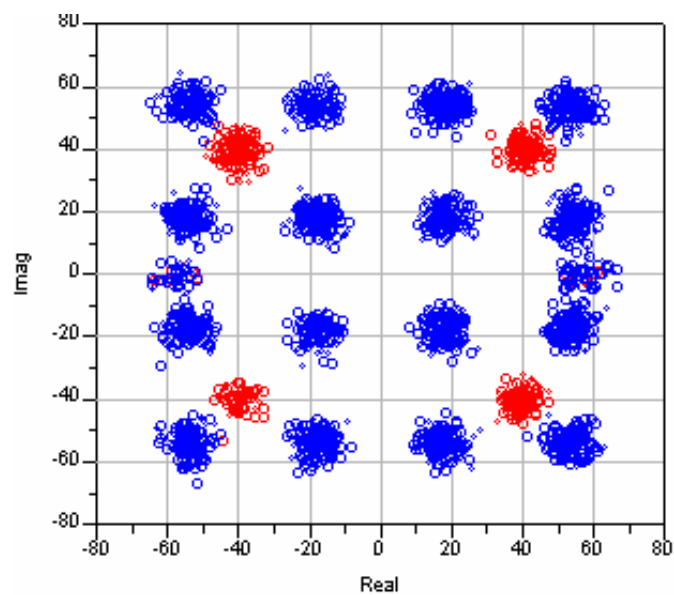
Στο Σχήμα 3.7 παρατηρούμε το Constellation για το 802.16 για 16 QAM διαμόρφωση. Το frame παράγεται από την πηγή που χρησιμοποιήθηκε στην διπλωματική αυτή και φαίνεται στο Σχήμα 1.15. Το κάθε frame αποτελείται από έναν αριθμό OFDM συμβόλων (στην προκειμένη περίπτωση 2400). Κάθε σύμβολο αποτελείται από 256 carriers (192 data, 8 pilots και 56 μηδενικούς guards και μεταδίδεται στο κανάλι με ταχύτητα μετάδοσης  $1/\Delta f$ , όπου  $\Delta f$  είναι η απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών carriers του συμβόλου ( $\Delta f = 89.281 \text{ KHz}$ ). Ο phasor κάθε ενός carrier δίνεται από την σταθερά  $c_k$  η οποία προσδιορίζεται με συγκεκριμένη διαδικασία μετά την κωδικοποίηση του bit stream, όπως περιγράφηκε στο Κεφ. 1. Το constellation συγκεντρώνει όλα τα  $c_k$  που εμπεριέχονται στα μεταδιδόμενα frames. Τα τέσσερα σημεία στο μέσον του γραφήματος αφορούν τα σύμβολα των pilots τα οποία διαμορφώνονται κατά QPSK. Τα υπόλοιπα (16 QAM) αφορούν τα δεδομένα. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, όλα τα σύμβολα του

frame συμπίπτουν στο ίδιο σημείο καθώς το σήμα είναι ιδανικό, δηλ. δεν έχει υποστεί αλλοιώσεις λόγω των signal impairments του καναλιού και των μη-γραμμικοτήτων του πομπού.

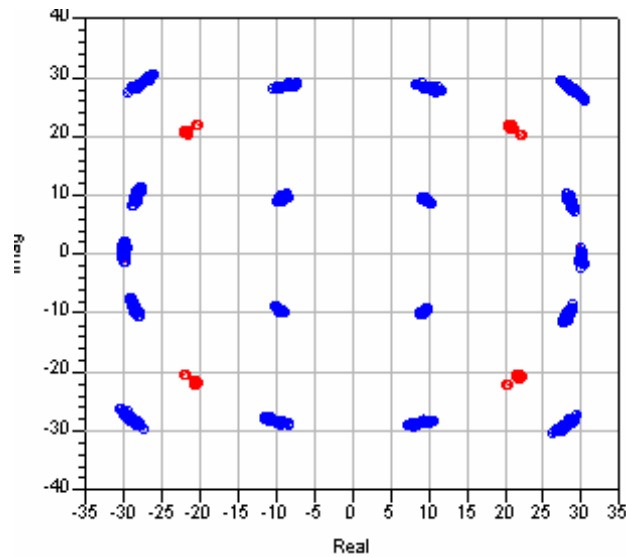


Σχήμα 3.7: Ιδανικό 16QAM constellation

Το constellation μπορεί να χαλάσει εξαιτίας της ύπαρξης μη – γραμμικοτήτων, ανισορροπίας στο κέρδος (βλ. Σχήμα 3.8) και παρουσίας phase noise (Βλ. Σχήμα 3.9)..



Σχήμα 3.8: Αλλοιωμένο constellation

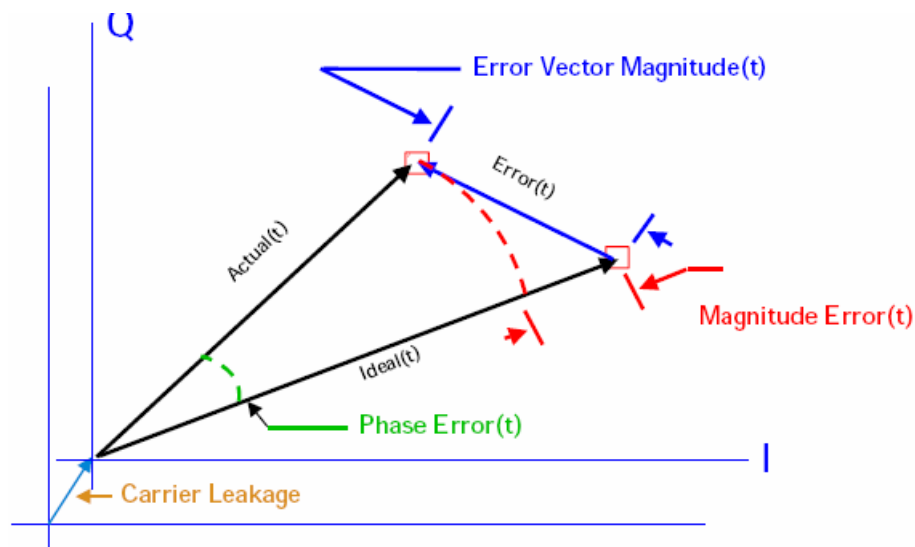


Σχήμα 3.9: Constellation αλλοιωμένο από phase noise

### 3.7 Error Vector Magnitude (EVM)

Μια ακόμη ακριβέστερη απεικόνιση της ποιότητας διαμόρφωσης ενός σήματος παρέχεται μέσω του EVM. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.10, το EVM εκφράζει την διαφορά μεταξύ του λαμβανόμενου  $c_k$  και της προσδοκώμενης τιμής του.

Χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει σήματα που μεταφέρουν μεγάλη ποσότητα δεδομένων σε υψηλές ταχύτητες. Τα σήματα πριν γίνει η μέτρηση υποβαθμίζονται στην συχνότητα και αποδιαμορφώνονται.



Σχήμα 3.10: Γραφική αναπαράσταση EVM

### 3.7.1 Μέθοδος υπολογισμού του EVM

Σε κάθε constellation τα I και Q αφορούν τις in – phase ( $0^\circ$  φάση) και quadrature ( $90^\circ$  φάση) τιμές κάθε συμβόλου. Έτσι κάθε σύμβολο έχει πλάτος και φάση.

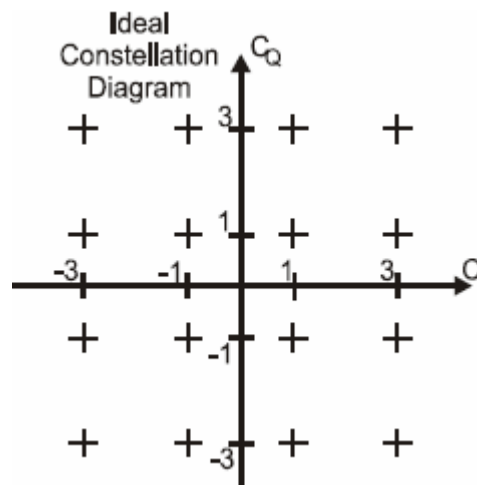
Τα constellations που δείχνουν την ιδανική τοποθεσία των συμβόλων για δεδομένο τύπο διαμόρφωσης, αναπαρίστανται από σύμβολα σε ακέραια επίπεδα. Ο αριθμός των επιπέδων κατά μήκος είτε του I, είτε του Q άξονα για το ιδανικό constellation είναι:  $n = \sqrt{N}$ , (1)

όπου N ο αριθμός των συμβόλων constellation. Έτσι για 16QAM  $\Rightarrow n=4$ . Οι ακέραιες συντεταγμένες των ιδανικών σημείων για κάθε σύμβολο είναι

$$C_{ideal,pq} = C_{I,ideal,pq} + jC_{Q,ideal,pq} = (2p-1-n) + j(2q-1-n) \quad (2)$$

$$1 \leq p \leq n, \quad 1 \leq q \leq n$$

Έτσι για 16QAM διαμόρφωση οι ακέραιες συντεταγμένες των ιδανικών σημείων για κάθε σύμβολο είναι 1, 3, -1, -3 όπως φαίνεται και στο constellation που ακολουθεί (Σχήμα 3.11).



Σχήμα 3.11: Ιδανικό constellation για 16QAM

Για την εύρεση του EVM πρέπει να συγκρίνουμε τις ιδανικές τιμές των συμβόλων από το ιδανικό constellation με τις πραγματικές τιμές τάσης που μετριοούνται. Ένας τρόπος για να καταστεί εφικτή η σύγκριση αυτή είναι να γίνει κανονικοποίηση και των μετρούμενων και των ιδανικών συμβόλων.

Για την μετρούμενη περίπτωση, ένας τρόπος για την επίτευξη αυτής της κανονικοποίησης είναι η διαίρεση της ισχύος κάθε συμβόλου,  $P_{V,symbol}$ , με την μέση ισχύ του συμβόλου υπολογιζόμενη από όλα τα σύμβολα του constellation για την εύρεση του  $P_{S,symbol}$ :



$$P_{S,symbol} = \frac{P_{V,symbol}}{P_V / T} \quad (3)$$

όπου  $P_V$  η συνολική ισχύς του constellation που έχει  $T$  σύμβολα, όπου  $T \gg N$  ( $T = 2400$  σύμβολα) με

$$P_V = \sum_{r=1}^T [(V_{I,meas,r})^2 + (V_{Q,meas,r})^2] \text{ (W)} \quad (4)$$

όπου  $V_{I,Q,meas,r}$  η RMS τιμή τάσης του μετρούμενου συμβόλου.

Από την εξίσωση 3 συμπεραίνουμε ότι το  $P_{S,symbol}$  είναι αδιάστατο μέγεθος. Για τον υπολογισμό του EVM πρέπει να αναπαραστήσουμε την κανονικοποίηση με βάση την τάση. Για τον λόγο αυτό από την εξίσωση 3 εξάγουμε έναν παράγοντα κανονικοποίησης  $|A_{meas}|$  με

$$A_{meas} = \sqrt{\frac{1}{P_V / T}}. \quad (5)$$

Για την ιδανική περίπτωση, χρησιμοποιούμε μια παρόμοια διαδικασία, όμως αντί για τιμές τάσης έχουμε ακέραιες αδιάστατες τιμές. Σε αυτήν την περίπτωση το μέγεθος  $P_C$  δεν αντιπροσωπεύει την συνολική ισχύ στο constellation, αλλά το άθροισμα των τετραγώνων του πλάτους όλων των συμβόλων.

$$P_C = \sum_{p=1}^n \left[ \sum_{q=1}^n (C_{I,ideal,pq}^2 + C_{Q,ideal,pq}^2) \right] = \sum_{p=1}^n \left[ \sum_{q=1}^n (2p-1-n)^2 + (2q-1-n)^2 \right] \quad (6)$$

όπου  $C_{I,ideal,pq}, C_{Q,ideal,pq}$  οι πραγματικές (in - phase) και φανταστικές (quadrature) ακέραιες τιμές που αντιστοιχούν σε κάθε σύμβολο.

Ο παράγοντας κανονικοποίησης  $|A_{ideal}|$  για τα ιδανικά σύμβολα γράφεται ως εξής:

$$A_{ideal} = \sqrt{\frac{1}{P_C / N}} \quad (7)$$

Από τις εξισώσεις 5 και 7 το EVM μπορεί να αναπαρασταθεί ως:

$$EVM_{RMS} = \left[ \frac{1/T \sum_{r=1}^T (|V_{I,meas,r}| |A_{meas}| - C_{I,ideal,r} |A_{ideal}|)^2 + |V_{Q,meas,r}| |A_{meas}| - C_{Q,ideal,r} |A_{ideal}|)^2}{P_{S,avg}} \right]^{1/2}$$

$$\text{όπου } P_{S,avg} = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^n \left[ \sum_{q=1}^n (2p-1-n)^2 |A_{ideal}|^2 + (2q-1-n)^2 |A_{ideal}|^2 \right]$$

Το  $P_{S,avg}$  είναι το κανονικοποιημένο μέσο τετραγωνικό πλάτος των συμβόλων στο constellation και είναι πάντα ίσο με 1.

Τα  $V_{I,Q,meas,r}$ ,  $C_{I,Q,ideal,r}$  είναι οι μη – κανονικοποιημένες τάσεις και ακέραιες τιμές του  $r^{th}$  συμβόλου για την μετρούμενη και την ιδανική περίπτωση.

Το αποδεκτό EVM ενός 802.16a transmitter για όλους τους δυνατούς τύπους διαμόρφωσης φαίνεται στον Πίνακα 3.1.

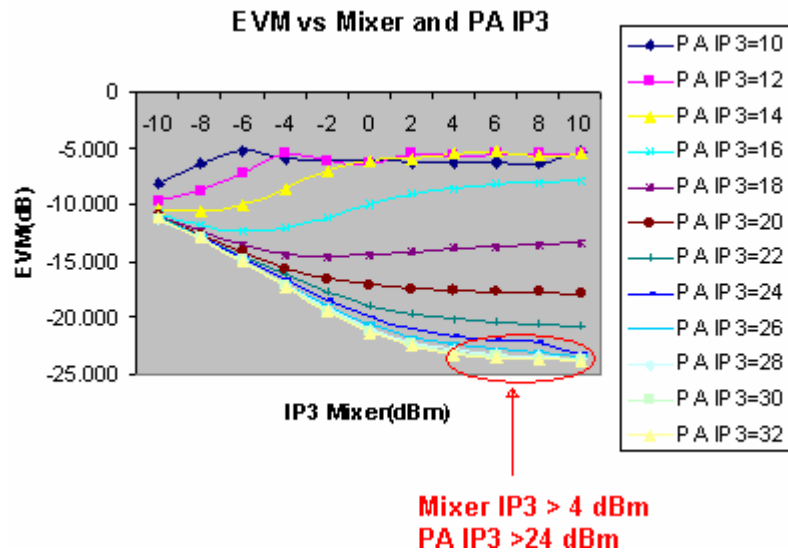
Burst type	Relative constellation error (dB)
BPSK ½	-13.0
QPSK ½	-16.0
QPSK ¾	-18.5
16QAM ½	-21.5
16QAM ¾	-25.0
64QAM 2/3	-28.5
64QAM 3/4	-31.0

Πίνακας 3.1: EVM για όλα τα δυνατά προφίλ

A) Modulation type: 16 QAM με coding rate 1/2

Αρχικά θα εξεταστεί η περίπτωση του 16QAM με coding rate ½. Σε αυτήν την περίπτωση το EVM πρέπει να είναι το μέγιστο -21.5 dB.

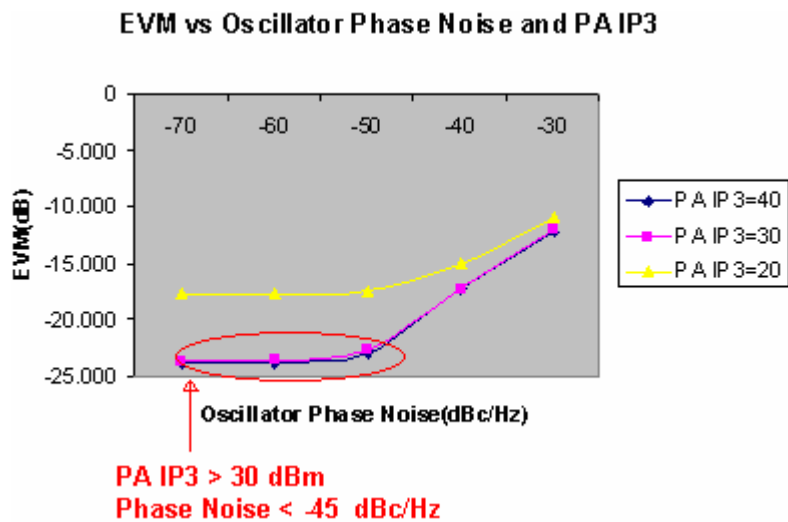
Σε σχέση με το IP3 του μίκτη και του PA κάνουμε διαδοχικές προσομοιώσεις για τιμές που κυμαίνονται από -10 – 10 dBm για τον μίκτη και +10 - +34 για τον PA. Ο λόγος που το IP3 του PA επιλέγεται να είναι πολύ μεγαλύτερο από το αντίστοιχο του μίκτη έχει να κάνει με το ότι, όπως έχει ήδη αναφερθεί, η μη – γραμμικότητα του τελευταίου σταδίου είναι αυτή που επηρεάζει το σύστημα. Έτσι μεγάλη γραμμικότητα ή μεγάλη απόρριψη των μη – γραμμικοτήτων στην βαθμίδα του PA, επιφέρει και αντίστοιχα αποτελέσματα γενικότερα στο σύστημα του transmitter.



Σχήμα 3.12: EVM vs Mixer and PA IP3

Όπως φαίνεται παραπάνω (Σχήμα 3.12), για την επίτευξη του επιθυμητού EVM θα πρέπει το IP3 του μίκτη και του PA να είναι τουλάχιστον 4 dBm και 24 dBm, αντίστοιχα.

Σε σχέση με το phase noise του ταλαντωτή κάνουμε προσομοιώσεις για τιμές του phase noise από -70 - -30 dB σε 1 kHz offset σε συνδυασμό με το IP3 του PA που κυμαίνεται από +20 - +40 dBm.



Σχήμα 3.13: EVM vs Oscillator Phase Noise and PA IP3

Στο Σχήμα 3.13 παρατηρούμε ότι για να πετύχουμε  $EVM < -21.5$  dB θα πρέπει το IP3 του PA να είναι τουλάχιστον 30 dBm και ταυτόχρονα το phase noise του ταλαντωτή να είναι το πολύ -45 dBc/Hz.

Επομένως, για την εναρμόνιση με τα standards όσον αφορά στο συγκεκριμένο προφίλ του 16QAM με coding rate  $\frac{1}{2}$  (Rate\_ID = 3), η προτεινόμενη αρχιτεκτονική για κάθε βαθμίδα είναι η παρακάτω:

Mixer:

- § Two step transmitter (Διπλό IF) για αποφυγή ‘LO pulling’
- § Conversion Gain: 1dB
- § IIP3: +4 dBm

Local Oscillator:

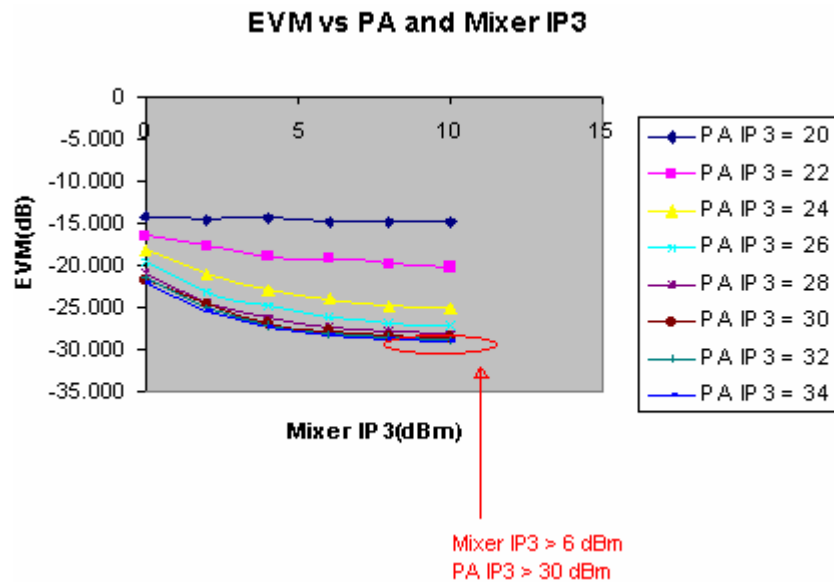
- § Ισχύς εξόδου (Output Power): +4 dBm
- § Phase Noise: < -45 dBc/Hz

Power Amplifier:

- § Θεμελιώδης συχνότητα (Fundamental Frequency): 5 GHz
- § Gain: 10 dB
- § Output P<sub>1dB</sub>: +23 dBm
- § Output P<sub>sat</sub>: +26 dBm
- § OIP3: +26 dBm

B) Modulation type: 64 QAM με coding rate 2/3

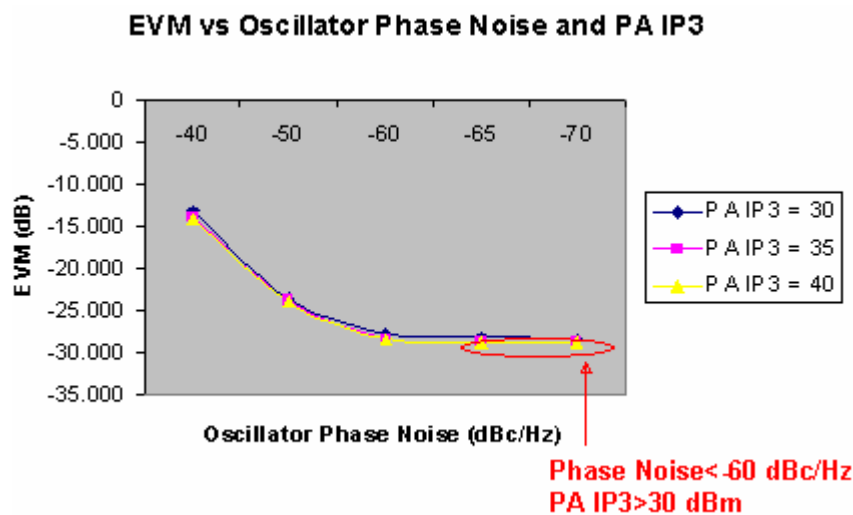
Για το συγκεκριμένο προφίλ διαμόρφωσης θα πρέπει το EVM να είναι το πολύ 28.5 dB. Επειδή με το συγκεκριμένο προφίλ στέλνουμε περισσότερα δεδομένα και σε μεγαλύτερο ρυθμό μετάδοσης (Mbps) θέλουμε να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερο EVM. Για να ικανοποιηθεί η συγκεκριμένη απαίτηση γίνεται εύλογο το ότι θα χρειαστεί μεγαλύτερη απόρριψη των μη – γραμμικοτήτων και καλύτερο phase noise. Πραγματικά, αυτά επαληθεύονται από τα παρακάτω γραφήματα.



Σχήμα 3.14: EVM vs Mixer and PA IP3

Είναι εμφανές από το Σχήμα 3.14 ότι θα πρέπει το IP3 του μίκτη και του PA να είναι τουλάχιστον 6 και 30 dBm, αντίστοιχα για μια αποδεκτή μετάδοση σήματος.

Τέλος ως προς το phase noise του LO, θα πρέπει το phase noise του LO να είναι μικρότερο από -60 dBc/Hz και το IP3 του PA να είναι τουλάχιστον 30 dBm (Σχήμα 3.15).



Σχήμα 3.15: EVM vs Mixer and PA IP3

Επομένως, η προτεινόμενη αρχιτεκτονική για κάθε βαθμίδα είναι η παρακάτω:

#### Mixer:

- § Two step transmitter (Διπλό IF) για αποφυγή 'LO pulling'
- § Conversion Gain: 1dB

§ IIP3: +8 dBm

Local Oscillator:

§ Ισχύς εξόδου (Output Power): +4 dBm

§ Phase Noise: < -60 dBc/Hz

Power Amplifier:

§ Θεμελιώδης συχνότητα (Fundamental Frequency): 5 GHz

§ Gain: 10 dB

§ Output  $P_{1dB}$ : +23 dBm

§ Output  $P_{sat}$ : +26 dBm

§ OIP3: +32 dBm

Γενικά τα κριτήρια που πρέπει να πληρούνται σε WiMax πρωτόκολλα είναι πολύ πιο «αυστηρά» σε σχέση με τα αντίστοιχα για τα WiFi. Πιο συγκεκριμένα, οι απαιτήσεις ως προς το phase noise και το IP3 για το WiMax πρωτόκολλο 802.16d με 16QAM διαμόρφωση είναι αντίστοιχες με αυτές για το WiFi πρωτόκολλο 802.11a με 64QAM διαμόρφωση.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ, ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΠΡΟΕΚΤΑΣΕΙΣ

Η χρησιμοποίηση high Level Analysis στην εργασία, έχει να κάνει με τον υψηλό ρυθμό προσαρμοστικότητας των συμπεριφορικών μοντέλων (Behavioral models) στην περιγραφή σύγχρονων συστημάτων επικοινωνίας. Η High Level προσομοίωση είναι καίρια σημασίας αφού επιτρέπει την προσαρμογή κρίσιμων παραμέτρων (προφίλ διαμόρφωσης, συχνότητα, ισχύς) για την μέτρηση των παρεμβολών στο σύστημα καθώς επίσης και την μέτρηση του EVM.

Τα components που χρησιμοποιήθηκαν στην διπλωματική εργασία δεν φτιάχτηκαν εξ' ολοκλήρου από την αρχή, αλλά αρκετά από αυτά προϋπήρχαν.

Πιο συγκεκριμένα, η πηγή σήματος ήταν ήδη υλοποιημένη στο ADS αλλά με πολλές και σημαντικές διαφορές σε σχέση με την τελική της μορφή. Οι διαφορές αυτές μπορούν να συνοψιστούν στις εξής:

1. Η υλοποιημένη στο ADS πηγή σήματος, είχε μετά την δημιουργία των I και Q components του σήματος έναν RF διαμορφωτή. Ήταν επομένως μια RF πηγή σήματος. Πριν από τον RF διαμορφωτή, τα I και Q σήματα ενώνονταν και το τελικό σήμα γινόταν unconverted από τον RF διαμορφωτή στην επιθυμητή συχνότητα. Με αυτόν τον τρόπο γίνεται κατανοητό ότι η χρησιμοποίηση του μίκτη δεν είχε κανένα νόημα. Αντί αυτής της υλοποίησης, ο RF διαμορφωτής αφαιρέθηκε και στην θέση του χρησιμοποιήθηκε ο μίκτης δυο επιπέδων.
2. Η πηγή σήματος προσαρμόστηκε κατά τρόπο τέτοιο ώστε στην έξοδό της να παίρνουμε επιθυμητά επίπεδα τάσης. Αυτό υλοποιήθηκε μέσω του component Gain, όπου η σταθερά Gain πολλαπλασιάζεται με μια μεταβλητή  $V_{iq}$ , η τιμή της οποίας αντιπροσωπεύει και την επιθυμητή τάση. Για επιβεβαίωση λήψης των επιθυμητών επιπέδων τάσης στην έξοδο της πηγής σήματος χρησιμοποιείται το component  $TKIQ_{rms}$ , το οποίο δίνει την RMS τιμή της τάσης που εισέρχεται σε αυτό. Τυπικές τιμές της τάσης είναι από 0.03 – 0.08 Volts (RMS).

Στην βαθμίδα του μίκτη προτιμήθηκε η χρησιμοποίηση της αρχιτεκτονικής ανύψωσης της συχνότητας σε δύο στάδια (Two Step Conversion), έναντι της ανύψωσης σε ένα στάδιο (Direct Conversion). Αυτό έχει να κάνει με την αποφυγή του φαινομένου του 'LO pulling', δηλαδή την «αλλοίωση» της συχνότητας του ταλαντωτή από τον ενισχυτή ισχύος, λόγω του ότι το φάσμα του ενισχυτή ισχύος είναι κεντραρισμένο γύρω από την θεμελιώδη συχνότητα του ταλαντωτή.

Πρέπει να επισημανθεί ότι το συγκεκριμένο πρωτόκολλο είναι μεν ραγδαίως αναπτυσσόμενο και βρίσκει συνεχώς όλο και περισσότερες εφαρμογές, αλλά από την άλλη πλευρά, η βιβλιογραφική κάλυψη του βρίσκεται ακόμη σε πρώιμα στάδια. Υπό αυτές τις συνθήκες, η συγκεκριμένη εργασία πρωτοτυπεί ως προς το ότι δεν υπάρχει δημοσιευμένη δουλειά πάνω στις προδιαγραφές που πρέπει να καλύπτει ένας πομπός για να πληρεί τα standards του συγκεκριμένου πρωτοκόλλου. Standards που έχουν να κάνουν με το EVM και το Spectral Mask, όπως περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3.

Η εργασία αυτή θα μπορούσε στα πλαίσια μιας μεταπτυχιακής διατριβής να χρησιμοποιηθεί σαν έναυσμα για την υλοποίηση των βαθμίδων του μίκτη και του ενισχυτή ισχύος τόσο σε κυκλωματικό επίπεδο, όσο και σε επίπεδο layout, για την παραγωγή ενός ολοκληρωμένου (IC), κατάλληλου για WiMax εφαρμογές.



## ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Behzad Razavi, *RF MICROELECTRONICS*, Prentice Hall, 1998.
- [2] *IEEE P802.16-REVd/D5-2004, Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks.*
- [3] A.Cidronali, M.Camprini, I.Margini, E.Bertran, N.Athanasopoulos, R.Makri, G.Vannini, R. Cignani, J.Prilla, P.Cass, A.Samelis, G.Manes, *TX system-level analysis by behavioral modelling of RF building blocks: the IEEE802.11a and IEEE802.15.3a case studies, 13<sup>th</sup> GAAs Symposium , Paris , 2005 , pp 333 - 336.*
- [4] Michael D.McKinley, Kate A.Remley, Maciej Myslinski, J.Stevenson Kenney, Dominique Schreuers, Bart Nauwelaers, *EVM Calculation for Broadband Modulated Signals.*
- [5] A.Samelis, *Generation of WLAN Signals in ADS.*