



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Μελέτη εισαγωγής επίγειου ψηφιακού
ραδιοφώνου DAB+ στην Ελλάδα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσιος Γιαννόπουλος

Επιβλέπων

Χρήστος Καψάλης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ & ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Μελέτη εισαγωγής επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου DAB+ στην Ελλάδα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσιος Γιαννόπουλος

Επιβλέπων

Χρήστος Καψάλης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την _____ 2018

Χρήστος Καψάλης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Παναγιώτης Κωττής

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Γεώργιος Φικιώρης

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018

Αναστάσιος Ε. Γιαννόπουλος

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

Copyright © 2018 Αναστάσιος Γιαννόπουλος

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ' ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστίες

Αρχικά, θέλω να ευχαριστήσω τον κ. Χρήστο Καψάλη για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε και για τη βοήθειά του στη εκπόνηση της εργασίας, καθώς και τους υποψήφιους διδάκτορες του Εργαστηρίου Ασυρμάτου & Επικοινωνίας Μεγάλων Αποστάσεων για το ενδιαφέρον και τη βοήθειά τους.

Ευχαριστώ ιδιαίτερα τον υποψήφιο διδάκτορα Ανδριανό Κατσούρη για την καθοριστική βοήθεια που μου έδωσε τόσο σε θέματα που προέκυψαν κατά τη διάρκεια της παρούσας εργασίας, όσο και για την συνολική καθοδήγησή του στα θέματα που έπρεπε να δώσω έμφαση, όποτε και αν χρειάστηκε.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συμφοιτητές και φίλους μου Γιώργο, Φώτη, Βασίλη, Δημήτρη, Νίκο και τους, εκτός σχολής, φίλους μου Αντώνη, Θοδωρή, Κωστή και άλλους, με τους οποίους περάσαμε πολύ όμορφες στιγμές, εντός και εκτός Πολυτεχνείου, τα τελευταία έξι χρόνια. Τους εύχομαι υγεία και πολλές επιτυχίες σε ό,τι ακολουθήσουν.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω πάρα πολύ τους γονείς μου, καθώς και όλη την οικογένειά μου για όλη την συμπαράσταση και την στήριξη, ηθική και οικονομική, που μου παρείχαν καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου, καθώς και για όλα όσα έχουν κάνει για εμένα.

Αναστάσιος Γιαννόπουλος, Μάρτιος 2018

Περίληψη

Η μετάβαση από τα αναλογικά στα ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών αποτελεί τα τελευταία χρόνια την κύρια δραστηριότητα όλης της σχετικής έρευνας. Πολλές χώρες έχουν ήδη μεταβεί στην εκπομπή επίγειου ψηφιακού ραδιοφώνου, επωφελούμενες των ψηφιακών ιδιοτήτων. Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολείται με τις πτυχές του αναλογικού και ψηφιακού ραδιοφώνου, με στόχο να δοθεί μια σύγκριση των δύο συστημάτων, μιας και η Ελλάδα είναι υποψήφια χώρα για μετάβαση στο ψηφιακό ραδιόφωνο.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι βασικές αρχές της υπάρχουσας αναλογικής ραδιοφωνίας, καθώς και τα πρότυπα μετάδοσης που αυτή ακολουθεί. Στο τρίτο κεφάλαιο δίνεται μια επισκόπηση του νέου ψηφιακού δικτύου DAB+. Ειδικότερα, γίνεται παρουσίαση της μοντελοποίησης του καναλιού μετάδοσης και των βασικών αρχών της οργάνωσης του DAB+ από την οπτική του σχεδιαστή δικτύου (RF ιδιότητες, διαμόρφωση, δομή πλαισίων μετάδοσης, κωδικοποίηση). Το τέταρτο κεφάλαιο ασχολείται με τις βαθμίδες του πομπού/δέκτη του DAB+ και την τεχνική που ενσωματώνει το DAB+ για να επιτύχει καλή ποιότητα ήχου με χαμηλό bit-rate. Στο κεφάλαιο 5 ορίζονται οι κύριες παράμετροι για την ραδιοκάλυψη του επίγειου ραδιοφώνου, καθώς αυτές θα χρησιμοποιηθούν για το επόμενο κεφάλαιο, στο οποίο γίνεται προσομοίωση της κάλυψης σε ένα τμήμα της Ελλάδας. Στη συγκεκριμένη εργασία χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό ICS Telecom για να μελετηθεί η κάλυψη των δύο ραδιοφωνικών συστημάτων. Για το σκοπό αυτό, περιγράφονται και τα μοντέλα διάδοσης που χρησιμοποιεί το ICS για να υπολογίσει τις απώλειες που υφίσταται το σήμα από την θέση του πομπού στην περιοχή στόχου (point-to-area). Τέλος, με βάση τις συστημικές ιδιότητες των δύο δικτύων και την κάλυψη που προέκυψε, στο έβδομο κεφάλαιο συγκρίνεται το DAB+ με το FM τόσο σε επίπεδο αξιοποίησης φάσματος, όσο και σε επίπεδο κόστους επένδυσης και κατανάλωσης ισχύος.

Λέξεις κλειδιά: επίγειο ψηφιακό ραδιόφωνο, δίκτυα μονής συχνότητας, διάστημα προστασίας, κανάλι μετάδοσης, ελάχιστη πεδιακή ένταση, κωδικοποίηση, προσομοίωση δικτύων, φασματική απόδοση, πρότυπα σχεδιασμού, μοντέλο διάδοσης

Abstract

In recent years, the transition from analogue to digital communication systems has been the main activity of all relevant research. Many countries have already switched to terrestrial digital audio broadcasting, taking advantage of digital properties. This diploma thesis is concerned with the aspects of analogue and digital radio, aiming at a comparison of the two systems, since Greece is a candidate for transition to digital radio.

In the second chapter are presented the basic principles of the existing analogue radio, as well as the broadcasting standards that follow. The third chapter provides an overview of the new DAB+ digital network. In particular, the transmission channel modeling and the basic principles of the DAB+ organization are presented by the network designer's view (RF properties, modulation, transmission frame structure, encoding). The fourth chapter deals with the block diagrams of the DAB+ transmitter/receiver and the technique that incorporates DAB+ to achieve good sound quality with low bit rate. Chapter 5 defines the main parameters for the terrestrial radio coverage, as they will be used for the next chapter, which simulates coverage in a part of Greece. In this thesis, ICS Telecom software was used to study the coverage of the two radio systems. For this purpose, we also describe the propagation models used by the ICS to calculate the signal losses from the transmitter site to target area. Finally, based on the system capabilities of the two networks and the coverage that emerged, the seventh chapter compares DAB+ with FM both in terms of spectrum utilization, investment cost and power consumption.

Key words: terrestrial digital radio, single frequency networks, guard interval, transmission channel, minimum field strength, coding, network simulation, spectral efficiency, design standards, propagation model

Περιεχόμενα

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	4
ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ	
2. ΤΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΡΑΔΙΟΦΩΝΟ.....	5
2.1. Ιστορικά.....	5
2.2. Διαμορφώσεις αναλογικού ραδιοφώνου.....	5
2.2.1. Γενικά	5
2.2.2. Ορισμός και χρησιμότητα διαμόρφωσης.....	6
2.2.3. Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Πλάτους.....	6
2.2.4. Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Συχνότητας.....	10
2.3. Θόρυβος στις αναλογικές διαμορφώσεις	16
2.4. Ραδιοφωνία AM.....	20
2.5. Ραδιοφωνία FM	21
2.5.1. Ο υπερετερόδυνος δέκτης FM.....	21
2.5.2. Εκπομπή και λήψη στερεοφωνικού FM ήχου	22
2.5.3. Βελτίωση του ηχητικού SNR με προέμφαση και αποέμφαση.....	24
2.5.4. Πολυπλεξία στην FM.....	26
2.5.5. Πρότυπα σχεδιασμού για το FM στα VHF από την ITU-R BS.412-9.....	28
3. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ DAB/DAB+.....	32
3.1. Το κανάλι μετάδοσης	32
3.1.1. Γενικά	32
3.1.2. Το φυσικό κανάλι του DAB/DAB+	34
3.2. Το σύστημα OFDM.....	36
3.2.1. Γενικά	36
3.2.2. Χρησιμότητα και ανάλυση της OFDM.....	38
3.2.3. Συστημικά χαρακτηριστικά που σχετίζονται με την OFDM	40
3.2.4. Διάστημα προστασίας και κυκλικό πρόθεμα	41
3.2.5. Διαχωρισμός πολυδιαδρομικών συνιστωσών	43
3.2.6. Θόρυβος φάσης και υποβάθμιση Doppler.....	45
3.3. Πολυπλεξία και κανάλια του T-DAB	47
3.4. Δομή πλαισίων DAB.....	49
3.5. Κωδικοποίηση καναλιών.....	50
3.5.1. Συνελικτική κωδικοποίηση λογικών πλαισίων	50
3.5.2. Διεμπλοκή (interleaving) στο T-DAB.....	52

3.5.3.	Συνενωμένη κωδικοποίηση (Concatenated Coding) του DAB+/DMB	55
4.	Η ΑΛΥΣΙΔΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΤΟΥ T-DAB	57
4.1.	Επιλογή δομής του SFN και των θέσεων εκπομπής	57
4.2.	Ο πομπός T-DAB	60
4.3.	Κρίσιμοι παράγοντες στην RF διάδοση του T-DAB	66
4.3.1.	Επίδραση του RF καναλιού	66
4.3.2.	Μοντέλα διάδοσης και καναλιού	68
4.4.	Ο δέκτης T-DAB	73
4.4.1.	Πρότυπα για τις απαιτήσεις του δέκτη T-DAB	73
4.4.2.	Δομικό διάγραμμα του δέκτη T-DAB	75
4.5.	Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+	84
4.5.1.	Αναπαραγωγή φασματικής ζώνης (Spectral Band Replication-SBR)	86
5.	ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΡΑΔΙΟΚΑΛΥΨΗΣ ΤΟΥ DAB+	87
5.1.	Στόχος σχεδιασμού κάλυψης	88
5.1.1.	Συστάσεις για τα κριτήρια σχεδιασμού DAB/DMB	89
5.2.	Παράμετροι σχεδιασμού για το T-DMB	89
5.2.1.	Βασικές παράμετροι	89
5.2.2.	Διορθωτικές παράμετροι	90
5.2.3.	Ελάχιστη πεδιακή ένταση (Minimum Field Strength)	91
5.3.	Καθυστερήσεις και παρεμβολές του δικτύου DAB	94
5.4.	Διαχείριση συχνοτήτων	100
5.4.1.	Τα δίκτυα αναφοράς	101
ΜΕΡΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ		
6.	ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ICS Telecom	102
6.1.	Σκοπός της χρήσης του ICS Telecom	102
6.2.	Δυνατότητες του ICS Telecom	103
6.3.	Αρχεία εισόδου για την δημιουργία ενός project	103
6.4.	Ανάλυση και χρόνος εκτέλεσης των προσομοιώσεων	104
6.5.	Τοποθέτηση σταθμών εκπομπής (transmitter sites) και ρύθμιση παραμέτρων	105
6.6.	Προετοιμασία της κάλυψης	108
6.7.	Μοντέλα διάδοσης	109
6.7.1.	Μοντέλο διάδοσης ITU-R P.1812-4	109
6.8.	Προσομοίωση κάλυψης T-DAB	114
6.9.	Προσομοίωση κάλυψης FM	116
7.	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΔΙΚΤΥΩΝ T-DAB ΚΑΙ FM	116

7.1.	Κύριες διαφορές DAB+ και FM.....	116
7.2.	Πλεονεκτήματα του DAB+ σχετικά με την SFN λειτουργία.....	117
7.2.1.	Οικονομία ισχύος.....	118
7.2.2.	Οικονομία φάσματος.....	119
7.3.	Φασματική απόδοση FM και DAB+.....	119
7.4.	Σύγκριση των προσομοιώσεων FM και DAB+.....	121
7.5.	Σύγκριση κόστους (cost effective) δικτύων FM και DAB+.....	121
7.5.1.	Βασικοί παράγοντες κόστους για τις ραδιοφωνικές υπηρεσίες.....	121
7.5.2.	Διαφορές στο σύστημα μετάδοσης FM και DAB+.....	122
7.5.3.	Κατανάλωση ισχύος FM και DAB+.....	124
7.6.	Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις.....	126
8.	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	127
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ		
	Παράρτημα 1: Σταθερή και τροποσφαιρική παρεμβολή.....	129
	Παράρτημα 2: Το μοντέλο αναφοράς ITU-R 525-2.....	129
	Παράρτημα 3: Το μοντέλο διάδοσης ITU-R 526-13.....	130
	Παράρτημα 4: Τα κανάλια του T-DAB.....	131

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επικοινωνίας είναι πλέον μέρος της καθημερινότητας κάθε ανθρώπου. Αρκεί να σκεφτεί κανείς πόσες φορές τη μέρα έρχεται σε επαφή με το τηλέφωνο, το ραδιόφωνο, την τηλεόραση, το διαδίκτυο, κ.ά.. Τα συστήματα αυτά εξυπηρετούν διάφορες ανάγκες στην εργασία και τον ελεύθερο χρόνο μας, προσφέροντας άμεση επικοινωνία σε μικρές και μεγάλες αποστάσεις. Παράλληλα, η εξέλιξή τους γίνεται με εξαιρετικά υψηλούς ρυθμούς. Η εμφάνισή τους στον τεχνολογικό χώρο έχει γίνει κατά τη διάρκεια του περασμένου αιώνα μέχρι και σήμερα, που υπόκεινται σε βελτιώσεις.

Κοιτώντας κανείς την ιστορική εξέλιξη όλων των τεχνολογικών αυτών επιτευγμάτων, φαίνεται ότι η ανάπτυξη και η βελτίωση των συστημάτων επικοινωνιών είναι ταχύτερη και επιδέχεται διαρκώς επέκταση, και σε μερικές περιπτώσεις μετατροπή. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην συνεχή επιθυμία για βελτίωση της ταχύτητας, της αξιοπιστίας, του κόστους και της ποιότητας υπηρεσιών (QoS), αλλά και στην ανάγκη των συστημάτων αυτών να προσαρμόζονται στις αλλαγές όλης της τεχνολογικής κοινότητας. Στην περίπτωση των συστημάτων ευρυεκπομπής, υπάρχει μεγάλη ανάγκη για την όσο το δυνατό καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης, με ταυτόχρονη διατήρηση ή/και ελαχιστοποίηση των θορυβικών ιδιοτήτων του συστήματος κάτω από τα ανώτατα όρια που εγκυώνται (οριακά) καλή ποιότητα υπηρεσίας στους δέκτες.

Ως ειδική περίπτωση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, το ραδιόφωνο έχει περάσει και αυτό από διάφορα στάδια, ώστε να προκύψει το σημερινό ραδιόφωνο. Διάφορες μορφές συστημάτων επικοινωνίας τροποποιήθηκαν κατάλληλα και κατέληξαν στην ραδιοφωνία AM, και αργότερα στην ραδιοφωνία FM. Σήμερα, και γενικότερα τα τελευταία χρόνια, υπάρχει η επιθυμία για μετάβαση στο ψηφιακό ραδιόφωνο, ως αποτέλεσμα της τεράστιας ανάπτυξης των ψηφιακών επικοινωνιών, αλλά και την σύμπτυξη του εύρους ζώνης που παρέχει για δεδομένο αριθμό προγραμμάτων/σταθμών εκπομπής.

Το ερώτημα βέβαια, όπως τίθεται πάντα σε κάθε υποψήφια τεχνολογική αλλαγή, είναι αν αξίζει το ψηφιακό ραδιόφωνο να αντικαταστήσει το υπάρχον. Αρκεί κανείς να μελετήσει διάφορες μετρικές απόδοσης των δύο συγκρινόμενων συστημάτων και να τις συσχετίσει με τις εκάστοτε προδιαγραφές. Αυτές κυρίως είναι το κόστος, η ποιότητα, η πολυπλοκότητα, η κατάληψη εύρους ζώνης και η καλή χρησιμοποίησή του (φασματική απόδοση). Σημαντική επίσης παράμετρος απόδοσης είναι η αντοχή του συστήματος στο θόρυβο, μιας και αυτός μπορεί να παρεμβάλει, να αλλοιώσει και γενικότερα να περιορίσει την αξιοπιστία και την ποιότητα της υπηρεσίας. Όπως θα περιγραφεί και παρακάτω, για το αναλογικό ραδιόφωνο (AM ή FM) η ανοσία του συστήματος στον θόρυβο περιγράφεται μέσω του σηματοθορυβικού λόγου (Signal to Noise Ratio - SNR) σε διάφορα σημεία του διαγράμματος του δέκτη. Σε αντιστοιχία με τον SNR, στο ψηφιακό ραδιόφωνο (DAB/DAB+) το βοηθητικό μέγεθος για την περιγραφή της επίδρασης του θορύβου πάνω στο σύστημα που χρησιμοποιείται, είναι ο λόγος ενέργειας ψηφίου ή συμβόλου προς την φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου (E_b/n_0 ή E_s/n_0), όταν αυτός μετρηθεί στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης του ψηφιακού δέκτη.

Όσον αφορά τον προγραμματισμό του δικτύου (network planning) και την μελέτη κάλυψης, βασική παράμετρος είναι η ελάχιστη ένταση πεδίου (minimum field strength) του ραδιοφωνικού σήματος που φτάνει στη συσκευή του δέκτη, η οποία του εξασφαλίζει καλή

ακρόαση (και όραση). Οι τιμές αυτές έχουν τυποποιηθεί διεθνώς και για το FM, και για το DAB+, αν και για το δεύτερο πολλές τιμές είναι σε δοκιμαστικό στάδιο. Τέλος, σημαντικές μετρικές για ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι οι χρησιμοποιούμενοι λόγοι προστασίας (protection ratios), οι οποίοι εξασφαλίζουν ότι η υπηρεσία δεν παρεμβάλλει και δεν παρεμβάλλεται σε/από άλλες κοντινές (συχνοτικά) υπηρεσίες.

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

2. ΤΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΡΑΔΙΟΦΩΝΟ

2.1. Ιστορικά

Το 1873 ο Maxwell δίνει την ιδέα της μετάδοσης χωρίς φυσικό μέσο (ηλεκτρομαγνητικά κύματα) και 10 χρόνια μετά ο Hertz ανακαλύπτει τα ραδιοκύματα. Γύρω στα 1897, ο Marconi καταφέρνει να στείλει ασύρματα σήματα Μορς (Morse) σε απόσταση 3 km (σταδιακά μεγάλωνε η απόσταση) και να δώσει σημαντική βοήθεια στη ναυσιπλοΐα με την εταιρεία «Marconi Wireless Telegraph», την οποία ίδρυσε ο ίδιος. Το 1906 στην Νέα Υόρκη, ο Fessenden μετέδωσε για πρώτη φορά φωνή και μουσική μέσω ραδιοκυμάτων και λίγο αργότερα ο T. Edison εφηύρε την ηλεκτρονική λυχνία, η οποία ήταν η μόνη μορφή ραδιοφώνου για τα επόμενα 50-60 χρόνια. Ο μηχανικός Frank Conrad μεταδίδοντας αποτελέσματα αγώνων, επαναφέρει το ραδιόφωνο στην επικαιρότητα μετά τον Α' Παγκόσμιο. Ο πρώτος ραδιοφωνικός σταθμός, ο K.D.K.A., λειτούργησε το 1920 και το 1926 εμφανίζεται στην αγορά ραδιοφωνικός δέκτης εύχρηστος, ποιοτικός και φθηνός. Από τότε το ραδιόφωνο κατακτά πολυπληθές κοινό. Στην πορεία εμφανίζεται και η σύσταση σχετικής νομοθεσίας για την οργάνωση τόσο των σταθμών, όσο και των συχνοτήτων εκπομπής. Η εδραίωση, όμως, του ραδιοφώνου έρχεται μετά το 1930. Σε αυτή την περίοδο δημιουργείται το καλά οργανωμένο δίκτυο σταθμών (κρατικών και ιδιωτικών) τόσο στην Αμερική, όσο και στην Ευρώπη.

Όσον αφορά την FM ραδιοφωνία, ο Edwin H. Armstrong ανακαλύπτει το 1918 τον υπερετερόδυνο ραδιοδέκτη (superheterodyne radio receiver) και το 1933 την Διαμόρφωση Συχνότητας (FM). Οι δύο αυτές έννοιες, σε συνδυασμό με την αναγέννηση τεχνικών ηλεκτρονικής για το ράδιο που αναπτύχθηκαν το 1912, συνιστούν τη βάση για το FM ραδιόφωνο, όπως το ξέρουμε σήμερα. Στις περισσότερες χώρες των ΗΠΑ και της Ευρώπης, οι ραδιοφωνικοί σταθμοί εκπέμπουν στα 88 MHz έως 108 MHz χρησιμοποιώντας κανάλι εύρους ζώνης 200 KHz. Το 1940 αναπτύχθηκε το μονοφωνικό ραδιόφωνο (FM mono) και το 1960 εισήχθη το στερεοφωνικό (FM stereo).

2.2. Διαμορφώσεις αναλογικού ραδιοφώνου

2.2.1. Γενικά

Στο αναλογικό ή συμβατικό ραδιόφωνο εντάσσονται δύο πολύ γνωστές εμπορικές υπηρεσίες: η ραδιοφωνία AM και η ραδιοφωνία FM. Η επεξεργασία του λαμβανόμενου σήματος απ' το σύστημα διαμόρφωσης, περνώντας από διάφορες βαθμίδες εντός του συστήματος, έχει ως αποτέλεσμα το διαχωρισμό των συχνοτήτων για χρήση από τα AM και τα FM. Η διάκριση αυτή των συχνοτήτων γίνεται ανάλογα με το σκοπό της εκάστοτε εφαρμογής. Έτσι, ορίζονται συγκεκριμένες περιοχές συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, τα εμπορικά ραδιόφωνα στην Ευρώπη και την Αμερική εκπέμπουν στις συχνότητες FM 88-108 MHz. Άλλες περιοχές συχνοτήτων χρησιμοποιούνται για συγκεκριμένους σκοπούς, όπως λ.χ. από την Αστυνομία και την Πυροσβεστική.

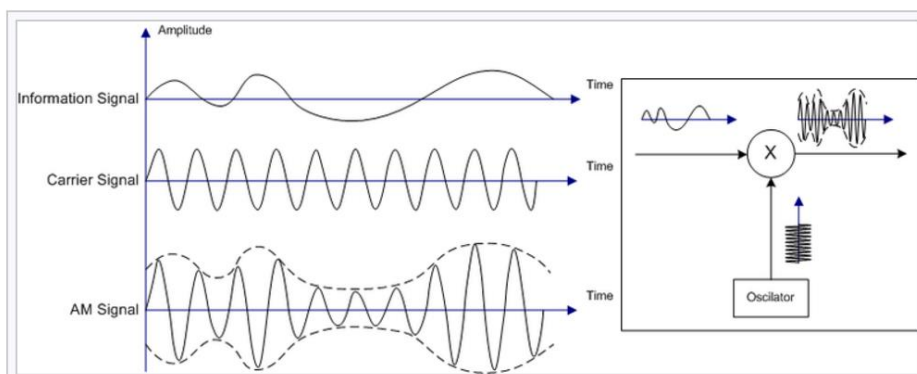
2.2.2. Ορισμός και χρησιμότητα διαμόρφωσης

Η βασική διαδικασία που επιτελούν τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα απ' τη πλευρά του πομπού είναι η διαμόρφωση. Διαμόρφωση καλείται η διαδικασία μεταβολής ενός περιοδικού σήματος, συνήθως υψίσυχνου, με στόχο την κωδικοποίηση ή ενσωμάτωση σε αυτό ενός σήματος χαμηλής συχνότητας, το οποίο μεταφέρει πληροφορία. Το υψίσυχνο σήμα τότε καλείται φέρον και συνήθως είναι σήμα απλής μορφής (π.χ. μία ημιτονοειδής κυματομορφή). Η διαμόρφωση απαιτείται για να μπορέσει να διέλθει ένα σήμα από κάποιο τηλεπικοινωνιακό κανάλι (ένα καλώδιο, στις ενσύρματες επικοινωνίες, ή ο ελεύθερος χώρος, στις ασύρματες επικοινωνίες) το εύρος ζώνης του οποίου δεν επικαλύπτεται με το εύρος ζώνης του σήματος. Στο άλλο άκρο της επικοινωνίας, στον παραλήπτη, λαμβάνει χώρα η ανάστροφη διαδικασία προκειμένου να ανακτηθεί το αρχικό σήμα, η αποδιαμόρφωση.

Πιο συγκεκριμένα, κάθε ραδιοφωνικός σταθμός πρόκειται να εκπέμψει ένα αναλογικό βαθυπερατό σήμα πληροφορίας $m(t)$ με εύρος ζώνης W , το οποίο διαμορφώνει ένα φέρον (carrier) $c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$ κατά πλάτος (AM), συχνότητα (FM) ή φάση (PM). Η παραπάνω διαδικασία δηλαδή, επιτελεί μια σύζευξη της πληροφορίας με το κανάλι μεταβάλλοντας με συστηματικό τρόπο κάποιο μέγεθος ενός ημιτονοειδούς φέροντος με στόχο:

- Το βαθυπερατό σήμα πληροφορίας να μεταφερθεί συχνοτικά στη ζώνη διέλευσης του καναλιού, ώστε το φάσμα του ζωνοπερατού πλέον, μεταδιδόμενου σήματος να προσαρμόζεται στα χαρακτηριστικά της ζώνης διέλευσης του καναλιού.
- Να διευθετηθεί η ταυτόχρονη εκπομπή σημάτων από πολλαπλούς σταθμούς μέσω πολυπλεξίας συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM).
- Στη περίπτωση διαμόρφωσης γωνίας, να διευρυνθεί το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος, ώστε το σύστημα να αποκτήσει μεγαλύτερη ανοσία στο θόρυβο του καναλιού.

2.2.3. Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Πλάτους



Υπάρχουν τέσσερις τρόποι με τους οποίους μπορούμε να διαμορφώσουμε κατά πλάτος ένα σήμα. Παρακάτω δίνουμε την βασική μαθηματική ανάλυση των περιπτώσεων αυτών, αγνοώντας τον θόρυβο που υπεισέρχεται στις σχέσεις:

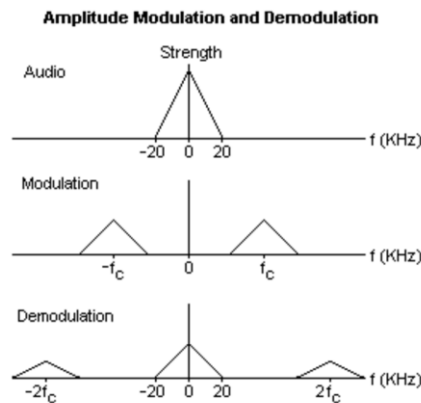
AM διπλής πλευρικής ζώνης με καταργημένο φέρον (AM Double-SideBand with Supressed Carrier - AM DSB-SC)

Το μεταδιδόμενο σήμα $s(t)$ αυτή τη περίπτωση είναι:

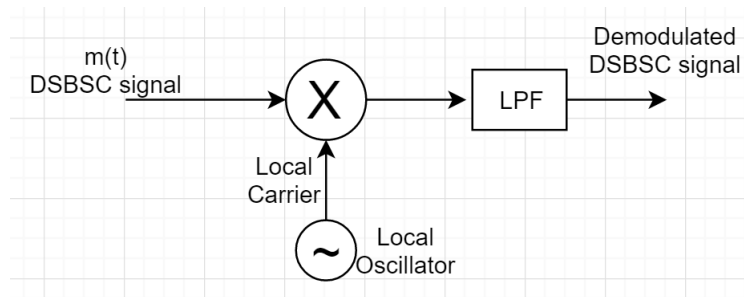
$$s(t) = m(t)c(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$$

Μετασχηματίζοντας κατά Fourier το $s(t)$, προκύπτει το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος:

$$S(f) = \frac{A_c}{2} (M(f - f_c)e^{j\varphi_c} + M(f + f_c)e^{-j\varphi_c})$$



Φαίνεται ότι η διαμόρφωση μετέτρεψε το βαθυπερατό σήμα $m(t)$ εύρους ζώνης W σε ζωνοπερατό με εύρος ζώνης $2W$. Συνεπώς, το απαιτούμενο εύρος ζώνης του καναλιού είναι $2W$, ώστε να μεταβιβαστεί το $s(t)$. Η αποδιαμόρφωση AM DSB-SC ακολουθεί μια συμμετρική τακτική:



Η έξοδος του ανωτέρω συστήματος είναι:

$$y(t) = \frac{A_c}{2} m(t) \cos(\varphi_c - \varphi_{LO}),$$

όταν ο τοπικός ταλαντωτής (LO) παράγει το ημιτονοειδές $\cos(2\pi f_c t + \varphi_{LO})$.

Το πρόβλημα που προκύπτει εδώ, είναι η συμφωνία μεταξύ πομπού-δέκτη, η οποία επιτυγχάνεται όταν $\varphi_c = \varphi_{LO}$. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές που επιτυγχάνουν αυτό το κλειδώμα του LO στην φάση του φέροντος, μεταξύ των οποίων επικρατέστερη είναι ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop - PLL), ο οποίος θα περιγραφεί παρακάτω.

Συμβατικό AM διπλής πλευρικής ζώνης (Conventional AM DSB)

Το είδος αυτό AM διαμόρφωσης χρησιμοποιεί η AM ραδιοφωνία. Σ' αυτή τη περίπτωση, το μεταδιδόμενο σήμα είναι η υπέρθεση ενός AM DSB-SC σήματος και μιας ισχυρής συνιστώσας φέροντος:

$$s(t) = A_c(1 + m(t)) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c),$$

με την προϋπόθεση: $|m(t)| \leq 1$ ή $A_c(1 + m(t)) > 0$. Σε αντίθετη περίπτωση, δηλαδή για κάποιο t $m(t) > 1$, έχουμε υπερδιαμόρφωση (overmodulation), όπου η αποδιαμόρφωση γίνεται εξαιρετικά περίπλοκη. Για να περιγράψουμε την απαίτηση αυτή, συνήθως κανονικοποιούμε το σήμα πληροφορίας ως

$$m(t) = am_n(t) < 1,$$

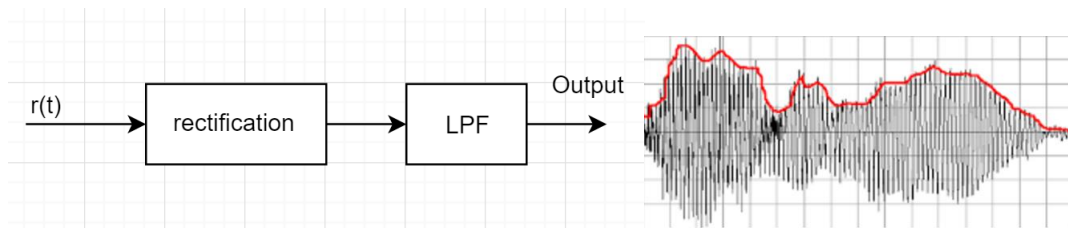
όπου a ο δείκτης διαμόρφωσης και $m_n(t) = \frac{m(t)}{\max\{m(t)\}}$ η κανονικοποιημένη εκδοχή του $m(t)$. Τελικά:

$$s(t) = A_c(1 + am_n(t)) \cos(2\pi f_c t + \varphi_c),$$

με φάσμα εύρους ζώνης $2W$ πάλι:

$$S(f) = \frac{A_c}{2} (aM_n(f - f_c)e^{j\varphi_c} + aM_n(f + f_c)e^{-j\varphi_c} + \delta(f - f_c)e^{j\varphi_c} + \delta(f + f_c)e^{-j\varphi_c})$$

Η χρήση διαμορφωτή συμβατικού AM έχει το πλεονέκτημα ότι πλέον δεν χρειαζόμαστε σύμφωνο αποδιαμορφωτή, αφού μπορεί να γίνει φώραση περιβάλλουσας. Το διάγραμμα του αποδιαμορφωτή συμβατικού AM είναι ένας φωρατής περιβάλλουσας (envelope detector):



Το σήμα λήψης $r(t)$ υφίσταται αρχικά ανόρθωση, ώστε να εξαλειφθούν οι αρνητικές τιμές του, χωρίς ταυτόχρονα να επηρεαστεί το $m(t)$. Στην συνέχεια φιλτράρεται σε εύρος ζώνης W για να αποκοπούν οι θορυβικές υψίσυχνες συνιστώσες. Η έξοδος του φωρατή είναι της μορφής:

$$y(t) = C + Gm(t),$$

όπου C μια DC συνιστώσα και G ένας παράγοντας ενίσχυσης.

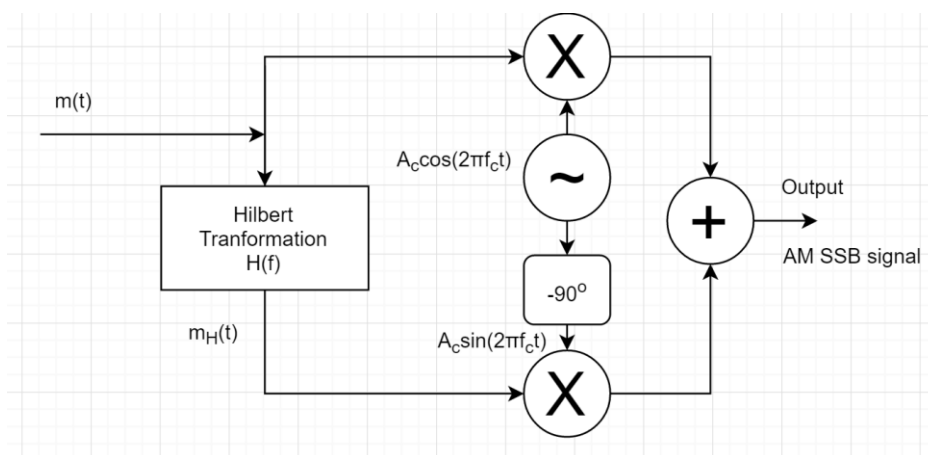
AM μονής πλευρική ζώνης (AM Single SideBand - AM SSB)

Μια σημαντική βελτίωση ως προς την κατάληψη εύρους ζώνης είναι η μετάδοση μίας μόνο πλευρικής (USB ή LSB). Η δυνατότητα μετάδοσης μίας πλευρικής ζώνης διατηρεί το

πληροφοριακό περιεχόμενο του σήματος, λόγω συμμετρίας του φάσματος $M(f)$ και του μετασχηματισμού Fourier. Το απαιτούμενο εύρος ζώνης πέφτει στο μισό (W αντί 2W).

Η διαμόρφωση μπορεί να γίνει με δύο τρόπους: ο πρώτος είναι όμοιος με την AM DSB, με την διαφορά ότι το BPF που έπεται του Mixer επιλέγει μία πλευρική, ενώ ο δεύτερος χρησιμοποιεί ένα γραμμικό φίλτρο μετασχηματισμού Hilbert. Το πλεονέκτημα του δεύτερου διαμορφωτή είναι ότι δεν απαιτεί φίλτρα με απότομη χαρακτηριστική (για την επιλογή της μιας πλευρικής), σε αντίθεση με τον πρώτο, ο οποίος είναι κατάλληλος όταν το προς μετάδοση σήμα έχει φασματικό περιεχόμενο συγκεντρωμένο στην μηδενική συχνότητα. Ο δεύτερος διαμορφωτής αλλαγής φάσης χρησιμοποιεί το γραμμικό φίλτρο με κρουστική απόκριση:

$$h(t) = 1/\pi t \text{ και συνάρτηση μεταφοράς } H(f) = \begin{cases} -j, f > 0 \\ j, f < 0 \\ 0, f = 0 \end{cases}.$$

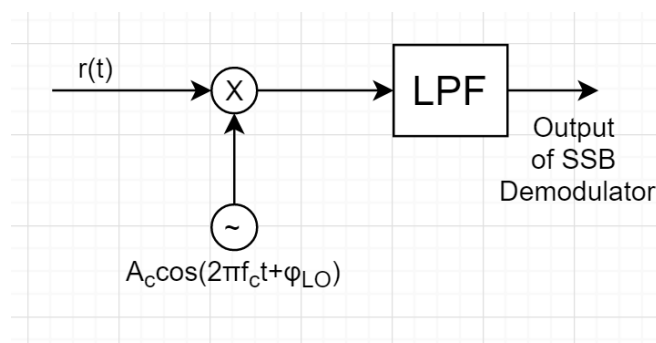


Η έξοδος του ανωτέρω συστήματος είναι το μεταδιδόμενο σήμα:

$$s(t) = A_c m(t) \cos(2\pi f_c t) \pm A_c m_H(t) \sin(2\pi f_c t),$$

όπου το «+» αντιστοιχεί σε AM L-SSB διαμόρφωση και το «-» σε AM U-SSB.

Η αποδιαμόρφωση AM SSB μπορεί να γίνει ως εξής:



Η έξοδος προκύπτει ως:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos(\varphi_{LO}) \pm \frac{1}{2} A_c m_H(t) \sin(\varphi_{LO})$$

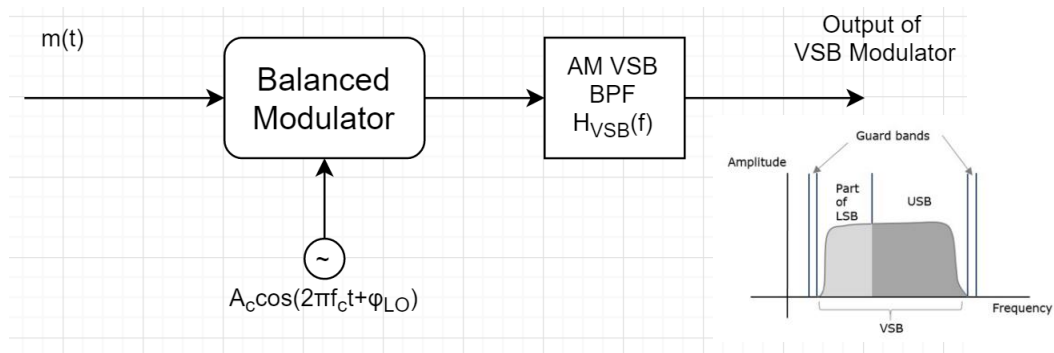
Παρατηρείται σ' αυτή τη περίπτωση εξασθένιση (λόγω πολλαπλασιασμού του πλάτους με $\cos(\varphi_{LO})$) και παραμόρφωση (λόγω εισαγωγής του παρασιτικού όρου $\frac{1}{2}A_c m_H(t)\sin(\varphi_{LO})$) του χρήσιμου μηνύματος.

AM με Κατάλοιπο Πλευρικής Ζώνης (AM Vestigial SideBand - AM VSB)

Η AM VSB τεχνική εξαλείφει το μειονέκτημα της AM SSB, η οποία χρησιμοποιεί φίλτρα με απότομη μετάβαση απ' τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής. Υλοποιείται κατά παρόμοιο τρόπο με αυτόν της AM SSB, με τη διαφορά ότι χρησιμοποιεί ομαλής χαρακτηριστικής φίλτρα. Το αποτέλεσμα είναι να στέλνεται ένα στοιχειώδες τμήμα της ανεπιθύμητης πλευρικής και να καταπιέζεται ένα μέρος της επιθυμητής.

Ο VSB διαμορφωτής χρησιμοποιεί το VSB φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς $H_{VSB}(f)$, η οποία είναι σταθερή στο μεγαλύτερο μέρος της ζώνης διέλευσης και εμφανίζει αντισυμμετρία σε στενή περιοχή περί την κάτω συχνότητα αποκοπής, δηλαδή:

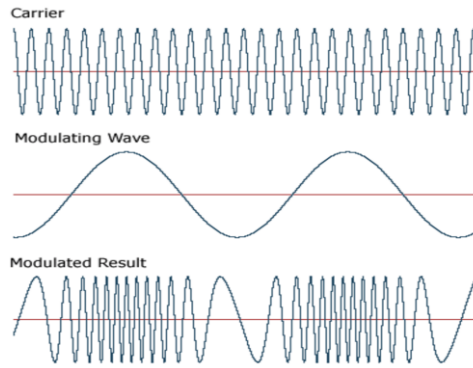
$$H_{VSB}(f - f_c) + H_{VSB}(f + f_c) = \text{σταθερό}, \text{ για } |f| < W.$$



Η αποδιαμόρφωση γίνεται με αντισυμμετρικό τρόπο. Σε σύγκριση με την AM SSB, βλέπουμε ότι κερδίζουμε σε κόστος και πολυπλοκότητα φίλτρων, αλλά αυξάνουμε το εύρος ζώνης σε $W + W_v$ [σε Hz], όπου W το εύρος ζώνης του μηνύματος και W_v το εύρος ζώνης του καταλοίπου πλευρικής ζώνης.

2.2.4. Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Συχνότητας

Αυτός ο τρόπος διαμόρφωσης ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία μη γραμμικών διαμορφώσεων (non-linear angle modulation methods), καθώς μεταβάλλεται η στιγμιαία συχνότητα του φέροντος σύμφωνα με το μήνυμα. Το σημαντικότερο αποτέλεσμα της διαμόρφωσης συχνότητας είναι η διαστολή του εύρους ζώνης του διαμορφωμένου σήματος με τρόπο, ώστε να ξεπερνά κατά πολύ το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας (θεωρητικά είναι άπειρο). Σε αντιδιαστολή με την αύξηση του εύρους ζώνης, το σύστημα που επεξεργάζεται FM διαμορφωμένα σήματα αποκτά μεγάλη ανοσία στο θόρυβο, γεγονός που το κάνει κατάλληλο για την ραδιοφωνία FM και την παροχή καλής ποιότητας ήχου.



Ο FM διαμορφωτής καλείται να παράξει το σήμα:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)),$$

όπου η στιγμιαία συχνότητα ορίζεται ως:

$$f_i(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \dot{\varphi}(t) \quad \text{ή} \quad f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} \dot{\varphi}(t) = k_f m(t),$$

με k_f : σταθερά απόκλισης συχνότητας. Δύο ακόμη βοηθητικά μεγέθη είναι η μέγιστη απόκλιση συχνότητας και ο δείκτης διαμόρφωσης αντίστοιχα:

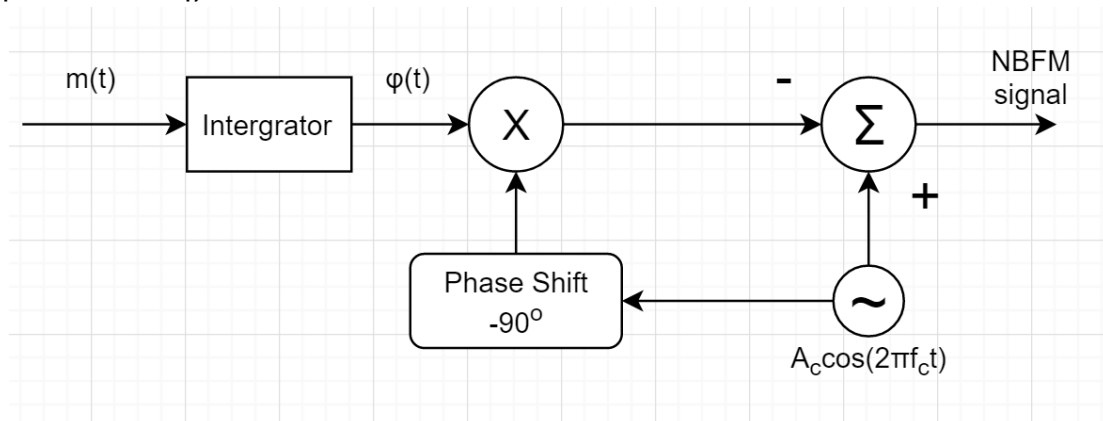
$$\Delta f_{max} = k_f \max\{|m(t)|\} \quad \text{και} \quad \beta_f = \frac{\Delta f_{max}}{W}$$

Προκύπτει ότι η φάση του ζωνοπερατού διαμορφωμένου FM σήματος πρέπει να είναι:

$$\varphi(t) = 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(t') dt' \quad \text{ή} \quad \dot{\varphi}(t) = 2\pi k_f m(t)$$

Με απλή παρατήρηση, φαίνεται ότι για να ανακτήσουμε το σήμα πληροφορίας, αρκεί να βρούμε την στιγμιαία συχνότητα και να εκτελέσουμε την αφαίρεση $f_i(t) - f_c$.

Ως ενδιάμεσο στάδιο για να σχεδιάσουμε ευρυζωνικά συστήματα FM, χρησιμοποιούμε την FM διαμόρφωση στενής ζώνης (NarrowBand FM - NBFM). Ο NBFM διαμορφωτής, με την προϋπόθεση ότι το k_f είναι τέτοιο, ώστε $\forall t |\varphi(t)| \ll 1 \text{ rad}$, παράγει στην έξοδό του το $s_{NBFM}(t) \approx A_c \cos(2\pi f_c t) - A_c \varphi(t) \sin(2\pi f_c t)$, το οποίο μοιάζει πολύ και έχει ίδιο εύρος ζώνης με συμβατικό AM σήμα.

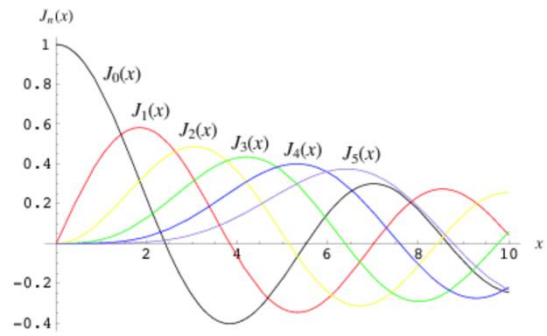


Επιστρέφοντας στην FM, μια ειδική περίπτωση διαμορφωμένου που προκύπτει όταν το σήμα μηνύματος είναι ημιτονοειδές συχνότητας f_m είναι το:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \beta_f \sin(2\pi f_m t))$$

Αποδεικνύεται ότι το ανωτέρω σήμα μπορεί να γραφεί σε Σειρά Fourier συναρτήσεων Bessel α΄είδους και n-οστής τάξης ως:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_c J_n(\beta_f) \cos(2\pi(f_c + n f_m)t)$$



Η τελευταία σχέση δείχνει την δυσκολία της φασματικής περιγραφής των FM σημάτων, αφού το $s(t)$ περιέχει όλες τις συχνότητες $f_c + n f_m$ με $n \in \mathbb{Z}$. Αυτό σημαίνει ότι το εύρος ζώνης είναι άπειρο και συνεπώς για την περιγραφή θα χρησιμοποιηθεί το ενεργό εύρος ζώνης:

$$B_c = 2(\beta_f + 1)f_m = 2(k_f \max\{|m(t)|\} + f_m)$$

Φαίνεται ότι για μεγάλα f_m παρατηρείται προσθετική αύξηση του B_c και συνεπώς για, ταυτόχρονα, μεγάλα β_f δεν αυξάνεται σημαντικά το B_c . Επιπροσθέτως, η FM εμφανίζει σχετική αναισθησία του B_c σε τυχούσα αύξηση της f_m αν δει κανείς και τον αριθμό των αρμονικών που εμπεριέχονται στο B_c :

$$v = 2 \left\lceil \frac{k_f \max\{|(t)|\}}{f_m} \right\rceil + 3$$

Παρόλο που αν αυξηθεί η f_m το v θα ελαττωθεί, παρατηρείται ταυτόχρονη απομάκρυνση των αρμονικών και, συνεπώς, το B_c αυξάνεται ελάχιστα.

Παρόμοια ανάλυση φάσματος έχουμε και στην περίπτωση που το σήμα μηνύματος είναι απλώς περιοδικό. Στην γενικότερη περίπτωση, όπου το μήνυμα είναι μη περιοδικό σήμα, το ενεργό εύρος ζώνης δίνεται απ' τον προσεγγιστικό κανόνα του Carson:

$$B_c = 2(\beta_f + 1)W = 2(k_f \max\{|m(t)|\} + W)$$

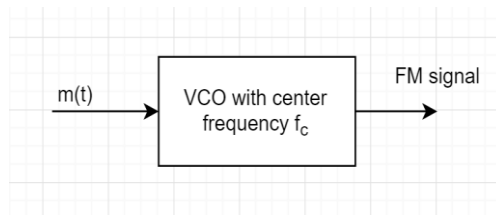
Ο κανόνας αυτός, μας λέει σε πιο εύρος συναντάμε πλευρικές συνιστώσες που θεωρούνται σημαντικές για να υπάρχει πιστότητα κατά την αναπαραγωγή του σήματος. Τέτοιες συνιστώσες είναι αυτές που υπερβαίνουν κατά μέγεθος το 1% του αδιαμόρφωτου φέροντος, δηλαδή $|J_n(\beta_f)| \geq 0.01$. Φαίνεται λοιπόν, ότι στις ευρυζωνικές FM (WBFM) υπηρεσίες, όπου το $\beta_f \rightarrow 5$, το (ενεργό) εύρος ζώνης του διαμορφωμένου ξεπερνά κατά πολύ το εύρος ζώνης της AM SSB και της AM DSB, εφόσον τότε:

$$B_c \rightarrow 2(5 + 1)W = 12W \gg W \text{ ή } 2W$$

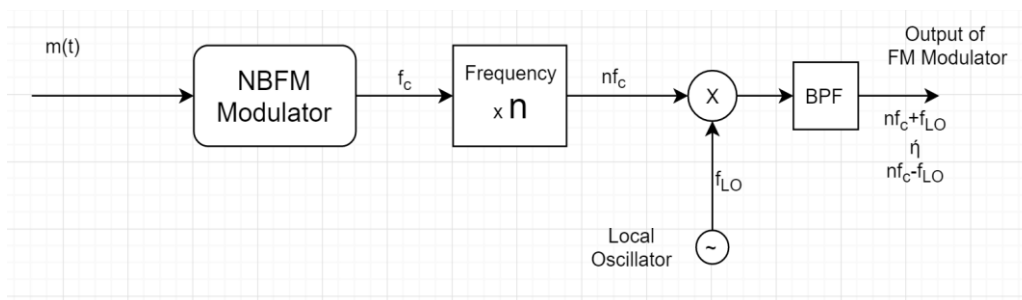
Όσον αφορά τα διαγράμματα των διαμορφωτών FM, διακρίνουμε τον τρόπο υλοποίησής τους σε άμεσο και έμμεσο. Ένας τρόπος να παράξουμε άμεσα ένα FM σήμα είναι με τη χρήση ενός ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (Voltage Control Oscillator - VCO). Ο VCO χαρακτηρίζεται από συχνότητα που μεταβάλλεται σύμφωνα με την τάση του σήματος πληροφορίας:

{ Όταν η τάση του $m(t)$ είναι μηδενική, τότε ο VCO δημιουργεί ημιτοειδές συχνότητας f_c .
 { Σε αντίθετη περίπτωση, ο VCO παράγει ημιτοειδές με αντιστοίχως μεταβαλλόμενη συχνότητα.

Οι δύο γνωστότερες στις τηλεπικοινωνίες υλοποιήσεις του VCO είναι με χρήση διόδου varactor και με χρήση λυχνίας μη ωμικής συμπεριφοράς.



Η δεύτερη κατηγορία (των έμμεσων διαμορφωτών) ακολουθεί την τακτική της δημιουργίας αρχικά ενός NBFM σήματος, το οποίο στη συνέχεια μετατρέπεται σε WBFM:

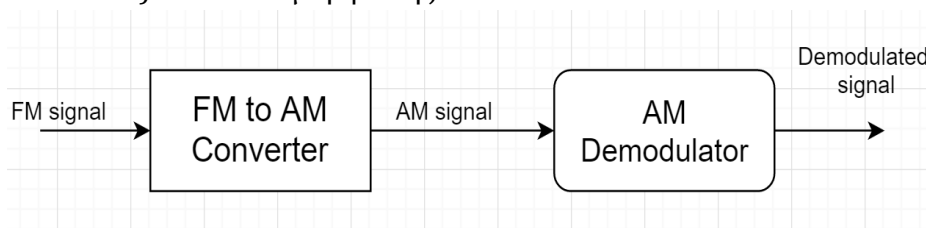


Η διαδικασία που επιτελεί το ανωτέρω σύστημα έχει ως εξής: το αρχικό σήμα εισέρχεται στον NBFM διαμορφωτή και εξάγεται το σήμα στενής ζώνης $y_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi(t))$, το οποίο στη συνέχεια πολλαπλασιάζεται κατά συχνότητα και προκύπτει το $y_2(t) = A_c \cos(2\pi n f_c t + n\varphi(t))$. Ο LO χρησιμοποιείται για να στείλει στην τελική επιθυμητή (χαμηλή ή υψηλή) κεντρική συχνότητα το διαμορφωμένο σήμα. Τελικώς, η έξοδος του διαμορφωτή είναι ένα WBFM σήμα:

$$s(t) = A_c \cos(2\pi(nf_c \pm f_{LO})t + n\varphi(t))$$

Η τελική σχέση δείχνει ότι, με δεδομένη f_c , μπορούμε να πετύχουμε οποιαδήποτε β_f επιλέγοντας κατάλληλα τα n, f_{LO} .

Ο δέκτης, για να ανακτήσει το μήνυμα, καλείται να μπορεί να μετατρέπει το FM σήμα σε AM (FM/AM Converter). Ο αποδιαμορφωτής FM είναι:

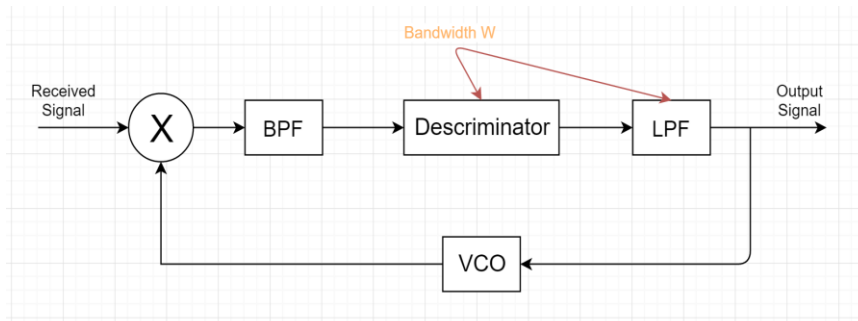


Στόχος της πρώτης βαθμίδας είναι να παράξει ένα AM σήμα με πλάτος ανάλογο της στιγμιαίας συχνότητας $f_i(t)$ του FM σήματος.

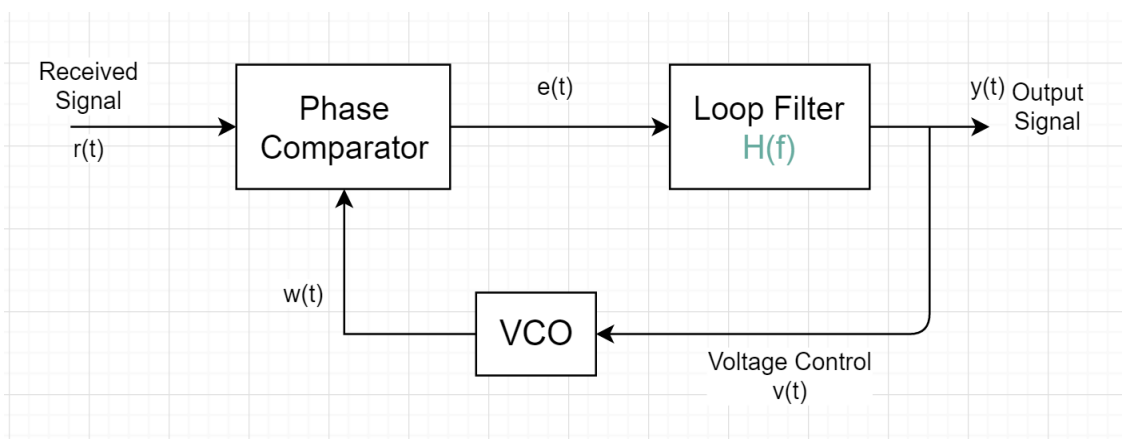
Για τον FM/AM Μετατροπέα έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές, μεταξύ των οποίων είναι:

- η χρήση διαφοριστή με συνάρτηση μεταφοράς $|H(f)| = 2\pi f$,
- η χρήση ισοσταθμισμένου διευκρινιστή και
- η χρήση ενός Γραμμικά Χρονικά Αναλλοίωτου συστήματος με συνάρτηση μεταφοράς $|H(f)| = C + k(f - f_c)$, για $|f - f_c| < \frac{B_c}{2}$ και C σταθερά.

Οι ανωτέρω τεχνικές χρησιμοποιούν εύρος ζώνης ίσο με το (ενεργό) εύρος ζώνης Carson. Αυτό σημαίνει ότι, αν υπάρχει τρόπος να μειωθεί το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης, τότε σίγουρα ο θόρυβος που υπεισέρχεται στο σύστημα είναι μικρότερης ισχύος. Η τεχνική που επιτυγχάνει μικρότερο εύρος ζώνης ή, ισοδύναμα, λιγότερο θόρυβο, και συνεπώς είναι προτιμητέα στη πλειοψηφία των μετατροπέων FM/AM, είναι η χρήση αποδιαμορφωτή FM με ανατροφοδότηση (FM demodulator with FeedBack - FMFB). Το διάγραμμα του FMFB αποδιαμορφωτή είναι:



Μια πολύ γνωστή παραλλαγή του FMFB αποδιαμορφωτή είναι η χρήση βρόχου κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop - PLL). Η χρήση του PLL εξασφαλίζει τον συγχρονισμό του φέροντος. Ο FM-PLL αποδιαμορφωτής είναι:



Το FM σήμα λήψης έχει μορφή:

$$r(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \quad , \quad \text{όπου } \varphi(t) = 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(t') dt'$$

Ο VCO έχει ως είσοδο την τάση ελέγχου $v(t)$ και ως έξοδο:

$$w(t) = A' \sin(2\pi f_c t + \varphi'(t)),$$

δηλαδή όταν η τάση ελέγχου είναι μηδενική, έχουμε έξοδο ένα ημιτονοειδές με συχνότητα f_c , ενώ σε αντίθετη περίπτωση, έχουμε έξοδο ένα FM σήμα φάσης $\varphi'(t) = 2\pi k' \int_{-\infty}^t v(t') dt'$, αφού η στιγμιαία συχνότητα του VCO είναι $f'(t) = f_c + k'v(t)$, όπου k' μια σταθερά απόκλισης σε Hz/V .

Ο συγκριτής φάσης εκτελεί πολλαπλασιασμό και φιλτράρισμα, με σκοπό να αποκόψει τις συνιστώσες περί την $2f_c$. Η έξοδος του αποτελεί το σήμα σφάλματος:

$$e(t) = A'A_c \sin(\varphi(t) - \varphi'(t))$$

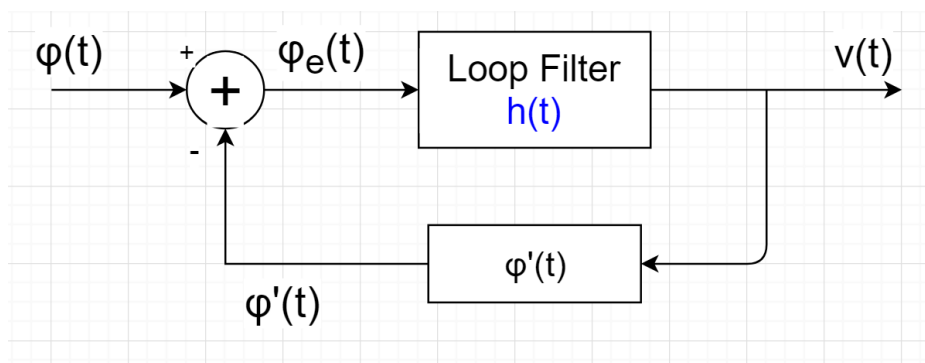
Το μέγεθος που εκμεταλλεύεται η τεχνική αυτή είναι το σφάλμα φάσης:

$$\varphi_e(t) = \varphi(t) - \varphi'(t),$$

το οποίο στην ιδανική περίπτωση που είναι πολύ μικρό (αυτό συμβαίνει όταν το PLL είναι κλειδωμένο στη φάση του σήματος) είναι :

$$\varphi_e(t) = \varphi(t) - \varphi'(t) \approx \sin(\varphi(t) - \varphi'(t))$$

Στην περίπτωση αυτή, η ανάλυση για να βρεθεί η τάση ελέγχου (που είναι και η έξοδος του FMFB Demodulator) γίνεται μέσω του γραμμικοποιημένου PLL:



Η τάση ελέγχου λοιπόν μπορεί να βρεθεί ως εξής:

$$\begin{aligned} \varphi_e(t) &= \varphi(t) - 2\pi k' \int_0^t v(t') dt' \xrightarrow{\frac{d}{dt}} \frac{d\varphi_e(t)}{dt} = \frac{d\varphi(t)}{dt} - 2\pi k' v(t) \\ \Rightarrow \frac{d\varphi_e(t)}{dt} &= \frac{d\varphi(t)}{dt} - 2\pi k' (\varphi_e(t) * h(t)) \xrightarrow{F} \Phi_e(f) = \frac{\Phi(f)}{1 + H(f) \frac{k'}{jf}} \end{aligned}$$

Τελικά, σχεδιάζοντας το φίλτρο βρόχου, ώστε $|H(f) \frac{k'}{jf}| \gg 1$, στη ζώνη $|f| < W$ του $m(t)$:

$$V(f) = \Phi_e(f) H(f) = \frac{H(f) \Phi(f)}{1 + H(f) \frac{k'}{jf}} \approx \frac{j2\pi f}{2\pi k'} \Phi(f) \xrightarrow{F^{-1}} v(t) = \frac{1}{2\pi k'} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{k_f}{k'} m(t)$$

Χρήσιμα συμπεράσματα της τεχνικής PLL:

- Η τελική έξοδος $v(t)$ είναι ανάλογη του σήματος μηνύματος $m(t)$ (κατά έναν παράγοντα που εξαρτάται απ' τις σταθερές απόκλισης συχνότητας του σήματος λήψης $[k_f]$ και του σήματος εξόδου του VCO $[k']$).
- Ο θόρυβος του συστήματος περιορίζεται στην τιμή W , αφού το φίλτρο βρόχου $H(f)$ έχει έξοδο το επιθυμητό σήμα μηνύματος και, συνεπώς, το εύρος ζώνης του πρέπει να ισούται με W .
- Η έξοδος του VCO είναι ένα WBFM σήμα με στιγμιαία συχνότητα, η οποία ακολουθεί την στιγμιαία συχνότητα του λαμβανόμενου FM σήματος.
- Κύριο πλεονέκτημα της FMFB αποδιαμόρφωσης είναι η ελάττωση του φαινομένου του κατωφλίου (το οποίο εκδηλώνεται όταν ο SNR στην είσοδο του FM αποδιαμορφωτή είναι μικρότερο από μια προκαθορισμένη τιμή, δηλ. όταν $SNR < SNR_{th}$).

2.3. Θόρυβος στις αναλογικές διαμορφώσεις

Σηματοθορυβικός λόγος αναφοράς

Στα συστήματα γραμμικής διαμόρφωσης, η επικρατούσα τακτική για την εκτίμηση του θορύβου είναι η σύγκριση του SNR στην έξοδο του δέκτη με τον SNR ενός συστήματος βασικής ζώνης. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο SNR στην έξοδο ενός δέκτη ορίζεται μόνο αν οι συνιστώσες σήματος και θορύβου είναι προσθετικές εκεί.

Ο αποδιαμορφωτής ενός συστήματος βασικής ζώνης αποτελείται μόνο από ένα LPF εύρους ζώνης W . Έτσι, ένας τέτοιος δέκτης λαμβάνει ισχύ σήματος P_R και αποδίδει στην έξοδό του ισχύ θορύβου ίση με $N_0 W$. Συνεπώς, ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος βασικής ζώνης είναι :

$$SNR_b = \frac{P_R}{N_0 W}$$

Θεωρώντας στα παρακάτω διαβρωτικό λευκό βαθυπερατό θόρυβο AWGN που περνά από φίλτρο κεντρικής f_c και εύρους W έχουμε:

$$n(t) = n_c(t)\cos(2\pi f_c t) - n_s(t)\sin(2\pi f_c t) \quad \text{με} \quad P_{n_c} = P_{n_s} = P_n = 2n_0 W$$

όπου η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου είναι: $S_n(f) = \begin{cases} N_0/2 & \text{για } |f - f_c| < W \\ 0 & , \text{αλλού} \end{cases}$

Θόρυβος στην AM DSB-SC

Παρατηρώντας τον αποδιαμορφωτή της AM DSB-SC και συνυπολογίζοντας τον θόρυβο στην είσοδό του ($r(t) = s(t) + n(t)$), προκύπτει η τελική έξοδος:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_c m(t) \cos(\varphi_c - \varphi_{LO}) + \frac{1}{2} [n_c(t) \cos \varphi_{LO} + n_s(t) \sin \varphi_{LO}]$$

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση που πομπός και δέκτης είναι ασύμφωνοι ($\varphi_c \neq \varphi_{LO}$), η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος πέφτει κατά $\cos^2(\varphi_c - \varphi_{LO})$.

Χρησιμοποιώντας ένα PLL μπορούμε να κάνουμε τον αποδιαμορφωτή σύμφωνο (coherent demodulator) και η έξοδος προκύπτει:

$$y(t) = \frac{1}{2} [A_c m(t) + n_c(t)]$$

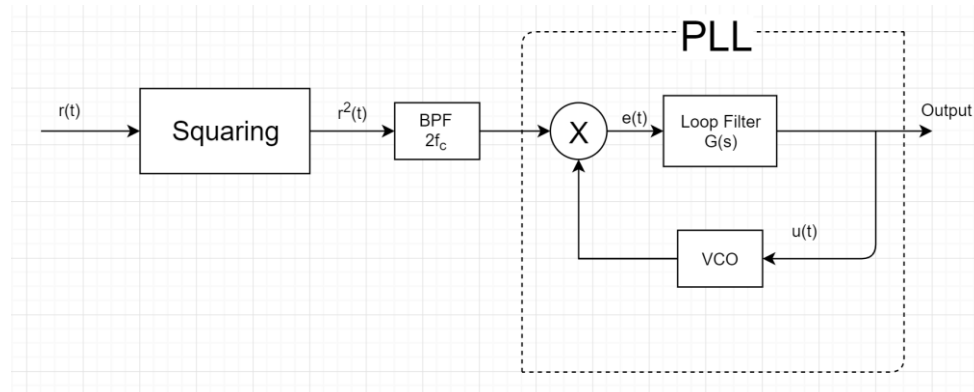
Απ' την τελευταία σχέση και ότι $P_R = \frac{A_c^2}{2} P_m$ μπορούμε να εξάγουμε τον σηματοθορυβικό λόγο ως:

$$SNR_{DSB} = \frac{\frac{A_c^2}{4} P_m}{\frac{1}{4} 2N_0 W} = \frac{P_R}{N_0 W} = SNR_b$$

Τελικά, η σύμφωνη AM DSB δεν παρέχει βελτίωση έναντι ενός απλού συστήματος βασικής ζώνης.

Ειδική περίπτωση: Μελέτη Συγχρονισμού του Δέκτη με PLL

Το σύστημα που αναλαμβάνει τη δημιουργία μιας φάσης αναφοράς για την σύγχρονη αποδιαμόρφωση του AM DSB-SC σήματος είναι το PLL. Δεδομένου ότι το $m(t)$ μηδενική μέση τιμή (ή ισοδύναμα δεν περιέχει DC), το $r(t)$ δεν εμφανίζει φασματική γραμμή στην f_c (ή ισοδύναμα δεν μπορούμε να εξάγουμε απ' το $r(t)$ μια συνιστώσα φέροντος). Η ισχύς σήματος που μπορεί να οδηγήσει το PLL περιέχεται στην $2f_c$, αφού προηγηθεί τετραγωνισμός του $r(t)$. Το σύστημα που εκτιμά τη φάση φέροντος προκύπτει:



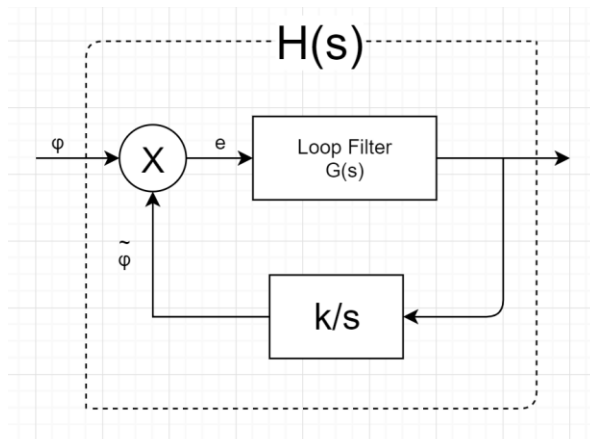
Μελετώντας είσοδο στο PLL ένα σήμα ανάλογο του $\cos(4\pi f_c t + 2\varphi)$ και έξοδο του VCO ένα σήμα ανάλογο του $\sin(4\pi f_c t + 2\tilde{\varphi})$, όπου $\tilde{\varphi}$ η εκτίμηση της φάσης. Το σήμα σφάλματος τότε προκύπτει:

$$e(t) = \cos(4\pi f_c t + 2\varphi) \sin(4\pi f_c t + 2\tilde{\varphi}) = \frac{1}{2} \sin(2(\varphi - \tilde{\varphi})) + \frac{1}{2} \sin(8\pi f_c t + 2(\varphi + \tilde{\varphi}))$$

Επιλέγοντας ως φίλτρο βρόχου ένα πρωτοβάθμιο LPF (που «περνά» μόνο τον πρώτο όρο) με συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = \frac{1+as}{1+bs}$ (a,b παράμετροι του φίλτρου που ελέγχουν το BW του βρόχου, $a \gg b$), και δεδομένου ότι ο VCO παράγει ημιτονοειδές με στιγμιαία συχνότητα $4\pi f_c t + 2\tilde{\varphi} = 4\pi f_c t + k' \int_{-\infty}^t u(t') dt'$, προκύπτει ότι η συνάρτηση μεταφοράς του VCO είναι k'/s και η εκτίμηση της φάσης φέροντος είναι:

$$2\tilde{\varphi} = k' \int_{-\infty}^t u(t') dt'$$

Για την ανάλυση ενός γραμμικοποιημένου PLL πρέπει να απαλλαγούμε απ' τον όρο $\frac{1}{2} \sin(2(\varphi - \tilde{\varphi}))$ που καθιστά το σύστημα μη γραμμικό. Πράγματι, στη μόνιμη κατάσταση ο βρόχος εκτιμά καλά την φάση του φέροντος, δηλ. $\varphi - \tilde{\varphi} \ll 1 \Rightarrow \frac{1}{2} \sin(2(\varphi - \tilde{\varphi})) \approx \varphi - \tilde{\varphi}$:

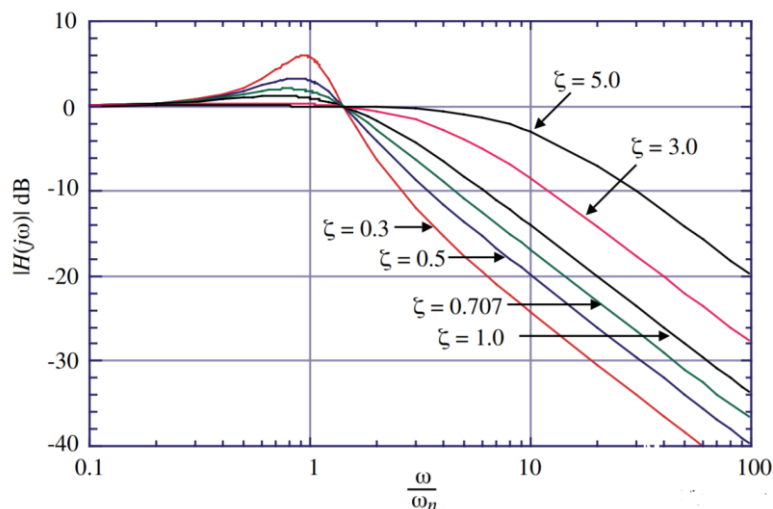


Προκύπτει η δευτεροβάθμια συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου:

$$H(s) = \frac{\frac{k}{s}G(s)}{1 + \frac{k}{s}G(s)} = \frac{bs + 1}{\frac{a}{k}s^2 + \left(b + \frac{1}{k}\right)s + 1} = \frac{\left(2\zeta\omega_n - \frac{\omega_n^2}{k}\right)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

όπου $\zeta = \frac{\omega_n(b+1)}{2k}$ ο συντελεστής εξασθένισης βρόχου και $\omega_n = \sqrt{ak}$ η φυσική συχνότητα βρόχου. Η κρίσιμη καμπύλη $\zeta=1$ διαχωρίζει τις υποκρίσιμες καμπύλες $\zeta < 1$ από τις υπερκρίσιμες καμπύλες $\zeta > 1$.

Frequency Response of $H(s)$



Κοιτάζοντας κανείς το ισοδύναμο μονόπλευρο BW θορύβου του βρόχου

$$B_{n,loop} = \frac{b^2(b^{-2} + ka^{-1})}{4(b+k^{-1})} = \frac{1+b^2\omega_n^2}{8\zeta/\omega_n}$$

βλέπει ότι το BW του βρόχου απαιτεί trade-off μεταξύ ταχύτητας απόκρισης και θορύβου στην εκτιμώμενη φάση. Επιλέγουμε εύρος ζώνης βρόχου αρκετά μεγάλο, ώστε να παρακολουθείται κάθε χρονική παρέκκλιση της φάσης του λαμβανόμενου σήματος, αλλά και αρκετά μικρό, ώστε να μην εισέρχεται στον βρόχο μεγάλη ισχύς θορύβου (θόρυβος αλλοίωσης της εκτίμησης).

Θόρυβος στην AM SSB

Θεωρώντας και πάλι ομόδυνη αποδιαμόρφωση, η έξοδος του χαμηλοπερατού φίλτρου είναι ίδια με της ομόδυνης AM DSB-SC. Τώρα όμως, η ισχύς λήψης είναι $P_R = A_c^2 P_m$ και ο SNR εξόδου υπολογίζεται ως:

$$SNR_{SSB} = \frac{\frac{A_c^2}{4} P_m}{\frac{1}{4} N_0 W} = SNR_b$$

Θόρυβος στο συμβατικό AM

Ακολουθώντας την ίδια ανάλυση με την AM DSB-SC, προκύπτει η παρόμοιας μορφής έξοδος του αποδιαμορφωτή (με την αντικατάσταση $m(t) \leftrightarrow 1 + am_n(t)$ και απαλοίφοντας εύκολα την μονάδα ως DC συνιστώσα):

$$y(t) = \frac{1}{2} [A_c am_n(t) + n_c(t)]$$

Με βάση την έξοδο αυτή και την ισχύ λήψης $P_R = \frac{A_c^2}{2} (1 + a^2 P_{m_n})$ προκύπτει:

$$SNR_{CDSB} = \frac{\frac{1}{4} A_c^2 a^2 P_{m_n}}{\frac{1}{4} 2N_0 W} = \frac{a^2 P_{m_n}}{1 + a^2 P_{m_n}} SNR_b = \theta \cdot SNR_b$$

Όπου $\theta = \frac{a^2 P_{m_n}}{1 + a^2 P_{m_n}} < 1$ ο συντελεστής απόδοσης της διαμόρφωσης.

Παρατηρούμε ότι πάντα $SNR_{CDSB} < SNR_b$. Οι πρακτικές τιμές του a είναι στο διάστημα (0.8,0.9). Σε πολλές εφαρμογές, παρατηρείται απώλεια στο SNR_{CDSB} σε σχέση με το SNR βασικής ζώνης (αφού μέρος της ισχύος του πομπού καταναλώνεται για να σταλεί η συνιστώσα φέροντος).

Αν γίνει χρήση του φωρατή περιβάλλουσας για την αποδιαμόρφωση του συμβατικού AM, η ανάλυση διαφοροποιείται, αφού πλέον το σύστημα δεν παρουσιάζει γραμμική δομή. Σε τέτοιες περιπτώσεις, προσεγγίζουμε τις σχέσεις υποθέτοντας μεγάλο SNR στην είσοδο του δέκτη. Ο φωρατής καλείται να παράξει την περιβάλλουσα του αθροίσματος σήματος και θορύβου. Η είσοδος του φωρατή είναι το σήμα:

$$r(t) = [A_c(1 + am_n(t)) + n_c(t)] \cos(2\pi f_c t) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t)$$

Η περιβάλλουσα του $r(t)$ είναι:

$$\Pi(t) = \sqrt{[A_c(1 + am_n(t)) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

Η υπόθεση του μεγάλου SNR μας λέει ότι η ισχύς σήματος θα είναι πολύ ισχυρότερη της ισχύος θορύβου, άρα η πιθανότητα:

$$\Pr\{A_c(1 + am_n(t)) + n_c(t) \gg n_s(t)\} \approx 100\%$$

Άρα με μεγάλη πιθανότητα:

$$\Pi(t) \approx A_c(1 + am_n(t)) + n_c(t)$$

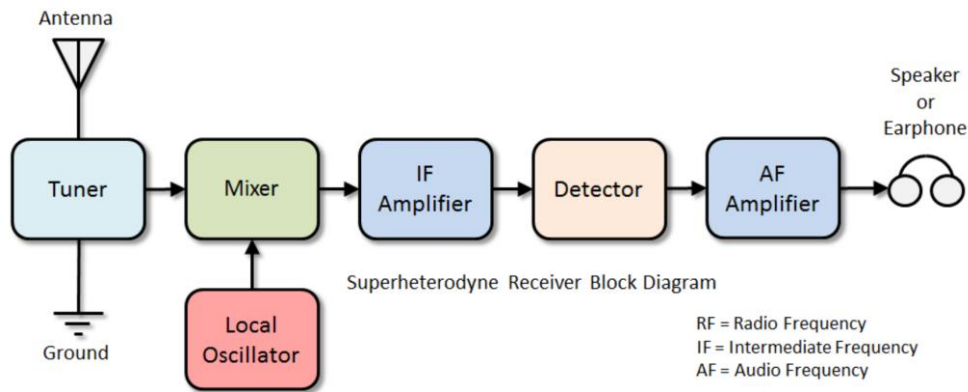
Τελικά, χωρίς την DC:

$$y(t) = A_c am_n(t) + n_c(t)$$

Η τελευταία σχέση είναι όμοια με του σύμφωνου αποδιαμορφωτή (χωρίς τον συντελεστή 1/2) και συνεπώς έχουν το ίδιο SNR. Αν δεν είχαμε υποθέσει μεγάλο SNR στην είσοδο, τότε σήμα και θόρυβος δεν θα είχαν προσθετική σχέση, αλλά πεπλεγμένη (ή πολλαπλασιαστική), με αποτέλεσμα το σήμα να μην μπορούσε να γίνει αντιληπτό και το σύστημα να λειτουργούσε κάτω απ' το κατώφλι.

2.4. Ραδιοφωνία AM

Στην συγκεκριμένη υπηρεσία μετάδοσης ομιλίας και μουσικής, έχει παραχωρηθεί η ζώνη 535 – 1605 KHz. Οι φέρουσες συχνότητες τοποθετούνται, με βήμα-διαχωρισμό 10 KHz, στη ζώνη 540 – 1600 KHz. Το σήμα βασικής ζώνης $m(t)$ περιορίζεται σε εύρος ζώνης περίπου 5 KHz, ενώ οι σταθμοί εκπομπής χρησιμοποιούν συμβατικό AM για τη μετάδοση του σήματος. Ο λόγος της χρήσης του συμβατικού AM είναι κυρίως οικονομικός, με την έννοια του χαμηλού κόστους υλοποίησης τέτοιων δεκτών και δεδομένου ότι οι εκπομποί είναι πολύ λιγότεροι από τους δέκτες. Ο υπερετερόδυνος δέκτης AM έχει ως εξής:



**Superheterodyne receiver : Μίξη σημάτων RF με τοπικό φέρον για λήψη συγκεκριμένης ενδιάμεσης συχνότητας (IF) – εφευρέθηκε από τον E. Armstrong το 1918.*

Αρχικά, η δυνατότητα συντονισμού στην επιθυμητή συχνότητα, παρέχεται από έναν πυκνωτή μεταβλητής χωρητικότητας, ο οποίος συντονίζει ταυτόχρονα τον Tuner (ένας RF ενισχυτής) και την συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Το επιλεγμένο AM ραδιοσήμα μετατρέπεται, στη συνέχεια, σε AM με φέρουσα την σταθερή συχνότητα $f_{IF} = 455\text{KHz}$. Η μετατροπή αυτή επιτρέπει τη χρήση μόνο ενός IF συντονισμένου ενισχυτή με σταθερή συχνότητα συντονισμού για οποιονδήποτε σταθμό την AM ζώνης συχνοτήτων. Το εύρος ζώνης του IF ενισχυτή είναι 10 KHz, ώστε να καλύπτει το εύρος ζώνης του προς μετάδοση σήματος).

Η μετατροπή της επιλεγόμενης ραδιοσυχνότητας στην IF επιτυγχάνεται απ' τις δύο πρώτες βαθμίδες:

$$f_{LO} = f_c + f_{IF} ,$$

όπου f_c η φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος. Προκύπτει ότι η περιοχή συντονισμού του τοπικού ταλαντωτή είναι 955 – 2055 KHz.

Συντονίζοντας τον RF ενισχυτή στην f_c και αναμιγνύοντας την έξοδό του με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (συχνότητας f_{LO}), λαμβάνουμε ένα σύνθετο σήμα με δύο συνιστώσες:

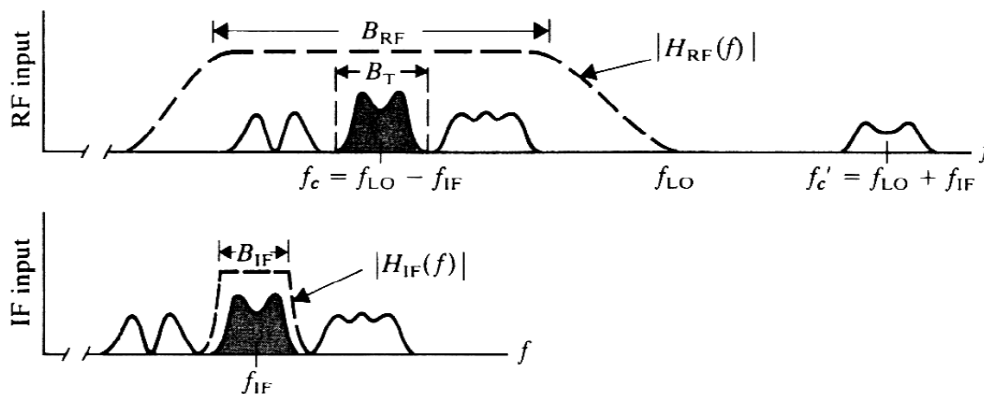
- μία με κεντρική την $f_{LO} - f_c = f_{IF}$ (μόνο αυτή διέρχεται απ' τον IF ενισχυτή).

- μία με κεντρική την $f_{LO} + f_c = 2f_c + f_{IF}$.

Η έξοδος του IF ενισχυτή διέρχεται από φωρατή περιβάλλουσα, ο οποίος παρέχει το επιθυμητό σήμα ακουστικής ζώνης $m(t)$. Τέλος, έχουμε ενίσχυση του $m(t)$ και οδήγημα στο μεγάφωνο.

Μεταξύ των βαθμίδων Detector-IF Amplifier υπάρχει ανατροφοδότηση (βρόχος). Ο βρόχος αυτός, ρυθμίζει την ενίσχυση του IF ενισχυτή με βάση το ύψος της ισχύος του σήματος του φωρατή και ονομάζεται αυτόματος έλεγχος έντασης ήχου (AVC).

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει ο τρόπος με τον οποίο ο AM δέκτης αποφεύγει τόσο τις παρεμβολές παρακείμενων καναλιών, όσο και του σήματος ειδώλου (στην συχνότητα $f_{c'} = f_{LO} + f_{IF}$). Σκοπός είναι να περιορίσουμε το εύρος ζώνης B_{RF} του RF ενισχυτή, αφού στην είσοδό του (κεραία) έχουμε συλλογή πολλών σημάτων από διάφορους σταθμούς.



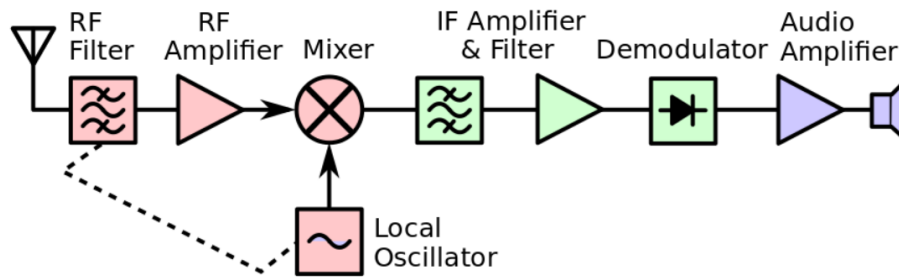
Για να αποφύγουμε παρεμβολές από άλλους σταθμούς, επιλέγουμε στενό εύρος ζώνης B_{IF} , ενώ για να αποφύγουμε παρεμβολή ειδώλου θέλουμε στενό B_{RF} (ώστε να απορριφθεί το είδωλο απ' την αποδιαμόρφωση). Τελικά, η συνθήκη μη-παρεμβολής είναι:

$$B_T (= 10\text{KHz}) < B_{RF} < 2f_{IF}$$

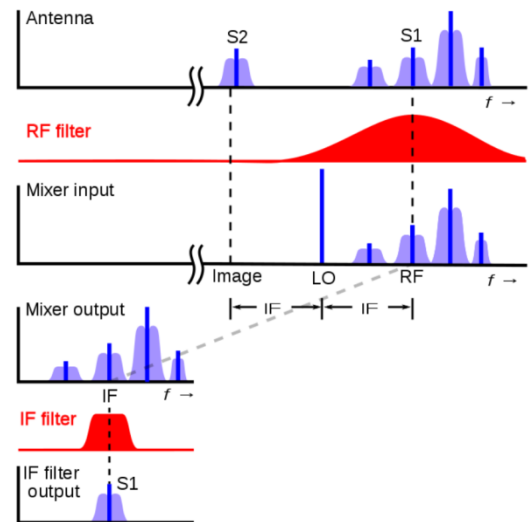
2.5. Ραδιοφωνία FM

2.5.1. Ο υπερετερόδυνος δέκτης FM

Η εμπορική ραδιοφωνία FM χρησιμοποιεί τη ζώνη 87,5-108 MHz (Europe, Australia and Africa - defined as ITU region 1) για τη μετάδοση ομιλίας και μουσικής. Ωστόσο, το ραδιόφωνο FM μπορεί επίσης να μεταδίδει ψηφιακά δεδομένα με ψηφιακές πληροφορίες χαμηλού εύρους ζώνης, γνωστό ως Radio Data System (RDS) στην Ευρώπη και Radio Broadcast Data System (RBDS) στις ΗΠΑ. Οι φέρουσες συχνότητες διαχωρίζονται με συχνοτική απόσταση (channel spacing) 200 KHz (σε άλλες χώρες είναι 100 KHz) σύμφωνα με το CCIR πλάνο/bandplan (Consultative Committee on International Radio). Κανονικά, κάθε κανάλι έχει πλάτος 200 kHz και μπορεί να περάσει συχνότητες ήχου και υποφέροντος έως 100 KHz. Η απόκλιση περιορίζεται κατά κανόνα στα 150 KHz (± 75 KHz), προκειμένου να αποφευχθεί η παρεμβολή γειτονικού καναλιού στη ζώνη. Επίσης, χρησιμοποιείται προέμφαση του μηνύματος στο πομπό για να βελτιωθεί η απόδοση της αποδιαμόρφωσης του λαμβανόμενου σήματος παρουσία θορύβου. Το γενικό διάγραμμα του υπερετερόδυνου FM δέκτη είναι:



Αρχικά, το σήμα συλλέγεται απ' την κεραία, η έξοδος της οποίας είναι ένα σήμα μερικών μV . Ο κοινός συντονισμός του RF ενισχυτή και του τοπικού ταλαντωτή επιτρέπει στον μίκτη να μετατοπίσει το επιλεγόμενο FM ραδιοσήμα σε μια σταθερή IF ζώνη με εύρος 200 KHz και με κεντρική συχνότητα $f_{IF} = 10,7$ MHz (και είναι, συνήθως, μικρότερη απ' την f_{RF} για λόγους κυκλωματικής πολυπλοκότητας). Εφόσον το σήμα πληροφορίας είναι αποτυπωμένο στη συχνότητα του φέροντος, οποιαδήποτε μεταβολή στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, δε μπορεί παρά να είναι αποτέλεσμα προσθετικού θορύβου, παρεμβολών ή διαλείψεων. Ο αποδιαμορφωτής αποτελείται από έναν



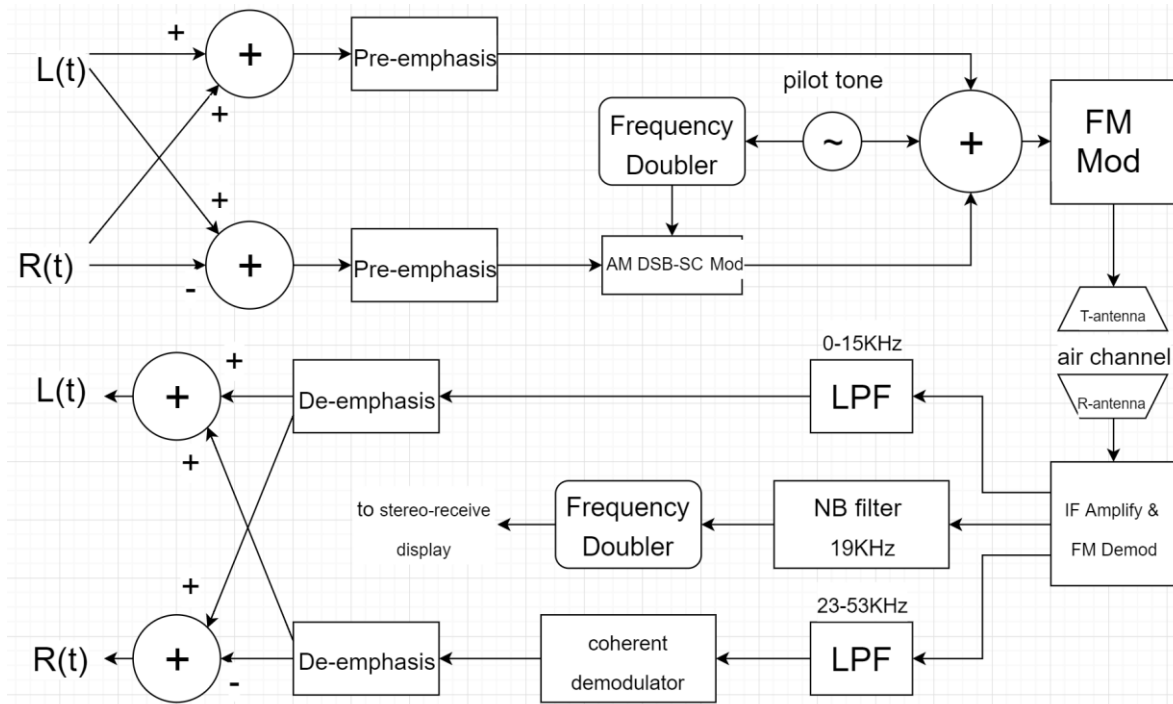
περιοριστή πλάτους (limiter) και έναν διευκρινιστή (discriminator) ή PLL. Ο limiter εξαλείφει οποιαδήποτε μεταβολή πλάτους στο σήμα εξόδου του IF ενισχυτή και, επιπλέον, περιέχει ένα BPF (με κεντρική 10,7 MHz και BW 200 KHz) για να απορρίψει τις υψηλής συχνότητας συνιστώσες που προκύπτουν απ' τη μη-γραμμική λειτουργία του limiter. Στη συνέχεια, η αποδιαμόρφωση γίνεται μέσω ενός ισοσταθμισμένου διευκρινιστή συχνότητας ή ενός PLL. Τέλος, ο ενισχυτής ακουστικών συχνοτήτων κάνει αποέμφαση/ενίσχυση και το σήμα εξόδου φιλτράρεται (απομάκρυνση θορύβου εκτός ακουστικής ζώνης) και οδηγεί ένα μεγάφωνο. Φασματικά, η εικόνα στην εικόνα δεξιά.

2.5.2. Εκπομπή και λήψη στερεοφωνικού FM ήχου

Αρχικά, μερικές παρατηρήσεις μπορούν να γίνουν από το σήμα εξόδου FM:

- Το πλάτος ενός σήματος FM είναι σταθερό, ανεξάρτητο από το σήμα μηνύματος, δίνοντάς του μια σταθερή ιδιότητα περιβάλλουσα με ισχύ εξόδου $A_c^2/2$ σε αντίσταση 1Ω .
- Η έξοδος $x_{FM}(t)$ έχει μια μη γραμμική εξάρτηση από το σήμα μηνύματος, καθιστώντας δύσκολη την ανάλυση των ιδιοτήτων ενός σήματος FM.

Πολλοί ραδιοσταθμοί FM μεταδίδουν προγράμματα στερεοφωνικής μουσικής χρησιμοποιώντας τις εξόδους δύο μικροφώνων, τα οποία τοποθετούνται σε δύο διαφορετικά σημεία του χώρου. Το block διάγραμμα εκπομπής/λήψης τέτοιων σταθμών φαίνεται παρακάτω:



Πομπός FM stereo: Τα σήματα απ' το δεξί και το αριστερό μικρόφωνο ($R(t)$ και $L(t)$) προστίθενται και αφαιρούνται. Το σήμα αθροίσματος αφήνεται ως είναι να καταλαμβάνει τη ζώνη 0-15 KHz, ενώ το σήμα διαφοράς χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει κατά AM DSB-SC ένα φέρον στα 38 KHz (το οποίο παράγεται από έναν ταλαντωτή στα 19 KHz). Ο τόνος τοποθετείται στα 19 KHz (και όχι στα 38 KHz) για να διαχωριστεί ευκολότερο στον δέκτη απ' το τελικό σύνθετο σήμα που θα στείλει ο πομπός. Το σύνθετο σήμα που προκύπτει στην έξοδο του τελικού αθροιστή του πομπού, διαμορφώνει κατά FM ένα φέρον. Ο πομπός αυτός είναι συμβατός και για την περίπτωση του FM mono, αν διορθωθεί το σήμα βασικής ζώνης ως FDM σήμα, όπου τότε ένας τυπικός αποδιαμορφωτής FM μπορεί εύκολα να ανακτήσει το σήμα αθροίσματος $L+R$. Βέβαια, για να υπάρχει αυτή η συμβατότητα μεταξύ mono και stereo, πρέπει το FM σήμα να μην υπερβαίνει το εκχωρημένο εύρος ζώνης των 200 KHz.

Δέκτης FM stereo: Ο δέκτης ακολουθεί το μοντέλο του υπερετερόδυνου δέκτη μέχρι τη βαθμίδα του IF ενισχυτή. Υποθέτοντας ότι στο μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται διευκρινιστής, στην έξοδό του το λαμβανόμενο σήμα έχει μετατραπεί σε σήμα βασικής ζώνης. Στη συνέχεια, το σήμα αυτό διαχωρίζεται στα σήματα $L+R$ και $L-R$, μέσω των δύο φίλτρων αποέμφασης. Το σήμα διαφοράς προκύπτει απ' το AM DSB-SC σήμα με τη βοήθεια ενός σύμφωνου αποδιαμορφωτή και του πιλοτικού τόνου. Με την προσθαφαίρεση των δύο σημάτων προκύπτουν τα επιθημητά L και R . Τέλος, ενισχύονται στις ακουστικές συχνότητες και οδηγούν τα δύο μεγάφωνα. Στην περίπτωση δέκτη που δεν υποστηρίζει στερεοφωνική λήψη, ανιχνεύεται μόνο το σήμα αθροίσματος, το οποίο ισούται με το άθροισμα $L+R$ στη ζώνη 0-15 KHz.

ΣΗΜΕΙΩΣΗ: Σύμφωνα με την προτυποποίηση της FM ραδιοφωνίας (και σε αναλογία με την θεωρητική παρουσίαση της FM διαμόρφωσης), η μέγιστη απόκλιση συχνότητας (Δf) είναι 75 KHz. Αν η μέγιστη συχνότητα μηνύματος είναι ίση με $f_m=15$ KHz για ήχο, στη συνέχεια

$\beta=75\text{KHz}/15\text{KHz} = 5$, και το εύρος ζώνης FM είναι $BW_{FM} = 2(5 + 1)15 = 180 \text{ KHz}$. Αυτό είναι κοντά στο επιλεγμένο εύρος ζώνης των 200 KHz των κατανεμημένων καναλιών. Εάν οι συναρτήσεις Bessel χρησιμοποιούνται για την προσέγγιση του εύρους ζώνης, τότε προκύπτει ότι $BW_{FM} = (2 \times 8 + 1)15 = 255 \text{ KHz}$. Στην πράξη, οι τελευταίες πλευρικές συνεισφέρουν αμελητέα ισχύ, μειώνοντας έτσι το εύρος ζώνης σε, περίπου, 200 KHz (υποθέτοντας ότι συνιστώσες κάτω από -10 dBc είναι αμελητέες). Είναι σημαντικό να θυμόμαστε ότι αυτές οι εξισώσεις προέρχονται από ένα μήνυμα ενός τόνου, το οποίο είναι πολύ διαφορετικό από το πραγματικό μήνυμα που περιέχει πολλές διαφορετικές συχνότητες. Σε αυτή την περίπτωση, η μέγιστη συχνότητα του πραγματικού σήματος μηνύματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως προσέγγιση για το f_m .

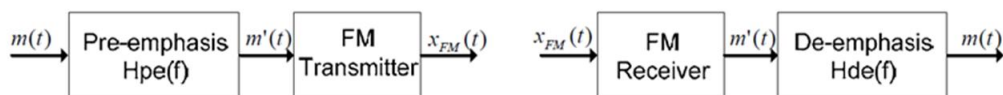
Ο αριθμός πλευρικών ζωνών ενός σήματος FM και ο σχετικός συντελεστής μεγέθους του μπορεί να βρεθεί με τη βοήθεια των πινάκων λειτουργίας Bessel. Ένας τέτοιος πίνακας, μας δείχνει, για το εκάστωτε β της εφαρμογής, πόσες πλευρικές βρίσκονται στο χρήσιμο εύρος ζώνης FM (κατά προσέγγιση).

β	J0	J1	J2	J3	J4	J5	J6	J7	J8
0	1								
0.25	0.98	0.12							
0.5	0.94	0.24	0.03						
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02					
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03				
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01		
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02

Table 1. Bessel Functions of the First Kind Rounded to Two Decimal Places.

2.5.3. Βελτίωση του ηχητικού SNR με προέμφαση και αποέμφαση

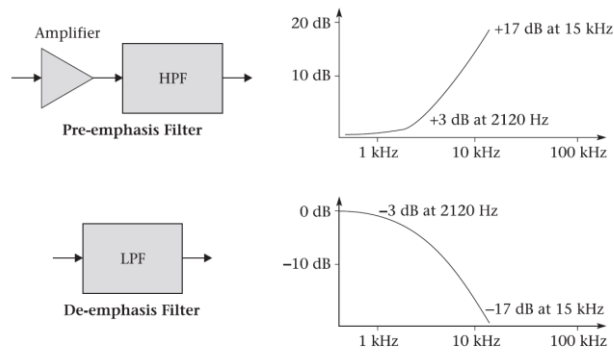
Η διαμόρφωση είναι ένα από τα βασικά βήματα που χρησιμοποιούνται στην αποδιαμόρφωση του FM. Ωστόσο, ένα ατυχές παραπροϊόν της διαμόρφωσης είναι ότι ενισχύει τον θόρυβο υψηλής συχνότητας και υποβαθμίζει το συνολικό SNR του ανακτηθέντος σήματος μηνύματος. Για να αντισταθμίσουν το φαινόμενο αυτό, οι εκπομποί FM εισάγουν ένα φίλτρο προέμφασης, πριν μετάδοση FM, για την ενίσχυση του υψίσυχνου περιεχομένου του σήματος μηνύματος. Όλοι οι δέκτες FM ενσωματώνουν ένα αμοιβαίο φίλτρο αποέμφασης, μετά τη λήψη, για να μειώσουν τον υψίσυχνο θόρυβο και τις παρεμβολές και να αποκαταστήσουν μια επίπεδη απόκριση συχνότητας σήματος μηνύματος.



$$H_{pe}(f) = 1 + j2\pi f\tau_x$$

$$H_{de}(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f\tau_x}$$

Όπου οι σταθερές χρόνου τ_x είναι οι σταθερές χρόνου προ/αποέμφασης. Οι σταθερές χρόνου που χρησιμοποιούνται σε διάφορες περιοχές του κόσμου είναι 75 μs (σε περιοχές εντός των ΗΠΑ) και 50 μs (σε περιοχές εντός της Ευρώπης). Βλέπουμε ότι το pre-emphasis φίλτρο έχει συμπεριφορά ενός high-pass φίλτρου, ενώ το de-emphasis low-pass.



Το SNR ενός συστήματος FM για μονοφωνικά σήματα χωρίς προ-έμφαση και απο-έμφαση είναι:

$$SNR_{FM} = 3\beta^2(\beta + 1) CNR$$

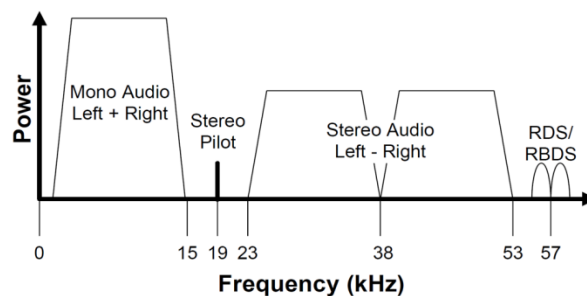
$$SNR_{FM} \approx 3\left(\frac{B_T}{2W}\right)^3 CNR$$

όπου B_T είναι το εύρος ζώνης μετάδοσης FM ($=BW_{FM}$), W είναι το εύρος ζώνης σήματος μηνύματος ($\approx f_m$) και CNR είναι το carrier-to-noise ratio και είναι ίσο με $A_c^2/2B_T N_0$, όπου $N_0/2$ είναι η δίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος λευκού θορύβου. Η ανωτέρω εξίσωση SNR απεικονίζει το συμβιβασμό (trade-off) που υπάρχει μεταξύ της ποιότητας σήματος μηνύματος (SNR) και του εύρους ζώνης μετάδοσης FM. Με ένα FM εύρος ζώνης εκπομπής 200 kHz και εύρος ζώνης σήματος μηνύματος 15 kHz ($\beta \approx 5,67$), είναι εύλογο να αναμένεται ότι το SNR στην έξοδο ενός δέκτη FM θα έχει κέρδος FM (FM gain) 27 dB παραπάνω από το CNR. Καθώς το CNR στην είσοδο του διευκρινιστή FM μειώνεται, τελικά θα δημιουργήσει θόρυβο (impulse noise), με αποτέλεσμα clicks και crackling. Η εμφάνιση του θορύβου (impulse noise) μας λέει ότι ο δέκτης FM μόλις εισήγαγε ένα κατώφλι θορύβου (φαινόμενο κατωφλίου). Το κατώφλι FM ορίζεται ως το ελάχιστο CNR που αποφέρει βελτιώσεις FM που δεν αποκλίνουν σημαντικά από τη θεωρητική εξίσωση που δίνεται για το FM SNR. Όπως σημειώθηκε προηγουμένως, η χρήση φίλτρων προ/αποέμφασης είναι μια προσέγγιση για τη βελτίωση του SNR ενός συστήματος FM, αφού εξασθενούν τον υψηλής συχνότητας θόρυβο. Ο πραγματικός παράγοντας βελτίωσης (I - Improvement factor) στο SNR εξόδου ενός δέκτη FM χρησιμοποιώντας φίλτρα προ/αποέμφασης είναι:

$$I = \frac{\left(\frac{W}{f_x}\right)^3}{3\left[\left(\frac{W}{f_x}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{W}{f_x}\right)\right]}$$

όπου $f_x = 1/2\pi\tau_x$ είναι η γωνιακή συχνότητα 3-dB των φίλτρων προ/αποέμφασης. Με γωνιακή συχνότητα 3-dB στα 2,1 kHz και εύρος ζώνης σήματος μηνύματος 15 kHz, ένας συντελεστής βελτίωσης 13 dB μπορεί να επιτευχθεί από τα φίλτρα προ/αποέμφασης. Αυτός ο παράγοντας βελτίωσης προϋποθέτει επίσης ένα μεγάλο CNR στην είσοδο του διευκρινιστή FM. Έτσι, η συνολική βελτίωση SNR για ένα μονοφωνικό σήμα (πάνω από το κατώφλι) από το κέρδος FM και τα φίλτρα απο/προέμφασης είναι $\approx 27\text{dB} + 13\text{dB} = 40\text{dB}$, υποθέτοντας ένα εύρος ζώνης μετάδοσης FM των 200 kHz, ένα εύρος ζώνης σήματος μηνύματος 15 kHz και γωνιακή συχνότητα 3-dB φίλτρων προ/αποέμφασης 2,1 kHz (αφού $\tau_x = 75 \mu\text{s}$). Πρέπει να μην παρερμηνευτεί αυτό το αποτέλεσμα, επειδή η εξίσωση δείχνει ότι είναι δυνατόν να επιτύχουμε

ένα FM SNR των 40 dB με ένα CNR=0 dB. Γενικά, αυτό δεν θα συμβεί, επειδή οι τυποποιημένοι αποδιαμορφωτές FM τυπικά παρουσιάζουν ένα κατώφλι στα 12 dB CNR, που ακυρώνει τα παραπάνω αποτελέσματα. Επιπλέον, η βελτίωση SNR για στερεοφωνικά σήματα είναι μόλις 17 dB πάνω από το CNR, για CNRs πάνω από το κατώφλι. Οι παρακάτω εξισώσεις συνοψίζουν τις βελτιώσεις του (audio) SNR ήχου για το FM:



$$SNR_{MONO} = 40 + CNR [dB]$$

$$SNR_{STEREO} = 17 + CNR [dB]$$

όταν το CNR είναι πάνω απ' το κατώφλι.

2.5.4. Πολυπλεξία στην FM

Πριν από το 1961, η μονοφωνική εκπομπή ηχητικών σημάτων ήταν το πρότυπο για AM, FM και TV. Οι εκπομπές FM την εποχή εκείνη περιλάμβαναν και τις SCA (subsidiary communications authorization) υπηρεσίες, που ήταν πολυπλεγμένες με το κύριο μονοφωνικό κανάλι για την παροχή μουσικής υπόκρουσης και άλλες υπηρεσίες σε γραφεία και καταστήματα. Το 1961, η FCC (Federal Communications Commission) ενέκρινε τη μετάδοση του στερεοφωνικού ήχου, η οποία επεκτείνει την ιδέα της πολυπλεξίας των σημάτων για τη δημιουργία stereo audio. Μία από τις βασικές απαιτήσεις του στερεοφωνικού σήματος πολυπλεξίας ήταν να είναι συμβατό (backwards compatible) προς τη μεγάλη υπάρχουσα βάση των μονοφωνικών δεκτών FM. Για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος, το τμήμα βασικής ζώνης (0 έως 15 kHz) του σήματος πολυπλεξίας (MPX), έπρεπε να περιέχει το αριστερό (L) και το δεξιό (R) κανάλι πληροφορίας (L+R) για μονοφωνική λήψη. Ο στερεοφωνικός ήχος επιτυγχάνεται διαμορφώνοντας κατά πλάτος την πληροφορία (L-R) με καταπιεσμένο υποφέρων των 38 kHz στη περιοχή 23 έως 53 kHz του φάσματος της βασικής ζώνης. Ένας πιλοτικός τόνος 19 kHz προστίθεται στο πολυπλεγμένο σήμα εκπομπής για να ενεργοποιήσει τους FM στερεοφωνικούς δέκτες και αυτοί να ανιχνεύσουν και αποκωδικοποιήσουν τα στερεοφωνικά κανάλια (αριστερό και δεξί). Η μορφή του σύνθετου σήματος βασικής ζώνης ανταποκρίνεται στην οπίσθια συμβατότητα (backwards compatibility) που απαιτείται για τους δέκτες FM mono, ενώ, ταυτόχρονα, παρέχει αρκετές πληροφορίες για στερεοφωνικούς δέκτες FM για την αποκωδικοποίηση των εξόδων των στερεοφωνικών καναλιών (αριστερού και δεξιού). Το σημερινό σήμα MPX περιλαμβάνει ένα υποφορέα 57 kHz που φέρει RDS και RBDS σήματα. Το Σχήμα 5 δείχνει το φάσμα ενός σύγχρονου σήματος βασικής ζώνης MPX.

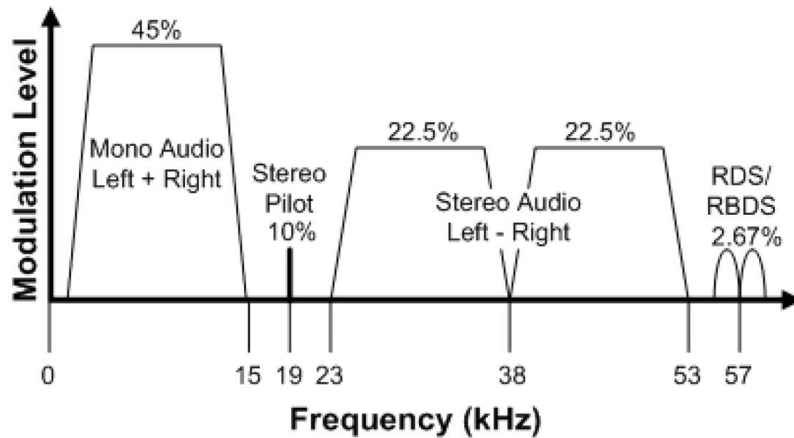
Στην πραγματικότητα, το σήμα μηνύματος που χρησιμοποιείται στις σημερινές FM εκπομπές είναι το σήμα MPX (όχι ένας απλός τόνος), με φάσμα βασικής ζώνης παρόμοιο με αυτό που φαίνεται στο διπλανό σχήμα.

Η FCC έχει ορίσει όρια διαμόρφωσης (modulation limits):

- 100% διαμόρφωση (στιγμιαία απόκλιση συχνότητας 75kHz αντιστοιχεί σε διαμόρφωση 100%) για στερεοφωνική μετάδοση και

- μέχρι 110% διαμόρφωση για SCA πολυπλεγμένα subcarriers, κάτω από ορισμένες συνθήκες.

Το παρακάτω σχήμα δείχνει ένα παράδειγμα κατανομής επιπέδου διαμόρφωσης (modulation level breakdown) για τα διάφορα σήματα σε ένα τυπικό MPX σήμα μηνύματος.

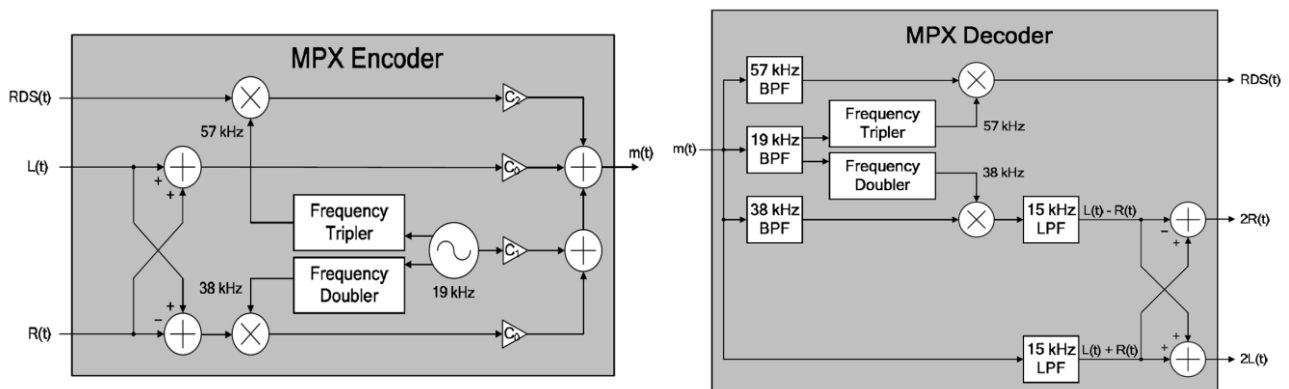


Το συνολικό επίπεδο διαμόρφωσης για το σήμα MPX που φαίνεται στο σχήμα 6, χωρίς να υπάρχει συσχέτιση, είναι το αριθμητικό άθροισμα καθενός από τα επίπεδα των υποκαναλιών και δίνει 102,67% διαμόρφωση ή peak απόκλισης συχνότητας 77.0025 kHz. Από την τελευταία ενότητα, η απόκλιση συχνότητας σχετίζεται με το εύρος του σήματος μηνύματος από τη σταθερά K_{VCO} (δεδομένου ότι $\Delta f = K_{VCO} f_m$). Έτσι, για ένα σταθερό K_{VCO} , το εύρος όλων των υποκαναλικών σημάτων στο σήμα μηνύματος MPX, πρέπει να κλιμακωθεί για να δοθεί η κατάλληλη συνολική απόκλιση συχνότητας.

Το σχήμα παρακάτω δείχνει ένα εννοιολογικό διάγραμμα μπλοκ ενός κωδικοποιητή MPX, που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του MPX σήματος. Τα $L(t)$ και $R(t)$ υποδηλώνουν τις χρονικές κυματομορφές των δύο καναλιών (αριστερό και δεξί αντ.) και το $RDS(t)$ υποδηλώνει την χρονική κυματομορφή του σήματος RDS/RBDS. Το σήμα μηνύματος MPX μπορεί να εκφραστεί ως:

$$m(t) = C_0[L(t) + R(t)] + C_1 \cos(2\pi * 19kHz * t) + C_0[L(t) - R(t)]\cos(2\pi * 38kHz * t) + C_2 RDS(t) \cos(2\pi * 57kHz * t)$$

όπου τα C_0 , C_1 και C_2 είναι κέρδη που χρησιμοποιούνται για την κλιμάκωση των πλατών των σημάτων $L(t) \pm R(t)$, του 19kHz πιλοτικού τόνου και του υποφορέα RDS (αντίστοιχα), για τη δημιουργία του κατάλληλου επιπέδου διαμόρφωσης.



Το διπλανό σχήμα δείχνει ένα εννοιολογικό διάγραμμα μπλοκ ενός αποκωδικοποιητή MPX, που χρησιμοποιείται για την ανάκτηση του αριστερού, δεξιού και RDS σήματος από το

σήμα μηνύματος MPX $m(t)$. Το σήμα μηνύματος εφαρμόζεται σε τρία BPFs με κεντρικές συχνότητες στα 19, 38 και 57 kHz και σε ένα LPF με 3-dB συχνότητα αποκοπής 15 kHz. Το BPF 19 kHz είναι ένα φίλτρο υψηλής Q (high-Q filter), που χρησιμοποιείται για την εξαγωγή του 19 kHz πιλοτικού τόνου από το σήμα μηνύματος MPX. Ο ανακτημένος πιλοτικός τόνος είναι διπλασιασμένος και τριπλασιασμένος (συχνοτικά) για να παράγει τα απαιτούμενα σήματα τοπικού ταλαντωτή (LO), που απαιτούνται για την αποδιαμόρφωση των (L-R) και RDS σημάτων, αντίστοιχα. Με την πρόσθεση και αφαίρεση των σημάτων (L+R) και (L-R), ανακτάται μια κλιμακωμένη έκδοση του αριστερού και του δεξιού καναλιού, για να παραχθεί στερεοφωνικός ήχος. Το RDS επιστρέφεται με ανάμειξη (mixing) ενός 57kHz LO και τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν αποστέλλοντας αυτό το σήμα σε κατάλληλο φίλτρο.

Η παραπάνω ανάλυση αποκαλύπτει τη δυσκολία διατήρησης καλού στερεοφωνικού διαχωρισμού. Πρώτον, εάν ένα μονοφωνικό σήμα εφαρμόζεται στην είσοδο του αποκωδικοποιητή, ο πιλοτικός τόνος, το (L-R) και τα σήματα RDS είναι μηδενικά, επειδή δεν υπάρχουν για μονοφωνικά σήματα. Η αριστερή και η δεξιά έξοδος του αποκωδικοποιητή θα είναι ο ίδιος και ίσες με το σήμα (L+R), ανακτώντας έτσι το μονοφωνικό σήμα. Δεύτερον, κάθε αναντιστοιχία κέρδους/πλάτους (gain mismatch) ή αναντιστοιχία φάσεων (phase mismatch) κατά τη δημιουργία του σήματος μηνύματος MPX και/ή κατά την ανάκτηση του αριστερού και δεξιού καναλιού, οδηγούν σε πεπερασμένο στερεοφωνικό διαχωρισμό, οπότε το αριστερό κανάλι έχει ορισμένες σωστές πληροφορίες καναλιού και το δεξιό κανάλι έχει κάποιες πληροφορίες για το αριστερό κανάλι (επίσης γνωστό ως διαχωρισμός καναλιών-channel separation ή διασταυρούμενη συζήτηση-crosstalk). Για παράδειγμα, εάν τα LPFs των 15 kHz του αποκωδικοποιητή, έχουν μια αναντιστοιχία κέρδους 1%, ο στερεοφωνικός διαχωρισμός θα είναι περίπου -46 dB. Αυτό το παράδειγμα δείχνει, ότι οι αριστερές και οι δεξιές διαδρομές σήματος πρέπει να ταιριάζουν τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση, για να διατηρείται καλός στερεοφωνικός διαχωρισμός, το οποίο μπορεί να είναι δύσκολο αν ο κωδικοποιητής και ο αποκωδικοποιητής υλοποιούνται με αναλογικά κυκλώματα.

Πρόσφατες υλοποιήσεις ραδιοφωνικών FM tuners, όπως ο δέκτης Si4700 της Silicon Laboratories και ο Si4701 με RDS/RBDS, έχουν ενσωματώσει τεχνικές βελτίωσης θορύβου, όπως στερεοφωνική-μονοφωνική μίξη (stereo-mono blending) και soft mute, προς βελτίωση της ποιότητας ήχου του FM radio.

2.5.5. Πρότυπα σχεδιασμού για το FM στα VHF από την ITU-R BS.412-9

Ελάχιστη χρήσιμη ένταση πεδίου (minimum usable field strength)

Σε περίπτωση παρεμβολής από βιομηχανικό και οικιακό εξοπλισμό (τα όρια ακτινοβολίας από τέτοιους εξοπλισμούς αναφέρονται στη σύσταση ITU-R SM.433, η οποία δίνει το σχετικό CISPR-International Special Committee on Radio Interference), μια ικανοποιητική υπηρεσία απαιτεί μια μέση ισχύ πεδίου (που μετράται στα 10m πάνω από το επίπεδο του εδάφους), όχι χαμηλότερη από αυτή που δίνεται στον πίνακα:

Areas	Services	
	Monophonic dB(μ V/m)	Stereophonic dB(μ V/m)
Rural	48	54
Urban	60	66
Large cities	70	74

Ελλείψει παρεμβολών από τον βιομηχανικό και τον οικιακό εξοπλισμό, οι τιμές έντασης του πεδίου (μετρούμενες 10m πάνω από το επίπεδο του εδάφους) που δίδονται στον παρακάτω πίνακα, μπορούν να θεωρηθούν ότι δίνουν αποδεκτή μονοφωνική ή στερεοφωνική υπηρεσία, αντίστοιχα. Αυτές οι τιμές δύναμης πεδίου ισχύουν όταν μια εξωτερική κεραία χρησιμοποιείται για μονοφωνική λήψη ή μια κατευθυντική κεραία με αξιόλογο κέρδος για στερεοφωνική λήψη (σύστημα πιλοτικού τόνου, όπως ορίζεται στη σύσταση ITU-R BS.450).

Services	
Monophonic dB(μ V/m)	Stereophonic dB(μ V/m)
34	48

Σε ένα πρακτικό σχέδιο, εξαιτίας παρεμβολών από άλλες εκπομπές ήχου, οι τιμές δύναμης πεδίου που μπορούν να προστατευθούν, γενικά, θα είναι υψηλότερες από αυτές του πρώτου πίνακα. Επιπλέον, στην περίπτωση της οριοθετημένης περιοχής μεταξύ οποιωνδήποτε δύο χωρών, οι ακριβείς τιμές που θα χρησιμοποιηθούν πρέπει να συμφωνηθούν μεταξύ των ενδιαφερομένων διοικήσεων.

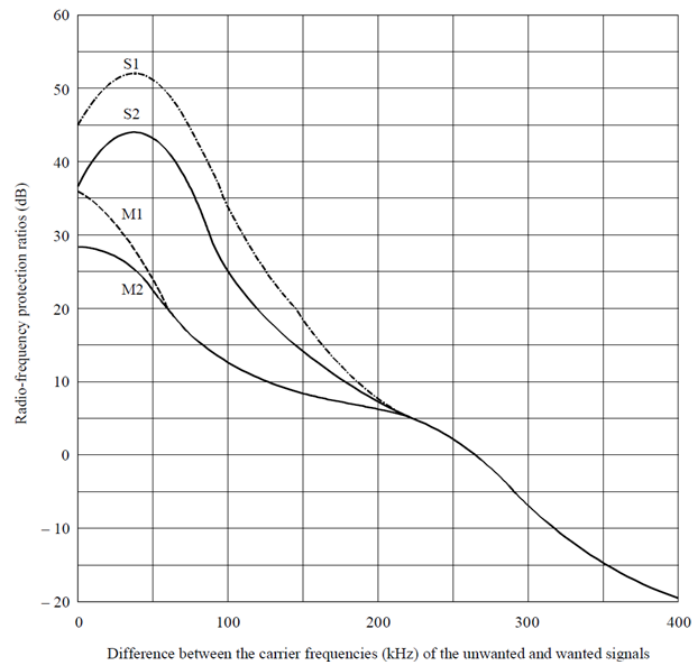
Λόγος Προστασίας Ραδιοσυχνότητας (RF Protection ratio)

Ο λόγος προστασίας ραδιοσυχνότητας είναι η ελάχιστη τιμή του επιθυμητού-προσ-ανεπιθύμητου λόγου σήματος, που συνήθως εκφράζεται σε dB στην είσοδο του δέκτη και προσδιορίζεται σύμφωνα με τις προδιαγραφές έτσι, ώστε να επιτυγχάνεται συγκεκριμένη ποιότητα λήψης στην έξοδο του δέκτη. Οι καμπύλες της σχέσης προστασίας (protection ratio curves) καθορίστηκαν αρχικά με διάφορες μεθόδους αξιολόγησης παρεμβολών. Αν δεν αναφέρεται διαφορετικά, οι τιμές προστασίας αναφέρονται στην παρεμβολή που παράγεται από μία μόνο πηγή. Σε περίπτωση πολλαπλών παρεμβολών, κατάλληλες μέθοδοι αξιολόγησης αναφέρονται στην αναφορά ITU-R BS.945. Θεωρείται ότι τα επιθυμητά και ανεπιθύμητα σήματα περιέχουν διαφορετικά προγράμματα, χωρίς καμία συσχέτιση. Στην περίπτωση ενός πανομοιότυπου προγράμματος (ίδιας διαμόρφωσης), η βελτίωση του λόγου προστασίας αναμένεται τουλάχιστον για μονοφωνικά σήματα. Στην περίπτωση της ίδιας συχνότητας και της ίδιας διαμόρφωσης, με συγχρονισμένα σήματα, οι λόγοι προστασίας για τα μονοφωνικά σήματα είναι πολύ χαμηλότεροι από αυτούς του πρώτου σχήματος (παρακάτω). Στην περίπτωση στερεοφωνικών σημάτων, οι λόγοι προστασίας εξαρτώνται από την καθυστέρηση διάδοσης και το στερεοφωνικό περιεχόμενο.

Carrier frequency spacing (kHz)	Radio-frequency protection ratio (dB) using a maximum frequency deviation of ± 75 kHz			
	Monophonic		Stereophonic	
	Steady interference	Tropospheric interference	Steady interference	Tropospheric interference
0	36.0	28.0	45.0	37.0
25	31.0	27.0	51.0	43.0
50	24.0	22.0	51.0	43.0
75	16.0	16.0	45.0	37.0
100	12.0	12.0	33.0	25.0
125	9.5	9.5	24.5	18.0
150	8.0	8.0	18.0	14.0
175	7.0	7.0	11.0	10.0
200	6.0	6.0	7.0	7.0
225	4.5	4.5	4.5	4.5
250	2.0	2.0	2.0	2.0
275	-2.0	-2.0	-2.0	-2.0
300	-7.0	-7.0	-7.0	-7.0
325	-11.5	-11.5	-11.5	-11.5
350	-15.0	-15.0	-15.0	-15.0
375	-17.5	-17.5	-17.5	-17.5
400	-20.0	-20.0	-20.0	-20.0

Οι τιμές λόγω προστασίας δίδονται για σταθερή (steady) και τροποσφαιρική (tropospheric) παρεμβολή, αντίστοιχα (βλ. παράρτημα 1). Οι λόγοι προστασίας για σταθερές παρεμβολές παρέχουν αναλογία σήματος προς θόρυβο περίπου 50 dB (βλ. ITU-R BS.641). Οι λόγοι προστασίας για τις τροποσφαιρικές παρεμβολές αντιστοιχούν στενά σε μια ελαφρώς ενοχλητική δυσμενή κατάσταση και θεωρείται αποδεκτή μόνο εάν η παρεμβολή λαμβάνει χώρα σε μικρό ποσοστό του χρόνου, που δεν καθορίζεται με ακρίβεια, αλλά θεωρείται ότι κυμαίνεται μεταξύ 1%-10%. Σημαντικά ισχυρά επιθυμητά σήματα μπορεί να απαιτούν υψηλότερες τιμές λόγου προστασίας από αυτές που δίδονται στο σχήμα, λόγω μη γραμμικών επιδράσεων στον δέκτη.

Radio-frequency protection ratio required by broadcasting services in band 8 (VHF) at frequencies between 87.5 MHz and 108 MHz using a maximum frequency deviation of ± 75 kHz



Curves M1: monophonic broadcasting; steady interference
M2: monophonic broadcasting; tropospheric interference
S1: stereophonic broadcasting; steady interference
S2: stereophonic broadcasting; tropospheric interference

Για τους λόγους προστασίας ραδιοσυχνοτήτων που δίδονται στο ανωτέρω σχήμα, υποτίθεται ότι δεν υπερβαίνεται η μέγιστη απόκλιση αιχμής ± 75 kHz. Επιπλέον, θεωρείται ότι η ισχύς ολόκληρου του πολυπλεγμένου σήματος (συμπεριλαμβανομένου του πιλοτικού τόνου και επιπρόσθετων σημάτων), ενσωματωμένο σε οποιοδήποτε διάστημα των 60 δευτερολέπτων, δεν είναι υψηλότερη από την ισχύ ενός πολυπλεγμένου σήματος που περιέχει έναν μόνο ημιτονοειδή τόνο, ο οποίος προκαλεί μέγιστη απόκλιση ± 19 kHz. Είναι σημαντικό να μην ξεπεραστούν τα όρια για τα επίπεδα διαμόρφωσης που αναφέρονται παραπάνω, αλλιώς η ακτινοβολούμενη ισχύς του πομπού πρέπει να μειωθεί σύμφωνα με τα αυξημένα μεγέθη για λόγους προστασίας, που αναφέρονται στο παράρτημα 2 της ITU-R BS.412-9.

Οι λόγοι προστασίας για τη στερεοφωνική μετάδοση, προϋποθέτουν τη χρήση φίλτρου χαμηλής διέλευσης μετά τον FM αποδιαμορφωτή στον δέκτη, που έχει σχεδιαστεί για τη μείωση των παρεμβολών και θορύβου σε συχνότητες μεγαλύτερες από 53 kHz στο σύστημα πιλοτικού τόνου (pilot-tone system), και άνω των 46,25 kHz στο σύστημα πολικής διαμόρφωσης (polar-modulation system). Χωρίς τέτοιο φίλτρο ή ισοδύναμη διάταξη στον δέκτη, οι καμπύλες λόγου προστασίας για τη στερεοφωνική μετάδοση, δεν μπορούν να ικανοποιηθούν και σημαντικές παρεμβολές από μεταδόσεις σε γειτονικά ή κοντινά κανάλια είναι δυνατές. Κατά τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών των φίλτρων, των οποίων η απόκριση φάσης είναι σημαντική για τη συντήρηση του διαχωρισμού των καναλιών (channel separation) σε υψηλές συχνότητες ήχου, πρέπει να γίνει αναφορά στο παράρτημα 3 του Rec. ITU-R BS.644.

Στην περίπτωση των δεκτών AM-FM, είναι απαραίτητο να ληφθούν μέτρα τέτοια, ώστε τα κυκλώματα στην ενδιάμεση συχνότητα AM (γενικά 450-470 kHz), να μην επιδεινώνουν τους λόγους προστασίας, όταν ο δέκτης λειτουργεί σε FM, ιδιαίτερα για διαφορές μεταξύ συχνοτήτων επιθυμητού και παρεμβολόμενου φέροντος άνω των 300 kHz.

Τα συστήματα δεδομένων (data systems) ή άλλα συστήματα που παρέχουν συμπληρωματικές πληροφορίες, εάν εισάγονται, πρέπει να μην προκαλούν περισσότερες παρεμβολές στις μονοφωνικές και στερεοφωνικές υπηρεσίες απ' αυτές που υποδεικνύονται στο σχήμα. Δεν θεωρείται εφικτή στο σχεδιασμό η παροχή πρόσθετης προστασίας στις υπηρεσίες δεδομένων (ή σε άλλες υπηρεσίες).

Κατά τον προγραμματισμό της συχνότητας (frequency planning), τα κανάλια πρέπει να ταξινομούνται κατά τρόπον ώστε, πρώτον οι φέρουσες συχνότητες που ορίζουν την ονομαστική τοποθέτηση των καναλιών RF μέσα στη ζώνη, να είναι ακέραια πολλαπλάσια των 100 kHz, και δεύτερον ο ομοιόμορφος διαχωρισμός διαύλων (uniform channel spacing) των 100 kHz να ισχύει τόσο για μονοφωνικές, όσο και για στερεοφωνικές μεταδόσεις. Βλέπουμε απ' τον παραπάνω πίνακα ότι, ο διαχωρισμός των καναλιών που χρησιμοποιείται (300kHz), δίνει λόγο προστασίας στα -7dB, μια τιμή που εξασφαλίζει τις απαιτούμενες συνθήκες λήψης.

Στα παραρτήματα της ITU-R BS.412-9, μπορεί να βρει κανείς διάφορες ειδικές περιπτώσεις παρεμβολών για την μετάδοση FM, καθώς και σχετικές καμπύλες λόγων προστασίας.

3. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ DAB/DAB+

3.1. Το κανάλι μετάδοσης

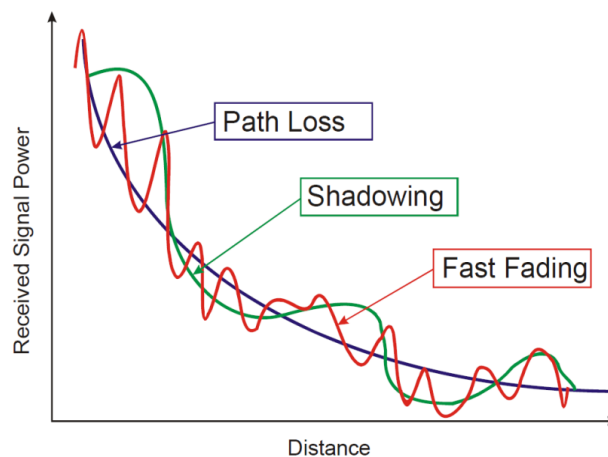
3.1.1. Γενικά

Γενικά, ο δίαυλος μετάδοσης αποτελεί τη φυσική σύνδεση μεταξύ πομπού και δέκτη (στο Physical Layer). Η έννοια της ευρυεκπομπής σημαίνει ότι: παρόλο που μπορεί να είναι διαθέσιμη μια διαδρομή επιστροφής (return path), αυτό δεν απαιτείται και το περιεχόμενο λαμβάνεται χωρίς να ζητηθεί. Μια ραδιοφωνική (ή τηλεοπτική) επίγεια εκπομπή είναι ένα πρόγραμμα που μεταδίδεται μέσω των κυμάτων του αέρα για δημόσια λήψη από οποιονδήποτε δέκτη συντονισμένο στο σωστό κανάλι σήματος.

Ο θόρυβος αποτελεί θεμελιώδη και αναπόφευκτη αιτία παραμόρφωσης σήματος. Προέρχεται από διάφορες διαδικασίες που υφίστανται τα μεταδιδόμενα κύματα στο δρόμο τους από την κεραία του πομπού προς την κεραία του δέκτη. Μεταξύ αυτών των διαδικασιών είναι:

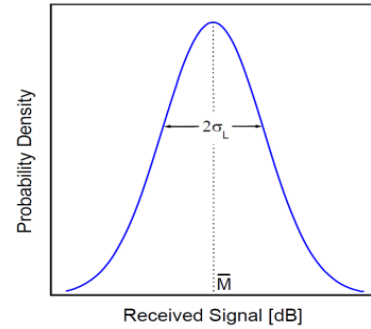
- 1) Τα χαρακτηριστικά κατεύθυνσης του κεραιοσυστήματος πομποδέκτη [directional characteristics].
- 2) Η ανάκλαση από τις λεπτές επιφάνειες των τοίχων/λόφων [reflection].
- 3) Απορρόφηση από τοίχους, δέντρα και ατμόσφαιρα [absorption].
- 4) Διάσπαση από τραχιές επιφάνειες όπως τη θάλασσα, το τραχύ έδαφος και τα φύλλα/κλαδιά των δέντρων [scattering].
- 5) Περίθλαση από τις άκρες (στεγών και λόφων) [diffraction].
- 6) Διάθλαση λόγω ατμοσφαιρικών στρωμάτων και στρωματοποιημένων ή βαθμολογημένων υλικών [refraction].

Τρία ανεξάρτητα πολλαπλασιαστικά φαινόμενα διάδοσης (τα οποία εμφανίζονται ως μεταβαλλόμενες διαδικασίες στο χρόνο μεταξύ των κεραιών) λαμβάνουν χώρα στο κανάλι μετάδοσης. Οι Πολλαπλασιαστικές διαδικασίες στο κανάλι μετάδοσης είναι:



- Απώλειες Διαδρομής (μεγάλης κλίμακας) - **Path Loss** (larg-scale): Εκφράζουν τη συνολική μείωση στην ισχύ του πεδίου καθώς η απόσταση μεταξύ του πομπού και δέκτη αυξάνεται (νόμος του Friis).
- Σκίαση (ή αργές διαλείψεις) - **Shadowing** (or slow fading): Επικαλυμμένη στην απώλεια διαδρομής είναι η σκίαση, η οποία αλλάζει πιο γρήγορα, με σημαντικές

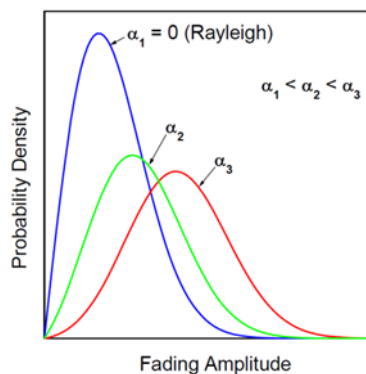
διακυμάνσεις (περίπου 20 dB) σε αποστάσεις εκατοντάδων μέτρων. Αυτό το φαινόμενο συναντάται όταν στη διαδρομή παρεμβάλλεται προεξέχον έδαφος (π.χ. λόφοι, δάση, πινακίδες, κτήρια κτλ.) και ο δέκτης τότε καλείται σκιασμένος. Τα στατιστικά της βραδείας εξασθένησης παρέχουν έναν τρόπο υπολογισμού μιας εκτίμησης της απώλειας διαδρομής ως συνάρτηση της απόστασης. Οι μετρήσεις υποδεικνύουν ότι η μέση απώλεια διαδρομής ακολουθεί την λογαριθμοκανονική κατανομή (**log-normal distribution**), δηλαδή το σήμα που μετράται σε dB ακολουθεί κανονική κατανομή. Η τυπική απόκλιση της κατανομής σκίασης είναι γνωστή ως μεταβλητότητα θέσης (σ_L), ποικίλλει ανάλογα με τη συχνότητα και εξαρτάται από το περιβάλλον στο οποίο βρίσκεται ο δέκτης (3-6dB).



- Διαλήψεις λόγω πολυδιαδρομικότητας (ή γρήγορες διαλείψεις) – multipath/**fast fading**): Η ταχεία εξασθένηση συνεπάγεται διακυμάνσεις κλίμακας half-wavelength (50 cm στα 300 MHz, 17 cm στα 900 MHz) και συχνά εισάγει μεγάλες διακυμάνσεις της τάξης των 20 dB. Αποτελείται από καταστρεπτικούς συνδυασμούς τυχαία καθυστερημένων, ανακλώμενων, διαθλώμενων και περιθλώμενων συνιστωσών σήματος. Αυτός ο τύπος διαλείψεων είναι σχετικά γρήγορος και συνεπώς είναι υπεύθυνος για βραχυπρόθεσμες παραλλαγές σημάτων. Ανάλογα με τη φύση του περιβάλλοντος διάδοσης, υπάρχουν διαφορετικά μοντέλα που περιγράφουν τη στατιστική συμπεριφορά των fast-fading απωλειών:

A. Διάυλος Rice

Σε αυτό το κανάλι, μία από τις διαδρομές καναλιού είναι η line-of-sight (LOS). Άλλες διαδρομές έχουν μεγαλύτερη εξασθένηση και μεγαλύτερες καθυστερήσεις από την LOS. Η απόκριση συχνότητας τέτοιων καναλιών δεν είναι σταθερή. Ένα τέτοιο κανάλι θα εφαρμόζεται κανονικά στις κατευθυντικές κεραιές λήψης στο επίπεδο της οροφής. Στα SFN τα καθυστερημένα σήματα μπορεί επίσης να προέρχονται από άλλες θέσεις πομπού.

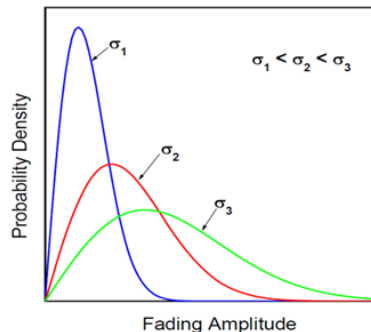


α : μέγεθος της LOS

B. Διάυλος Rayleigh

Σε αυτό το μοντέλο υπάρχουν μόνο reflecting paths. Στην περίπτωση αυτή η απόκριση του καναλιού συναρτήσει της συχνότητας δεν είναι επίπεδη. Οι κυματισμοί στην απόκριση

συχνότητας σε κανάλι Rayleigh είναι μεγαλύτεροι και βαθύτεροι απ' ό,τι σε κανάλι Rice. Τέτοια κανάλια λαμβάνουν χώρα σε χαμηλά ύψη, κατοικημένες περιοχές και εντός κτιρίων, όπου θα υπάρχουν ανακλάσεις από τεχνητά εμπόδια και έδαφος. Στα SFN, τα καθυστερημένα σήματα μπορούν επίσης να προέρχονται από άλλες θέσεις πομπού.



σ : τυπική απόκλιση

Γ. Κινητός Δίαυλος (Mobile Channel)

Όταν ο δέκτης είναι κινούμενος, οι παράμετροι του καναλιού αλλάζουν γρήγορα. Έτσι, έχουμε ολίσθηση Doppler (Doppler shift/spread). Σε αυτή την περίπτωση το μοντέλο καναλιού είναι πολλαπλών διαδρομών με μεταβλητές παραμέτρους. Η κατάσταση αντιστοιχεί σε ένα κανάλι Rayleigh, αλλά με κίνηση δέκτη (δηλαδή αρκετά στατιστικά ανεξάρτητα εισερχόμενα σήματα που επηρεάζονται από το Doppler shift/spread, με διαφορετικούς χρόνους καθυστέρησης, κανένας από τους οποίους δεν κυριαρχεί, μαζί με θερμικό θόρυβο). Θα υπάρξουν ταχείες και σοβαρές διακυμάνσεις στο λαμβανόμενο σήμα που οφείλονται στην multipath propagation. Ωστόσο, η κύρια υποβάθμιση στο ληφθέν σήμα προκαλείται από το κίνηση του οχήματος που μεταφέρει τον δέκτη, η ταχύτητα του οποίου αντιστοιχεί σε δεδομένη Συχνότητα Doppler. Η λήψη επιτυγχάνεται με τη χρήση μη κατευθυνόμενης κεραίας που βρίσκεται σε απόσταση τουλάχιστον 1,5 μέτρων πάνω από το έδαφος, σε κινούμενα οχήματα ή τρένα, όπου θα υπάρξουν αντανακλάσεις από τα ανθρωπογενή εμπόδια και το έδαφος. Στην περίπτωση ενός SFN, τα καθυστερημένα σήματα μπορεί επίσης να προέρχονται από άλλες θέσεις πομπού.

Δ. Φορητός Δίαυλος (Portable Channel – slow-time-varying Rayleigh channel)

Το κανάλι μετάδοσης για φορητή λήψη πρέπει να θεωρηθεί ως (βραδέως) χρονική διακύμανση. Αυτή η χρονική διακύμανση προκαλείται από τα κινούμενα αντικείμενα κοντά στον (στατικό) φορητό δέκτη, τα οποία παράγουν μια χρονική εξάρτηση από τις ηχώ που ανακλώνται. Αν και αυτός ο μηχανισμός δεν εισάγει αξιοσημείωτη υποβάθμιση Doppler, οι μετρήσεις δείχνουν ότι οι δέκτες έχουν χειρότερη απόδοση στα slow-time Rayleigh κανάλια σε σύγκριση με τα static-Rayleigh κανάλια (πιθανώς λόγω συγχρονισμού).

3.1.2. Το φυσικό κανάλι του DAB/DAB+

Το σύστημα DAB έχει ως βασικό στόχο την εξυπηρέτηση κινητών δεκτών (mobile reception). Τα ειδικά προβλήματα της κινητής λήψης προκαλούνται από την πολυδιαδρομική διάδοση: Το ΗΜ κύμα θα υποστεί σκίαση, περίθλαση, ανάκλαση, κλπ. και θα φτάσει στην κεραία με διάφορους τρόπους, ως μια ασυνάρτητη υπέρθεση πολλών σημάτων με διαφορετικούς χρόνους ταξιδιού. Αυτό οδηγεί σε ένα περιβάλλον παρεμβολής που εξαρτάται

από τη συχνότητα και τη τοποθεσία ή (για έναν κινητό δέκτη) το χρόνο. Ο κινητός δέκτης κινείται μέσω ενός περιβάλλοντος παρεμβολών, το οποίο αλλάζει μέσα σε milliseconds και αυτό ποικίλλει σε σχέση με το εύρος ζώνης μετάδοσης. Το κινητό ραδιοφωνικό κανάλι χαρακτηρίζεται από χρονική διακύμανση (time variance) και εκλεκτικότητα συχνότητας (frequency selectivity).

Χρονική διακύμανση (time variance)

Η χρονική διακύμανση προσδιορίζεται από την ταχύτητα του οχήματος και το μήκος κύματος. Η σχετική φυσική ποσότητα είναι η μέγιστη μετατόπιση συχνότητας Doppler:

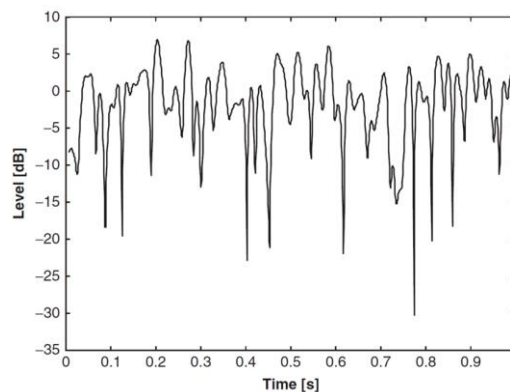
$$f_{Dmax} = \frac{v}{c} f_0 \approx \frac{1}{1080} \frac{f_0}{MHz} \frac{v}{km/h} Hz$$

Η πραγματική μετατόπιση Doppler ενός κύματος με γωνία α σε σχέση με το διάνυσμα της ταχύτητας του οχήματος δίνεται από

$$f_D = f_{Dmax} \cos(\alpha)$$

Τυπικά, το λαμβανόμενο σήμα είναι μια υπέρθεση πολλών σκορπισμένων και ανακλώμενων σημάτων από διαφορετικές κατευθύνσεις, ώστε να μην μιλάμε για μετατόπιση Doppler, αλλά για φάσμα Doppler. Το πιο δημοφιλές φάσμα Doppler είναι το φάσμα Jakes, που αντιστοιχεί στην ισότροπη κατανομή του α .

A received VHF signal level for a fast-moving car (192 km/h) for a carrier wave of fixed frequency (225MHz).



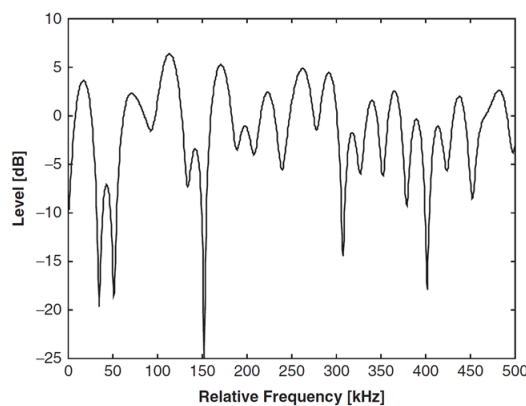
Η υπέρθεση των Doppler-shifted carriers οδηγεί σε διακύμανση του πλάτους και της φάση του carrier. Αυτό σημαίνει ότι το ληφθέν σήμα έχει διαμορφωθεί κατά πλάτος και φάση από το κανάλι. Για ψηφιακή διαμόρφωση φάσης, αυτές οι ταχείες διακυμάνσεις της φάσης προκαλούν σοβαρά προβλήματα, εάν η φάση του carrier μεταβάλλεται πολύ έντονα κατά τη διάρκεια συμβόλου T_s , που απαιτείται για τη μετάδοση ψηφιακά διαμορφωμένου συμβόλου. Το πλάτος και η φάση κυμαίνονται τυχαία. Η τυπική συχνότητα της διακύμανσης είναι της τάξης της f_{Dmax} . Συνεπώς, ψηφιακή μετάδοση με συμβολική διάρκεια T_s είναι εφικτή μόνο αν:

$$f_{Dmax} T_s \ll 1$$

Εκλεκτικότητα συχνότητας (frequency selectivity)

Η εκλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού καθορίζεται από τους διαφορετικούς χρόνους ταξιδιού (travel times) των σημάτων. Μπορούν να υπολογιστούν ως ο λόγος: $\frac{\text{travelling distances}}{\text{velocity of light}}$.

Οι διαφορές στο χρόνο ταξιδιού μερικών μικροδευτερολέπτων είναι χαρακτηριστικές για το κυψελωτό κινητό ραδιόφωνο. Για ένα σύστημα ευρυεκπομπής σε μια μεγάλη περιοχή, είναι πιθανές ηχώ έως και 100 ms σε μια λοφώδη ή ορεινή περιοχή. Στα λεγόμενα δίκτυα απλής συχνότητας, το σύστημα πρέπει να αντιμετωπίσει ακόμα μεγαλύτερες ηχούς. Μακρύτερες ηχώ αντιστοιχούν σε περισσότερες διαλείψεις μέσα στο εύρος ζώνης μετάδοσης. Το σχήμα 2.3 δείχνει ένα παράδειγμα ενός λαμβανόμενου επιπέδου σήματος ως συνάρτηση της συχνότητας σε μια σταθερή θέση, όπου οι διαφορές χρόνου διαδρομής των σημάτων αντιστοιχούν σε αρκετά χιλιόμετρα.



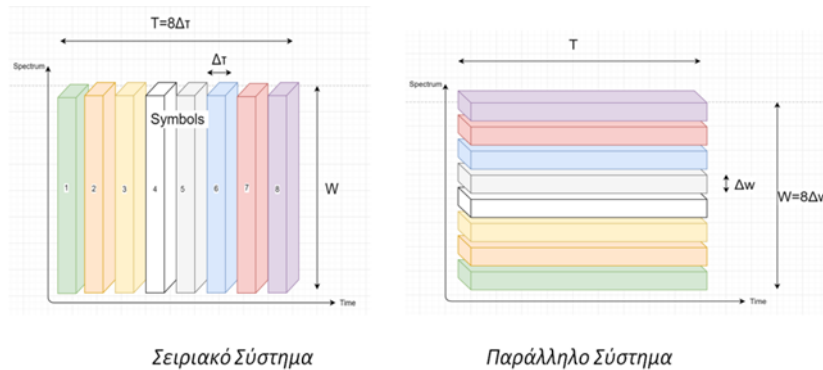
Στο πεδίο του χρόνου, παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων διαταράσσει τη μετάδοση, εάν οι διαφορές χρόνου ταξιδιού δεν είναι πολύ μικρότερες από τη διάρκεια του συμβόλου T_s . Ένας ρυθμός δεδομένων 200 kbps, για παράδειγμα, οδηγεί σε $T_s = 10$ ms για η διαμόρφωση QPSK. Αυτό είναι της ίδιας τάξης με την ηχώ, που σημαίνει ότι η ψηφιακή μετάδοση αυτού του ρυθμού δεδομένων δεν είναι δυνατή, αν δεν χρησιμοποιήσουμε πιο εξελιγμένες μεθόδους. Γνωστές τεχνικές είναι οι ισοσταθμιστές (equalisers), διασπορά φάσματος (spread spectrum) και διαμόρφωση πολλαπλών carriers. Οι ισοσταθμιστές χρησιμοποιούνται στο πρότυπο GSM. Το data rate για το DAB είναι πολύ υψηλότερο από του GSM, και οι ηχώ σε ένα σενάριο εκπομπής είναι πολύ μακρύτερες από ό,τι σε ένα κυψελωτό δίκτυο. Αυτό θα οδηγούσε σε μεγαλύτερη πολυπλοκότητα για τον εξισωτή. Η διασπορά φάσματος είναι φασματικά αποδοτική μόνο για κυψελωτά δίκτυα, όπου χρησιμοποιείται ως πολλαπλή πρόσβαση (CDMA), όπως στο πρότυπο UMTS. Για το DAB αποφασίστηκε επομένως να χρησιμοποιηθεί multicarrier modulation, διότι είναι σε θέση να αντιμετωπίσει πολύ μεγάλες ηχώ και είναι εύκολο να εφαρμοστεί.

3.2. Το σύστημα OFDM

3.2.1. Γενικά

Η OFDM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται ευρέως σε πάρα πολλά σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Το βασικό πρόβλημα των κλασικών σειριακών

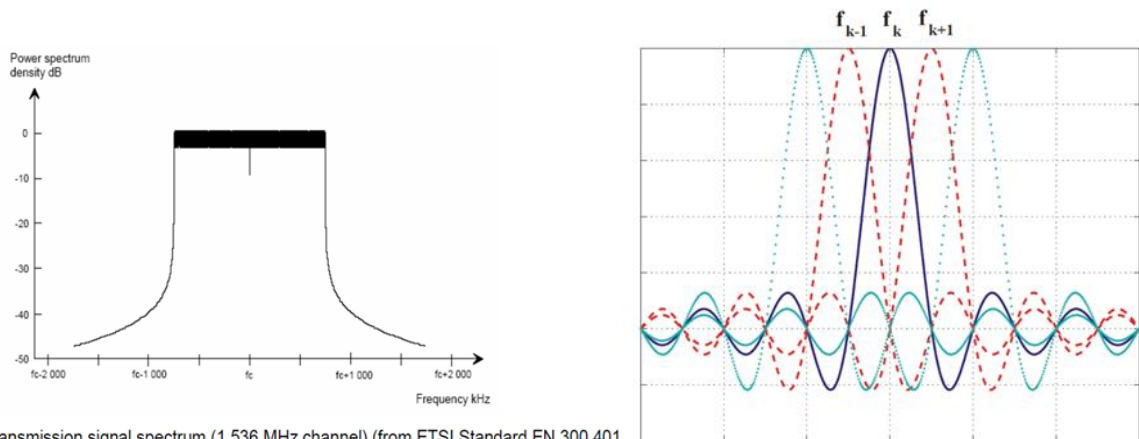
συστημάτων είναι η ισοστάθμιση του δέκτη. Με τον όρο σειριακό σύστημα εννοούμε ότι καταλαμβάνεται όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης (με χρήση παλμών μικρής διάρκειας) για να σταλεί ένα-ένα σύμβολο. Η OFDM, που ανήκει στα παράλληλα συστήματα, διαιρεί το WB σήμα προς μετάδοση σε πολλά NB παράλληλα σήματα. Μπορεί ο επιμέρους ρυθμός μετάδοσης καθενός NB σήματος να είναι αργός, όμως ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του παράλληλου συστήματος παραμένει σταθερός σε σχέση με τον ρυθμό του σειριακού. Το βασικό πλεονέκτημα της παράλληλης μετάδοσης δεδομένων είναι η ευκολότερη ισοστάθμιση στο δέκτη, αφού κάθε σύμβολο μεταδίδεται σε έναν διάυλο στενής ζώνης.



Βλέπουμε ότι στο σειριακό σύστημα κάθε σύμβολο καταλαμβάνει οχταπλάσιο εύρος ζώνης σε σχέση με τα σύμβολα στο παράλληλο, ενώ κάθε σύμβολο στο παράλληλο έχει οχταπλάσια διάρκεια σε σχέση με το σύμβολο στο σειριακό. Ο ρυθμός μετάδοσης και των δύο συστημάτων είναι ίδιος.

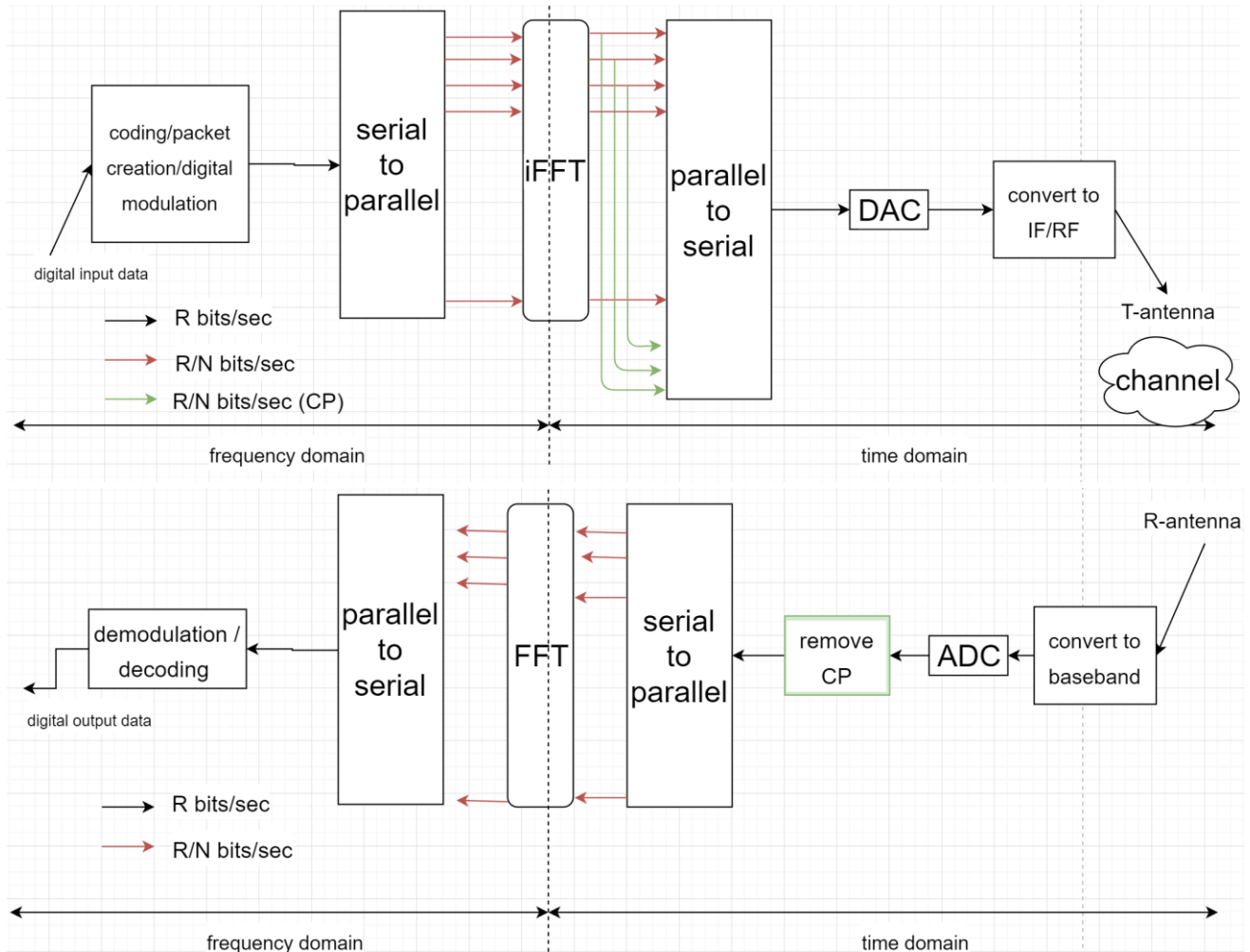
Ένα ακόμη πλεονέκτημα της OFDM, έναντι της πολυπλεξίας FDM, είναι ότι τα υποκανάλια είναι αλληλοκαλυπτόμενα, με αποτέλεσμα να εξοικονομείται φάσμα. Πριν επιτρέψουμε στο σύστημα να χρησιμοποιεί αλληλοκαλυπτόμενα υποκανάλια, πρέπει να εξασφαλίσουμε ότι όταν το φάσμα του ενός υποκαναλιού εμφανίζει κορυφή, τα γειτονικά του φάσματα εμφανίζουν μηδενισμό (ή ισοδύναμα τα υποκανάλια πρέπει να είναι μεταξύ του ορθογώνια). Η ορθογωνιότητα επιτυγχάνεται, αν τα υποκανάλια έχουν φέρουσες συχνότητες ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής συχνότητας. Ιδιαίτερο πρόβλημα για τα OFDM είναι η απώλεια συγχρονισμού, η οποία οδηγεί σε μη ικανοποίηση της ορθογωνιότητας και, συνεπώς, σε παραμόρφωση του σήματος. Με δεδομένο ότι πρακτικές τιμές του N είναι 52 έως 6817, το υλικό πολλαπλασιάζεται σε μεγάλο βαθμό λόγω της χρήσης πολλών μικτών, φίλτρων, ταλαντωτών κτλ. Η λύση για την μείωση του υλικού είναι μια διάταξη που υλοποιείται με DFT (Discrete Fourier Transform) ή FFT (Fast Fourier Transform).

Προστιθέμενα όλα τα carriers, δίνουν μια πυκνότητα ισχύος που μοιάζει με θόρυβο (noise-like power density) στο εύρος ζώνης του OFDM σήματος. Το άθροισμα της φασματικής πυκνότητας ισχύος όλων των carriers για το T-DAB με κανάλι 1.536 MHz είναι:



T-DAB transmission signal spectrum (1.536 MHz channel) (from ETSI Standard EN 300 401)

Ο πομπός και ο δέκτης OFDM μπορούν να περιγραφούν απ' το διάγραμμα:



3.2.2. Χρησιμότητα και ανάλυση της OFDM

Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της παρεμβολής μεταξύ συμβόλων, που προκαλείται από μεγάλες ηχώ, το DAB χρησιμοποιεί τον τύπο διαμόρφωσης πολλαπλών φορέων, γνωστό ως OFDM. Η απλή ιδέα πίσω από τη διαμόρφωση πολλαπλών φορέων είναι η διάσπαση της high-rate ροής δεδομένων σε K παράλληλες low-rate ροές δεδομένων και η ξεχωριστή διαμόρφωση κάθε ροής από τον δικό της sub-carrier. Αυτό οδηγεί σε αύξηση της διάρκειας του συμβόλου T_s κατά ένα συντελεστή K . Για αρκετά υψηλό K , είναι δυνατόν να

διατηρηθεί η T_s σημαντικά μεγαλύτερη από τη διάρκεια της ηχώ, και να καταστεί το σύστημα λιγότερο ευαίσθητο στις παρεμβολές μεταξύ των συμβόλων.

Το OFDM είναι ένα φασματικά πολύ αποδοτικό είδος διαμόρφωσης πολλαπλών carriers, διότι ελαχιστοποιεί το διαχωρισμό συχνοτήτων μεταξύ των επιμέρους carriers, επιτρέποντας αρκετή ελεγχόμενη φασματική επικάλυψη μεταξύ των carriers, χωρίς να προκαλείται παρεμβολή γειτονικού καναλιού (ACI). Αυτό προέρχεται από την μαθηματική ιδιότητα της ορθογωνιότητας, που έδωσε το όνομα στο OFDM.

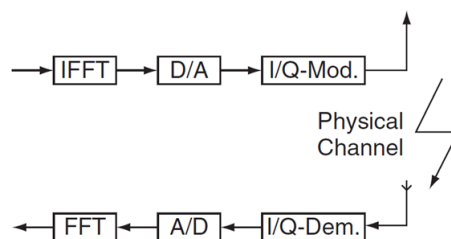
Είναι εύκολο να κατανοήσουμε ένα σήμα OFDM $s(t)$ ως ένα είδος σύνθεσης σήματος από σειρές Fourier, οριζόμενο ως:

$$s(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_k \cdot e^{j2\pi kt/T}$$

Καθορίζεται σε ένα διάστημα (περίοδος Fourier) μήκους T . Οι σύνθετοι συντελεστές Fourier z_k φέρουν τις ψηφιακά κωδικοποιημένες πληροφορίες. Για κάθε χρονικό διάστημα μήκους T , ένα άλλο σετ $(K+1)$ πληροφοριών που μεταφέρει συντελεστές μπορεί να μεταδοθεί. Σε πολλά πρακτικά συστήματα συμπεριλαμβανομένου και του DAB, ο συντελεστής DC (για $k=0$) δεν θα χρησιμοποιείται (δηλ. έχει οριστεί στο μηδέν) για λόγους υλικού. Η σύνθεση Fourier μπορεί να ερμηνευτεί ως διαμόρφωση κάθε σύνθετου συμβόλου διαμόρφωσης z_k σε ένα σύνθετο κύμα φέροντος $e^{j2\pi kt/T}$ με συχνότητα k/T ($k=\pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$). Το σήμα $s(t)$ είναι το σύνθετο σήμα βασικής ζώνης και πρέπει να μετατραπεί σε σήμα RF, μέσω ενός quadrature modulator. Από την πλευρά του δέκτη, η ανάλυση Fourier του downconverted σύνθετου σήματος βασικής ζώνης θα παράγει τα σύνθετα σύμβολα, χρησιμοποιώντας τον πολύ γνωστό τύπο:

$$z_k = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi kt/T} s(t) dt$$

που προκύπτει από την ορθογωνικότητα των κυμάτων carriers. Αμφότερες η ανάλυση και η σύνθεση Fourier θα υλοποιηθούν ψηφιακά από τους FFT (Fast Fourier Transform) και IFFT (Inverse FFT) αλγορίθμους.



Το γινόμενο του αριθμού των sub-carriers (K) και της μεταξύ τους απόστασης ($1/T$) είναι ίδιο για όλους τους τρόπους μετάδοσης και καθορίζει το συνολικό εύρος ζώνης σήματος, περίπου 1,5MHz. Ο λόγος Δ/T είναι πάντα ο ίδιος. Η τελευταία στήλη στον Πίνακα 2.3 δίνει έναν κανόνα για τη μέγιστη συχνότητα μετάδοσης, λόγω της διακύμανσης φάσης που προκαλείται από το φαινόμενο Doppler. Μια ταχύτητα αυτοκινήτου 120 km/h και ένα φυσικό κανάλι χωρίς οπτική επαφή (ισοτροπικό κανάλι Rayleigh με φάσμα Jakes Doppler, έχουν υποτεθεί. Αυτές οι τιμές αντιστοιχούν σε $f_{Dmax} * T_s = 0,05$, το οποίο είναι ένα ανώτατο όριο, πάνω απ' το οποίο το σύστημα DAB αρχίζει να αποτυγχάνει. Αυτό βασίζεται σε θεωρητικές καμπύλες καθώς και σε προσομοιώσεις.

Mode	K	$1/T$	T_s	Δ	max. frequency
TM I	1536	1 kHz	$\approx 1246 \mu\text{s}$	$\approx 246 \mu\text{s}$	$\approx 375 \text{ MHz}$
TM II	384	4 kHz	$\approx 312 \mu\text{s}$	$\approx 62 \mu\text{s}$	$\approx 1.5 \text{ GHz}$
TM III	192	8 kHz	$\approx 156 \mu\text{s}$	$\approx 31 \mu\text{s}$	$\approx 3 \text{ GHz}$
TM IV	768	2 kHz	$\approx 623 \mu\text{s}$	$\approx 123 \mu\text{s}$	$\approx 750 \text{ MHz}$

Για την μελέτη κάλυψης του DAB στην Ελλάδα θα αρκεστούμε στην χρήση του TM I. Το TM I, έχοντας πολύ μακρύ χρονικό διάστημα προστασίας των 250 μs περίπου, είναι σχεδιασμένο για κάλυψη μεγάλων περιοχών, όπου είναι δυνατές μεγάλες ηχώ. Είναι κατάλληλο για SFNs με μακρές τεχνητές ηχώ των 200 ms, οι οποίες αντιστοιχούν σε απόσταση 60 km (τυπική απόσταση μεταξύ πομπών). Εάν όλοι οι πομποί της ίδιας περιοχής κάλυψης συγχρονίζονται ακριβώς και στέλνουν ακριβώς το ίδιο σήμα OFDM, και έτσι δεν θα ληφθεί σήμα με σχετικό επίπεδο και καθυστέρηση μεγαλύτερη από το διάστημα προστασίας. Εφόσον η διάρκεια του OFDM συμβόλου T_s είναι πολύ μεγάλη, το TM I είναι ευαίσθητο έναντι ταχείων διακυμάνσεων φάσης και θα πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο στην περιοχή VHF.

3.2.3. Συστημικά χαρακτηριστικά που σχετίζονται με την OFDM

Ευθυγράμμιση του T-DAB με την αναλογική τηλεόραση

Το Mode I του T-DAB χρησιμοποιείται γενικά για τη Band III στην Ευρώπη και χρησιμοποιεί ένα συνελκτικά κωδικοποιημένο DQPSK OFDM σήμα. Το σύστημα βασίζεται στη χρήση 1.536 ενεργών carrier με frequency spacing 1 kHz. Όλοι οι φορείς μεταδίδονται στο ίδιο επίπεδο ισχύος. Τέσσερα T-DAB blocks εντάσσονται σε ένα τηλεοπτικό κανάλι 7 MHz, προσδιοριζόμενα από τα γράμματα A, B, C και D, με guard band 176 kHz ανάμεσά τους (guard band A-B, B-C και C-D). Μεταξύ των block D και A υπάρχει ευρύτερο guard band 320 ή 336 kHz, προκειμένου να ευθυγραμμιστεί με ένα τηλεοπτικό κανάλι 7 MHz.

Διεμπλοκή συχνότητας (frequency interleaving)

Ο αλγόριθμος αποκωδικοποίησης δεν είναι αποδοτικός όταν αντιμετωπίζει συσσωρευμένα bit errors σε μια ροή δεδομένων (data stream) και επειδή τα carriers υπόκεινται σε διαλείψεις, συνήθως τα bit errors παρουσιάζονται σε ομάδες όταν ένα carrier βρίσκεται σε βαθιά εξασθένιση (deep fade). Προκειμένου το T-DAB να προστατευθεί από αυτό, χρησιμοποιεί την τεχνική frequency interleaving. Αυτός ο μηχανισμός εξαπλώνει τυχαία τις πληροφορίες σε όλα τα sub-channels, και έτσι σε όλο το εύρος ζώνης. Αυτό αποφεύγει τη συσσωμάτωση bit errors, που προκαλείται από selective fading (coherence BW of channel < BW of signal και συμβαίνει νωρίς το βράδυ ή νωρίς το πρωί, καθώς τα διάφορα στρώματα στην ιονόσφαιρα κινούνται, διαχωρίζονται και συνδυάζονται) και βελτιώνει σημαντικά την απόδοση του αποκωδικοποιητή.

Ανοσία στην πολυδιαδρομική διάδοση

Η OFDM, όταν συνδυάζεται με την κατάλληλη κωδικοποίηση διαύλου (κωδικοποίηση διόρθωσης σφαλμάτων - ECC), μπορεί να επιτύχει ένα υψηλό επίπεδο ανοσίας κατά της πολυδιαδρομικής διάδοσης και ομο-καναλικής παρεμβολής (co-channel interference).

Ποικιλία Τρόπων Λειτουργίας (Operation Modes)

Τα συστήματα OFDM προσφέρουν επίσης στον ραδιοφορέα μεγάλη ευελιξία στη μετάδοση, δεδομένου ότι υπάρχει το tradeoff μεταξύ bit rate και επιπέδου προστασίας (ανάλογα με τη φύση της υπηρεσίας). Για παράδειγμα, η κινητή λήψη του σήματος OFDM είναι δυνατή λαμβάνοντας υπόψη τους παράγοντες: ταχύτητα του οχήματος, την απόσταση από τον πομπό, το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων και το σχήμα διαμόρφωσης, ενώ, για μια υπηρεσία με σταθερή λήψη μπορούν να χρησιμοποιηθούν προγράμματα διαμόρφωσης υψηλής τάξης και, συνεπώς, υψηλά bit rates.

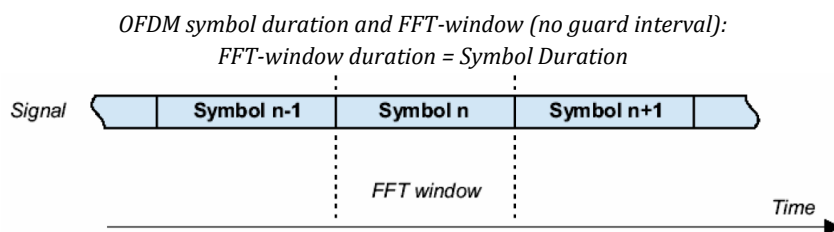
OFDM και Δίκτυα Μονής Συχνότητας (SFNs)

Τα σήματα OFDM επιτρέπουν επίσης τη δυνατότητα λειτουργίας SFN δικτύων. Αυτό οφείλεται στην ανοσία του OFDM κατά της πολυδιαδρομικής μετάδοσης που αναφέρθηκε. Η λειτουργία SFN είναι δυνατή όταν ακριβώς το ίδιο σήμα, σε χρόνο και συχνότητα, ακτινοβολείται από πολλαπλούς πομπούς. Σε αυτή την περίπτωση, σε κάθε σημείο λήψης στην τομή των περιοχών κάλυψης των πομπών, τα ασθενέστερα ληφθέντα σήματα θα ενεργήσουν ως post ή pre-echoes στο ισχυρότερο σήμα. Η επιλογή των κύριων παραμέτρων για το σύστημα OFDM καθορίζεται από την απαίτηση για την υπηρεσία T-DAB.

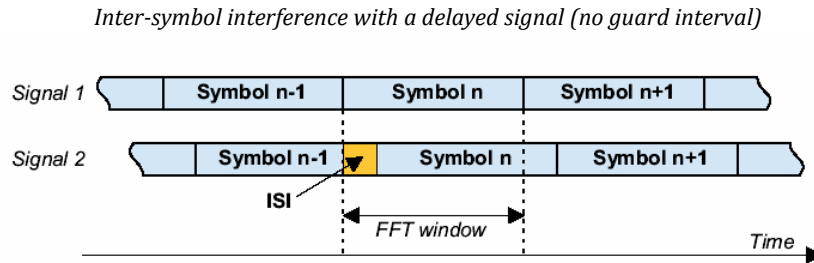
3.2.4. Διάστημα προστασίας και κυκλικό πρόθεμα

Είναι γνωστό ότι στην OFDM κάθε carrier μεταφέρει λίγη πληροφορία, ενώ υψηλές χωριτηκότητες δεδομένων επιτυγχάνονται με τη χρήση ενός μεγάλου αριθμού carriers εντός ενός πολυπλέκτη συχνότητας. Τα μεμονωμένα υποκανάλια διαμορφώνονται μέσω τεχνικών μετατόπισης φάσης και AM. Κάθε carrier έχει σταθερή φάση και πλάτος για ορισμένη χρονική διάρκεια, κατά τη διάρκεια της οποίας μεταφέρεται ένα μικρό μέρος των πληροφοριών (symbol duration). Μετά από αυτό το χρονικό διάστημα, αλλάζει η διαμόρφωση και το επόμενο σύμβολο φέρει το επόμενο τμήμα πληροφοριών.

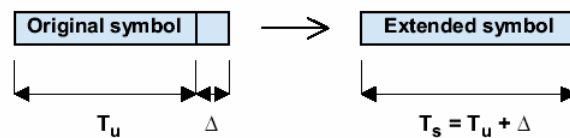
Ένας δέκτης T-DAB πρέπει να αντιμετωπίσει τις δυσμενείς συνθήκες στο κανάλι μετάδοσης. Γενικά, τα σήματα που φθάνουν σε ένα δέκτη από διαφορετικές διαδρομές, δείχνουν διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις, οι οποίες οδηγούν σε παρεμβολή μεταξύ συμβόλων (ISI), με αποτέλεσμα την υποβάθμιση της λήψης. Ένα σύστημα OFDM με δυνατότητα πολλαπλών διαδρομών επιτρέπει εποικοδομητικό συνδυασμό τέτοιων σημάτων. Αυτό επιτυγχάνεται με την εισαγωγή ενός διαστήματος προστασίας (guard interval), μιας κυκλικής παράτασης (cyclic prolongation) της χρήσιμης διάρκειας συμβόλου του σήματος. Το FFT-window, δηλ. η χρονική περίοδος για την αποδιαμόρφωση OFDM, τοποθετείται στη συνέχεια με τέτοιο τρόπο, ώστε να ελαχιστοποιείται η ISI.



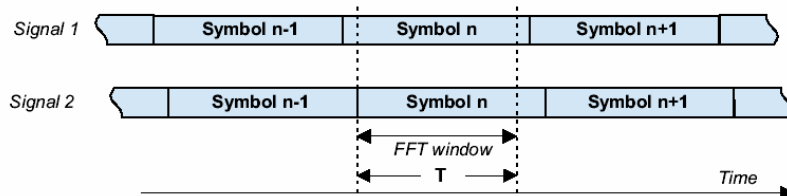
Σε ένα πραγματικό περιβάλλον SFN, όπου πολλά χρήσιμα σήματα (είτε από ηχώ πολλαπλών διαδρομών, είτε από άλλους πομπούς) είναι διαθέσιμα στον δέκτη, τα πράγματα γίνονται πιο περίπλοκα. Συνήθως, τα σήματα φθάνουν σε διαφορετικούς χρόνους στον δέκτη, ο οποίος απουσία ενός διαστήματος προστασίας δεν μπορεί να συγχρονιστεί.



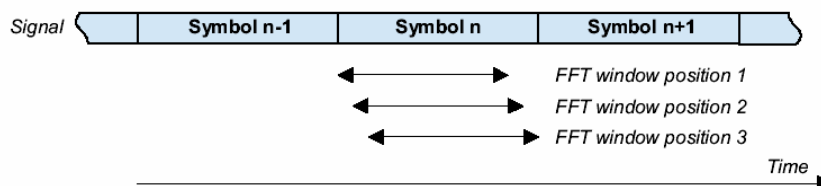
Προκειμένου να ξεπεραστεί το πρόβλημα παρεμβολής συμβόλων στο T-DAB, μέρος απ' την αρχή του συμβόλου αντιγράφεται στο τέλος, αυξάνοντας τη διάρκειά κατά T_{GI} ($T_{GI} = \Delta$).



Η διάρκεια του FFT-window, κατά τη διάρκεια του οποίου εκτιμάται ένα σύμβολο, διατηρείται στην αρχική τιμή T_u . Η ορθογώνια σχέση διατηρείται για χρόνο T_u , και όχι κατά την T_s . Το guard interval επιτρέπει τώρα στο FFT-window να τοποθετείται έτσι, ώστε να μην υπάρχει επικάλυψη με ένα προηγούμενο ή μεταγενέστερο σύμβολο, αποφεύγοντας έτσι την ISI.



Το γεγονός ότι η διάρκεια του παραθύρου FFT είναι τώρα μικρότερη από τη διάρκεια του συμβόλου, επιτρέπει πολλές διαφορετικές θέσεις του FFT-window για την αξιολόγηση ενός συμβόλου. Εδώ, όλες οι θέσεις είναι ισοδύναμες όσον αφορά την αξιολόγηση του συμβόλου, διότι όλες οι θέσεις των παραθύρων FFT περιλαμβάνουν δείγματα από ένα μόνο σύμβολο.



Η εισαγωγή του GI μειώνει την χωρητικότητα δεδομένων (data capacity), αφού πλέον εντός της T_s δεν υπάρχουν μόνο χρήσιμα bits. Σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών ή SFN, όπου πολλά χρήσιμα σήματα είναι διαθέσιμα στο δέκτη, η επιλογή της θέσης του παραθύρου FFT γίνεται πιο περίπλοκη και γι' αυτό εφαρμόζονται διάφορες στρατηγικές. Όλα τα καθυστερημένα σήματα που δεν μπορούν να ανακτηθούν από το χρονικό διάστημα

προστασίας εισάγουν μια υποβάθμιση της λήψης. Οποιοδήποτε μέρος καθενός απ' αυτά τα λαμβανόμενα σήματα που πέφτει εκτός του διαστήματος φύλαξης λειτουργεί σαν παρεμβολή.

Το OFDM, λόγω της φύσης του (multicarrier nature), παρουσιάζει σχετικά μακρά σύμβολα. Αυτή η μεγάλη διάρκεια συμβόλου, παρέχει ήδη ένα ορισμένο βαθμό προστασίας (αρκετά ικανοποιητικό με χρήση GI) από παρεμβολές ISI.

Καθώς αυξάνεται το ποσοστό του συμβόλου που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του διαστήματος προστασίας, τόσο μειώνεται η χωρητικότητα μετάδοσης. Ωστόσο, εάν αυξήσουμε τον αριθμό των carrier συστήματος, θα αυξηθεί και η περίοδος συμβόλου και, συνεπώς, το ίδιο ποσοστό GI θα έδινε μεγαλύτερη προστασία (σε απόλυτο χρόνο). Όμως, η αύξηση του ο αριθμού των carriers έχει μερικά μειονεκτήματα:

- Υψηλότερη πολυπλοκότητα (ο FFT θα εκτελείται σε μεγαλύτερο αριθμό δειγμάτων υπό περισσότερη μνήμη).
- Μεγαλύτερη ευαισθησία στο θόρυβο φάσης του δέκτη.

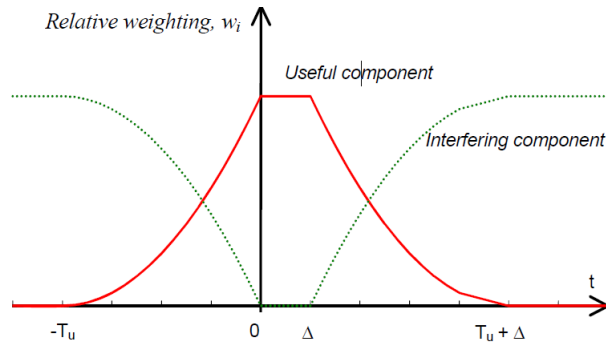
Το guard interval για το T-DAB Mode I (που χρησιμοποιείται γενικά για την Band III στην Ευρώπη) έχει συμφωνηθεί:

$$T_{GI} = \frac{1}{4} \times T_{symbol} = 246 \mu sec$$

3.2.5. Διαχωρισμός πολυδιαδρομικών συνιστωσών

Για την οργάνωση του δικτύου (network planning), η ισχύς όλων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που λαμβάνονται εντός του παραθύρου GI (guard interval width), θεωρείται χρήσιμη (echo power) και συνεισφέρει θετικά στη συνολική διαθέσιμη ισχύ του σήματος. Εκτός του διαστήματος φύλαξης, ένα μέρος της ισχύος ηχούς συνδέεται με το ίδιο το OFDM symbol ως πρωτεύον σήμα και, ως εκ τούτου, συνεισφέρει θετικά στην συνολική ισχύ χρήσιμου σήματος. Ένα άλλο μέρος της ισχύος ηχούς συνδέεται με το προηγούμενο ή μεταγενέστερο σύμβολο OFDM και παράγει ISI, η οποία μοιάζει με ασυσχέτιστη παρεμβολή θορύβου Gauss (uncorrelated Gaussian noise). Επομένως, καθώς η καθυστέρηση της ηχούς (echo delay) αυξάνεται προοδευτικά πέρα από το διάστημα προστασίας, η χρήσιμη συνεισφορά μειώνεται και το ISI αυξάνεται τετραγωνικά. Άρα, η ισχύς ηχούς δεν περιέχει χρήσιμη ισχύ, όταν η καθυστέρηση είναι μεγαλύτερη ή ίση της $T_{s,OFDM}$.

Στο T-DAB υπάρχει ένας περαιτέρω μηχανισμός ανάκτησης χρήσιμου σήματος (degradation mechanism): Η εκτίμηση στον δέκτη, για την αντιστάθμιση αστερισμού και τη συνεπή ανίχνευση, γίνεται με βάση ένα φίλτρο παρεμβολής πεδίου συχνότητας (frequency domain interpolation filter), το οποίο επιτρέπει την ανάκτηση του καναλιού από τα διάσπαρτα πιλοτικά carriers. Επίσης, το T-DAB χρησιμοποιεί διαφορική (differential) αποδιαμόρφωση. Η συνάρτηση του φίλτρου (degradation function) είναι:



T-DAB model - Splitting of the signal power into useful and interfering components.

Ο κανόνας για τον διαχωρισμό της ισχύος του σήματος σε μια χρήσιμη συνιστώσα και μια συνιστώσα παρεμβολής εκφράζεται ως εξής:

$$w_i = \begin{cases} 0 & \text{if } t \leq -T_u \\ \left(\frac{T_u + t}{T_u}\right)^2 & \text{if } -T_u < t \leq 0 \\ 1 & \text{if } 0 < t \leq \Delta \\ \left(\frac{(T_u + \Delta) - t}{T_u}\right)^2 & \text{if } \Delta < t \leq T_u + \Delta \\ 0 & \text{if } t > T_u + \Delta \end{cases}$$

$$C = \sum_i w_i C_i$$

$$I = \sum_i (1 - w_i) C_i$$

Όπου:

- C_i : η συμβολή ισχύος από το i -οστό σήμα στην είσοδο του δέκτη (contribution from the i -th signal at the receiver input)
- C : η συνολική ισχύς του χρήσιμου σήματος (total power of the effective useful signal)
- I : η συνολική ισχύς παρεμβολής (total effective interfering power)
- w_i : ο συντελεστής στάθμισης για την i -οστή συνιστώσα (weighting coefficient for the i -th component)
- T_u : το μήκος χρήσιμου συμβόλου (useful symbol length)
- Δ : το μήκος διαστήματος φύλαξης (guard interval length)
- t : ο χρόνος άφιξης του σήματος (signal arrival time)

Οι περιπτώσεις είναι οι εξής:

- Η ηχώ βρίσκεται μέσα στο διάστημα προστασίας $\Delta \rightarrow$ Η ισχύς της προστίθεται στα "χρήσιμα" σήματα.
- Η ηχώ είναι ανάμεσα στο Δ και το $T_u + \Delta \rightarrow$ Θεωρείται εξισορροπημένη, αλλά χωρίζεται σε ένα χρήσιμο (σχετικό με το πραγματικό σύμβολο OFDM) και ένα παρεμβαλλόμενο στοιχείο (σχετικό με το προηγούμενο σύμβολο OFDM), όπως περιγράφεται στον παραπάνω τύπο.
- Η ηχώ είναι εκτός του $T_u + \Delta \rightarrow$ Θεωρείται καθαρή παρεμβολή (equal-power Gaussian noise).

3.2.6. Θόρυβος φάσης και υποβάθμιση Doppler

Ένας περαιτέρω μηχανισμός υποβάθμισης μπορεί να υπάρξει λόγω απώλειας ορθογωνικότητας των φερόντων, που οφείλεται σε θόρυβο φάσης και μετατόπιση Doppler στο χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι μετάδοσης (varying transmission channel). Ο θόρυβος φάσης και η μετατόπιση Doppler αλλάζουν τις συχνότητες των φορέων OFDM με έναν μη μοναδικό τρόπο, ο οποίος καταστρέφει τη σχέση ορθογωνιότητας μεταξύ των μεμονωμένων φερόντων (ICI). Το σύστημα T-DAB είναι πιο ανθεκτικό στις ICI από το 2K και 8K του DVB-T.

Θόρυβος φάσης (Phase noise)

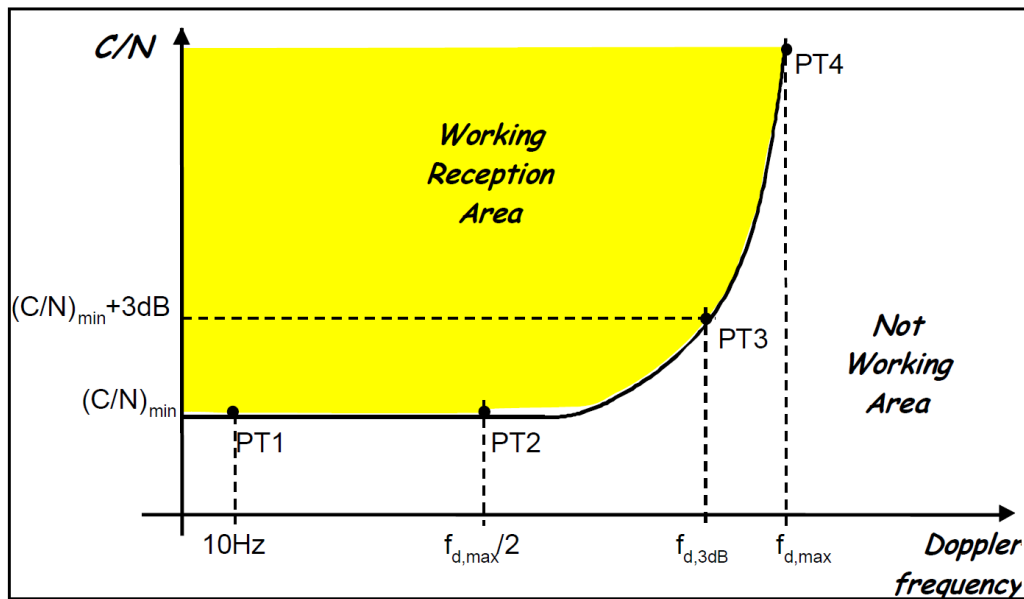
Ο θόρυβος φάσης δημιουργείται συνήθως από όλους τους ταλαντωτές που υπάρχουν στην αλυσίδα μετάδοσης. Η κύρια πηγή για το θόρυβο φάσης στο OFDM, προέρχεται από τον tuner του δέκτη, ο οποίος περνά το σήμα από ένα σύνολο PLLs, για τον συντονισμό στα κανάλια RF σε ολόκληρη τη ζώνη UHF/VHF, με ένα σχετικά μικρό βήμα (τυπικά 166,5 kHz). Αυτός ο θόρυβος φάσης, δημιουργεί παρεμβολές μεταξύ φορέων, δηλαδή, κάθε φορέας 1 kHz διαρρέει μέσα από γειτονικούς, καταστέλλοντας την τέλεια ορθογωνικότητα του μεταδιδόμενου σχήματος διαμόρφωσης. Ανάλογα με τον δέκτη, η ανοχή θορύβου φάσης μπορεί να είναι πολύ διαφορετική και επηρεάζει τη συνολική απόδοση του δέκτη. Ενώ προβλεπόταν ότι ο θόρυβος φάσης θα επηρέαζε τις επιδόσεις του T-DAB δέκτη, αυτό δεν συνέβη στην πράξη (μέχρι στιγμής δεν έχουν εντοπιστεί προβλήματα δέκτη).

Υποβάθμιση Doppler (Doppler degradation)

Η υποβάθμιση Doppler συναντάται στην κινητή λήψη. Η προέλευση της είναι η μετατόπιση Doppler των φεροντικών συχνοτήτων, ειδικότερα για τα (ανακλώμενα ή SFN) σήματα που φθάνουν στον δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις. Μεταξύ όλων των παραμέτρων που χαρακτηρίζουν την υπηρεσία που παρέχεται στους κινητούς δέκτες, η ταχύτητα του κινητού σε σχέση με τον πομπό, που αντιστοιχεί σε μια δεδομένη συχνότητα Doppler (f_d), καθώς και η απαιτούμενος λόγος C/N για μια συγκεκριμένη f_d , είναι οι κύριες μεταβλητές.

Οι εργαστηριακές δοκιμές απέδειξαν ότι: μέχρι ένα δεδομένο όριο Doppler (ή επίπεδο ICI), οι δέκτες είναι σε θέση να εκτελέσουν επαρκή εξίσωση καναλιών για να αποδιαμορφώσουν το σήμα OFDM. Στη συνέχεια, όταν η ταχύτητα του κινητού (άρα και η συχνότητα Doppler) αυξάνεται κι άλλο, η απόδοση ανάκτησης σήματος μειώνεται δραστικά, μέχρι το σημείο όπου δεν υπάρχει δυνατότητα αποδιαμόρφωσης.

Γενικά, ο απαιτούμενος λόγος C/N για ένα κινητό κανάλι, ορίζεται ως ο μέσος όρος C/N για ένα επαρκώς μεγάλο χρονικό διάστημα, ώστε να επιτευχθεί σταθερή τιμή, και επαρκώς μικρό χρονικό διάστημα ώστε να αποφευχθεί οποιαδήποτε επιρροή fast-fading. Αυτό σημαίνει ότι οι fast-fading διακυμάνσεις του σήματος, περιλαμβάνονται στο C/N, αλλά οι shadow (log-normal) fading διακυμάνσεις όχι. Για μια δεδομένη λειτουργία (mode) T-DAB και ένα δεδομένο προφίλ καναλιού, ο απαιτούμενος C/N (για ένα συγκεκριμένο επίπεδο ποιότητας) είναι μια συνάρτηση της συχνότητας Doppler μόνο.



Αυτή η καμπύλη χαρακτηρίζεται από ένα «C/N floor», $(C/N)_{\min}$, το οποίο δίνει πληροφορίες για την ελάχιστη απαίτηση σήματος, ώστε να λαμβάνει καλά ο κινούμενος δέκτης. Για χαμηλές ταχύτητες, η απαιτούμενη C/N είναι σχετικά ανεξάρτητη από μια συγκεκριμένη συχνότητα Doppler. Ωστόσο, η κλίση της C/N καμπύλης στις χαμηλές συχνότητες Doppler (μεταξύ PT1 και PT2) διαφέρει ανάλογα με το T-DAB mode και τις απαιτήσεις QoS. Για υψηλότερες ταχύτητες του κινητού σε σχέση με τον πομπό (ή υψηλότερες συχνότητες Doppler), η απαιτούμενη τιμή C/N αυξάνεται σταδιακά, μέχρι να επιτευχθεί μια μέγιστη αποδεκτή συχνότητα Doppler.

Για να χαρακτηρίσουμε την καμπύλη "C/N versus Doppler" (για συγκεκριμένο mode και προφίλ καναλιού), χρησιμοποιούνται τέσσερα σημεία μέτρησης:

- PT1: το C/N σε πολύ χαμηλή συχνότητα Doppler (π.χ. 10 Hz).
- PT2: το C/N_{\min} που χαρακτηρίζει το επίπεδο θορύβου που είναι αποδεκτό από τον κινητό δέκτη.
- PT3: το $C/N_{\min} + 3\text{ dB}$ που δίνει ένδειξη για το όριο ταχύτητας.
- PT4: το μέγιστο όριο Doppler που χαρακτηρίζει τη μέγιστη ταχύτητα, όταν δεν υπάρχει προσθετικός θόρυβος. Αυτό αντιστοιχεί σε μια άπειρη απώλεια C/N.

Οι βλάβες που εμφανίζονται στο κινητό περιβάλλον, σχετίζονται με τα χαρακτηριστικά Doppler του καναλιού διάδοσης. Η παραμόρφωση Doppler (Doppler Distortion) εξελίσσεται ανάλογα με την ταχύτητα του οχήματος και τη κεντρική συχνότητα του σήματος. Ως εκ τούτου, το κανάλι RF που χρησιμοποιείται για την παροχή ψηφιακών υπηρεσιών προς τους κινητούς δέκτες, έχει σημαντικό αντίκτυπο στην απόδοση λήψης υπηρεσιών. Καλύτερη απόδοση επιτυγχάνεται όταν χρησιμοποιούνται οι κατώτερες συχνότητες. Αυτό σημαίνει ότι οι αποδόσεις C/N, θα ποικίλουν ανάλογα με την χρησιμοποιούμενη συχνότητα.

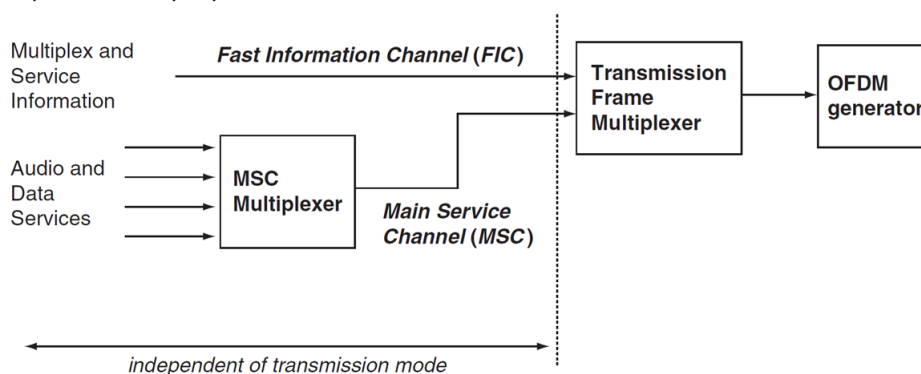
Πρόσφατες έρευνες στη Σουηδία και τη Γαλλία, έδειξαν ότι οι διαλείψεις Rayleigh και η παραμόρφωση Doppler των διαφόρων χρονομεταβλητών διαύλων εκπομπής, μπορούν να υπερνικηθούν (σε μεγάλο βαθμό) από την εφαρμογή "antenna diversity" στον δέκτη.

Κέρδος Δικτύου (Network Gain)

Σε ένα SFN, πολλές θέσεις λήψης μπορούν να καλυφθούν από περισσότερους του ενός πομπούς, εισάγοντας ένα ορισμένο επίπεδο πλεονασμού στις πηγές σημάτων και βελτιώνοντας την διαθεσιμότητα της υπηρεσίας, ειδικά όταν απαιτείται φορητή λήψη. Ιδιαίτερα στη φορητή λήψη, η ένταση πεδίου από έναν απλό πομπό, παρουσιάζει στατιστικές μεταβολές, λόγω της παρουσίας εμποδίων στη διαδρομή διάδοσης. Αυτή η διακύμανση της έντασης του πεδίου μπορεί να μειωθεί με την παρουσία διαφόρων πομπών, που βρίσκονται σε διαφορετικές κατευθύνσεις, δεδομένου ότι όταν μια πηγή είναι σκιασμένη, άλλες μπορούν εύκολα να είναι ορατές. Η τακτική αυτή αναφέρεται ως "κέρδος δικτύου". Ως αποτέλεσμα του κέρδους δικτύου, το SFN μπορεί να λειτουργήσει με χαμηλότερη ισχύ για τους κύριους πομπούς και η κατανομή της έντασης πεδίου είναι πιο ομοιογενής (σε σύγκριση με το MFN). Η επίδραση του network gain ενδέχεται να μην είναι πολύ εμφανής για σταθερή λήψη, αλλά η φορητή (με μη ευνοϊκές περιοχές λήψης και λιγότερο επεξεργασμένες κεραιές λήψης) θα επωφεληθεί σε μεγάλο βαθμό. Η προσέγγιση SFN φαίνεται να είναι ο πιο λογικός τρόπος για να παρέχουμε ικανοποιητική κάλυψη σε μεγάλες περιοχές, όταν προβλέπεται φορητή λήψη.

3.3. Πολυπλεξία και κανάλια του T-DAB

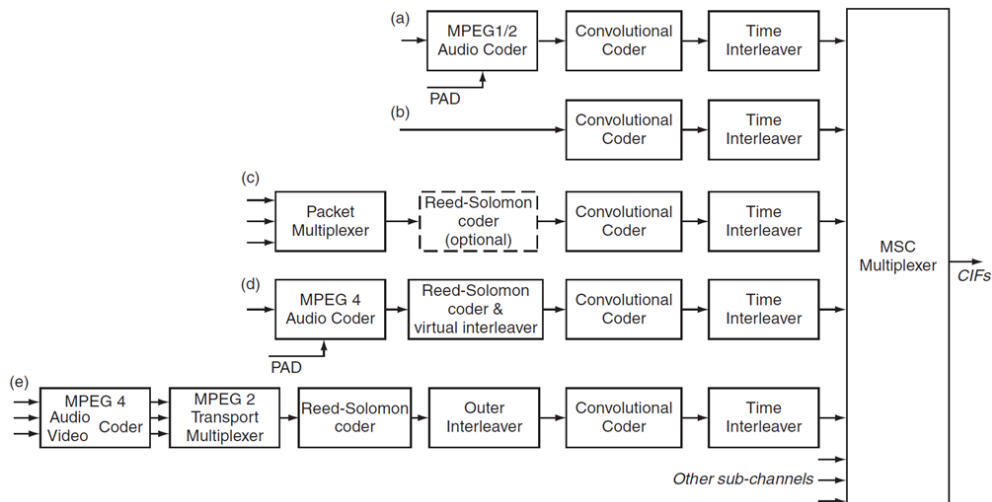
Το σύστημα DAB έχει σχεδιαστεί για μετάδοση σε κινητά (mobiles) στην περιοχή συχνοτήτων από 30 MHz έως 3 GHz. Αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί με ένα απλό σύνολο παραμέτρων OFDM, γι' αυτό και έχουν οριστεί 4 διαφορετικοί τρόποι μετάδοσης. Η πολυπλεξία DAB (DAB multiplex), ωστόσο, μπορεί να περιγραφεί ανεξάρτητα από τον τρόπο μετάδοσης. Για να επιτευχθεί αυτό, ορίζονται βαθμίδες (containers) που φέρουν πληροφορίες, οι οποίες χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση των δεδομένων των εφαρμογών (ήχου και υπηρεσίες δεδομένων, πληροφορίες υπηρεσίας κ.λπ.) στους δέκτες. Το σχήμα δείχνει τη δημιουργία μιας πολυπλεξίας DAB.



Τα δεδομένα των τμημάτων ήχου και άλλων εφαρμογών μεταφέρονται στο λεγόμενο Main Service Channel (MSC). Κάθε 24 ms, τα δεδομένα όλων των εφαρμογών συγκεντρώνονται σε ακολουθίες, που ονομάζονται Common Interleaved Frames (CIFs). Οι πληροφορίες πολυπλεξίας και οι πληροφορίες που σχετίζονται με την υπηρεσία (MSI) μεταφέρονται κυρίως στο Fast Information Channel (FIC). Παρόμοια με το MSC, τα δεδομένα FIC συνδυάζονται σε Fast Information Blocks (FIB). Ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας, ένας αριθμός από CIFs και FIBs ομαδοποιείται μαζί σε ένα πλαίσιο μετάδοσης, το οποίο αντιστοιχίζεται σε ένα πλήθος συμβόλων OFDM.

The Main Service Channel

Το MSC του συστήματος DAB έχει μικτή (gross) χωρητικότητα 2.304 Mbps. Ανάλογα με τον συνελκτικό ρυθμό κώδικα, ο καθαρός ρυθμός δυαδικών ψηφίων (net bit rate) κυμαίνεται από περίπου 0,6 έως 1,8 Mbps. Οι απλές εφαρμογές δεν καταναλώνουν κανονικά αυτή τη συνολική χωρητικότητα. Το MSC είναι, ως εκ τούτου, χωρισμένο σε υπο-κανάλια. Τα δεδομένα που μεταφέρονται σε ένα υπο-κάνάλι συνελκτικά κωδικοποιημένα και χρονικά διεμπλεγμένα. Το σχήμα δείχνει το εννοιολογικό σχήμα πολυπλεξίας του DAB/DMB.

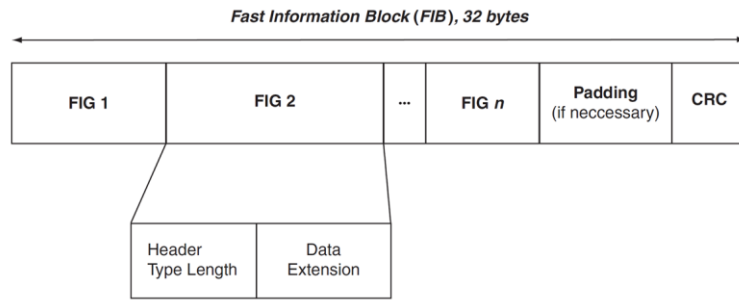


Ο ρυθμός κώδικα μπορεί να διαφέρει από μια εφαρμογή σε άλλη. Τα data-rates που είναι διαθέσιμα για τα μεμονωμένα υπο-κάνάλια δίδονται σε ακέραια πολλαπλάσια των 8 kbps (ή των 32 kbps για μερικά σχήματα προστασίας).

Η διαίρεση του MSC σε υπο-κάνάλια και τα μεμονωμένα τους προφίλ κωδικοποίησης αναφέρονται ως Multiplex Configuration. Η διάρθρωση δεν είναι σταθερή, αλλά μπορεί να διαφορετική για διαφορετικές μεταδόσεις DAB ή μπορεί να ποικίλει για την ίδια μετάδοση, ανάλογα με το πότε αυτή πραγματοποιείται. Επομένως, η διάρθρωση πολυπλεξίας πρέπει να σηματοδοτείται στους δέκτες. Αυτό γίνεται μέσω του FIC.

Fast Information Channel (FIC)

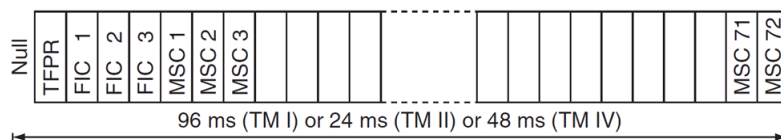
Το FIC χρησιμοποιείται για να σηματοδοτήσει την διάρθρωση της πολυπλεξίας (multiplex configuration) μετάδοσης DAB και τις πληροφορίες υπηρεσίας (service information) για τις υπηρεσίες που περιέχονται. Επομένως, χρησιμοποιεί σταθερά σύμβολα εντός του πλαισίου μετάδοσης, τα οποία είναι γνωστά στους δέκτες. Ο δέκτης χρειάζεται αυτές τις πληροφορίες για να είναι σε θέση να αποκωδικοποιήσει οποιοδήποτε από τα υπο-κάνάλια. Επομένως, για την άμεση απόκτηση δεδομένων, τα δεδομένα FIC δεν είναι χρονικά διεμπλεγμένα ("fast"). Αντίθετα, χρησιμοποιείται μια υψηλή προστασία (code rate = 1/3) και συχνή επανάληψη των δεδομένων για να εξασφαλίσει υψηλή διαθεσιμότητα.



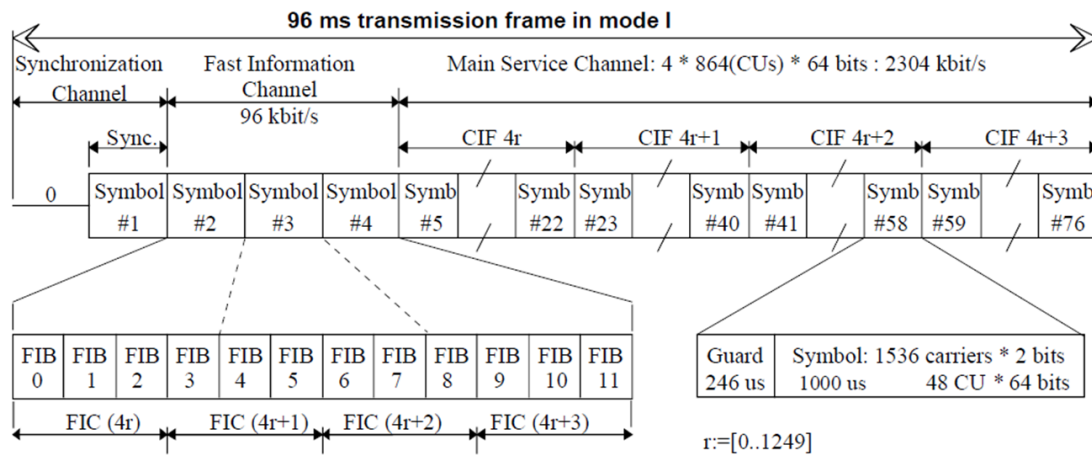
Το FIC αποτελείται από έναν αριθμό Fast Information Blocks (FIBs), τα οποία φέρουν τις πληροφορίες. Κάθε FIB αποτελείται από 32 bytes: 2 bytes CRC (για την ανίχνευση σφαλμάτων), ενώ τα υπόλοιπα 30 bytes είναι γεμισμένα με ομάδες γρήγορης πληροφόρησης (Fast Information Groups - FIGs). Τα FIGs διακρίνονται από ένα πεδίο τύπου (type field). Τα FIGs τύπου 0 χρησιμοποιούνται για τις MCI (multiplex configuration information) και τις SI (service information), τα FIGs τύπου 1 χρησιμοποιούνται για την αποστολή ετικετών κειμένου, τα FIGs τύπου 5 χρησιμοποιούνται για την αποστολή γενικών δεδομένων στο FIC (Fast Information Data Channel - FIDC), τα FIGs τύπου 6 χρησιμοποιούνται με συστήματα ελέγχου πρόσβασης και τα FIGs τύπου 7 χρησιμοποιούνται για in-house διαβίβαση δεδομένων από τον ραδιοηλεκτρονικό φορέα. Ορισμένοι τύποι FIG χρησιμοποιούν επεκτάσεις για να υποδείξουν διαφορετικές σημασίες των πεδίων δεδομένων. Για παράδειγμα, το FIG τύπου 0 επέκτασης 1 (ή σύντομα FIG 0/1) χρησιμοποιείται για να σηματοδοτήσει την οργάνωση υποκαναλιού, ενώ το FIG 0/10 χρησιμοποιείται για να στείλει την ημερομηνία και την ώρα.

3.4. Δομή πλαισίων DAB

Για κάθε τρόπο μετάδοσης, ορίζεται ένα πλαίσιο μετάδοσης στο επίπεδο του φυσικού σήματος ως μια περιοδικά επαναλαμβανόμενη δομή των συμβόλων OFDM που πληρούν ορισμένους κανόνες για τη ροή δεδομένων. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του συστήματος DAB (και σε αντίθεση με το DVB σύστημα) είναι ότι οι χρονικές περιόδους στο φυσικό επίπεδο και στο λογικό επίπεδο (δεδομένων) ταιριάζουν για την μετάδοση ήχου. Η περίοδος T_F του πλαισίου μετάδοσης είναι είτε ίδια με το μήκος πλαισίου MPEG-1 και MPEG-2 Audio Layer II των 24 ms ή ένα ακέραιο πολλαπλάσιο τους. Κατά συνέπεια, η ροή δεδομένων ήχου δεν χρειάζεται τον δικό της συγχρονισμό. Αυτό εξασφαλίζει καλύτερη σταθερότητα συγχρονισμού, ειδικά για τη κινητή λήψη.



Η δομή για το TM I χρησιμοποιεί μήκος πλαισίου μετάδοσης 96 ms. Τα πρώτα δύο σύμβολα OFDM δημιουργούν το SC. Τα επόμενα τρία σύμβολα OFDM φέρουν τα δεδομένα του FIC, το οποίο περιέχει πληροφορίες σχετικά με τη δομή της πολυπλεξίας και τα μεταδιδόμενα προγράμματα. Τα επόμενα 72 σύμβολα OFDM φέρουν τα δεδομένα του MSC. Το MSC μεταφέρει χρήσιμες πληροφορίες, όπως τα δεδομένα ήχου ή άλλων υπηρεσιών.



Δομή πλαισίου για τον TM I

Το T_{null} χρησιμοποιείται για rough time συγχρονισμό. Το σήμα τίθεται στο μηδέν (ή σχεδόν στο μηδέν) για να δείξει την αρχή ενός πλαισίου μετάδοσης. Το δεύτερο σύμβολο OFDM του SC ονομάζεται TFPR (Time-Frequency-Phase-Reference). Οι σύνθετοι συντελεστές Fourier z_k έχουν επιλεγεί με πολύπλοκο τρόπο έτσι, ώστε αυτό το σύμβολο να χρησιμεύει ως αναφορά συχνότητας, καθώς και για την εκτίμηση καναλιού για λεπτή ρύθμιση του συγχρονισμού χρόνου. Επιπλέον, είναι η φάση έναρξης για τη διαφορική διαμόρφωση φάσης. Κάθε ένα από τα ακόλουθα σύμβολα OFDM φέρει σύμβολα DQPSK (συμπεριλαμβανομένης της πλεονασματικής προστασίας από σφάλματα). Τα τρία OFDM symbols του FIC προστατεύονται με ρυθμό κώδικα 1/3. Τα δεδομένα FIC κάθε πλαισίου μετάδοσης μπορούν να αποκωδικοποιηθούν αμέσως, χωρίς αναφορά στα δεδομένα άλλων πλαισίων εκπομπής, επειδή αυτές οι σημαντικές πληροφορίες δεν πρέπει να καθυστερούν. Τα 72 σύμβολα OFDM του MSC, συμπεριλαμβανομένης της προστασίας από σφάλματα, παρέχουν (gross) ρυθμό δεδομένων 2,304 Mbps. Η χωρητικότητα του MSC οργανώνεται σε CUs των 64-bits. Στο MSC πολλά ηχητικά προγράμματα και άλλες χρήσιμες υπηρεσίες δεδομένων έχουν πολυπλεχθεί. Εφόσον κάθε πρόγραμμα έχει τη δική του προστασία σφάλματος, δεν είναι δυνατό να οριστεί σταθερός καθαρός ρυθμός δεδομένων για το σύστημα DAB.

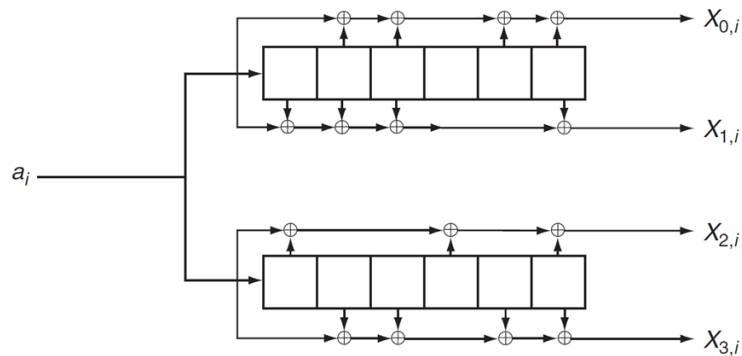
Για όλα τα modes του DAB, το MSC μεταφέρει 864 CUs σε 24 ms. Υπάρχει ένα πλαίσιο δεδομένων 864 CUs = 556296 bits, κοινό για όλους τους τρόπους μετάδοσης, που ονομάζεται CIF. Για το TM I, υπάρχουν τέσσερα CIFs μέσα σε ένα πλαίσιο μετάδοσης των 96 ms. Κάθε ένα από αυτά καταλαμβάνει 18 σύμβολα OFDM του MSC. Το πρώτο βρίσκεται στα πρώτα 18 σύμβολα, και ούτω καθεξής.

3.5. Κωδικοποίηση καναλιών

3.5.1. Συνελικτική κωδικοποίηση λογικών πλαισίων

Το σύστημα DAB επιτρέπει μεγάλη ευελιξία στην επιλογή της κατάλληλης προστασίας σφάλματος για διαφορετικές εφαρμογές και για διαφορετικά φυσικά κανάλια μετάδοσης. Χρησιμοποιώντας RCPC που έχουν εισαχθεί από το 1988, είναι δυνατή η χρήση κωδικών διαφορετικού πλεονασμού, χωρίς την ανάγκη διαφορετικών αποκωδικοποιητών. Ο μητρικός κώδικας (συνελικτικός χαμηλού ρυθμού) παράγει μια οικογένεια κωδικών RCPC. Οι θυγατρικοί κώδικες παράγονται από την παράλειψη συγκεκριμένων δυαδικών ψηφίων πλεονασμού. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται διάτρηση. Ο δέκτης πρέπει να γνωρίζει ποια bits

έχουν παραλειφθεί. Μόνο ένας αποκωδικοποιητής Viterbi για τον μητρικό κώδικα είναι απαραίτητος. Ο μητρικός κώδικας που χρησιμοποιείται στο σύστημα DAB ορίζεται από τους γεννήτορες (133, 171, 145, 133) σε οκταδικό συμβολισμό.



Κωδικοποιητής μητρικού κώδικα DAB

Ο μητρικός κώδικας έχει ρυθμό $R_c=1/4$, δηλαδή για κάθε bit δεδομένων a_i ο κωδικοποιητής παράγει τέσσερα κωδικοποιημένα δυαδικά ψηφία $x_{0,i}$, $x_{1,i}$, $x_{2,i}$ και $x_{3,i}$. Οι κώδικες RCPC προσφέρουν τη δυνατότητα Unequal Error Protection (UEP) μιας ροής δεδομένων: ορισμένα bit στη ροή δεδομένων ενδέχεται να απαιτούν πολύ χαμηλό ρυθμό BER, άλλα μπορεί να είναι λιγότερα ευαίσθητα σε λάθη. Χρησιμοποιώντας τους κώδικες RCPC, είναι δυνατή η εξοικονόμηση χωρητικότητας και η προσθήκη όσου πλεονασμού χρειάζεται.

Για ηχητικά δεδομένα με συχνότητα δειγματοληψίας 48 kHz, το σύστημα DAB επιτρέπει 14 διαφορετικά data-rates μεταξύ 32 και 384 kbps. Τα προφίλ προστασίας για όλους αυτούς τους ρυθμούς ομαδοποιούνται σε πέντε επίπεδα προστασίας PL1 έως PL5. Μέσα σε κάθε επίπεδο προστασίας, διαφορετικά data-rates είναι δυνατά, αλλά η ανθεκτικότητα έναντι σφαλμάτων είναι η ίδια. Αυτό σημαίνει, για παράδειγμα, ότι εάν ένας broadcaster μεταβαίνει μεταξύ 192 και 256 kbps, η ποιότητα ήχου θα αλλάξει, αλλά όχι η περιοχή κάλυψης. Το PL1 είναι το πιο ισχυρό επίπεδο προστασίας, ενώ το PL5 το λιγότερο ανθεκτικό. Όλα τα επίπεδα προστασίας, εκτός από το PL5, είναι σχεδιασμένα για mobile λήψη. 14 data-rates και 5 επίπεδα προστασίας οδηγούν σε 70 δυνατούς συνδυασμούς. Για 64 από αυτούς, ορίζεται ένα προφίλ προστασίας.

Το σύστημα DAB επιτρέπει 8 επίπεδα προστασίας για Equal Error Protection (EEP). Αυτοί προορίζονται για τη μετάδοση δεδομένων και χρησιμοποιούνται, επίσης, για DAB+ και DMB. Για το λεγόμενα A-προφίλ (1-A, 2-A, 3-A, 4-A) είναι δυνατά όλα τα data-rates που είναι ακέραια πολλαπλάσια των 8 kbps. Για τα B-προφίλ το data-rate πρέπει να είναι πολλαπλάσιο των 32 kbps. Ο πίνακας δείχνει τα 8 επίπεδα προστασίας και τους ρυθμούς κώδικά τους. Τα επίπεδα προστασίας 4-A και 4-B είναι πολύ ευαίσθητα στις γρήγορες διαλείψεις και δεν πρέπει να χρησιμοποιούνται για mobile εφαρμογές.

Protection Level	$R_c =$
1-A	1/4
2-A	3/8
1-B	4/9
3-A	1/2
2-B	4/7
3-B	4/6
4-A	3/4
4-B	4/5

Όλη η κωδικοποίηση καναλιού βασίζεται σε δομή πλαισίου 24 ms. Αυτά τα πλαίσια καλούνται λογικά πλαίσια (logical frames). Αυτά τα πλαίσια συγχρονίζονται με τα πλαίσια μετάδοσης, και (για ήχο) με τα πλαίσια ήχου. Στην αρχή ενός λογικού πλαισίου, η κωδικοποίηση αρχίζει με shift-registers σε μηδενική κατάσταση. Στο τέλος, ο shift-register θα επιστρέψει σε μηδενική κατάσταση με την προσθήκη έξι πρόσθετων δυαδικών ψηφίων (τα λεγόμενα tail bits) στα χρήσιμα δεδομένα που θα βοηθήσουν το αποκωδικοποιητή Viterbi. Μετά την κωδικοποίηση αυτού του λογικού πλαισίου των 24 ms δημιουργείται μια διάτρητη κωδική λέξη. Πάντα περιέχει ένα ακέραιο πολλαπλάσιο των 64 bits, δηλαδή έναν ακέραιο αριθμό CUs. Όποτε είναι απαραίτητο, γίνεται κάποια πρόσθετη διάτρηση για να επιτευχθεί αυτό. Μια ροή δεδομένων των επόμενων λογικών πλαισίων, η οποία κωδικοποιείται ανεξάρτητα από άλλες ροές δεδομένων, ονομάζεται υπο-κανάλι. Για παράδειγμα, μια ροή δεδομένων ήχου των 192 kbps είναι ένα πιθανό υπο-κανάλι. Μια ροή δεδομένων PAD είναι πάντα μόνο ένα μέρος ενός υπο-καναλιού ήχου. Μετά τον κωδικοποιητή καναλιού, κάθε υπο-κανάλι θα υποστεί time interleaving ανεξάρτητα, όπως περιγράφεται παρακάτω. Μετά από τη χρονική διεμπλοκή, όλα τα υπο-κανάλια είναι πολυπλεγμένα στο Common Interleaved Frame (CIF).

3.5.2. Διεμπλοκή (interleaving) στο T-DAB

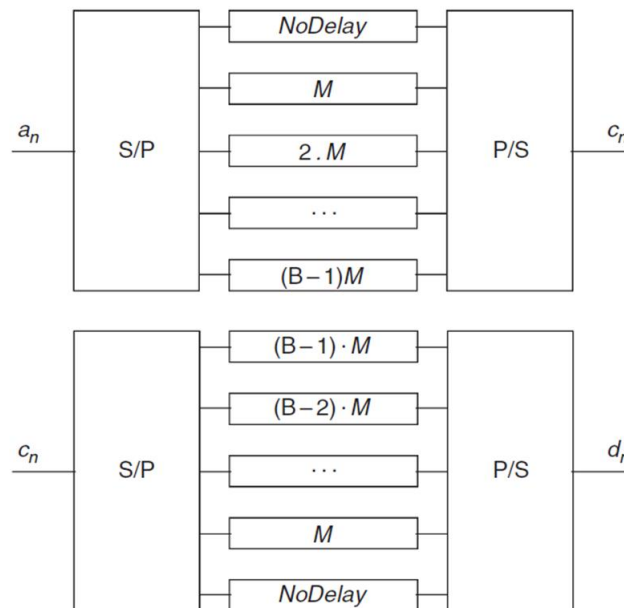
Για μια αποτελεσματική διόρθωση σφαλμάτων (error-correction) με έναν συνελικτικό κώδικα, απαιτείται μια ομοιόμορφη κατανομή των σφαλμάτων του καναλιού (πριν από τον αποκωδικοποιητή). Ένα κινητό ραδιοφωνικό κανάλι παράγει ριπές σφαλμάτων, δεδομένου ότι πολλά γειτονικά δυαδικά ψηφία θα διαταραχθούν από μια βαθιά διάλειψη (deep fade). Για το OFDM, αυτό ισχύει και στον χρόνο και στην συχνότητα. Για να επιτευχθεί μια πιο ομοιόμορφη κατανομή των κακώς ληφθέντων δυαδικών ψηφίων στη ροή δεδομένων πριν από τον αποκωδικοποιητή, τα κωδικοποιημένα δυαδικά ψηφία θα εξαπλωθούν σε μια μεγαλύτερη περιοχή χρόνου-συχνότητας, πριν περάσουν στο φυσικό κανάλι. Αυτή η διαδικασία καλείται (χρονική και συχνοτική) διεμπλοκή. Στο δέκτη, αυτή η εξάπλωση πρέπει να αντιστραφεί από τον απο-διεμπλοκέα, ώστε να αποκατασταθεί η σωστή σειρά του bit-stream πριν τον αποκωδικοποιητή.

Time Interleaving

Για τη διασπορά των κωδικοποιημένων δυαδικών ψηφίων σε ένα ευρύτερο χρονικό διάστημα, θα εφαρμοστεί μια χρονική διεμπλοκή σε κάθε υπο-κανάλι. Η διαδικασία βασίζεται σε έναν συνελικτικό διεμπλοκέα (convolutional interleaver). Αρχικά, η κωδική λέξη (δηλ. τα δυαδικά ψηφία ενός λογικού πλαισίου) θα χωριστούν σε M μικρές ομάδες των $B=16$ bits. Τα bits υπ' αριθμόν 0 έως 15 κάθε ομάδας θα αναδιαταχθούν σύμφωνα με τον αντίστροφο νόμο bit (δηλαδή $0 \rightarrow 0, 1 \rightarrow 8, 2 \rightarrow 4, 3 \rightarrow 12, \dots, 14 \rightarrow 7, 15 \rightarrow 15$). Στη συνέχεια, σε κάθε ομάδα, το bit0 μεταδίδεται χωρίς καθυστέρηση, το bit1 θα μεταδοθεί με καθυστέρηση 24 ms, το bit2 θα μεταδοθεί με καθυστέρηση $2 \cdot 24$ ms, ..., το bit15 θα μεταδοθεί με καθυστέρηση $15 \cdot 24$ ms. Από την πλευρά του δέκτη, ο deinterleaver λειτουργεί ως εξής: Σε κάθε ομάδα, το bit0 θα καθυστερήσει κατά $15 \cdot 24$ ms, το bit1 θα καθυστερήσει κατά $14 \cdot 24$ ms, ..., το bit14 θα καθυστερήσει κατά 24 ms και το bit15 δεν θα καθυστερήσει καθόλου. Στη συνέχεια, θα γίνει μετατροπή με την αντίστροφη αναδιάταξη. Προφανώς, ο deinterleaver αποκαθιστά τη ροή

των δυαδικών ψηφίων στη σωστή σειρά, αλλά η συνολική διαδικασία του interleaving και deinterleaving έχει συνολική καθυστέρηση αποκωδικοποίησης $15 \cdot 24 \text{ms} = 360 \text{ms}$. Επομένως, με τίμημα αυτή τη καθυστέρηση, πετυχαίνουμε καλύτερη κατανομή των σφαλμάτων. Μια έκρηξη σφαλμάτων (burst error) στο φυσικό κανάλι θα διαλυθεί από το deinterleaver, εφόσον μια μεγάλη έκρηξη γειτονικών (αναξιόπιστων) bits πριν τον deinterleaver «απλώνεται» έτσι, ώστε δύο δυαδικά ψηφία μιας έκρηξης να έχουν απόσταση τουλάχιστον 16 θέσεις μετά το deinterleaver (και πριν από τον αποκωδικοποιητή).

Το μπλοκ διάγραμμα ενός γενικού συνελκτικού διεμπλοκέα/αποδieleμπλοκέα (Forney-Interleaver) με παραμέτρους (B, M) φαίνεται παρακάτω. Η σειριακή ροή των συμβόλων μετατρέπεται σε B παράλληλες ροές. Κάθε παράλληλη ροή παρουσιάζει καθυστέρηση $i \cdot M$ ρολόγια συμβόλου (με $i = 0, 1, \dots, B-1$).



Η χρονική διεμπλοκή εφαρμόζεται μόνο στα δεδομένα του MSC. Το FIC πρέπει να αποκωδικοποιηθεί χωρίς καθυστέρηση και, συνεπώς, θα υποστεί μόνο συχνοτική διεμπλοκή. Θα πρέπει να αναφέρουμε ότι άλλα τμήματα της αλυσίδας του σήματος DAB θα επιφέρουν πρόσθετη χρονική καθυστέρηση του σήματος. Αυτό προκαλείται, για παράδειγμα, από την κωδικοποίηση/αποκωδικοποίηση πηγής, συνελκτική κωδικοποίηση/αποκωδικοποίηση, πρόσθετες καθυστερήσεις στη διανομή δικτύου προς τους σταθμούς πομπών (χρειάζονται για συγχρονισμό στα SFNs) και καθυστερήσεις διαδρομής από τον πομπό στον δέκτη. Συνήθως, ένας κωδικοποιητής MPEG-1/MPEG-2 Audio Layer II χρειάζεται χρόνο επεξεργασίας περίπου 80ms. Η ίδια καθυστέρηση απαιτείται και στον αποκωδικοποιητή ήχου. Η δημιουργία δεδομένων DRC θα χρειαστεί επίσης έναν χρόνο επεξεργασίας 24ms έως 48ms, αλλά μπορεί να γίνει και παράλληλα με τη διαδικασία κωδικοποίησης πηγής. Εάν αρκετοί κωδικοποιητές ήχου είναι κλιμακωμένοι (cascaded) στην αλυσίδα διανομής, η χρονική καθυστέρηση θα αυξάνεται ανάλογα με τον αριθμό των κλιμακωτών βημάτων (cascading steps). Ο πίνακας παρέχει μια επισκόπηση των τάξεων μεγέθους των διαφόρων συνεισφορών στη συνολική καθυστέρηση του συστήματος.

DAB overall system delay

Mechanism	Delay	Remarks
Audio coding and decoding	~ 160 ms	depending on implementation
MSC Time Interleaving	360 ms	prescribed by DAB standard
Convolutional coding and decoding	~ 1 ms	depending on implementation
Network (terrestrial distribution)	~ 2 ms	
Network (satellite distribution)	~ 275 ms	Geosynchronous orbit
Transmission (terrestrial)	~ 0.2 ms	
Transmission (satellite)	~ 135 ms	Geosynchronous and highly included elliptical orbit

Συνοψίζοντας, όλα αυτά τα τμήματα καθυστέρησης, τη συνολική χρονική καθυστέρηση ενός προγράμματος ήχου DAB είναι πάνω από 500 ms για επίγεια μετάδοση, και πάνω από 750 ms για δίκτυα που χρησιμοποιούν δορυφορική διανομή ή μετάδοση. Αυτές οι τιμές είναι σημαντικά υψηλότερες από τις αντίστοιχες των παραδοσιακών αναλογικών μεταδόσεων ήχου, όπως το ραδιόφωνο FM. Αυτό πρέπει να ληφθεί υπόψη για οποιαδήποτε κρίσιμα (ως προς το χρόνο) μέρη του προγράμματος, όπως χρονικές ανακοινώσεις (gong) ή διαδραστικά στοιχεία προγράμματος (phone-ins).

Διαμόρφωση DQPSK και Frequency Interleaving

Επειδή τα πλάτη εξασθενίσεως (fading amplitudes) των γειτονικών OFDM sub-carriers συσχετίζονται σε μεγάλο βαθμό, τα διαμορφωμένα σύνθετα σύμβολα θα διεμπλακούν συχνοτικά. Αυτό θα γίνει με τα σύμβολα QPSK, πριν από τη διαφορική διαμόρφωση. Ένα μπλοκ $2K$ κωδικοποιημένων δυαδικών ψηφίων πρέπει να αντιστοιχιστεί (mapped) σε K σύνθετους συντελεστές για ένα σύμβολο OFDM διάρκειας T_s . Τα πρώτα K bits θα αντιστοιχιστούν στα πραγματικά μέρη των K QPSK συμβόλων, ενώ τα τελευταία K bits θα αντιστοιχιστούν στα φανταστικά μέρη. Τυπικά, τα bits του l -οστού μπλοκ $p_{i,l}$ ($i=0, 1, \dots, 2K-1$) θα αντιστοιχιστούν στα QPSK σύμβολα $q_{i,l}$ ($i=0, 1, \dots, K-1$) σύμφωνα με τον κανόνα:

$$q_{i,l} = \frac{1}{\sqrt{2}} [(1 - 2p_{i,l}) + j(1 - 2p_{i+K,l})], \quad i = 0, 1, \dots, K - 1.$$

Ο διεμπλοκέας συχνότητας είναι απλώς μια αναρίθμηση (renumbering) των συμβόλων QPSK, σύμφωνα με μια σταθερή ψευδοτυχαία μετάθεση $F(i)$. Τα σύμβολα QPSK μετά το renumbering υποδηλώνονται με $y_{k,l}$ ($k=\pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$). Τα frequency interleaved σύμβολα QPSK θα διαμορφωθούν διαφορικά, σύμφωνα με τη σχέση:

$$z_{k,l} = z_{k,l-1} \cdot y_{k,l}.$$

Οι σύνθετοι αριθμοί $z_{k,l}$ είναι οι συντελεστές Fourier του l -οστού συμβόλου OFDM στο πλαίσιο.

Η επαρκής διεμπλοκή είναι απαραίτητη για ένα κωδικοποιημένο σύστημα (coded system) σε ένα κινητό ραδιοφωνικό κανάλι. Οι εκρήξεις σφαλμάτων κατά τη διάρκεια των deep fades θα προκαλέσουν αποτυχία στον αποκωδικοποιητή Viterbi. Το OFDM είναι πολύ κατάλληλο για κωδικοποιημένη μετάδοση μέσω καναλιών διαλείψεων, επειδή επιτρέπει χρονική και συχνοτική διεμπλοκή. Και οι δύο μηχανισμοί διεμπλοκής συνεργάζονται. Μια αποτελεσματική διεμπλοκή απαιτεί κάποια αναντιστοιχία (incoherency) του καναλιού, για να αποκτήσει ασυσχέτιστα ή ασθενώς συσχετισμένα σφάλματα στην είσοδο του

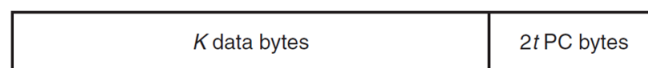
αποκωδικοποιητή Viterbi. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με την απαίτηση της αποδιαμόρφωσης. Ένα γρήγορο κανάλι καθιστά την χρονική διεμπλοκή πιο αποτελεσματική, αλλά προκαλεί υποβάθμιση λόγω γρήγορων διακυμάνσεων φάσης. Το όφελος της χρονικής διεμπλοκής είναι πολύ μικρό για $f_{Dmax} < 40\text{Hz}$. Από την άλλη πλευρά, αυτό είναι ήδη το ανώτατο όριο για την DQPSK αποδιαμόρφωση για το TM I. Για ακόμη χαμηλότερες συχνότητες Doppler που αντιστοιχούν σε μέτριες ή χαμηλές ταχύτητες αυτοκινήτου και μετάδοσης VHF, η χρονική διεμπλοκή από μόνη της δεν βοηθά πάρα πολύ. Σε αυτή την περίπτωση, η απόδοση μπορεί να διατηρηθεί με αποτελεσματική διεμπλοκή συχνότητας. Μεγάλες ηχώ εξασφαλίζουν αποτελεσματική διεμπλοκή συχνότητας. Ως εκ τούτου, τα SFNs υποστηρίζουν το μηχανισμό διεμπλοκής συχνότητας. Εάν, από την άλλη πλευρά, το κανάλι είναι αργών (και frequency flat fading) διαλείψεων, μπορεί να εμφανιστούν σοβαρές υποβαθμίσεις, ακόμη και για ένα φαινομενικά επαρκές επίπεδο ισχύος λήψης.

3.5.3. Συνενωμένη κωδικοποίηση (Concatenated Coding) του DAB+/DMB

Για τη μετάδοση video ή AAC audio streams, ο συνελκτικός κώδικας που χρησιμοποιείται στο DAB δεν εγγυάται επαρκώς χαμηλό υπολειπόμενο BER στα δεδομένα. Επομένως, είναι απαραίτητη πρόσθετη εξωτερική κωδικοποίηση Reed-Solomon (RS) για την εξάλειψη αυτών των υπολειπόμενων σφαλμάτων (residual errors). Το ίδιο ισχύει και για ορισμένες εφαρμογές packet mode.

Οι κώδικες Reed-Solomon (RS) μπορούν να θεωρηθούν ως οι σημαντικότεροι μπλοκ κώδικες, λόγω της εξαιρετικά υψηλής συνάφειάς τους για πολλές πρακτικές εφαρμογές. Αυτές περιλαμβάνουν deep space communications, digital storage media, το σύστημα DVB, κ.ά. Θα περιγράψουμε κάποιες βασικές ιδιότητες των κωδίκων RS, εφόσον είναι σημαντικές για την πρακτική εφαρμογή.

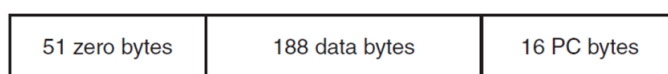
Οι πιο συνήθεις κώδικες RS βασίζονται σε αριθμητική byte, και όχι σε αριθμητική bit. Έτσι, οι κώδικες RS διορθώνουν byte errors, αντί bit errors. Κατά συνέπεια, οι κώδικες RS είναι ευνοϊκοί για κανάλια με ριπές σφαλμάτων δυαδικών ψηφίων (burst errors), όπως παράγονται από τον αποκωδικοποιητή Viterbi στο σύστημα DAB. Οδηγούν σε πολύ χαμηλό υπολειπόμενο BER εξόδου, εάν ο ρυθμός σφαλμάτων εισόδου είναι μέτριος. Έτσι, ένας εσωτερικός συνελκτικός κώδικας συνενωμένος με έναν εξωτερικό RS κώδικα, είναι μια κατάλληλη ρύθμιση, αν απαιτείται πολύ χαμηλό υπολειπόμενο BER στην περίπτωση κινητής ραδιοφωνικής μετάδοσης.



Συστηματική RS κωδική λέξη

Οι κώδικες RS που βασίζονται σε αριθμητική byte έχουν πάντα μήκος κωδικής λέξης $N=2^8-1=255$. Για έναν κώδικα RS(N, K, t), τα K bytes δεδομένων κωδικοποιούνται σε μια κωδική λέξη των N bytes, ενώ ο κώδικας μπορεί να διορθώσει έως t bytes σφάλματα. Το ανωτέρω σχήμα δείχνει τη δομή μιας συστηματικής κωδικής λέξης RS με έναν άρτιο αριθμό $N-K=2t$ πλεοναζόντων bytes, τα οποία ονομάζονται bytes ελέγχου ισοτιμίας (Parity Check bytes). Στην πράξη, το σταθερό μήκος λέξης κώδικα $N=255$ είναι ένας ανεπιθύμητος περιορισμός. Μπορεί να πάρει μεγαλύτερη ευελιξία χρησιμοποιώντας ένα απλό τέχνασμα: Για έναν κώδικα RS(N, K, t) με $N=255$, θέλουμε να κωδικοποιήσουμε μόνο τα $K_1 < K$ bytes δεδομένων και να

θέσουμε τα πρώτα $K-K1$ bytes της λέξης δεδομένων στο μηδέν. Στη συνέχεια κωδικοποιούμε τα K bytes (συμπεριλαμβανομένων των μηδενικών) με τον συστηματικό κωδικοποιητή $RS(N, K, t)$ για να αποκτήσουμε μια κωδική λέξη μήκους N , της οποίας οι πρώτες $K-K1$ κωδικές λέξεις είναι ίσες με το μηδέν. Αυτά τα bytes δεν περιέχουν πληροφορίες και δεν χρειάζεται να μεταδοθούν. Με αυτή τη μέθοδο έχουμε πάρει μια συντομευμένη (shortened) $RS(N1, K1, t)$ κωδική λέξη με $N1=N-(K-K1)$. Το παρακάτω σχήμα δείχνει τη κωδική λέξη ενός συντομευμένου κώδικα $RS(204, 188, t=8)$, η οποία προκύπτει από έναν κώδικα $RS(255, 239, t=8)$. Πριν την αποκωδικοποίηση, στον δέκτη, τα $K-K1$ μηδενικά bytes πρέπει να προσαρτηθούν στην αρχή της κωδικής λέξης και να χρησιμοποιηθεί ένας αποκωδικοποιητής $RS(255, 239, t=8)$. Αυτός ο συντομευμένος κώδικας RS , που χρησιμοποιείται ως εξωτερικός κώδικας για το σύστημα DVB-T, υιοθετείται και στο DAB για το «enhanced stream and packet mode encoding».



Κωδική λέξη συντομευμένου RS

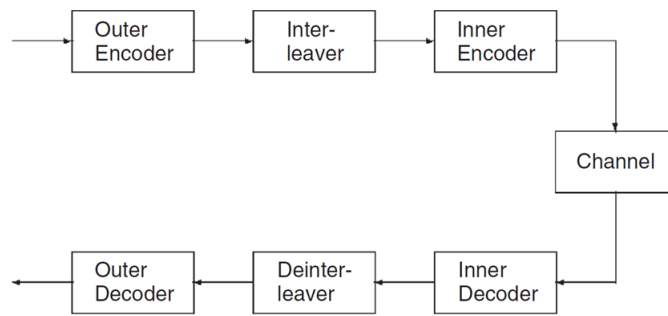
Στο DAB+ χρησιμοποιείται ένας σύντομος κώδικας $RS(120, 110, t=5)$, που λαμβάνεται από τον αρχικό κώδικα $RS(255, 245, t=5)$ και, ως εκ τούτου, διαφέρει από αυτόν που χρησιμοποιείται στο enhanced packet mode του DAB.

Υπάρχει περίπτωση ο αποκωδικοποιητής να ανιχνεύσει σφάλματα, τα οποία δεν μπορούν να διορθωθούν (decoding failure). Τότε μπορεί να οριστεί μια σημαία σφάλματος, η οποία υποδεικνύει ότι τα δεδομένα είναι λάθος. Η εφαρμογή μπορεί να επωφεληθεί από αυτή τη πληροφορία. Εάν είναι γνωστό ότι κάποια ληφθέντα bytes είναι πολύ αναξιόπιστα (π.χ. από έναν εσωτερικό αποκωδικοποιητή που παρέχει τέτοιες πληροφορίες αξιοπιστίας), ο αποκωδικοποιητής τότε, αξιοποιώντας αυτές τις πληροφορίες, μπορεί να εκτελέσει την λεγόμενη «αποκωδικοποίηση βασισμένη σε διαγραφή» (erasure-based decoding), αφού αυτά τα bytes ονομάζονται διαγραφές/σβησίματα.

Εσωτερική-εξωτερική κωδικοποίηση

Οι αρχικοί αλγόριθμοι κωδικοποίησης ήχου που βασίζονται στα MPEG-1 και MPEG-2 ήταν αρκετά ανθεκτικοί και ανεκτικοί σε λάθη. Οι πιο αποτελεσματικοί αλγόριθμοι κωδικοποίησης πηγής τελευταίας τεχνολογίας, που χρησιμοποιούνται για τα DAB+ και DMB, είναι πιο ευαίσθητοι στα σφάλματα μετάδοσης, ειδικά όταν για λόγους συμβατότητας τα προηγμένα εργαλεία ανθεκτικότητας σφαλμάτων (Error Resilience Tools) του AAC δεν χρησιμοποιούνται. Γι'αυτό ειδήχθη η έννοια του «εικονικά απαλλαγμένου από σφάλματα καναλιού» (virtually error-free channel), όπως έγινε για πρώτη φορά στο DVB-T.

Το virtually error-free κανάλι μπορεί να επιτευχθεί με συνδυασμένη (concatenated) κωδικοποίηση χρησιμοποιώντας έναν συνελκτικό κώδικα (inner code) μαζί με έναν κώδικα Reed-Solomon (outer code). Για να επιτύχουμε τις καλύτερες δυνατές επιδόσεις αυτού του συνδυασμένου σχήματος κωδικοποίησης, είναι απαραίτητη μια κατάλληλη διεμπλοκή byte μεταξύ των δύο σταδίων κωδικοποίησης (βλ. επόμενο σχήμα). Για DMB αυτό γίνεται με έναν συνελκτικό διεμπλοκέα, ενώ για το DAB+ και την ενισχυμένη λειτουργία πακέτων (enhanced packet mode), χρησιμοποιείται ένας εικονικός διεμπλοκέας (virtual interleaver).



Αν ο εξωτερικός διεμπλοκέας είναι ιδανικός, τα burst errors στην έξοδο του αποκωδικοποιητή Viterbi θα οδηγούν σε ομοιόμορφα καταναμημένα σφάλματα byte στην είσοδο του αποκωδικοποιητή RS. Ο κώδικας RS μπορεί να διορθώσει έναν ορισμένο αριθμό bytes σε κάθε μπλοκ. Επομένως, είναι πολύ αποτελεσματικός για burst errors αποκωδικοποίησης, εφόσον οι εκρήξεις δεν είναι πολύ μεγάλες, επειδή εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι, γενικά, υπάρχουν περισσότερα του ενός σφάλματα δυαδικών ψηφίων μέσα σε ένα λανθασμένο byte. Για παράδειγμα: Αν P είναι η πιθανότητα λανθασμένου byte και P_b η πιθανότητα λανθασμένου bit στην έξοδο του αποκωδικοποιητή Viterbi (και μετά την αποκωδικοποίηση του εσωτερικού συνελκτικού κώδικα), η χειρότερη περίπτωση μόνο ενός μέσου σφάλματος δυαδικών ψηφίων σε ένα εσφαλμένο byte αντιστοιχεί σε $P=8P_b$. Ένα ανώτερο όριο για το υπολοιπόμενο BER και block error rate, μετά την αποκωδικοποίηση RS, μπορεί να υπολογιστεί από θεωρητικές καμπύλες.

4. Η ΑΛΥΣΙΔΑ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ ΤΟΥ T-DAB

4.1. Επιλογή δομής του SFN και των θέσεων εκπομπής

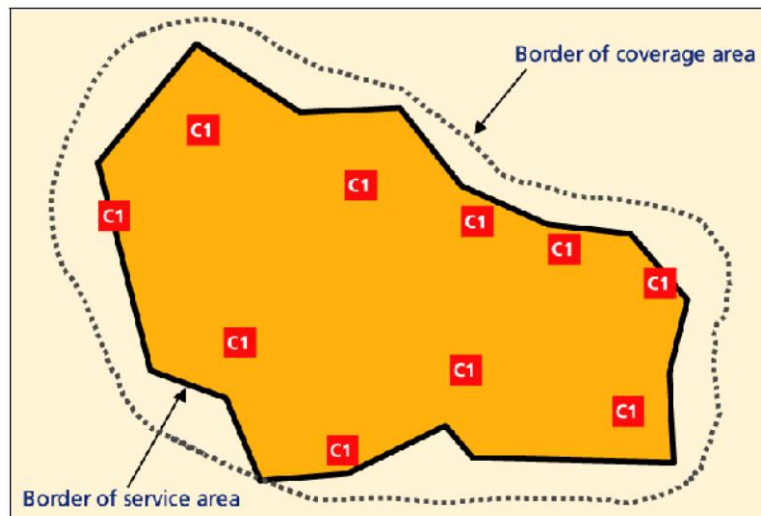
Υπάρχουν δύο κατηγορίες δικτύων για την επίγεια ψηφιακή ευρυεκπομπή:

- *Δίκτυα πολλαπλών συχνοτήτων (MFN)*: Επιτρέπουν το ίδιο ή διαφορετικά προγράμματα να μεταφέρονται από μεμονωμένους πομπούς, χρησιμοποιώντας διαφορετικές συχνότητες (π.χ. FM).
- *Δίκτυα ενιαίας/μονής συχνότητας (SFN)*: εφαρμόζονται καταναμημένες εκπομπές, όπου η απαιτούμενη κάλυψη παρέχεται μέσω της χρήσης πολλών πομπών, οι οποίοι λειτουργούν με την ίδια συχνότητα και φέρουν τα ίδια προγράμματα (π.χ. DAB, DMB).

Ο τύπος του δικτύου που θα εφαρμοστεί εξαρτάται από τη διαθεσιμότητα των συχνοτήτων, τον τύπο της απαιτούμενη κάλυψης και τον αριθμό των πολυπλεξιών που πρέπει να παρέχονται (ίσως και από περαιτέρω εθνικούς περιορισμούς ή στρατηγικές).

Επικεντρώνοντας στα SFN, πολλές τοποθεσίες λήψης εντός της περιοχής κάλυψης θα εξυπηρετούνται από περισσότερους του ενός πομπούς. Αυτό εισάγει ένα ορισμένο επίπεδο πλεονασμού για τη λήψη του σήματος και βελτιώνει τη διαθεσιμότητα της υπηρεσίας. Η ένταση του πεδίου από έναν πομπό δείχνει στατιστικές διακυμάνσεις, λόγω της παρουσίας εμποδίων στη διαδρομή διάδοσης, ιδίως για φορητή και κινητή λήψη. Αυτή η μεταβολή της έντασης πεδίου μπορεί να μειωθεί λόγω της παρουσίας πολλών πομπών, που βρίσκονται σε διαφορετικές πλευρές ως προς τον δέκτη, δεδομένου ότι όταν μια πηγή είναι σκιασμένη, άλλες μπορεί να είναι εύκολα ορατές. Αυτή η πτυχή ενός SFN δημιουργεί "κέρδος δικτύου". Ένα SFN μπορεί να σχεδιαστεί για να παρέχει μια πιο ομοιογενή κατανομή ισχύος σε όλη την περιοχή κάλυψής του απ' ότι ένας μεμονωμένος πομπός που καλύπτει την ίδια περιοχή.

Single Frequency Network



Κατά τη λειτουργία σε SFN, τα σήματα που μεταδίδονται από μεμονωμένους πομπούς πρέπει να είναι:

- Συγχρονισμένα στο χρόνο (ή με ακριβή ελεγχόμενη καθυστέρηση).
- Ονομαστικώς συνεκτικά/συνεπή (nominally coherent) στη συχνότητα (μέσα σε λίγα Hz).
- Πρέπει να έχουν πανομοιότυπο πολυπλεκτικό περιεχόμενο.

Συνήθως, η ιδέα του SFN βασίζεται στην ίδια τοπολογία δικτύου με εκείνη του MFN, δηλαδή κύριους πομπούς με βοηθητικά gap fillers, εάν είναι απαραίτητο. Η προσέγγιση SFN επιτρέπει μια πιο ομοιογενή κατανομή ισχύος πεδίου από του MFN, που είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη φορητή και τη κινητή λήψη. Στη περίπτωση κινητής λήψης, η προσέγγιση SFN δεν απαιτεί τη μετάδοση συχνότητας (frequency hand) στον δέκτη, καθώς αυτός κινείται μέσα σε ολόκληρη την περιοχή κάλυψης.

Η ανάπτυξη της επίγειας ψηφιακής ευρυεκπομπής, μπορεί να χρησιμοποιήσει νέες ή υπάρχουσες τοποθεσίες, καθώς και εναλλακτικές αρχιτεκτονικές δικτύου. Αυτές οι παράμετροι, επηρεάζουν την επιλογή του ψηφιακού σήματος επίγειας μετάδοσης και τις απαιτήσεις συχνότητας.

Ο αριθμός των θέσεων πομπού (transmitter sites) και οι αποστάσεις διαχωρισμού, διαφέρουν πολύ από χώρα σε χώρα και εξαρτώνται από την παραλλαγή του συστήματος, τον τρόπο λήψης (fixed, portable ή mobile), το μέγεθος της χώρας και τις συνοριακές καταστάσεις. Για την επίγεια ψηφιακή μετάδοση, η απόσταση διαχωρισμού μεταξύ των πομπών, κυμαίνεται μεταξύ 30 - 50 km στις κατοικημένες περιοχές, και μεταξύ 75 - 125 km στις λιγότερο πυκνοκατοικημένες περιοχές.

Σε ένα SFN, χρησιμοποιώντας τα κατάλληλα πρότυπα επίγειας ψηφιακής εκπομπής, η απόσταση διαχωρισμού μεταξύ των πομπών, επηρεάζει την επιλογή του guard interval, το οποίο με τη σειρά του περιορίζει το μέγεθος του δικτύου. Η απόσταση διαχωρισμού και το πραγματικό ύψος (effective height) επηρεάζουν την ισοδύναμη ακτινοβολούμενη ισχύς (effective/equivalent radiated power - ERP).

Η χρήση πυκνών δικτύων (dense networks) με σταθμούς χαμηλής έως μεσαίας ισχύος, μπορεί να προσφέρει κάποια πλεονεκτήματα, σε σχέση με δίκτυα που βασίζονται σε πομπούς

υψηλής ισχύος και βρίσκονται σε μεγάλες αποστάσεις (60 έως μερικές εκατοντάδες χιλιόμετρα).

Ιδιαίτερα στην περίπτωση περιφερειακών SFN, αλλά και εθνικών SFN, μπορούν να ληφθούν υπόψη διάφορες μορφές πυκνών δικτύων, τα οποία έχουν σημαντικά μικρότερη ERP από εκείνη που απαιτείται από έναν μεμονωμένο πομπό που εξυπηρετεί την ίδια περιοχή. Για την επίγεια ψηφιακή εκπομπή, η έννοια της κατανεμημένης εκπομπής (distributed emission), μπορεί να παρέχει την απαιτούμενη ισχύ πεδίου σε ολόκληρη την περιοχή εξυπηρέτησης, χρησιμοποιώντας έναν αριθμό συγχρονισμένων SFN πομπών χαμηλής ισχύος που βρίσκονται σε ένα απλό ή σύνθετο πλέγμα, χρησιμοποιώντας on-channel επαναλήπτες που λαμβάνουν το σήμα τους off-air από τον κύριο πομπό, για τη βελτίωση της κάλυψης του κύριου πομπού. Στην τελευταία περίπτωση, οι αναμεταδότες δεν χρειάζεται να συγχρονίζονται εγκαίρως και δεν απαιτείται υποδομή παράλληλης μετάδοσης για να φέρει το σήμα σε αυτούς τους επαναλήπτες (on-channel repeaters).

Επιπλέον, τοπικά SFN υψηλής πυκνότητας, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για να συμπληρώσουν ένα μεγάλο SFN, στις περιοχές όπου η κάλυψη θα ήταν ανεπαρκής, λόγω της τοπογραφίας του εδάφους. Τέλος, τα τοπικά SFN προσφέρουν μείωση των co-channel παρεμβολών στα σύνορα της περιοχής εξυπηρέτησης, εισάγοντας μια πιο έντονη αύξηση της ισχύος πεδίου (field strength roll-off). Αυτό μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω, αν εκμεταλλευτούμε την κατευθυντικότητα της κεραίας μετάδοσης.

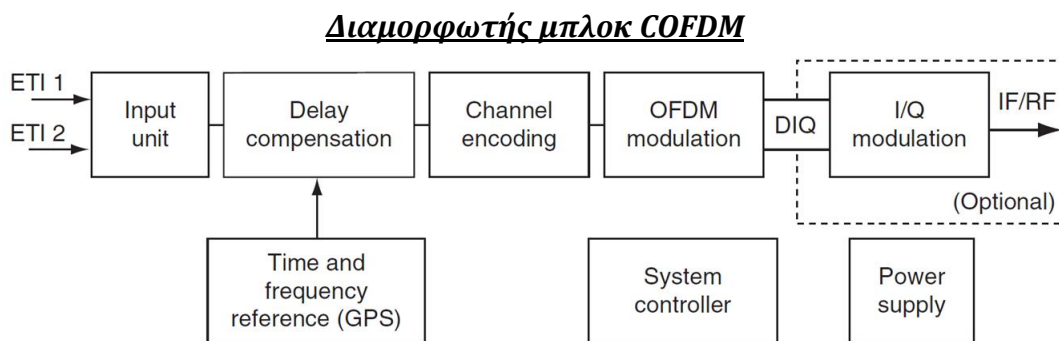
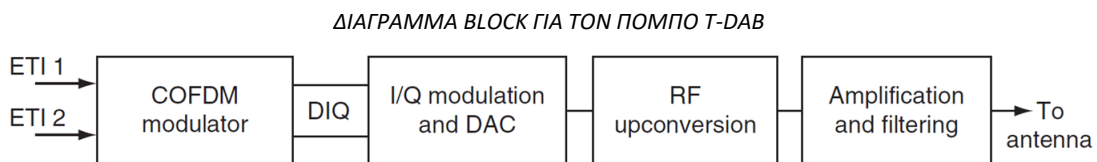
Για παράδειγμα, είναι δυνατόν να εικονιστούν τοπολογίες εκπομπής, στις οποίες το κεντρικό τμήμα της περιοχής εξυπηρέτησης καλύπτεται από μεγάλο SFN (με πομπούς υψηλής ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις), αλλά κοντά στο όριο είναι εγκατεστημένο ένα πυκνό δίκτυο εκπομπής (με χαμηλό ERP και κατευθυντικές κεραίες χαμηλού ύψους). Αυτό επιτρέπει στο ERP να είναι προσαρμοσμένο, σύμφωνα με το περίγραμμα της περιοχής εξυπηρέτησης, μειώνοντας την παρεμβολή σε παρακείμενες περιοχές και διατηρώντας υψηλό το επίπεδο διαθεσιμότητας υπηρεσιών εντός της επιθυμητής περιοχής. Αυτή η τεχνική μπορεί να είναι χρήσιμη και στα σύνορα εθνικών SFN.

Η απόσταση διαχωρισμού μεταξύ δύο co-channel περιοχών εξυπηρέτησης είναι η ελάχιστη απόσταση προκειμένου να αποφευχθεί η αδικαιολόγητη παρεμβολή σε μία από τις δύο περιοχές. Έχει σημαντική επίδραση στον αριθμό των μπλοκ συχνότητας (frequency blocks) ή καναλιών που απαιτούνται για την κάλυψη μιας ευρύτερης περιοχής, η οποία περιλαμβάνει αρκετές χώρες ή περιοχές, όπου η καθεμία μεταδίδει τα δικά της προγράμματα σε ένα μπλοκ συχνότητας ή σε ένα κανάλι.

Περιοχές κάλυψης που εξυπηρετούνται από πομπούς, τοποθετημένους κατά μήκος της περιφέρειας, που χρησιμοποιούν κατευθυντικές κεραίες, οι οποίες δείχνουν προς τα μέσα (δηλαδή σε κλειστό δίκτυο), θα έχουν ως αποτέλεσμα μικρότερες αποστάσεις διαχωρισμού σε σύγκριση με την αντίστοιχη κάλυψη που επιτυγχάνεται με τη χρήση μη κατευθυντικών κεραιών (δηλαδή σε ένα ανοιχτό δίκτυο). Επιπλέον, στην περίπτωση διαδρομών που καταλαμβάνουν σημαντική έκταση θάλασσας, οι αποστάσεις διαχωρισμού θα είναι μεγαλύτερες απ' ό,τι στην περίπτωση γήινων μονοπατιών (land-only paths).

4.2. Ο πομπός T-DAB

Κάθε πομπός αποτελείται από μια σειρά από λειτουργικά τμήματα που θα εξηγηθούν τώρα. Το σήμα εξόδου ETI από τον πολυπλέκτη συνόλου (multiplexer ensemble) παραδίδεται στη θέση του πομπού (transmitter site) μέσω της διανομής του δικτύου DAB (DAB distribution). Στην είσοδο του πομπού, το σήμα είναι αποθηκευμένο (buffered) και υπάρχει μια ακριβής καθυστέρηση για να συγχρονίζεται το SFN. Μετά την COFDM κωδικοποίηση, το baseband σήμα εξόδου του κωδικοποιητή COFDM, μπορεί να υποβληθεί σε περαιτέρω επεξεργασία σήματος για μη γραμμική προ-παραμόρφωση (nonlinear pre-distortion) ή χειρισμό crest factor (crest factor manipulation), πριν μετατραπεί από ψηφιακό σε αναλογικό. Μετά τη μετατροπή στην αναλογική περιοχή, το σήμα μετατρέπεται άνω προς την επιθυμητή τελική ραδιοσυχνότητα. Τελικά, το σήμα RF ενισχύεται και φιλτράρεται, για να εκπληρώσει τις σχετικές μάσκες φάσματος (spectrum masks) πριν ακτινοβοληθεί.



Οι διαμορφωτές COFDM, συνήθως, δεν περιέχουν μόνο το τμήμα επεξεργασίας καθαρού σήματος DAB, αλλά και ένα στάδιο εισόδου για την επεξεργασία των διαφορετικών παραλλαγών του σήματος ETI και την εισαγωγή της απαιτούμενη καθυστέρησης σήματος. Το σήμα εξόδου του διαμορφωτή είναι είτε το baseband σήμα DIQ (Digital In-phase and Quadrature) σύμφωνα με το EN 300798 ή ένα σήμα RF σε μια βολική IF ή RF, εάν περιλαμβάνεται ένας διαμορφωτής I/Q.

Το στάδιο εισόδου απαλείφει το σήμα ETI (ETI(NI) και ETI(NA)) μέχρι το επίπεδο ETI(LI), το επίπεδο λογικής διεπαφής (logical interface level), όπως περιγράφεται στο EN 300799. Αφού το σήμα ETI μεταδίδεται σε μορφή HDB3, μετατρέπεται επίσης σε επίπεδο TTL στο στάδιο εισόδου. Εάν ο διαμορφωτής έχει δύο εισόδους για να επιτρέψει δίκτυα με μονοπάτια πλεονάζουσας διανομής (redundant distribution paths), και οι δύο εισοδοί παρακολουθούνται για την ποιότητα του σήματος σε αυτό το στάδιο του διαμορφωτή, και η επιλογή ενός από τα δύο σήματα εισόδου για περαιτέρω επεξεργασία, πραγματοποιείται εδώ.

Στη βαθμίδα αντιστάθμισης καθυστέρησης (delay compensation), το σήμα εισόδου καθυστερεί σε ένα εύρος 0 έως μερικά δευτερόλεπτα, συνήθως σε βήματα των 488ns (488ns

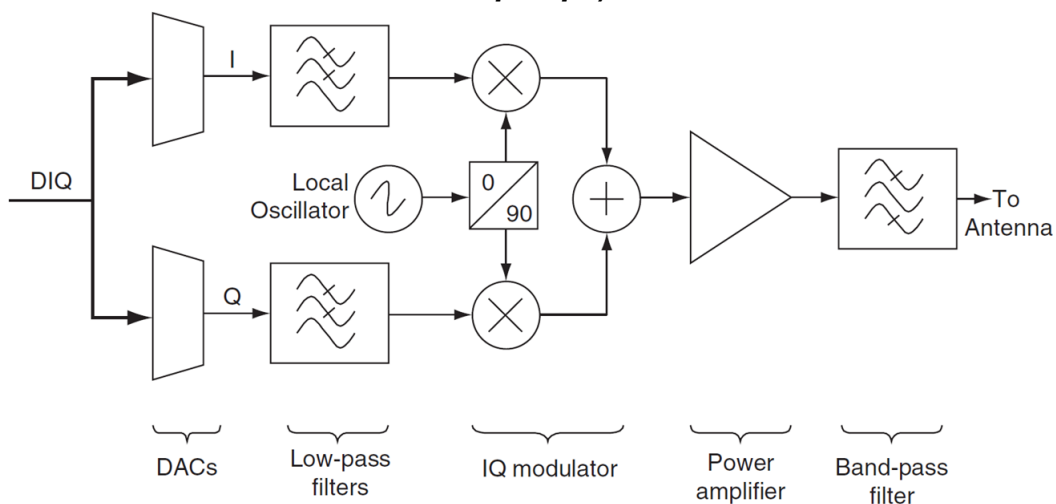
είναι διαθέσιμα στο σύστημα, δεδομένου ότι είναι η περίοδος του σήματος ETI που παραδίδεται, με ρυθμό 2,048 Mbps). Για δυναμική αντιστάθμιση καθυστέρησης, η χρονική σφραγίδα (time-stamp) του ETI(NI) ή του ETI(NA), αξιολογείται χρησιμοποιώντας το σήμα 1pps από έναν GPS δέκτη, ως αναφορά χρόνου. Οι πληροφορίες για αυτόματη στατική αντιστάθμιση καθυστέρησης μεταδίδονται στο MNSC (Multiplex Network Signalling Channel) του ETI. Αυτή η καθυστέρηση ονομάζεται transmitter offset delay και μπορεί να οριστεί για κάθε πομπό ξεχωριστά, χρησιμοποιώντας τον μοναδικό Id encoder. Ο χρήστης μπορεί επίσης να ορίσει μια ξεχωριστή ρυθμιζόμενη καθυστέρηση (adjustable delay) για κάθε είσοδο, η οποία αναφέρεται ως manual delay compensation. Είναι δυνατοί συνδυασμοί των διαφορετικών μεθόδων αντιστάθμισης καθυστέρησης.

Το μπλοκ κωδικοποίησης καναλιού (channel coding) εκτελεί όλη την απαραίτητη κωδικοποίηση για την επίτευξη υψηλού επιπέδου ευρωστίας (robustness) σήματος και την αποκατάσταση των σφαλμάτων (error correction) σε περίπτωση κακής μετάδοσης. Σε αυτό το μπλοκ, σύμφωνα με το [EN 300401], εκτελούνται: Διασπορά ενέργειας, συνελκτική κωδικοποίηση, MSC (Main Service Channel) time interleaving, MSC multiplexing, πολυπλεξία πλαισίου μετάδοσης και frequency interleaving.

Στο μπλοκ διαμόρφωσης OFDM, το ρεύμα δυαδικών ψηφίων εξόδου (output bit stream) από το μπλοκ κωδικοποίησης καναλιού, έχει αντιστοιχιστεί (mapped) σε σύμβολα DQPSK, πριν εφαρμοστεί σε $x/\sin x$ προ-διόρθωση (pre-correction) για D/A μετατροπή (DAC). Τέλος, ο IFFT (Inverse Fast Fourier Transformation), με την παραγωγή του συμβόλου αναφοράς φάσης (PRS), του TII (Πληροφορίες αναγνώρισης πομπού) και του guard interval, δημιουργεί το baseband σήμα DIQ.

Το σήμα βασικής ζώνης DIQ μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εκτελέσει περαιτέρω επεξεργασία σήματος, όπως nonlinear pre-correction και crest factor manipulation. Για να ολοκληρώσουμε τον διαμορφωτή COFDM, απαιτείται ένας ελεγκτής συστήματος (system controller) και παροχή ρεύματος (power supply), και, ίσως, ένας διαμορφωτής I/Q.

Μετατροπή D/A



Η έξοδος από την ψηφιακή επεξεργασία, και κατά συνέπεια η είσοδος στην αναλογική επεξεργασία, είναι (ονομαστικά) το σήμα DIQ που ορίζεται στο EN 300798. Αυτό το πρότυπο καθορίζει μια ανάλυση για τα σήματα I και Q των 8 bits, και ένα "clip-to-RMS" ratio για τα

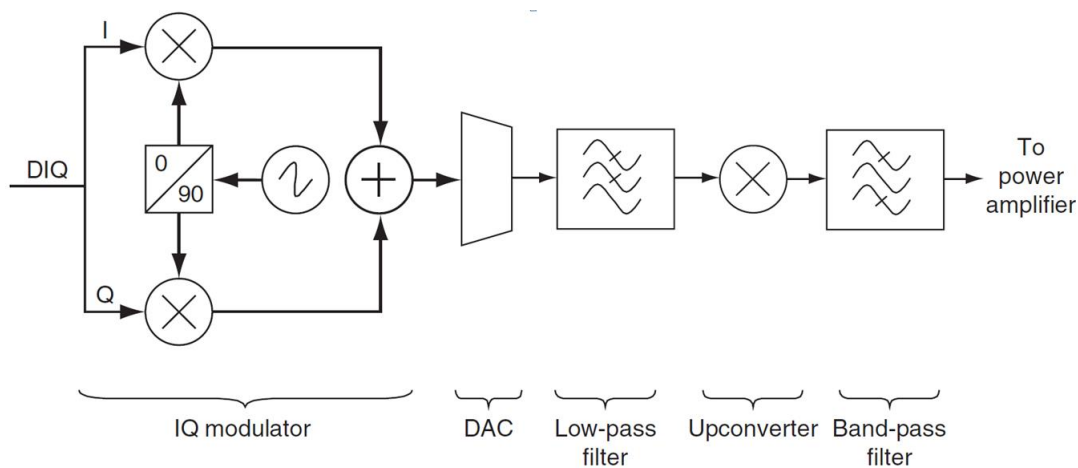
σήματα αυτά των 12 dB. Αυτή η προδιαγραφή προορίζεται να επιτρέψει σε ψηφιακά και αναλογικά τμήματα από διαφορετικούς κατασκευαστές να συνεργαστούν. Ωστόσο, πολλοί κατασκευαστές παρέχουν και τα δύο τμήματα, και (εσωτερικά) μπορεί να χρησιμοποιούν ελαφρώς διαφορετικές ρυθμίσεις (π.χ. υψηλότερη ανάλυση προς μείωση του quantising noise floor ή διαφορετικό clip-to-RMS ratio).

Ο πομπός του παραδείγματος δείχνει μεμονωμένα τις baseband αλυσίδες I και Q, έκαστη αποτελούμενη από DAC και baseband φιλτράρισμα, και ακολουθούμενη από upconversion σε μια τελική συχνότητα, ενίσχυση και baseband φιλτράρισμα.

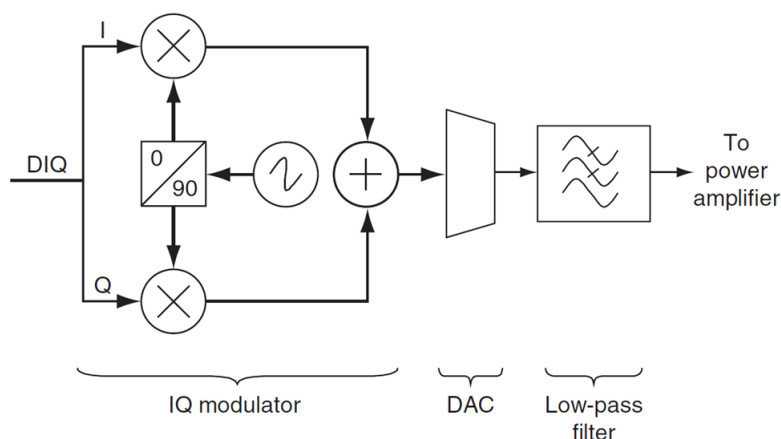
Σε αυτή τη διάταξη είναι σημαντικό ότι, οι DACs, το φιλτράρισμα και τα upconversion paths για τα σήματα I και Q, είναι πολύ κοντά (σε πλάτος και φάση) σε όλο το εύρος ζώνης των baseband σημάτων I και Q. Οποιαδήποτε ανισορροπία θα οδηγήσει σε στρέβλωση του τελικού σήματος RF, με αποτέλεσμα την ύπαρξη κι άλλων in-band τμημάτων, που θα αυξήσουν το in-band noise floor.

Περαιτέρω σκέψεις περιλαμβάνουν την ακρίβεια φάσης των LOs για τα I και Q σήματα και τη γραμμικότητα των upconversion mixers. Το low-level breakthrough του LO, στη κεντρική συχνότητα ενός σήματος DAB, μπορεί να γίνει ανεκτό, αφού αυτή η θέση carrier δεν διαμορφώνεται.

Οι περισσότερες πρώτες υλοποιήσεις των πομπών DAB χρησιμοποίησαν αυτήν την προσέγγιση, και, με προσεκτική ευθυγράμμιση (alignment), μπορούν να επιτευχθούν πολύ καλά αποτελέσματα. Ένα από τα πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης είναι ότι, οι πομποί στην Band III μπορούν να λειτουργούν με μία μόνο άνω-μετατροπή προς την τελική συχνότητα, αποφεύγοντας την ανάγκη για IFs, που απαιτούν φιλτράρισμα και περαιτέρω upconversion.



Μία εναλλακτική τεχνική, στην οποία η άνω-μετατροπή προς μια χαμηλή IF (συνήθως λίγα MHz) εκτελείται στο ψηφιακό πεδίο (digital domain), απεικονίζεται στο Σχήμα 7.8. Αυτό είναι επίσης κοινό και αποφεύγει την ανάγκη για closely matched DACs και φίλτρων. Επιπλέον, μπορεί να επιτευχθεί πολύ ακριβής LO και να εξαλειφθεί το LO breakthrough (αν και αυτό δεν αποτελεί μείζον πρόβλημα για το DAB). Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή, απαιτείται περαιτέρω upconversion.



Με την έλευση των ολοένα και ταχύτερων DACs, γίνεται δυνατή η ανάπτυξη άμεσων πομπών μετατροπής (direct conversion transmitters), όπως φαίνεται στο σχήμα 7.9. Πομποί στην Band III, δεν χρειάζονται πλέον IF. Για L-Band, άνω-μετατροπή από μια βολική Band III συχνότητα, θα εξακολουθήσει να είναι απαραίτητη (για λίγο). Το πλεονέκτημα ιδέας της άμεσης μετατροπής είναι η απλότητα και το ελάχιστο απαιτούμενο κύκλωμά (circuitry) της. Ωστόσο, LO pulling και carrier leakage πρέπει να αντιμετωπιστούν κατά τον σχεδιασμό. Το LO pulling συμβαίνει όταν ο ταλαντωτής στον frequency synthesiser λειτουργεί στην ίδια συχνότητα με αυτήν του power amplifier. Λόγω της περιορισμένης αντίστροφης απομόνωσης (reverse isolation), το μεταδιδόμενο σήμα εξόδου ζευγαρώνει πίσω (couples back) στον ταλαντωτή, υποβαθμίζοντας έτσι την απόδοσή του.

Ένας άλλος παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι η φασματική καθαρότητα (spectral purity) των χρησιμοποιούμενων ταλαντωτών στον πομπό, που συνήθως εκφράζεται ως single-sideband θόρυβος φάσης (ή απλώς «phase noise»). Τα συστήματα OFDM είναι ανεκτά στον θόρυβο φάσης σε κάποιο βαθμό, αλλά, πέρα από ορισμένα όρια, υποφέρουν από δυσμενείς επιπτώσεις.

Η πρώτη επίδραση που οφείλεται κυρίως στο θόρυβο φάσης του ταλαντωτή, είναι οι μεταβολές συχνότητας (frequency offsets), ίσες ή μεγαλύτερες από το carrier spacing του συστήματος OFDM. Αυτή η συμβολή στο θόρυβο φάσης προκαλεί διαρροή μεταξύ των carriers (carrier leakage). Οι φορείς δεν είναι πλέον πραγματικά ορθογώνιοι και προκαλούν μια μικρή, μεταξύ τους, παρεμβολή. Αυτό το φαινόμενο συχνά αποκαλείται intercarrier interference (ICI).

Η δεύτερη επίδραση που οφείλεται κυρίως στο θόρυβο φάσης του ταλαντωτή, είναι οι μεταβολές συχνότητας μικρότερες από το carrier spacing του OFDM. Επειδή τα δεδομένα μεταφέρονται με αλλαγές στη φάση μεταξύ διαδοχικών συμβόλων, ο θόρυβος φάσης προκαλεί μείωση στο εγγενές SNR. Αυτό το φαινόμενο συχνά ονομάζεται «κοινό σφάλμα φάσης» (common phase error), επειδή επηρεάζει όλα τα carriers ισότιμα.

Οι επιδράσεις του θορύβου φάσης ταλαντωτών στα συστήματα OFDM μπορούν να αναλυθούν λεπτομερώς για τα μεμονωμένα χαρακτηριστικά ταλαντωτή, χρησιμοποιώντας συναρτήσεις βαρύτητας (weighting functions, αλλά για πρακτικούς λόγους, το κοινό σφάλμα φάσης είναι συνήθως η κυρίαρχη επίδραση στα συστήματα DAB. Η ορθή τεχνική πρακτική απαιτεί την υποβάθμιση του SNR, ώστε στο πομπό να ελαχιστοποιούνται τέτοιες επιδράσεις,

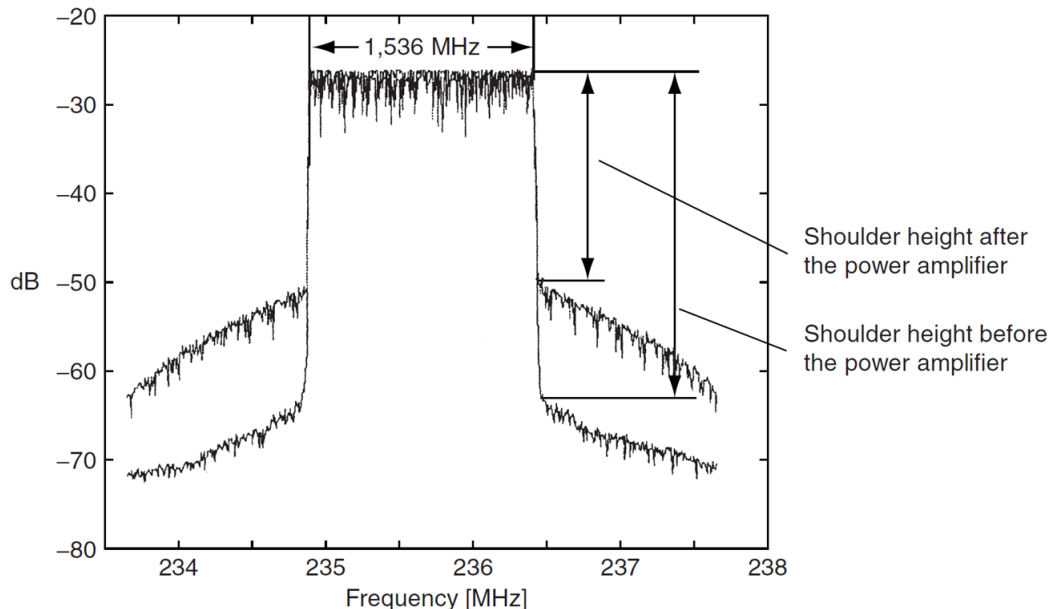
και ένας κοινός κανόνας είναι ότι ο θόρυβος φάσης δεν πρέπει να υπερβαίνει τα $-60\text{dBc}/\text{Hz}$ σε ένα offset 25% του carrier spacing (βλ. TR 101496).

Άνω-μετατροπή RF

Όπως σημειώθηκε παραπάνω, απαιτείται άνω-μετατροπή, εάν τα I και Q είναι διαμορφωμένα σε μια IF, αντί για την τελική RF. Αυτό ισχύει για κάποιους πομπούς στην Band III, και για τους περισσότερους, αν όχι όλους, στην L-Band. Οι περισσότερες από τις σκέψεις που συζητήθηκαν παραπάνω, ισχύουν εξίσου και για τη διαδικασία της upconversion, συμπεριλαμβανομένων: γραμμικότητα του μίκτη, φασματική καθαρότητα των ταλαντωτών και απόκριση συχνότητας των band-pass φίλτρων, που χρησιμοποιούνται για την απομάκρυνση προϊόντων LO breakthrough και LO image.

Ενίσχυση και φιλτράρισμα

Επειδή το COFDM είναι ένα multicarrier σύστημα, μια σημαντική αιτία παραμόρφωσης του σήματος είναι μη γραμμικότητα των ενισχυτών. Αυτό προκαλεί intermodulation μεταξύ των carriers, γεγονός που δημιουργεί RF products, τόσο εντός του εύρους ζώνης του ίδιου του COFDM σήματος, όσο και σε γειτονικά κανάλια (Σχήμα 7.10).



Η διαφορά μεταξύ της φασματικής πυκνότητας (spectral density) του σήματος COFDM και των εκτός ζώνης (out-of-band) προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, συχνά αναφέρονται ως "ύψος ώμου" (shoulder height) (στο Σχήμα 7.10 η παραμόρφωση του σήματος που οφείλεται στις μη γραμμικότητες του ενισχυτή ισχύος έχει οδηγήσει σε ύψος ώμου 26dB). Ο έλεγχος των out-of-band προϊόντων είναι σημαντικός, επειδή το επίπεδο τους επηρεάζει την απόδοση άλλων σημάτων σε γειτονικό κανάλι.

Τα in-band προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κρύβονται από το ίδιο το σήμα COFDM, αλλά το επίπεδο τους είναι συνήθως περίπου 3dB υψηλότερο από το shoulder height των out-of-band προϊόντων, που γειτνιάζουν άμεσα με το σύνολο (ensemble). Αυτά τα προϊόντα περιορίζουν τις επιδόσεις της μετάδοσης DAB, επειδή αντιπροσωπεύουν ένα «δάπεδο θορύβου» (noise floor), που δεν μπορεί να αφαιρεθεί στον δέκτη. Κατά συνέπεια, οι πομποί έχουν σχεδιαστεί για να διασφαλίζουν ότι είναι το in-band floor είναι επαρκώς χαμηλό, ώστε η επίπτωσή του στην απόδοση του συστήματος να είναι ελάχιστη.

Αφού επιλεγθεί το αποδεκτό in-band floor, ένα παρόμοιο out-of-band floor θα εμφανιστεί. Ωστόσο, για να εξασφαλιστεί η αποτελεσματική χρήση του ραδιοφάσματος, πολλά πρότυπα απαιτούν πολύ χαμηλότερο επίπεδο out-of-band εκπομπής από τον πομπό, και αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο με εξωτερικό band-pass φιλτράρισμα. Οι απαιτήσεις εξασθένησης (attenuation requirements) του φίλτρου εξαρτώνται από το επίπεδο των out-of-band εκπομπών στην έξοδο του ενισχυτή, και, συνεπώς, τη γραμμικότητα του ενισχυτή και των προηγούμενων σταδίων. Ως αποτέλεσμα, μια από τις σημαντικότερες αποφάσεις σχεδιασμού σε έναν πομπό DAB, είναι η ανταλλαγή (trade-off) μεταξύ της απόδοσης του φίλτρου (filter performance) και της γραμμικότητας του ενισχυτή (amplifier linearity).

Οι πιο αποδοτικοί ενισχυτές τείνουν να είναι έντονα μη-γραμμικοί, και δεν είναι κατάλληλοι για το DAB. Αντίθετα, οι έντονα γραμμικοί ενισχυτές τείνουν να είναι αναποτελεσματικοί. Οι περισσότεροι πομποί DAB έχουν σχεδιαστεί έτσι, ώστε ο τελικός ενισχυτής ισχύος να είναι η κυρίαρχη μη-γραμμικότητα στο σύστημα, που του επιτρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο αποτελεσματικό. Ακόμα κι έτσι, αυτός ο ενισχυτής απαιτεί ένα "back-off" αρκετών dB (δηλ. η ισχύς εξόδου του σήματος DAB είναι αρκετά dB κάτω από την κορεσμένη ισχύ εξόδου του ενισχυτή, όταν διέρχεται ένα μη-διαμορφωμένο σήμα RF). Για solid state ενισχυτές, το back-off είναι τυπικά μεταξύ 6 και 8 dB.

Οι ενισχυτές που λειτουργούν με αυτό τον τρόπο, έχουν ως αποτέλεσμα ένα ύψος ώμου 25 έως 30 dB. Για να καλυφθούν οι out-of-band φασματικές απαιτήσεις των προτύπων EN 300401 και EN 302077, απαιτούνται band-pass φίλτρα υψηλής τάξης (π.χ. στην Band III χρησιμοποιούνται φίλτρα όγδοης τάξης). Αυτά τα φίλτρα είναι συνήθως η κυρίαρχη αιτία των συχνοτικά επιλεκτικών επιπτώσεων (frequency selective effects) στο DAB, όσον αφορά το πλάτος και τη φάση (αν και τα baseband φίλτρα μπορούν να έχουν επιρροή). Ειδικά, οι επιδράσεις στη φάση (phase effects) πρέπει να παραμείνουν σε αποδεκτά όρια. Εάν αυτό δεν γίνει, η απόδοση του συστήματος DAB μπορεί να υποβαθμιστεί (π.χ. μεγάλη διασπορά καθυστέρησης του group εντός του ensemble, μπορεί να μειώσει το χρήσιμο guard interval στον δέκτη).

Λόγω της δαπάνης των φίλτρων υψηλής ισχύος και των ενισχυτών, τα τελευταία χρόνια έχει παρουσιαστεί ιδιαίτερο ενδιαφέρον για τη βελτίωση της απόδοσης των ενισχυτών DAB, χωρίς να επηρεαστεί αρνητικά το φάσμα. Αναλογικές τεχνικές pre-correction, που χρησιμοποιούνται σε πομπούς ευρυεκπομπής για πολλά χρόνια, τώρα αντικαθίστανται από πιο εξελιγμένες τεχνικές, όπως closed-loop συστήματα και διάφορες μέθοδοι pre-conditioning ή adaptive pre-correction στο ψηφιακό baseband πεδίο. Μία από τις τεχνικές είναι η εφαρμογή μη-γραμμικού pre-correction στο σήμα, για να γραμμικοποιήσει τους μη-γραμμικούς ενισχυτές ισχύος. Ως αποτέλεσμα, το in-band noise floor και οι out-of-band εκπομπές μειώνονται, οι δε τελευταίες δίνουν καλύτερα shoulder heights του φάσματος εξόδου. Μια άλλη τεχνική είναι ο χειρισμός του crest factor, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να επιτευχθεί σημαντικά μεγαλύτερη ισχύς εξόδου του πομπού. Ωστόσο, το crest factor manipulation υποβαθμίζει τη συνολική απόδοση του συστήματος, λόγω πρόσθετης παραμόρφωσης του σήματος. Θα πρέπει να εφαρμόζεται μόνο σε συνδυασμό με μη-γραμμικές pre-correction τεχνικές, καθώς αυτές βελτιώνουν τη συνολική απόδοση του συστήματος.

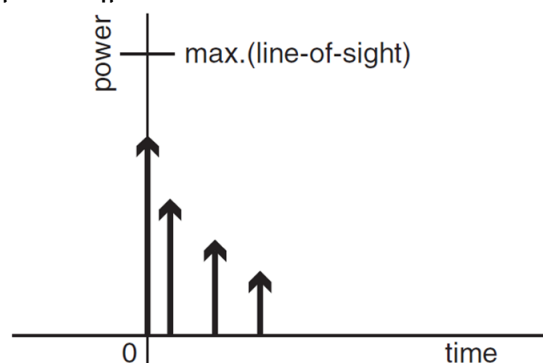
4.3. Κρίσιμοι παράγοντες στην RF διάδοση του T-DAB

Ο σχεδιασμός, η πολυπλοκότητα και, ως εκ τούτου, το κόστος ενός συστήματος DAB είναι έντονα εξαρτώμενα από τους παράγοντες που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά διάδοσης του καναλιού μετάδοσης (transmission channel) προς τον δέκτη του οχήματος (mobile), τον εσωτερικό δέκτη (indoor), τον φορητό δέκτη (portable) και τον σταθερό (stationary) δέκτη (κατά φθίνουσα σειρά δυσκολίας). Η διαδρομή διάδοσης αναγκάζει το σήμα σε εξασθένηση, λόγω σκίασης από κτίρια, δέντρα κ.ά., και σε πολυδιαδρομικές διαλείψεις (multipath fading), λόγω κατοπτρικών ανακλάσεων και σκέδασης από το έδαφος και κοντινά εμπόδια, όπως τα δέντρα και τα κτίρια. Ο βαθμός εξασθένησης του λαμβανόμενου σήματος εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, το ύψος της κεραίας λήψης και το είδος του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί ο παραλήπτης: ανοιχτό, αγροτικό, δασικό, ορεινό, προαστιακό ή πυκνοαστικό.

4.3.1. Επίδραση του RF καναλιού

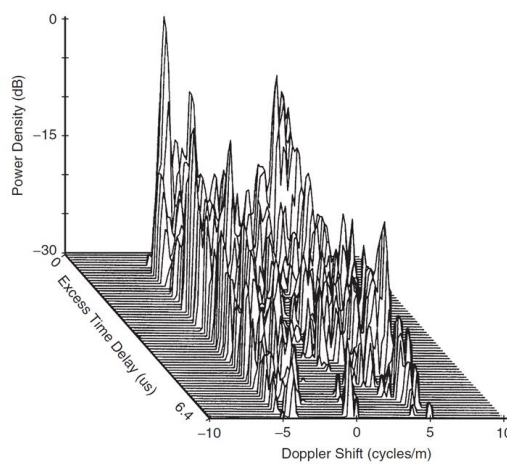
Το κανάλι ραδιοσυχνοτήτων που συναντάται στη λήψη DAB, μπορεί να χαρακτηριστεί ως χρονομεταβλητό κανάλι πολλαπλών διαδρομών (time-variant multipath channel). Εκτός από το άμεσο σήμα, πρόσθετες ανακλάσεις φθάνουν με μια ορισμένη χρονική καθυστέρηση στη θέση του δέκτη, υπερκαλύπτουν και κατασκευάζουν ένα, περισσότερο ή λιγότερο, πολύπλοκο κύμα πεδίου, με μεταβαλλόμενη πυκνότητα ισχύος, που μπορεί να περιγραφεί ως Rice ή Rayleigh διάδοση. Αυτό το multipath πεδίο είναι χρονομεταβλητό, ακόμη και αν ο δέκτης δεν βρίσκεται σε κίνηση, αφού το περιβάλλον στο οποίο βρίσκονται τα σήματα που διαδίδονται, και τα οποία προκαλούν ανακλάσεις, δεν μπορεί να θεωρηθεί σταθερό (fixed). Κανονικά, αυτή η χρονική διακύμανση είναι αργή και η διασπορά Doppler, που συμβαίνει παράλληλα, δεν είναι αξιοσημείωτη. Ωστόσο, αποδίδει το γεγονός ότι, ένας δέκτης θα βιώσει όλες τις δυνατές εκδοχές του πεδίου Rayleigh, ακόμα κι αν δεν είναι σε κίνηση.

Η συνήθης απόκριση καναλιού (channel response) απεικονίζεται από μια δισδιάστατη αναπαράσταση της διασποράς της χρονικής καθυστέρησης του καναλιού (time delay spread of channel), όπου η πολυδιαδρομικότητα έχει ως αποτέλεσμα peaks διαφόρων πλατών, παρουσιάζοντας συγκεκριμένες υπερβολικές καθυστερήσεις (σε σχέση με την αρχική ώθηση διέγερσης του καναλιού), όπως που απεικονίζεται στο σχήμα. Κάθε καθυστερημένη κορυφή αντιστοιχεί σε ένα ανακλώμενο σήμα.

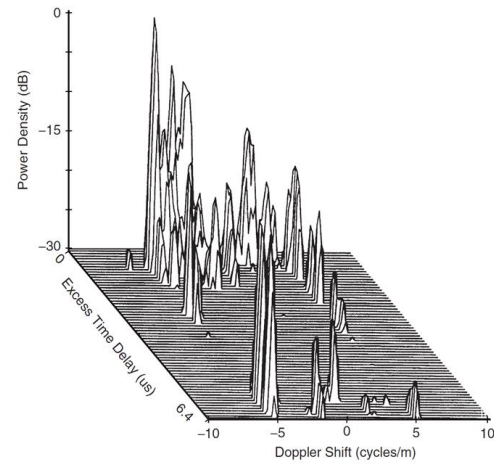


Όταν ο δέκτης είναι σε κίνηση, επιπλέον, εμφανίζονται διάφορα Doppler shifts για καθένα από αυτά τα σήματα που λαμβάνονται. Η μετατόπιση Doppler σε ένα μεμονωμένο στοιχείο πολυδιαδρομικότητας (multipath component), εξαρτάται από τη γωνία (angle) της άφιξής του, σε σχέση με την κατεύθυνση του οχήματος. Το σωρευτικό αποτέλεσμα αυτών των

μετατοπίσεων ονομάζεται channel Doppler spread. Η διαδικασία που εμπλέκεται στην ανάλυση αυτής της εξάπλωσης, είναι να ευθυγραμμιστεί μια σειρά από διαδοχικά στιγμιότυπα impulse response, να παρθεί μια τομή (slice) μέσα από αυτά σε μια δεδομένη χρονική καθυστέρηση και, στη συνέχεια, να γίνει μετασχηματισμός Fourier στα προκύπτοντα δείγματα. Ως αποτέλεσμα, το κανάλι εκπομπής μπορεί να απεικονισθεί από μια τρισδιάστατη αναπαράσταση της impulse response του.



Scattering diagram – downtown/large city



Scattering diagram – downtown/small city

Η επίδραση της εξάπλωσης του λαμβανόμενου σήματος, τόσο στον χρόνο, όσο και στη συχνότητα απεικονίζεται στα scattering diagrams, όπου το impulse response του καναλιού δίνεται σε μια τρισδιάστατη γραφική παράσταση πλάτους συναρτήσεως χρόνου και συχνότητας. Αυτό είναι ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για την απεικόνιση των επιπτώσεων του περιβάλλοντος στην κινητή λήψη. Το πρώτο σχήμα δείχνει ένα scattering diagram που προέκυψε από μια μέτρηση που έλαβε χώρα στο κέντρο μιας μεγάλης πόλης. Η μέγιστη μετατόπιση Doppler που μπορεί να συμβεί, είναι συνάρτηση της ραδιοσυχνότητας και της ταχύτητας του οχήματος. Όσον αφορά την κανονικοποιημένη κλίμακα συχνότητας που χρησιμοποιείται εδώ, το max shift στα 1,5GHz είναι ± 5 Hz/m. Αυτό αντιστοιχεί σε μια μέγιστη μετατόπιση 139 Hz, για μια τυπική ταχύτητα 100 km/h.

Σε μια αστική περιοχή, όπως αυτή που απεικονίζεται, το scattering diagram τείνει να είναι περιορισμένο σε μικρές excess καθυστερήσεις, αλλά είναι αρκετά περίπλοκο, λόγω του πλήθους των ηχώ. Σε αυτή τη περίπτωση, η διασπορά προέρχεται από αντικείμενα κοντά στον δέκτη και διάσπαρτα σήματα φτάνουν από πολλές διαφορετικές γωνίες. Ιδιαίτερα σε πυκνά αστικά (dense urban) περιβάλλοντα, οι αφίξεις τείνουν προς μια ομοιόμορφη γωνιακή κατανομή, η οποία καταλήγει σε ένα φάσμα Doppler σχήματος «U» (U-shaped Doppler spectrum). Σε μεγαλύτερες excess καθυστερήσεις σε ένα τέτοιο περιβάλλον, τα στοιχεία με μικρή μετατόπιση Doppler (σχεδόν κάθετα προς την κατεύθυνση του ταξιδιού) τείνουν να εξαφανίζονται. Σε αστικά περιβάλλοντα, αυτά τα στοιχεία συχνά εμποδίζονται από τα κτίρια κατά μήκος του δρόμου. Το φάσμα Doppler διαιρείται σε δύο ομάδες, η μία αντιστοιχεί σε συνιστώσες σήματος που φθάνουν από την κατεύθυνση στην οποία κινείται το όχημα (θετική μετατόπιση Doppler), και η άλλη σε συνιστώσες που φθάνουν πίσω από το όχημα (αρνητική μετατόπιση Doppler).

Το δεύτερο σχήμα δείχνει ένα scattering diagram που προκύπτει από μια μέτρηση στο κέντρο μιας μικρής πόλης. Η διάκριση των φασμάτων Doppler σε δύο ομάδες κοντά στα μέγιστα είναι πιο εμφανής εδώ. Το διάγραμμα δείχνει σαφώς τη διοχέτευση του σήματος από το δρόμο, κατά μήκος του οποίου κινείται το όχημα, με πολλές συνιστώσες κοντά στη μέγιστη μετατόπιση Doppler. Υπάρχει μια σημαντική συνιστώσα που έχει περίπου 5μs excess delay, η οποία φαίνεται να προκαλείται από μια ανάκλαση από ένα κτίριο που βρίσκεται περίπου 750 μέτρα ($2,5\mu s \times c$) πίσω από το μεταδότη και "πιάνει" τον δέκτη από πίσω (αρνητική μετατόπιση Doppler). Αυτά τα δύο σχήματα είναι το καθένα αποτέλεσμα μιας ομάδας 128 διαδοχικών στιγμιότυπων απόκρισης παλμού καναλιού, που αντιπροσωπεύουν περίπου 5m ταξίδι.

Τέσσερις διαφορετικές λειτουργίες μετάδοσης (modes I, II, III, IV) αναπτύχθηκαν για να καλύψουν ένα ευρύ φάσμα απαιτήσεων ταχύτητας και συχνότητας στα συστήματα DAB. Ανάλογα με τη συχνότητα που χρησιμοποιείται και τη μέγιστη προβλεπόμενη ταχύτητα του οχήματος, η κατάλληλη λειτουργία μετάδοσης DAB μπορεί να επιλεγεί.

4.3.2. Μοντέλα διάδοσης και καναλιού

Τα μοντέλα διάδοσης (propagation models) περιγράφουν τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, με στόχο να προβλέψουν το επίπεδο έντασης του πεδίου (field strength) σε μια συγκεκριμένη περιοχή. Αυτά τα μοντέλα λαμβάνουν υπόψη τις απώλειες διάδοσης και τις επιπτώσεις του shadow fading. Τα μοντέλα διάδοσης είναι, γενικά, ανεξάρτητα από το συγκεκριμένο σύστημα μετάδοσης. Τα μοντέλα καναλιού (channel models) φροντίζουν για τις συγκεκριμένες ιδιότητες του συστήματος μετάδοσης, όπως ορισμένοι τύποι διαλείψεων, εύρος ζώνης και επιδράσεις που συμβαίνουν όταν ο δέκτης είναι σε κίνηση.

Οι συναρτήσεις κατανομής πιθανότητας της ληφθείσας έντασης πεδίου, που σχετίζονται με τη λήψη των σημάτων DAB, βρέθηκαν ότι αντιστοιχούν σε μια σειρά στατιστικών μοντέλων κατανομής, που έχουν σχέση με το συγκεκριμένο περιβάλλον. Αυτά τα μοντέλα κατανομής είναι, γενικά, διαφορετικά για τις αποκαλούμενες «μικρές περιοχές» και «μεγάλες περιοχές». Οι μεγάλες περιοχές καθορίζονται συνήθως ως τοποθεσίες που εκτείνονται σε πολλά μήκη κύματος (l), συνήθως 200m, ενώ το μέγεθος των μικρών περιοχών εκτείνεται μόνο σε λίγα μήκη κύματος.

Shadow Fading

Η μεταβολή της ισχύος του σήματος λόγω ανακλάσεων, σκέδασης και περίθλασης από εμπόδια στην, κοντινή ή πιο απομακρυσμένη, περιοχή της θέσης λήψης, καλείται shadow fading. Πραγματοποιείται σε "μεγάλες περιοχές" μόλις επιτευχθούν οι μέσοι όροι των σημάτων, για να αφαιρέσουν τις διακυμάνσεις του σήματος μέσα στις «μικρές περιοχές». Όντας πολλαπλασιαστικές διεργασίες, αυτοί οι μηχανισμοί απόσβεσης δημιουργούν μια λογαριθμοκανονική κατανομή της λαμβανόμενης πεδιακής έντασης. Αυτό αντιστοιχεί στο μοντέλο που υιοθετήθηκε στη σύσταση ITU-R P.1546, η οποία περιγράφει ένα στατιστικό μοντέλο πρόβλεψης του field strength. Στη σύσταση αυτή, επιλέχθηκε τυπική απόκλιση 5,5 dB.

Ντετερμινιστικό μοντέλο διάδοσης για το DAB+

Αν και το στατιστικό μοντέλο πρόβλεψης ITU-R 1546 είναι ευρέως αποδεκτό, είναι προτιμότερο να αυξηθεί με ακριβέστερες μεθόδους πρόβλεψης, που βασίζονται σε

τοπογραφικές βάσεις δεδομένων και δεδομένα κατοχής γης. Από το 2007, ένα ντετερμινιστικό μοντέλο διάδοσης ITU-R επίσης χρησιμοποιείται με διαθέσιμα τοπογραφικά δεδομένα (P.1812). Με αυτό τον τρόπο, μπορεί να σχεδιαστεί ένα σύστημα DAB, προσαρμοσμένο με ακρίβεια στη συγκεκριμένη περιοχή εξυπηρέτησης, που να πληρεί συγκεκριμένες απαιτήσεις, όπως οι αναμεταδότες για την κάλυψη ειδικών, δυσχερώς προσπελάσιμων, περιοχών. Το μοντέλο θα περιγραφεί στο μέρος των προσομοιώσεων.

Διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference)

Στο DAB, μια συγκεκριμένη κατάσταση πολυδιαδρομικότητας, συναντάται αν πέσουν κάποιες καθυστερημένες εκδοχές του σήματος εκτός του εύρους που μπορεί να διορθωθεί από τον δέκτη DAB. Πολυδιαδρομικές ανακλάσεις, που ξεπερνούν το διάστημα προστασίας των συμβόλων, δημιουργούν παρεμβολές μεταξύ συμβόλων. Η απόδοση της λήψης θα επηρεαστεί άμεσα από αυτή την εσωτερική παρεμβολή του συστήματος (intra-system interference) και, έτσι, μειώνεται η διαθεσιμότητα των υπηρεσιών.

Στα μοντέλα πρόβλεψης της κάλυψης, συνήθως, οι καταστρεπτικές συνιστώσες που οδηγούν σε ISI, λαμβάνονται υπόψη ρητά, τουλάχιστον για ενεργές echoes, δηλ. για σήματα άμεσης διαδρομής (direct path signals) που προέρχονται από διαφορετικούς πομπούς του SFN (βλ. BPN 066). Εναλλακτικά, η ISI, ιδίως εκείνη που προκύπτει από ανακλάσεις, μπορεί να υπολογιστεί στα μοντέλα καναλιών. Ωστόσο, αυτό συνήθως δεν συμβαίνει, αφού θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί πιο περίπλοκο μοντέλο για την προσομοίωση.

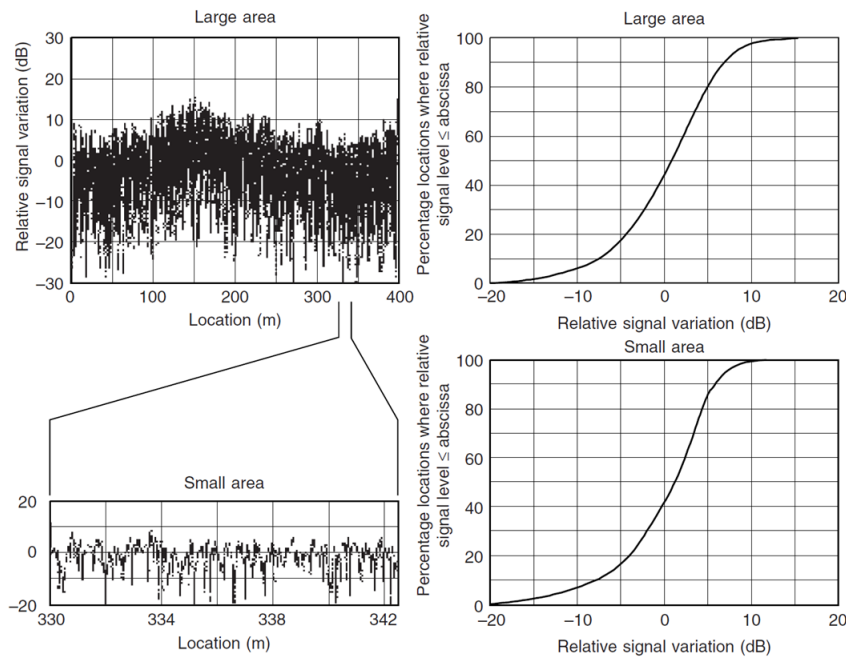
Μοντέλα καναλιού

Τα μοντέλα καναλιού λαμβάνουν υπόψη τυπικές ιδιότητες ενός συστήματος μετάδοσης. Συνήθως, οι διάφορες επιδράσεις, που λαμβάνονται υπόψη από το μοντέλο καναλιού, οδηγούν σε αύξηση του C/N, προκειμένου να επιτευχθεί κάποια απόδοση συστήματος (system performance).

▪ *Multipath fading: Η κατανομή που ακολουθεί το field strength*

Η μεταβολή του field strength σε μια «μικρή περιοχή», λόγω των εποικοδομητικών και καταστρεπτικών υπερθέσεων των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, ονομάζεται fast fading. Στις περισσότερες περιπτώσεις κυριαρχεί ένα κύμα. Ένα τέτοιο πεδίο κύματος, μπορεί να μοντελοποιηθεί από μια κατανομή Rician (constant vector συν Rayleigh distributed vectors). Εάν δεν υπάρχει κυρίαρχο κύμα πεδίου, μπορεί να μοντελοποιηθεί με κατανομή Rayleigh (μόνο Rayleigh distributed vectors).

Επομένως, η συνολική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) της λαμβανόμενης ισχύος, πρέπει να συνδυάζει log-normal και Rice ή Rayleigh κατανομή, προκειμένου να ληφθούν υπόψη τόσο οι large-area διακυμάνσεις, όσο και οι small-area. Κατά τη λεπτομερή μοντελοποίηση αυτού του καναλιού μετάδοσης, η κατανομή των στιγμιαίων τιμών σε μια μικρή περιοχή, λαμβάνεται υποθέτοντας Rice ή Rayleigh μεταβλητή, η μέση τιμή της οποίας είναι ίδια με μιας τυχαίας μεταβλητής που ακολουθεί log-normal κατανομή.



A Relative signal variation (dB) with the corresponding cumulative distribution function of a CW signal as seen by the mobile unit in a large and a small area

Το σχήμα επιβεβαιώνει αυτά τα συμπεράσματα και απεικονίζει την διακύμανση (variation) ενός CW σήματος, που λήφθηκε από έναν κινητό δέκτη σε μια αστική περιοχή. Η σχετική ένταση πεδίου (κανονικοποιημένη στη μέση τιμή) παρουσιάζεται ως συνάρτηση της θέσης του δέκτη (location), κατά μήκος της διαδρομής μέτρησης. Μπορεί να φανεί ότι η πολυδιαδρομικότητα προκαλεί γρήγορες και πολύ βαθιές διαλείψεις, ενώ μια μάλλον πιο αργή διακύμανση σήματος στη large-area γραφική αποκαλύπτει τη παρουσία σκίασης, λόγω ψηλών κτιρίων.

Μια μεγεθυμένη όψη του λαμβανόμενου σήματος, ως συνάρτηση της θέσης, που αντιπροσωπεύει μια μικρή περιοχή, δείχνει ότι η πολλαπλή διαδρομή προκαλεί μεγάλες διακυμάνσεις σήματος, που προκύπτουν από την αναίρεση του σήματος (signal cancellation) μεταξύ των διαφόρων scattered συνιστωσών του. Αυτή η διακύμανση του προκύπτοντος field strength του σήματος, συνήθως, αντιστοιχεί σε κατανομή Rayleigh. Οι συναρτήσεις CDF των μετρούμενων επιπέδων σήματος παρουσιάζονται στη δεξιά πλευρά του σχήματος. Λόγω του time-interleaving, που χρησιμοποιείται από το DAB, αυτές οι μικρές διακυμάνσεις δεν θα επηρεάζουν τη λήψη σε οχήματα που κινούνται με αρκετά υψηλή ταχύτητα, ενώ θα είναι περισσότερο ζημιογόνες σε πεζούς ή ακίνητους δέκτες.

Όπως θα δειχθεί αργότερα, εκτός από ένα κόστος περίπου 4-8 dB στο C/N για τη λειτουργία του συστήματος DAB σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών, μπορεί να υποτεθεί ότι η απόδοση της λήψης DAB, θα αντιστοιχεί στην μέση ένταση του πεδίου (averaged field strength), που βρέθηκε πάνω από την «μικρή περιοχή». Αυτό σημαίνει ότι, αντί να χρησιμοποιήσουμε το συνδυασμένο log-normal και Rice/Rayleigh μοντέλο διάδοσης, η απόδοση λήψης για το σύστημα DAB, μπορεί να μοντελοποιηθεί ακολουθώντας το απλούστερο μοντέλο log-normal «μεγάλης περιοχής».

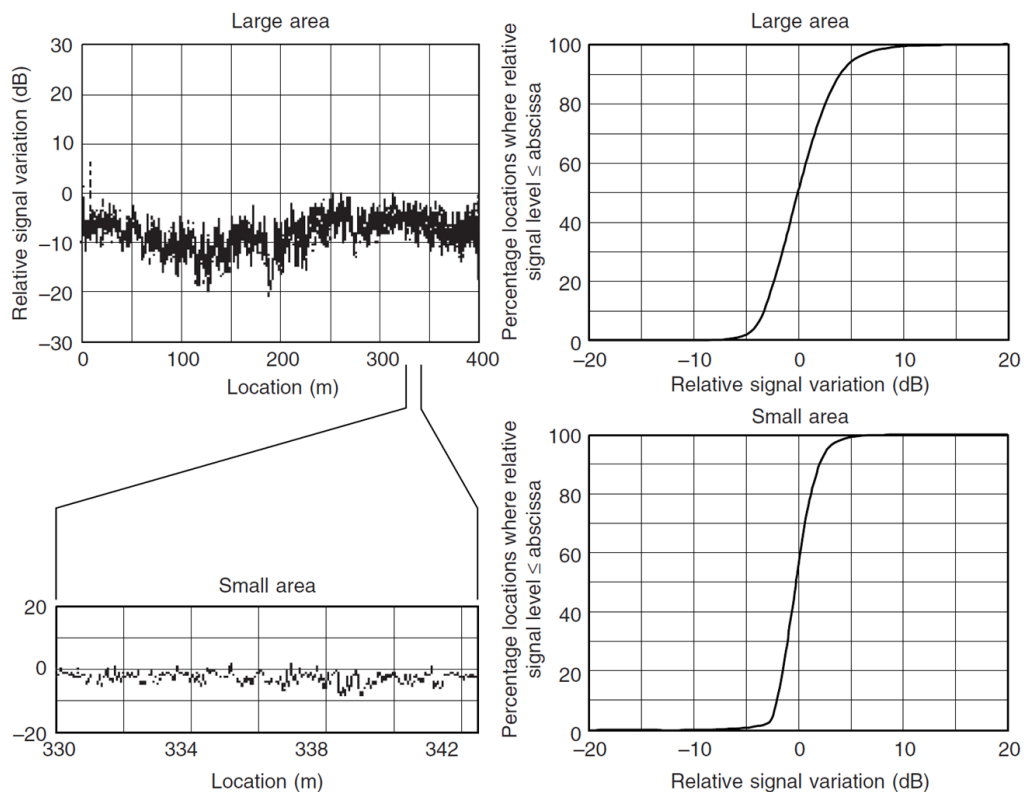
Ωστόσο, η εγκυρότητα αυτής της προσέγγισης είναι περιορισμένη σε ορισμένες καταστάσεις λήψης, όπου υπάρχουν μικρο-ανακλάσεις με excess delays κάτω από το επιτρεπτό (reciprocal), που ορίζει το εύρος ζώνης DAB καναλιού. Αυτές οι μικρο-ανακλάσεις έχουν ως αποτέλεσμα το λεγόμενο flat fading στο κανάλι, που μπορεί να αλλοιώσει (wipe out)

το μεγαλύτερο μέρος του σήματος. Εάν ο δέκτης δεν κινείται για να πάρει το πλεονέκτημα της χρονικής διεμπλοκής, αυτό θα μπορούσε να οδηγήσει σε απώλεια της υπηρεσίας.

Για προβλέψεις κάλυψης, κανονικά, αυτές οι ιδιαίτερες καταστάσεις λήψης υπολογίζονται απαιτώντας αυξημένο C/N ratio, μεγαλύτερο από αυτό που απαιτείται για fast fading κανάλια, συνεχίζοντας να εφαρμόζουν το μοντέλο log-normal. Αυτή η αύξηση του C/N είναι, κατά κανόνα, της τάξης των 3 dB.

▪ **Channel Bandwidth: Η επιλογή του εύρους ζώνης DAB στο 1.5MHz**

Η επίδραση του μεταδιδόμενου εύρους ζώνης σήματος (transmitted signal BW) στη μεταβλητότητα του ληφθέντος σήματος γίνεται κατανοητή με σύγκριση των σχημάτων A και B.



B. Relative signal variation (dB) with the corresponding cumulative distribution function of a 1.47MHz signal as seen by the mobile unit in a large and a small area

Όπως προκύπτει από αυτά τα σχήματα, το επίπεδο του σήματος DAB εύρους ζώνης 1,47MHz, που φαίνεται στο σχήμα B, παρουσιάζει πολύ λιγότερη multipath fading από το σήμα CW του σχήματος A, και η CDF (cumulative distribution function) του σήματος ευρείας ζώνης, είναι πιο κοντά στην log-normal CDF αναφοράς. Αυτό συμβαίνει λόγω του γεγονότος ότι, η ισχύς είναι ενσωματωμένη στο εύρος ζώνης των 1,47MHz, με μέσο όρο που αφήνει εκτός το μεγαλύτερο μέρος του απότομου frequency selective fading, που παρατηρείται σε μικρές περιοχές. Στο όριο, ένας τέτοιος μέσος όρος έχει το ίδιο αποτέλεσμα με τον μέσο όρο σε μια μικρή περιοχή, επομένως εξαλείφεται το τμήμα Rayleigh του συνδυασμένου μοντέλου διάδοσης καναλιών.

Αν ηχώ σήματος πέσει εντός του διαστήματος προστασίας συμβόλων, η υπόθεση της ενσωμάτωσης της ισχύος στο εύρος ζώνης του καναλιού, είναι μια χρήσιμη προσέγγιση για το μοντέλο καναλιού, αν και μηχανισμοί (όπως κωδικοποίηση καναλιού και διεμπλοκή) θα

πρέπει να εξεταστούν λεπτομερώς για μια ακριβή ανάλυση. Στην πραγματικότητα, η λήψη DAB σε ένα Rayleigh fading περιβάλλον παρουσιάζει μια προφανής αύξηση του C/N κατωφλίου, περίπου 4-8 dB, σε σύγκριση με Gaussian κανάλι, αλλά μόλις βρίσκεται σε Rayleigh περιβάλλον, ο συγκεκριμένος αριθμός και το σχετικό επίπεδο των ηχώ, καθίστανται ασυσχέτιστα.

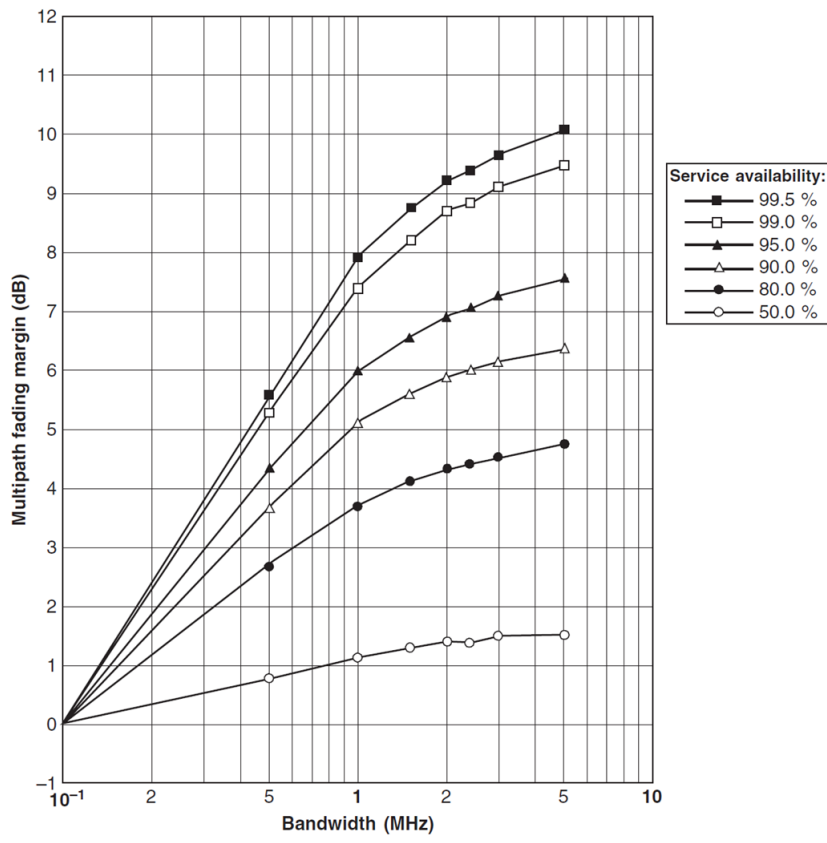


Fig. 10.10 Improvement in multipath fade margin, dense urban environment

Αυτή η συμπεριφορά επαληθεύτηκε σε μετρήσεις πεδίου που διεξήχθησαν για τον χαρακτηρισμό της ευαισθησίας της διακύμανσης του λαμβανόμενου σήματος, ως συνάρτηση του εύρους ζώνης καναλιού. Το ανωτέρω σχήμα δείχνει το αυξανόμενο multipath περιθώριο διαλείψεων (fade margin), καθώς το εύρος ζώνης του καναλιού αυξάνεται από 100kHz σε 5MHz, σε ένα πυκνό αστικό περιβάλλον. Το fade margin μπορεί να ερμηνευτεί ως η πιθανή εξοικονόμηση ισχύος μετάδοσης, σε σχέση με εκείνη που απαιτείται για ένα σύστημα με εύρος ζώνης καναλιού 100 kHz, για έναν ισοδύναμο στόχο διαθεσιμότητας υπηρεσίας.

Το σχήμα δείχνει ότι, για διαθεσιμότητα υπηρεσιών κάτω του 50%, η βελτίωση στο περιθώριο διαλείψεων παραμένει της τάξης των 1.5dB, σε μια πυκνή αστική περιοχή. Σημαντική βελτίωση παρατηρείται για στόχους διαθεσιμότητας υπηρεσίας τουλάχιστον 90%. Κάθε καμπύλη μπορεί να χωριστεί σε δύο τμήματα, το πρώτο να είναι από 100 kHz έως μια τιμή εύρους ζώνης που αντιστοιχεί σε ένα knee στην καμπύλη, ενώ το δεύτερο είναι από τη θέση του γονάτου έως την τιμή εύρους ζώνης 5 MHz.

Φαίνεται ότι η θέση του γονάτου στις καμπύλες πέφτει μεταξύ 1 και 2 MHz, επιβεβαιώνοντας την εγκυρότητα της επιλογής εύρους ζώνης 1,5 MHz για το σύστημα DAB. Κάτω από 1 MHz, η multipath fading αυξάνεται απότομα, ενώ πάνω από 2 MHz η βελτίωση

στο fade margin, γενικά, δεν είναι πολύ σημαντική. Αυτό σημαίνει επίσης ότι το μεγαλύτερο μέρος του small-area Rayleigh fading αφαιρείται όταν χρησιμοποιείται εύρος ζώνης καναλιού μεγαλύτερο από (περίπου) 1MHz, σε συνδυασμό με τη διαμόρφωση DAB.

4.4. Ο δέκτης T-DAB

Το DAB είναι διαφορετικό από τα παραδοσιακά συστήματα αναλογικής μετάδοσης ήχου όπως, AM και FM. Για παράδειγμα, το DAB είναι ένα ευρυζωνικό σύστημα μετάδοσης, που μεταδίδει αρκετά προγράμματα ήχου και κανάλια δεδομένων με την ίδια συχνότητα. Οι ζώνες συχνοτήτων που έχουν εκχωρηθεί για την εκπομπή DAB διαφέρουν από τις παραδοσιακές ζώνες εκπομπής και χωρίζονται σχεδόν από μια δεκάδα. Η μεταφορά των πληροφοριών, του ήχου και των δεδομένων επίσης χρησιμοποιεί νέες έννοιες, όπως η συμπίεση ήχου. Ως εκ τούτου, νέες έννοιες δέκτη έπρεπε να αναπτυχθούν.

Δεδομένου ότι το σύστημα DAB είναι αρκετά σύνθετο από την άποψη των υπολογιστικών απαιτήσεων, ήταν προφανές ότι υπήρχε ανάγκη να σχεδιαστούν ειδικά, highly intergrated chip-sets που να καλύπτουν και τα δύο μέρη (αναλογικά και ψηφιακά) του συστήματος. Αυτά τα chip-sets είναι τα δομικά στοιχεία για όλα τα είδη δεκτών DAB και αποτελούν τη βάση για οικονομικά αποδοτικές (cost-effective) λύσεις. Ωστόσο, λόγω των ταχέων εξελίξεων στην τεχνολογία Η/Υ, οι σύγχρονοι υπολογιστές είναι σε θέση να χειριστούν το ψηφιακό μέρος ενός δέκτη DAB.

Σήμερα, οι διάφοροι τύποι δεκτών DAB μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

- Δέκτες οικιακής χρήσης που περιλαμβάνουν HiFi tuners, ραδιόφωνα κουζίνας, ραδιόφωνα ρολογιού και φορητά στερεοφωνικά συστήματα (boomboxes).
- Ραδιόφωνα αυτοκινήτου, είτε μια μονάδα κεφαλής (head unit) με ένα ψηφιακό μαύρο κουτί ή συσκευή all-in-one.
- Φορητοί δέκτες και κινητά τηλέφωνα, που ενσωματώνουν DAB/DMB.
- Δέκτες που βασίζονται σε Η/Υ, όπου ο δέκτης είναι φορητό notebook DAB-enabled ή μια USB συσκευή.
- Δέκτες monitor για την παρακολούθηση του δικτύου.

Ο σχεδιασμός ενός καλού και φθηνού δέκτη DAB δεν είναι ένα τετριμμένο έργο. Απαιτείται εξειδίκευση από διαφορετικά πεδία μηχανικών για την επιτυχή ανάπτυξη. Η συστημική εξειδίκευση των προτύπων DAB, καθώς και οι υποστηρίξεις του αυξανόμενου αριθμού άλλων προτύπων εκπομπής είναι απαραίτητη προϋπόθεση. Από τη στιγμή που όλο και περισσότερα χαρακτηριστικά της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων εφαρμόζονται στο λογισμικό, η αυξανόμενη πολυπλοκότητα απαιτεί προηγμένες δυνατότητες software engineering. Μια καλή απόδοση λήψης, ως μία οι κύρια παράμετρος αξιολόγησης ενός ραδιοφωνικού δέκτη, εξαρτάται κυρίως από την ποιότητα του RF σχεδιασμού κυκλωμάτων και, συνεπώς, την γνώση των RF experts. Τελευταίο αλλά εξίσου σημαντικό, οι experts HMI (human machine interface) πρέπει να εξασφαλίζουν μια εύκολη και άνετη λειτουργία του δέκτη. Παρακάτω παρέχεται μια περιγραφή σε αυτές τις διαφορετικές πτυχές της τεχνολογίας δέκτη.

4.4.1. Πρότυπα για τις απαιτήσεις του δέκτη T-DAB

Αρκετές κανονιστικές απαιτήσεις που σχετίζονται με δέκτες DAB έχουν τυποποιηθεί κατά τη διάρκεια των τελευταίων χρόνων. Κανονιστικά πρότυπα όπως: EN 50248, TR-004, EN 300401, TS 102563, EN 50255, EN 50320, EN 301700, TS 102368, TR 101758, TR 101496, EN

62516 και TS 101757 ασχολούνται με τις ελάχιστες απαιτήσεις του δέκτη, απαιτήσεις υλοποίησής του, την συμβατότητά του (EMC), τα πρότυπά του, την (απο)κωδικοποίηση, interfaces, απαιτήσεις του δέκτη DMB και την μετάβαση από το FM (FM cross-referencing).

Το πιο σημαντικό μεταξύ αυτών των προτύπων είναι οι «ελάχιστες απαιτήσεις δέκτη», που τυποποιούνται από την CENELEC στο EN 50248, οι οποίες ορίζουν την ελάχιστη και τυπική απόδοση των δεκτών DAB. Το EN 50248 είναι το αποτέλεσμα μιας κοινής προσπάθειας της βιομηχανίας δέκτη και των εμπειρογνομόνων του Eureka 147. Επιπλέον, για δέκτες DMB διατίθεται μια προδιαγραφή απαιτήσεων στο EN 62516 ως draft version, λαμβάνοντας υπόψη τις ειδικές ανάγκες για φορητές υπηρεσίες DMB. Περιλαμβάνει κατευθυντήριες γραμμές υλοποίησης, απαιτήσεις δέκτη για audio, video και data σήματα, καθώς και RF προδιαγραφές απόδοσης.

Ελάχιστες απαιτήσεις δέκτη (Minimum Receiver Requirements)

Το πρότυπο EN 50248 περιγράφει τα χαρακτηριστικά του δέκτη για τον καταναλωτικό εξοπλισμό με έμφαση στις απαιτήσεις λειτουργικής απόδοσης, τις διεπαφές και το ελάχιστο επίπεδα επιδόσεων, συμπεριλαμβανομένων των μεθόδων μέτρησης. Για πολύ καιρό, τα επίπεδα επιδόσεων ήταν προς συζήτηση, λόγω των διαφορετικών σημείων από άποψη των εμπλεκόμενων μερών. Από τη μία πλευρά, πολύ αυστηρές απαιτήσεις για το δέκτη μειώνουν το κόστος του δικτύου μεταφοράς σχετικά με τη σύνδεση μεταξύ της κάλυψης του δικτύου και της ευαισθησίας του δέκτη, αλλά από την άλλη, οδηγούν σε ακριβούς δέκτες. Αντίθετα, πολύ αδύναμες απαιτήσεις θα οδηγούσαν σε κακούς δέκτες. Ο χρόνος έδειξε ότι ορισμένοι κατασκευαστές έφεραν πολύ καλύτερους δέκτες στην αγορά, σε σύγκριση με τις απαιτήσεις της προτύπου.

Στη συνέχεια παρατίθενται οι σημαντικότερες λειτουργικές απαιτήσεις απόδοσης:

- Ο αποκωδικοποιητής ήχου πρέπει να συμμορφώνεται με τα σχετικά πρότυπα και πρέπει να είναι σε θέση να αποκωδικοποιήσει audio streams με συχνότητα δειγματοληψίας 24kHz και 48kHz, καθώς και bit-rates μέχρι 256 kbps. Υψηλότερα bit-rates είναι προαιρετικά.
- Ο δέκτης πρέπει να ανιχνεύσει το transmission mode (I,II,III ή IV) του σήματος DAB και να μεταβεί αυτόματα στην κατάλληλη λειτουργία.
- Για να αποκτήσει πρόσβαση στην επιθυμητή υπηρεσία, ο δέκτης πρέπει να αποκωδικοποιήσει το MCI, να κάνει πληροφορίες διαθέσιμες στη διεπαφή ανθρώπου-μηχανής για επιλογή, και στη συνέχεια να εξάγει την επιλεγμένη υπηρεσία.
- Ο δέκτης πρέπει να ακολουθεί τις προκαθορισμένες reconfigurations πολυπλεξίας σημάτων. Για υπηρεσίες που παραμένουν αμετάβλητες, η λήψη πρέπει να συνεχιστεί χωρίς παρενέργειες.
- Για να επιτραπεί υπηρεσία μετά από μια συγκεκριμένη υπηρεσία DAB, η δυνατότητα ενός κινητού δέκτη DAB για αυτόματη εναλλαγή σε άλλο σύνολο είναι υποχρεωτική.

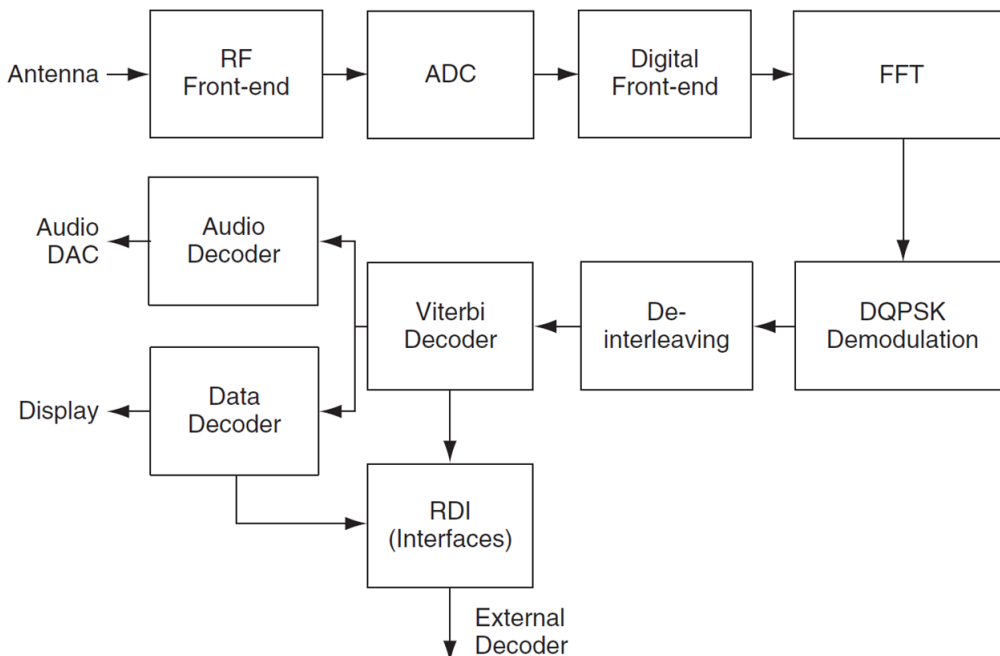
Τα επίπεδα performance και οι μέθοδοι μέτρησης είναι επίσης σημαντικά. Η μέτρηση πρέπει να εκτελείται για όλες τις καλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων. Χρησιμοποιώντας τυποποιημένες μεθόδους μετρήσεων εξασφαλίζεται κάποια συγκρισιμότητα μεταξύ των δεκτών. Οι περισσότερες από τις δοκιμές θεωρούν την απόδοση RF του δέκτη. Ως κριτήριο χρησιμοποιείται το BER, το οποίο θα πρέπει να είναι κάτω από 10^{-4} μετά τον συνελκτικό

αποκωδικοποιητή με έναν ρυθμό κώδικα $\frac{1}{2}$, που εξασφαλίζει σχεδόν ανενόχλητο ηχητικό σήμα.

- Η ευαισθησία δίνει ένδειξη της χαμηλότερης στάθμης εισόδου RF και της έντασης πεδίου του δέκτη DAB, για τον συγκεκριμένο BER. Με άλλα λόγια, μετρά την ικανότητα του δέκτη ως προς την αποκωδικοποίηση αδύναμων σημάτων από μακρινούς πομπούς. Σε αντίθεση με αυτό, η μέγιστη ισχύς εισόδου δίνει τη μέγιστη στάθμη εισόδου που ο δέκτης μπορεί να αποκωδικοποιήσει σωστά, δηλαδή την ικανότητά του να αποκωδικοποιεί ισχυρά σήματα από κοντινούς πομούς.
- Η επιλεκτικότητα ενός δέκτη είναι ένα μέτρο της ικανότητάς του να διακρίνει μεταξύ ενός επιθυμητού σήματος (στο οποίο συντονίζεται) και ανεπιθύμητων σημάτων, π.χ. ένα σήμα παρεμβολής που μπαίνει στην είσοδο RF. Δύο είδη μετρήσεων θεωρούνται: επιλεκτικότητα γειτονικών καναλιών και far-off επιλεκτικότητα. Για την πρώτη περίπτωση, το ανεπιθύμητο σήμα βρίσκεται στο γειτονικό κανάλι του επιθυμητού σήματος. Για τη δεύτερη περίπτωση, το ανεπιθύμητο σήμα έχει μετατόπιση (offset) συχνότητας υψηλότερη από 5 MHz. Για τα σήματα παρεμβολής DAB, DVB-T, αναλογικής τηλεόρασης, FM και άλλων συστημάτων πρέπει να ληφθεί μέριμνα.

Όσον αφορά την μέτρηση στα κανάλια Rayleigh, υπάρχει μια αναφορά στην απόδοση εντός δυναμικώς μεταβαλλόμενου περιβάλλοντος. Τα προφίλ καναλιών χρησιμοποιήθηκαν από το COST 207 και προσομοιώνουν τη συμπεριφορά σε τυπικά αστικά, αγροτικά και SFN περιβάλλοντα σε διαφορετικά ταχύτητες. Οι δύο παράμετροι που εξετάστηκαν είναι η ευαισθησία και ο χρόνος απόκτησης (acquisition time) μετά από απώλεια συγχρονισμού.

4.4.2. Δομικό διάγραμμα του δέκτη T-DAB



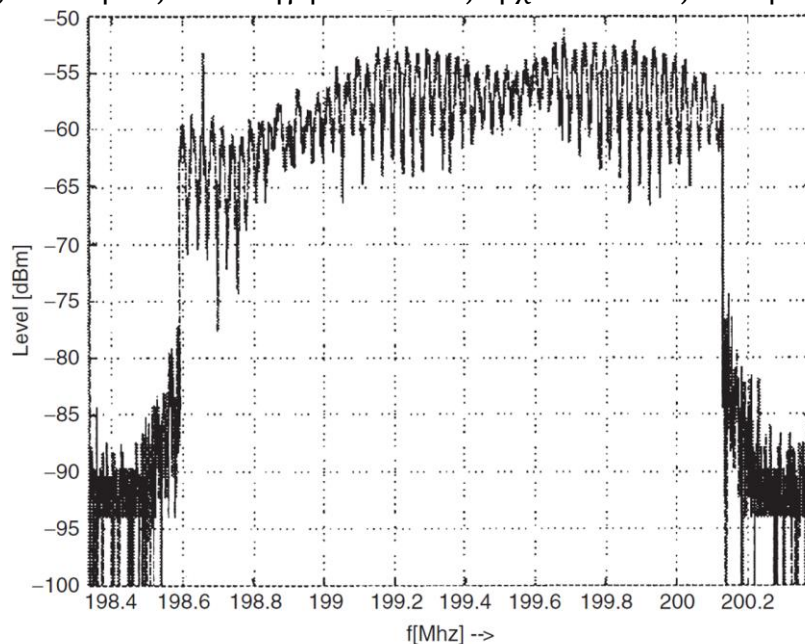
Το σχήμα παρουσιάζει ένα σχηματικό μπλοκ ενός τυπικού δέκτη DAB. Το σήμα που ελήφθη από το η κεραία επεξεργάζεται στο μπροστινό μέρος RF (RF front-end), φιλτράρεται και μεταβαίνει (mixed) σε μια IF ή απευθείας στη σύνθετη baseband. Το προκύπτον σήμα μετατρέπεται σε ψηφιακό με τους αντίστοιχους A/D μετατροπείς (ADC) και επεξεργάζεται περαιτέρω στο ψηφιακό front-end για τη δημιουργία ενός ψηφιακού σύνθετου σήματος

βασικής ζώνης. Αυτό το σήμα βασικής ζώνης αποδιαμορφώνεται περαιτέρω κατά OFDM εφαρμόζοντας έναν FFT.

Κάθε carrier αποδιαμορφώνεται διαφορετικά (DQPSK) και στη συνέχεια περνά για de-interleaving σε χρόνο και συχνότητα. Τέλος, το σήμα αποκωδικοποιείται από Viterbi, αξιοποιώντας τον πλεονασμό που προστίθεται στην πλευρά του πομπού για την ελαχιστοποίηση του υπολειπόμενου σφάλματος (residual error), λόγω σφαλμάτων μετάδοσης. Μετά τον αποκωδικοποιητή Viterbi, τα κωδικοποιημένα δεδομένα πηγής, όπως υπηρεσίες ήχου και δεδομένων και πληροφορίες FIC, είναι διαθέσιμα για περαιτέρω επεξεργασία. Το επιλεγμένο sub-channel ήχου αποκωδικοποιείται από τον αποκωδικοποιητή ήχου, ενώ μια ροή δεδομένων μπορεί να μεταφερθεί σε εξωτερικό (external) αποκωδικοποιητή, μέσω της διεπαφής δεδομένων δέκτη (Receiver Data Interface-RDI) ή άλλες διεπαφές.

RF Front-end

Δεδομένου ότι το σύστημα DAB που βασίζεται σε COFDM έχει κάποιες ειδικές ιδιότητες, ενώ σχεδιασμοί δέκτη παραδοσιακής μετάδοσης που έχουν σχεδιαστεί για πρότυπα αναλογικών εκπομπών, δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Το νέο ψηφιακό σύστημα επιβάλλει ορισμένες ειδικές απαιτήσεις που οδήγησαν σε νέες αρχιτεκτονικές δέκτη.



Ένα COFDM σήμα μπορεί να θεωρηθεί περισσότερο ή λιγότερο ως band-limited λευκός θόρυβος. Αυτό ισχύει επειδή το σήμα περιέχει πολλά μεμονωμένα carriers, τα οποία διαμορφώνονται ανεξάρτητα, σύμφωνα με τον αργό ρυθμό συμβόλων, αλλά καθώς τα carriers είναι τελείως ασυσχέτιστα, το σήμα συμπεριφέρεται σαν Gaussian θόρυβος. Στο πεδίο συχνότητας, το φάσμα σήματος είναι περιορισμένο σύμφωνα με την κατανομή των subcarriers και μοιάζει με μια "Simpson's head", πολύ παρόμοια με ένα σήμα WCDMA (ευρείας ζώνης CDMA). Στον πραγματικό κόσμο, τα ανεπαρκή φίλτραρίσματα και οι μη-γραμμικότητες του πομπού προκαλούν στο σήμα «πλευρικά» (sidelobes), περιορίζοντας την απόρριψη γειτονικού καναλιού του συστήματος. Το σχήμα παρουσιάζει το φάσμα ενός λαμβανόμενου σήματος DAB.

Οι ειδικές ιδιότητες του COFDM επιβάλλουν ορισμένες απαιτήσεις στα RF κυκλώματα του δέκτη, όπως περιγράφονται στα ακόλουθα:

- **Επιρροή του θορύβου**

Διαφορετικές πηγές θορύβου επηρεάζουν την απόδοση λήψης ενός δέκτη. Ο man-made θόρυβος προέρχεται από ηλεκτρικές συσκευές στη βιομηχανία και τα σπίτια και δεν θα ληφθεί υπόψη εδώ. Θερμικός θόρυβος υπάρχει σε κάθε δέκτη, λόγω της τυχαίας θερμικής κίνησης των ηλεκτρονίων. Μπορεί να μοντελοποιηθεί ως πρόσθετος λευκός Gaussian Noise (AWGN). Κρίσιμος για την ποιότητα αποκωδικοποίησης στον δέκτη είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR). Το noise figure ορίζεται ως η αναλογία μεταξύ του SNR στην είσοδο κεραίας και του SNR στον αποδιαμορφωτή. Στη φάση σχεδιασμού ενός δέκτη, το συνολικό noise figure υπολογίζεται από τα noise figures των επιμέρους τμημάτων (ενισχυτή, μίκτη κλπ.), χρησιμοποιώντας τη φόρμουλα Friis για μια αλυσίδα σταδίων. Ένας χαμηλός noise figure αντιστοιχεί σε καλή ευαισθησία του δέκτη και την ικανότητά του αποκωδικοποιήσει αδύναμα σήματα. Το BER μετά την αποκωδικοποίηση Viterbi πρέπει να είναι κάτω από 10^{-4} , ώστε να επιτευχθεί ένα ανενόχλητο ηχητικό σήμα.

- **Μεταβαλλόμενη περιβάλλουσα**

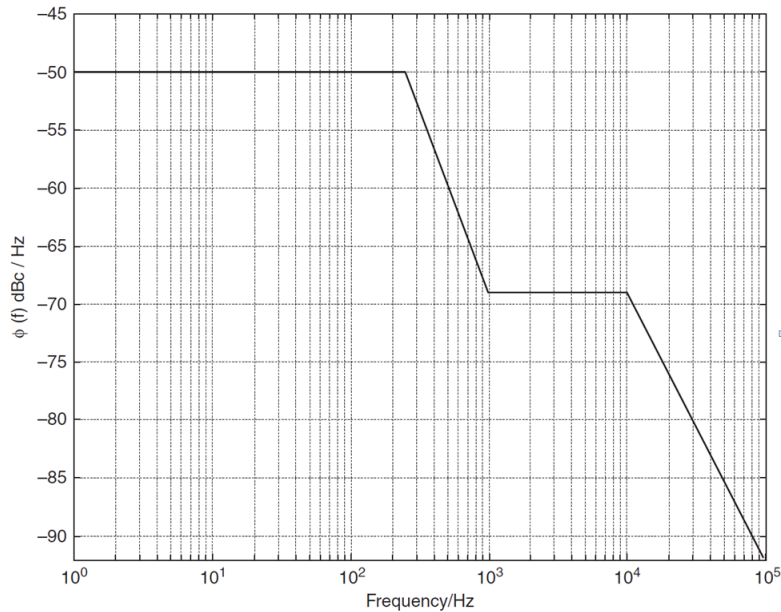
Σε αντίθεση με πολλά συστήματα διαμόρφωσης φάσης όπως FM, GSM και AMPS, περιορισμένοι ενισχυτές (limiting amplifiers) δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν, δεδομένου ότι το σήμα θα κοπεί (clipped) και το τμήμα πλάτους των πληροφοριών θα χαθεί. Περιορισμένοι ενισχυτές θα εξαλείψουν την απαίτηση για έλεγχο κέρδους, απλοποιώντας σε μεγάλο βαθμό το σχεδιασμό των συστημάτων. Ένας δέκτης COFDM απαιτεί μια πολύ γραμμική διαδρομή σήματος από την κεραία στον αποδιαμορφωτή.

Λόγω της κινητής λειτουργίας, το μέσο πλάτος σήματος ποικίλει κατά περίπου 20 dB. Ως εκ τούτου, για τους COFDM δέκτες, ο προσεκτικός σχεδιασμός AGC (Automatic Gain Control) είναι βασικό χαρακτηριστικό.

Ειδικό σχήμα που ονομάζεται null symbol, ένα break του μεταδιδόμενου σήματος του ενός ms στο DAB mode I για παράδειγμα, χρησιμοποιείται για συγχρονισμό. Ειδική φροντίδα πρέπει να τεθεί, για παύση του κυκλώματος AGC κατά τη λήψη του συμβόλου Null.

- **Ακρίβεια Φάσης**

Μια άλλη πηγή θορύβου είναι ο θόρυβος φάσης, ο οποίος είναι μια τυχαία διαταραχή στη φάση μιας σταθερής ημιτονοειδούς κυματομορφής. Προκαλείται από τον ταλαντωτή στον δέκτη, Ο θόρυβος φάσης παράγει δύο επιδράσεις στα συστήματα OFDM. Το κοινό σφάλμα φάσης (common phase error) προκύπτει ταυτόχρονα σε όλα τα carriers και παράγει μια περιστροφή (rotation) ολόκληρου του αστερισμού σήματος. Μπορεί να αντισταθμιστεί στον δέκτη από έξυπνες υλοποιήσεις στο ψηφιακό τμήμα επεξεργασίας σήματος. Η δεύτερη επίδραση μπορεί να περιγραφεί ως θερμικό θόρυβος (thermal-noise-like) και ισοδυναμεί με παρεμβολή μεταξύ των carriers (inter-carrier interference), η οποία υποβαθμίζει την ευαισθησία. Ο συνολικός θόρυβος φάσης εκφράζεται συνήθως σε μονάδες dBc/Hz σε διάφορες μετατοπίσεις (offsets) από τη φέρουσα συχνότητα. Το παρακάτω σχήμα δείχνει ένα παράδειγμα μιας τέτοιας μάσκας θορύβου φάσης για το DAB. Η περιοχή κοντά στο DC προκαλείται από τον ίδιο τον κρύσταλλο, και το επίπεδο σε μεσαίες συχνότητες καθορίζεται από το εύρος ζώνης PLL. Η συμμόρφωση με τις τιμές του σήματος εγγυάται αμελητέα επιδείνωση της απόδοσης από τον θόρυβο φάσης.



Τυπική μάσκα θορύβου φάσης για το DAB

Δεδομένου ότι το σύστημα Eureka 147 χρησιμοποιεί, εν μέρει, τις ίδιες συχνότητες με τα κλασσικά αναλογικά TV σήματα, οι συμβατικοί δέκτες τηλεόρασης μπορεί να είναι μια επιλογή για δέκτη DAB στη ζώνη III.

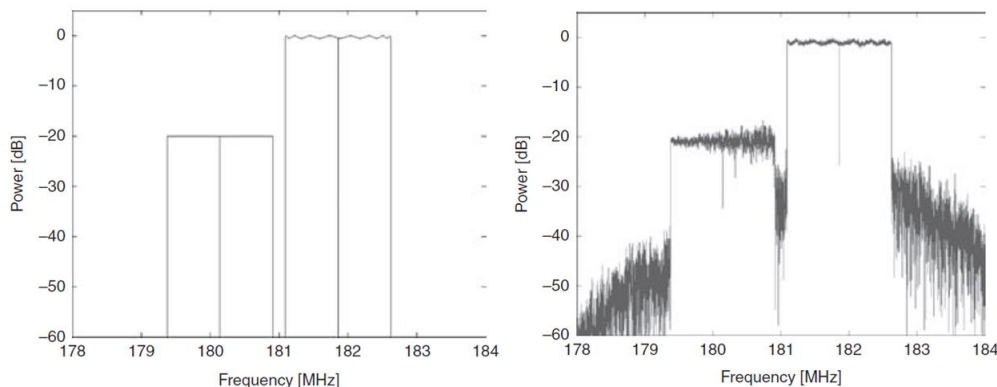
Για τους δέκτες τηλεόρασης, ο θόρυβος φάσης VCO δεν προκαλεί, συνήθως, ανησυχία. Οι πληροφορίες σήματος περιέχονται στο πλάτος (η φάση του σήματος δεν περιέχει καμία πληροφορία). Ακόμη και για το SNR του ήχου FM, ο θόρυβος φάσης δεν είναι σημαντικός, δεδομένου ότι στους περισσότερους αναλογικούς δέκτες, το σταθερό carrier σήματος του μεταδιδόμενου σήματος χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του 5-5,5 MHz sound carrier, σύμφωνα με το CCITT TV πρότυπο που χρησιμοποιείται σε πολλές χώρες.

Το σήμα COFDM αποτελείται από πολλά μεμονωμένα carriers, τα οποία διαμορφώνονται κατά φάση. Ένας VCO με χαμηλό θόρυβο φάσης (jitter) είναι απαραίτητος για το downconverting του σήματος (από τη συχνότητα εισόδου σε μια κατάλληλη IF). Αν και οι απόλυτες φάσεις δεν είναι σημαντικές λόγω της διαφορικής διαμόρφωσης φάσης, μόνο ένα συνολικό RMS σφάλμα φάσης μικρότερο από 10 μοίρες μπορεί να ανεχθεί, χωρίς να επηρεαστεί το BER του συστήματος. Ως εκ τούτου, υψηλής απόδοσης κυκλώματα VCO και PLL απαιτούνται, υπερβαίνοντας τις προδιαγραφές αυτών για αναλογικά συστήματα.

▪ Υψηλή γραμμικότητα

Όλα τα ενεργά τμήματα, όπως οι ενισχυτές και οι μείκτες, στο RF-front-end δείχνουν ασθενώς μη γραμμική συμπεριφορά. Οι μη γραμμικότητες επηρεάζουν την απόδοση λήψης με διάφορους τρόπους. Πρώτον, το φάσμα του σήματος διευρύνεται και οδηγεί σε περιορισμένη απόδοση όταν υπάρχουν ισχυρά γειτονικά κανάλια. Το σχήμα παρακάτω δείχνει ένα επιθυμητό σήμα DAB και ένα γειτονικό σήμα και στα δύο διαγράμματα. Στην αριστερή εικόνα δεν εμφανίζεται παρεμβολή. Στη δεξιά εικόνα, το ανεπιθύμητο σήμα παρεμβαίνει στο επιθυμητό, το οποίο μπορεί να παρατηρηθεί στον ώμο του γειτονικού σήματος καναλιού. Το αποτέλεσμα σχετίζεται άμεσα με την τιμή εκλεκτικότητας του δέκτη (όπως περιγράφηκε ανωρétω). Δεύτερον, δύο ισχυρά σήματα στις συχνότητες f_1 και f_2 παράγουν επίσης ένα σήμα παρεμβολής στις συχνότητες $2f_1-f_2$ και $2f_2-f_1$. Αυτή η περίπτωση μπορεί να συμβεί σε συνωστισμένες ζώνες DAB (crowded). Τρίτον, το ίδιο το ληφθέν σήμα θα διαταραχθεί από μη

γραμμικότητες. Αυτή η επίδραση είναι αμελητέα, αφού οι απαιτήσεις για τη γραμμικότητα του δέκτη ως προς το πρώτο αποτέλεσμα είναι πολύ ισχυρότερες.



Γειτονικά φάσματα DAB με και χωρίς παρεμβολή ACI

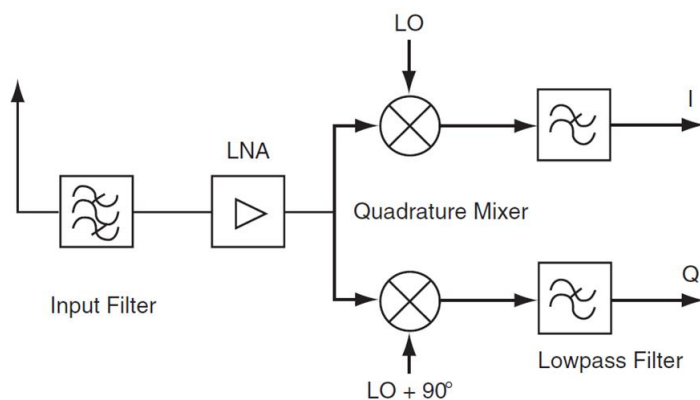
Αναλογική υλοποίηση του Front-end

Εκτός από τις ειδικές ιδιότητες των σημάτων OFDM, οι δύο ευρέως διαχωρισμένες (band III και L-band) μπάντες συχνοτήτων επιφέρουν ορισμένους περιορισμούς για το σχεδιασμό του δέκτη.

Οι κεντρικές συχνότητες και των δύο ζωνών (L-band και Band-III) διαχωρίζονται με έναν συντελεστή 7-8. Σε αντίθεση με την τηλεόραση ή τους δέκτες DVB-T που μπορούν βασικά να καλύψουν το απαιτούμενο εύρος συχνοτήτων με την ίδια αρχιτεκτονική μιας μετατροπής (single-conversion), δεν είναι δυνατή η επέκταση ενός δέκτη UHF μέχρι τα 1,5 GHz, για παράδειγμα.

Από την άλλη πλευρά, οι δύο ζώνες είναι αρκετά στενές και δεν είναι απαραίτητο να υποστηριχθεί λήψη σε οποιαδήποτε συχνότητα στο ενδιαμέσο. Αυτό επιτρέπει τον σχεδιασμό ειδικών 'διπλής ζώνης' (dual-band) αρχιτεκτονικών δέκτη.

Θα περιγράψουμε την τεχνική υλοποίηση του front-end "direct Conversion/Zero-IF", ενώ αναφέρουμε ότι υπάρχουν και οι υλοποιήσεις δεκτών "based on TV Tuner" και "high-IF Tuner".



Zero-IF DAB receiver

Μια κοινή προσέγγιση για τους δέκτες πολλαπλών ζωνών (multiband receivers) είναι να μην χρησιμοποιούν καθόλου IF και να μετατρέπουν προς τα κάτω το σήμα σε ένα μηδενικό IF. Κάνοντας αυτό, αποφεύγονται οποιαδήποτε ενδιάμεσα βήματα μετάφρασης συχνότητας, που πάντα προκαλούν ψευδείς συχνότητες λήψης, και ως εκ τούτου ειδικές απαιτήσεις

φίλτρου, μπορούν να αποφευχθούν. Αυτή η προσέγγιση είναι πολύ ελπιδοφόρα και υιοθετείται σε triple-band συσκευές GSM, εξαλείφοντας πλήρως την ανάγκη για IF φίλτρα. Χρησιμοποιούνται δύο ή τρία φίλτρα επιλογής μπάντας μπροστά από το LNA (ενισχυτής χαμηλού θορύβου). Μια παρόμοια αρχιτεκτονική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για το DAB.

Αυτή η αρχιτεκτονική, ωστόσο, απαιτεί τέλεια αντιστοιχισμένα (σε σχέση με το πλάτος και τη φάση) φίλτρα χαμηλής διέλευσης στις διαδρομές I και Q. Για συστήματα μετάδοσης με σχετικά μικρό εύρος ζώνης (GSM: 20 kHz, IS95: 30 kHz), οι απαιτούμενοι ρυθμοί δειγματοληψίας για τα lowpass φίλτρα και τα ADCs είναι αρκετά χαμηλοί. Για σήματα ευρείας ζώνης, απαιτούνται πιο εξελιγμένα LPFs. Επιπλέον, πρέπει να αναφερθεί ότι αυτή η αρχιτεκτονική απαιτεί δύο πλήρως ανεξάρτητα ADCs με αντίστοιχη καλή αντιστοίχιση. Συνήθως η κατανάλωση ισχύος και το κόστος είναι χαμηλά, αλλά η απόδοση είναι περιορισμένη.

Το πιο σοβαρό τεχνικό πρόβλημα των δεκτών zero-IF είναι το LO feedthrough στην είσοδο της κεραίας, προκαλώντας μια DC μετατόπιση στο σήμα IQ. Αυτή η συνιστώσα DC πρέπει να αφαιρεθεί για σωστή επεξεργασία σήματος, για παράδειγμα με χωρητική σύζευξη (capacitive coupling). Αυτό δεν είναι εφικτό σε κάθε διαμόρφωση, αλλά το COFDM είναι απόλυτα κατάλληλο για αυτήν την προσέγγιση.

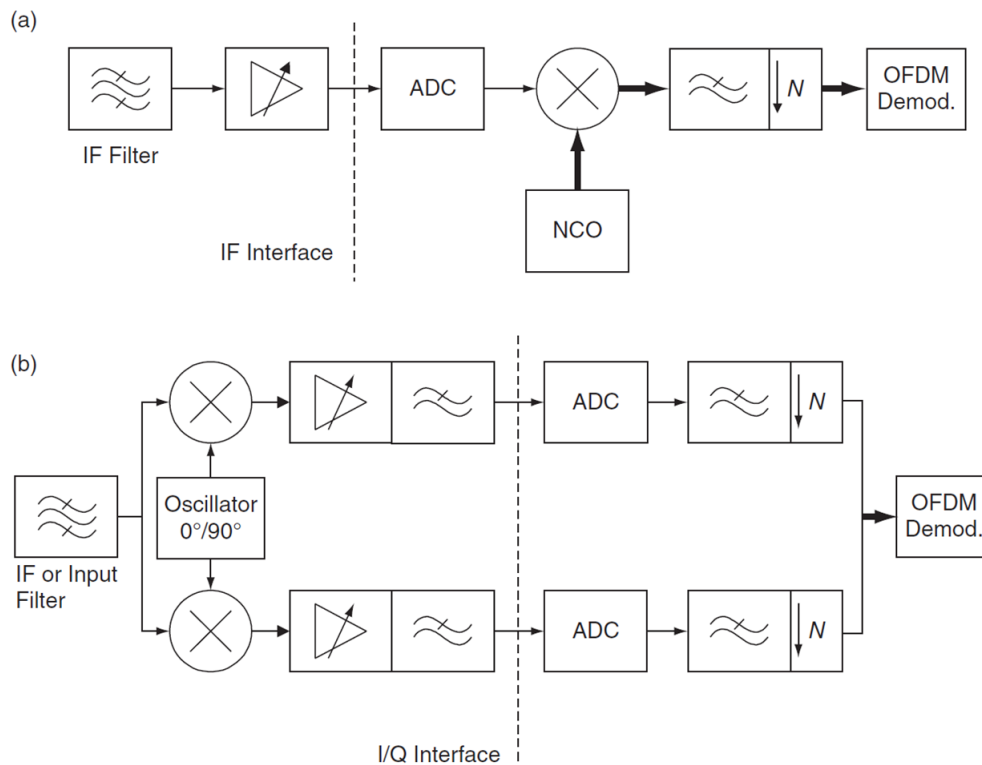
Digital Baseband Processing

Η ψηφιακή επεξεργασία βασικής ζώνης είναι ο γενικός όρος για όλα τα βήματα επεξεργασίας σήματος που ξεκινούν αμέσως μετά την ψηφιοποίηση του σήματος IF, χρησιμοποιώντας ένα ADC μέχρι τα πηγαία κωδικοποιημένα δεδομένα μετά την αποκωδικοποίηση Viterbi. Στην περίπτωση του DAB/DAB+, η επεξεργασία βασικής ζώνης περιλαμβάνει τα ακόλουθα βήματα επεξεργασίας:

- Παραγωγή του σύνθετου σήματος ζώνης βάσης.
- Αποδιαμόρφωση OFDM, ενδεχομένως σε συνδυασμό με αντιστάθμιση για τη μετατόπιση της συχνότητας του σήματος βασικής ζώνης.
- Αποδιαμόρφωση των διαμορφωμένων DQPSK carriers.
- De-interleaving χρόνου και συχνότητας.
- Αποκωδικοποίηση καναλιού χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο Viterbi.
- Συγχρονισμός στο χρόνο, συχνότητα και φάση.

▪ Digital Front-end

Τα RF-front-ends παρέχουν δύο διαφορετικούς τύπους διεπαφής (interface) για την επεξεργασία βασικής ζώνης, ανάλογα με την επιλεγμένη αρχιτεκτονική δέκτη:



a) **IF interface:** Εδώ, η τελευταία IF του RF front-end τροφοδοτείται στο ADC και η διόρθωση συχνότητας παρέχεται μέσω ενός σύνθετου πολλαπλασιαστή που τροφοδοτείται από έναν αριθμητικό ελεγχόμενο ταλαντωτή (NCO). Μετά τη μετατόπιση του σήματος προς τη μηδενική συχνότητα, χρησιμοποιούνται low-pass φίλτρα για την παροχή καταστολής εικόνας και γειτονικού διαύλου. Τέλος, το σήμα αποδεκατίζεται προς το ρυθμό δειγματοληψίας των $F_c=2.048\text{MHz}$. Λόγω της ψηφιακής υλοποίησης αυτής της αρχιτεκτονικής, οι απαιτήσεις ανισοροπίας φάσης και πλάτους μπορούν εύκολα να λυθούν.

b) **I/Q Interface:** Σε αυτή την αρχιτεκτονική, η παραγωγή των συμφασικών (I) και της ορθογώνιων (Q) τμημάτων του σύνθετου σήματος βασικής ζώνης γίνονται στο αναλογικό πεδίο. Αυτός ο τύπος διεπαφής εμφανίζεται φυσικά σε έννοιες δέκτη μηδενικού IF, οι οποίες θεωρείται ότι είναι μια διαδρομή για την υψηλή ολοκλήρωση (intergration) των RF-front-ends για το DAB. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι οι απαιτήσεις ποιότητας για την ισοροπία πλάτους και φάσης στο απαιτούμενο εύρος ζώνης σήματος των 1,536 MHz.

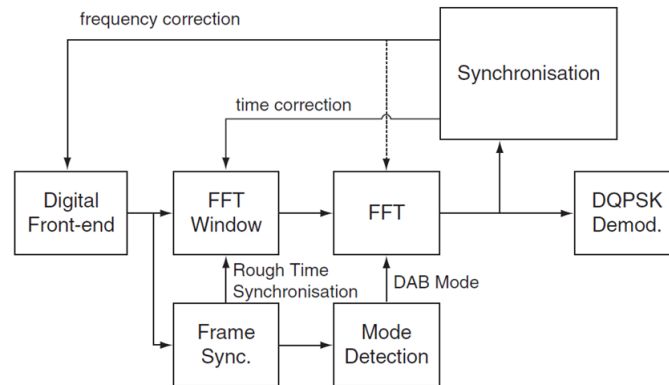
Προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί το κόστος υλοποίησης του υλικού, ο ρυθμός δειγματοληψίας του ADC επιλέγεται συνήθως ως ακέραιο πολλαπλάσιο, N , της συχνότητας δειγματοληψίας του σύνθετου σήματος βασικής ζώνης $F_c = 2.048\text{ MHz}$, δηλαδή $F_{\text{ADC}} = N \cdot F_c$.

Η πραγματική επιλογή της συχνότητας δειγματοληψίας ADC είναι μια ανταλλαγή μεταξύ του φιλτραρίσματος στα αναλογικά και ψηφιακά πεδία. Η ελάχιστη δυνατή συχνότητα δειγματοληψίας ADC για μια έννοια IF εμφανίζεται για $N = 2$, με $F_{\text{ADC}} = 4.096\text{ MHz}$, μια επιλογή που μπορεί να βρεθεί στις πρώτες έννοιες του έργου JESSI.

- **OFDM Demodulation**

Η αποδιαμόρφωση των OFDM symbols πραγματοποιείται εφαρμόζοντας FFT για τον υπολογισμό των σύνθετων πλάτων των carriers του φάσματος DAB. Αυτά τα πλάτη περιέχουν τις πληροφορίες των διαμορφωμένων δεδομένων μέσω μιας διαμόρφωσης DQPSK. Μια

ολόκληρη επισκόπηση της αποδιαμόρφωσης OFDM, συμπεριλαμβανομένης της λειτουργίας συγχρονισμού, δίνεται στο σχήμα 8.11. Σύμφωνα με τους διάφορους τρόπους μετάδοσης DAB I-IV, τα μήκη FFT που ποικίλουν ως 256, 512, 1024 και 2048 (mode I). Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί πολύ αποτελεσματικά από τον γνωστό FFT Radix-2 αλγόριθμο, χρησιμοποιώντας έναν απλό έλεγχο της διευθυνσιοδότησης της μνήμης FFT.

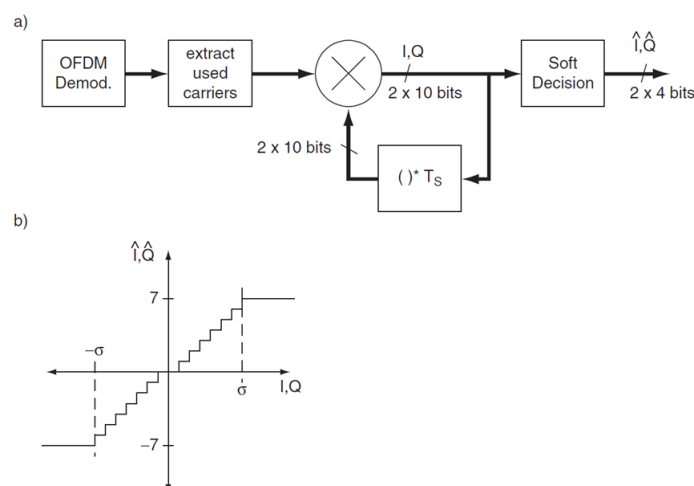


OFDM demodulation

Για να αντιμετωπίσουμε την πιθανή μετατόπιση συχνότητας του σήματος βασικής ζώνης, είναι απαραίτητος ένας AFC (Αυτόματος έλεγχος συχνότητας). Μία πιθανή πραγματοποίηση μετατόπισης της συχνότητας αντισταθμίζεται μέσω ενός σύνθετου σταδίου μίξης και ενός NCO. Μια ακόμη πιο ελκυστική λύση, η οποία αποφεύγει το σύνθετο στάδιο μίξης, εκμεταλλεύεται έναν τροποποιημένο αλγόριθμο FFT.

▪ DQPSK Demodulation

Η διαφορική αποδιαμόρφωση των χρησιμοποιούμενων carriers εκτελείται συνήθως με εφαρμογή ενός σύνθετου πολλαπλασιασμού με το αποθηκευμένο σύνθετο συζευγμένο πλάτος του τελευταίου OFDM συμβόλου. Η αρχικοποίηση αυτής της διαδικασίας γίνεται χρησιμοποιώντας το σύμβολο αναφοράς φάσης (TFPR). Το σχήμα δίνει μία γενική εικόνα των αλγοριθμικών βημάτων επεξεργασίας και υποδεικνύει τυπικά πλάτη λέξεων που απαντώνται στις υλοποιήσεις υλικού.



Το b) δίνει ένα παράδειγμα μιας πιθανής αντιστοίχισης (mapping) των αποδιαμορφωμένων πλατών σε τιμές soft απόφασης, κατάλληλες ως είσοδοι στον αλγόριθμο αποκωδικοποίησης Viterbi. Η παράμετρος σ χρησιμοποιείται για να προσαρμόσει τη χαρακτηριστική καμπύλη στο πραγματικό επίπεδο σήματος στην αλυσίδα του δέκτη.

▪ Deinterleaving

Προκειμένου να αντιμετωπιστούν οι διαταραχές μετάδοσης, χρησιμοποιούνται δύο μηχανισμοί διεμπλοκής:

Frequency interleaving: είναι μια αναδιάταξη της ψηφιακής ροής bit πάνω στα carriers, εξαλείφοντας τις επιπτώσεις των επιλεκτικών διαλείψεων. Η διεμπλοκή λειτουργεί μόνο στο σύμβολο OFDM.

Time interleaving: χρησιμοποιείται για τη διανομή μεγάλων ριπών σφαλμάτων, ώστε να αυξήσει τη δυνατότητα διόρθωσης σφαλμάτων του αποκωδικοποιητή του καναλιού.

Το de-interleaving συχνότητας μπορεί να υλοποιηθεί με τη διευθυνσιοδότηση της εξόδου του FFT σύμφωνα με τους interleaver πίνακες.

Το de-interleaving χρόνου είναι μια εργασία που απαιτεί σημαντική ποσότητα μνήμης. Τα δεδομένα κάθε υπο-καναλιού κατανέμονται σε 16 CIFs, ενώ κάθε CIF αντιπροσωπεύει τις πληροφορίες των 24 ms. Έτσι, η διαδικασία διεμπλοκής απαιτεί μνήμη που έχει 16 φορές την χωρητικότητα των δεδομένων που αποκωδικοποιούνται.

Η μέγιστη ποσότητα μνήμης που απαιτείται για τη χρονική απο-διεμπλοκή και αποθήκευση τις 4-bits soft decision τιμές εξόδου της αποδιαμόρφωσης DQPSK, λειτουργεί σε 442 kbytes ή 3,54 Mbits. Αυτή η ποσότητα μπορεί να μειωθεί κατά το ήμισυ, χρησιμοποιώντας κατάλληλη χωρική χρήση μνήμης, που οδηγεί σε μια απαραίτητη ποσότητα των 221 kbytes ή 1,77 Mbits, για έναν full-stream αποκωδικοποιητή DAB.

▪ Viterbi Decoding

Για να καταπολεμήσει τα σφάλματα που οφείλονται σε παραμορφώσεις καναλιού, το DAB χρησιμοποιεί ένα ισχυρό διάτρητο συνελκτικό κώδικα (RCPC) με μήκος περιορισμού (constraint length) 7 και μητρικό κώδικα ρυθμού 1/4 για κωδικοποίηση καναλιού. Αυτός ο μητρικός κώδικας είναι διάτρητος για να επιτευχθεί μεγάλο εύρος πιθανών ρυθμών κώδικα, ώστε να προσαρμόζεται η σημασία (importance) των bits πληροφορίας στα χαρακτηριστικά του καναλιού. Για την αποκωδικοποίηση αυτών των κωδίκων, ο αλγόριθμος Viterbi χρησιμοποιείται, ο οποίος προσφέρει την καλύτερη απόδοση σύμφωνα με τα κριτήρια μέγιστης πιθανότητας (maximum likelihood criteria). Η είσοδος στον αποκωδικοποιητή Viterbi μπορεί να είναι δυαδικά ψηφία που έχουν αποφασισθεί (hard-decided bits), δηλαδή "0" ή "1", το οποίο αναφέρεται ως σκληρή απόφαση (hard decision). Μια καλύτερη απόδοση (2.6 dB βελτίωση) επιτυγχάνεται εάν η αβεβαιότητα της εισόδου είναι γνωστή στον αποκωδικοποιητή Viterbi, χρησιμοποιώντας ενδιάμεσες τιμές. Η βέλτιστη απόδοση για αυτή τη χαλαρή απόφαση (soft decision) επιτυγχάνεται όταν κάθε τιμή εισόδου αντιπροσωπεύεται από έναν αριθμό 16-bits. Ωστόσο, η υποβάθμιση εξακολουθεί να είναι αμελητέα εάν ο αριθμός των δυαδικών ψηφίων μειώνεται σε 4 bits (Proakis-2008). Η αποσύνθεση της διασποράς ενέργειας (energy dispersal de-scrambling) είναι ένα άλλο καθήκον που μπορεί εύκολα να ανατεθεί στη μονάδα του αποκωδικοποιητή Viterbi. Το BER (Bit Error Ratio) στο κανάλι μπορεί να υπολογιστεί από επανα-κωδικοποίηση της αποκωδικοποιημένης ακολουθίας ή υποσύνολό της και σύγκριση αυτής με το λαμβανόμενο ρεύμα δυαδικών ψηφίων. Αυτές οι πληροφορίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως πρόσθετες πληροφορίες αξιοπιστίας.

Όσον αφορά τον συγχρονισμό του δέκτη, σε όλες τις έννοιες που κυκλοφορούν σήμερα στην αγορά, ο συγχρονισμός πραγματοποιείται, κυρίως, στο λογισμικό σε έναν ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP).

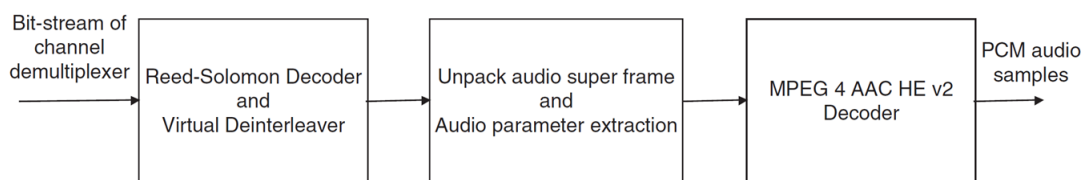
4.5. Αποκωδικοποίηση ήχου στο DAB+

Η εισαγωγή του DAB+ είχε ως αποτέλεσμα την ενίσχυση της υλοποίησης του αποκωδικοποιητή ήχου. Δύο εκδόσεις σχημάτων κωδικοποίησης ήχου MPEG έχουν οριστεί για το DAB τώρα. Αυτά είναι τα παραδοσιακά MPEG-1 και MPEG-2 Layer II και το νέο MPEG 4 HEAAC v2 (IS 14496). Με τη βοήθεια του FIC, ο δέκτης λαμβάνει γνώση σχετικά με το τρέχον χρησιμοποιούμενο σχήμα κωδικοποίησης ήχου. Για τη χρήση του DAB, οι πρώτες έχουν επεκταθεί για να παράσχουν περαιτέρω πληροφορίες για την ανίχνευση σφαλμάτων μετάδοσης σε εκείνα τα μέρη της ροής bit με την υψηλότερη ευαισθησία σφάλματος. Αυτό είναι χρήσιμο για την απόκρυψη σφαλμάτων. Η δεύτερη, η AAC, περιλαμβάνει ήδη όλους τους απαραίτητους μηχανισμούς ανίχνευσης σφαλμάτων. Αλλά μια πρόσθετη προστασία σφάλματος, βασισμένη στην Reed-Solomon κωδικοποίηση και την εικονική διεμπλοκή (virtual interleaving), χρησιμοποιείται για τη βελτίωση της αξιοπιστίας της αποκωδικοποίησης ήχου στο δέκτη. Για να υποστηρίξουμε αυτόν τον μηχανισμό, ένα υπερ-πλαίσιο (super frame) που αποτελείται από αρκετά πλαίσια ήχου, η αποκαλούμενη μονάδα πρόσβασης (access unit), χρησιμοποιείται.

Επιπλέον, το εργαλείο δυναμικής εμβέλειας, που παρέχει ένα μηχανισμό για τη μείωση του αποκωδικοποιημένου ηχητικού σήματος στον δέκτη και είναι ιδιαίτερα χρήσιμο σε θορυβώδη περιβάλλοντα (όπως τα οχήματα), προστέθηκε μέσα στο DAB για αποκωδικοποίηση Layer II και είναι ήδη μέρος του AAC προτύπου.

Για DMB, επιπρόσθετα στην AAC, μια τροποποιημένη έκδοση που ονομάζεται BSAC είναι τυποποιημένη.

Reed-Solomon Decoding and Virtual Deinterleaving (used in DAB+)



Πριν από την έναρξη της διαδικασίας αποκωδικοποίησης ήχου, ο δέκτης πρέπει να αποκωδικοποιήσει το FIC για να αποφασίσει σχετικά με το τρέχον χρησιμοποιούμενο σχήμα κωδικοποίησης ήχου. Σύμφωνα με το DAB+, το σχήμα δείχνει τη διαδικασία για την εξαγωγή των πλαισίων ήχου από τα bit-streams των υπο-καναλιών στο δέκτη. Λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο TS 102563.

Το ρεύμα δυαδικών ψηφίων παρέχεται από τον απο-πολυπλέκτη του κύριου καναλιού υπηρεσίας (MSC). Ο ακόλουθος αποκωδικοποιητής Reed-Solomon και ο εικονικός deinterleaver επιτρέπουν περαιτέρω μείωση του αριθμού των σφαλμάτων δυαδικών ψηφίων. Ο δέκτης πρέπει να συλλέξει πέντε διαδοχικά DAB λογικά πλαίσια για να ξεκινήσει τη διαδικασία deinterleaving. Ονομάζεται εικονικός deinterleaver επειδή τα bytes μεταδίδονται με την ίδια σειρά με αυτά που παράγονται στον πομπό. Μόνο τα bytes ισοτιμίας RS του κώδικα υπολογίζονται από τα interleaved δεδομένα. Ο μηχανισμός στο δέκτη πρέπει να γράψει τα ληφθέντα byte σε έναν πίνακα 110 στηλών, πριν προσθέσει τα bytes ισοτιμίας σε 10 επιπλέον στήλες. Οι λέξεις κώδικα παρουσιάζονται ως σειρές. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα έναν σύντομο κώδικα Reed-Solomon RS(120, 110, t = 5), που προέρχεται από το συστηματικό κώδικα RS(255, 245, t = 5). Η επιπλέον πλεονασμός επιτρέπει τη διόρθωση σε πέντε

εσφαλμένα byte των 120 μεταδιδόμενων bytes. Για καλύτερη κατανόηση της αποκωδικοποίησης των κωδικών RS δίνεται μια σύντομη περιγραφή.

Η αλγεβρική αποκωδικοποίηση των κωδικών RS μπορεί να περιγραφεί ως ακολουθία διαδικασιών:

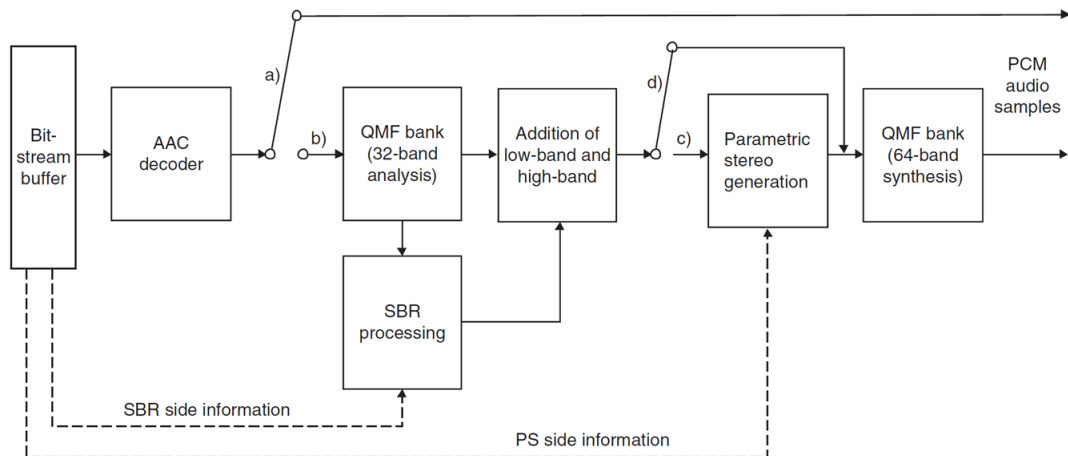
- Επιμήκυνση των ληφθέντων κωδικών λέξεων: Προσθέτοντας μηδενικά, το αρχικό μήκος του συστηματικού RS κώδικα θα πρέπει να επιτευχθεί.
- Υπολογισμός του συνδρόμου: πολλαπλασιασμός του ληφθέντος διανύσματος με την μήτρα ελέγχου ισοτιμίας.
- Προσδιορισμός των θέσεων σφαλμάτων συμβόλων: Με τον αλγόριθμο Berlekamp-Massey ή τον αλγόριθμο του Euclid, μπορεί να υπολογιστεί ένα πολυώνυμο εντοπισμού σφαλμάτων (error locator polynomial). Με τον αλγόριθμο αναζήτησης του Chien, μπορούν να βρεθούν οι ρίζες αυτού του πολυωνύμου, που δίνουν μια ένδειξη του που είναι τα σφάλματα.
- Εύρεση των τιμών σφάλματος: Αυτό περιλαμβάνει ταυτόχρονα την επίλυση εξισώσεων, που συνήθως γίνεται με τον αλγόριθμο Forney.

Η πολυπλοκότητα της διόρθωσης λάθους Reed-Solomon δεν πρέπει να υποτιμάται. Ωστόσο, διατίθενται κατάλληλες λύσεις υλικού και λογισμικού για καταναλωτικά προϊόντα στην εποχή μας.

Στο επόμενο βήμα, οι παράμετροι ήχου από το υπερ-πλαίσιο ήχου μπορούν να εξαχθούν πριν ξεχωριστά πλαίσια ήχου να μπορέσουν να προωθηθούν στον αποκωδικοποιητή ήχου MPEG 4. Οι παράμετροι ήχου προστατεύονται με πρόσθετο fire κώδικα. Μόνο όταν αυτός ο κώδικας δείξει μια ακολουθία δυαδικών ψηφίων χωρίς σφάλματα μπορεί να αποκωδικοποιηθεί το υπερ-πλαίσιο ήχου. Οι παράμετροι ήχου παρέχουν τη διάρθρωση του αποκωδικοποιητή ήχου, όπως ρυθμό δειγματοληψίας ή τη χρήση του MPEG surround.

Αρχιτεκτονική του AAC αποκωδικοποιητή ήχου

Ο αποκωδικοποιητής ήχου DAB+ βασίζεται στο προφίλ MPEG-4 υψηλής απόδοσης (high efficiency) AAC v2, επιπέδου 2 ή σύντομα HE AAC v2. Μια επισκόπηση σχετικά με αυτόν τον μηχανισμό κωδικοποίησης ήχου δίνεται ακολούθως. Η HE AAC v2 συνδυάζει τρεις τεχνολογίες MPEG: Advanced Audio coding (AAC), Spectral Band Replication (SBR) και Parametric Stereo (PS). Ο AAC είναι ο βασικός κωδικοποιητής (codec) που παρέχει διαφανή/καθαρή ποιότητα ήχου με τυπικό bit-rate 128 kbp. Για χαμηλότερα bit-rates, τα εργαλεία βελτίωσης SBR και PS υποστηρίζουν την επίτευξη μιας καλής ποιότητας ήχου. Όταν χρησιμοποιείται SBR, ο αρχικός AAC κωδικοποιητής ήχου θεωρεί μόνο ένα μικρό εύρος ζώνης ήχου. Οι συνιστώσες σήματος σε υψηλότερες συχνότητες με μικρότερη ψυχοακουστική επιρροή (impact) επαναλαμβάνονται αρμονικά από το χαμηλότερο εύρος συχνοτήτων. Έτσι, για τις υψηλότερες συχνότητες, μόνο η φασματική περιβάλλουσα του πρωτοτύπου σήματος εισόδου πρέπει να μεταδοθεί για να επιτρέψει την ανασυγκρότηση του σήματος στο πλευρά του δέκτη. Όταν χρησιμοποιείτε και το PS, μόνο ένα μονοφωνικό downmix του στερεοφωνικού σήματος μεταδίδεται μαζί με πλευρικές πληροφορίες που περιέχουν παραμέτρους στερεοφωνικών εικόνων. Ο HE AAC v2 αποκωδικοποιητής απεικονίζεται στο διάγραμμα:



Η ροή δυαδικών ψηφίων στην είσοδο του αποκωδικοποιητή χωρίζεται στο τμήμα αποκωδικοποιητή AAC και, εάν υπάρχουν, στις πλευρικές πληροφορίες για SBR και PS. Για τον αποκωδικοποιητή AAC δύο διαρθρώσεις υπάρχουν: Πρώτον, χωρίς τη χρήση SBR και PS, ο αποκωδικοποιητής AAC παράγει άμεσα το σήμα στο πεδίο του χρόνου με ρυθμό δειγματοληψίας f_s που σημειώνεται με το a), ή δεύτερον, ο αποκωδικοποιητής AAC εκπέμπει μόνο το σήμα χαμηλής ζώνης με ρυθμό δειγματοληψίας $f_s/2$ που υποδεικνύεται από το b). Η ακόλουθη Quadrature Mirror Filterbank (QMF) 32 ζωνών μετατρέπει το σήμα στο QMF πεδίο για να επιτρέψει την ανασυγκρότηση της υψηλής ζώνης στο μπλοκ SBR. Η χαμηλή και η υψηλή ζώνη προστίθενται. Όταν χρησιμοποιείται PS, το στερεοφωνικό σήμα παράγεται στο πεδίο QMF με τη βοήθεια των πλευρικών πληροφοριών PS. Στο σχήμα αυτό σημειώνεται με c), σε αντίθεση με το d), όπου παραλείπεται το PS. Το σήμα εξόδου στο πεδίο του χρόνου με ρυθμό δειγματοληψίας f_s , παράγεται σε ένα τελευταίο βήμα από μια σύνθεση QMF 64 ζωνών.

Η πολυπλοκότητα του δέκτη για αποκωδικοποίηση ήχου αυξάνεται σημαντικά σε σύγκριση με την αποκωδικοποίηση Layer II (του DAB). Μια χονδρική εκτίμηση της πολυπλοκότητας μπορεί να βρεθεί στο IS 14496. Για την ισχύ επεξεργασίας δίνεται ένας αριθμός 9MOPS (εκατομμύρια λειτουργίες ανά δευτερόλεπτο), ενώ η χρήση μνήμης αντιστοιχεί σε περίπου 10 kwords.

Ακρίβεια αποκωδικοποιητή

Η δοκιμή συμμόρφωσης για το DAB Audio (TS 101 757) ορίζει τις κανονιστικές απαιτήσεις για έναν αποκωδικοποιητή ήχου DAB, ο οποίος βασίζεται στις διαδικασίες που ορίζονται από το MPEG.

Για να ονομαστεί «αποκωδικοποιητής ήχου DAB υψηλής ακρίβειας», πρέπει το RMS (μέση ενέργεια σφάλματος) να είναι κάτω από $2^{-15/\sqrt{12}}$, και επιπλέον τα πρώτα 14 bits κάθε δείγματος εξόδου να είναι ακριβή. Εάν η μέση ενέργεια σφάλματος δεν υπερβαίνει το $2^{-11/\sqrt{12}}$, καλείται «αποκωδικοποιητής ήχου DAB με περιορισμένη ακρίβεια».

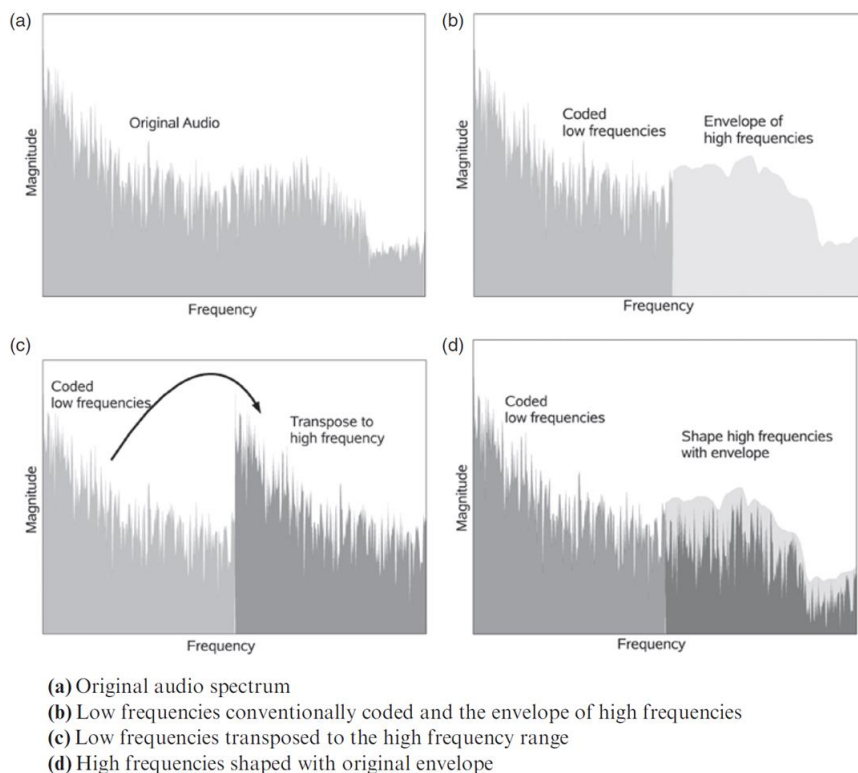
4.5.1. Αναπαραγωγή φασματικής ζώνης (Spectral Band Replication-SBR)

Οι παραδοσιακοί αντιληπτικοί κωδικοποιητές κυματομορφών περιορίζουν το εύρος ζώνης του ακουστικού φάσματος, ώστε να μεγιστοποιούν την ποιότητα πιο σημαντικών χαμηλότερων συχνοτήτων (ως προς την αντίληψη). Σε χαμηλότερα bitrates αυτή η συχνότητα αποκοπής μπορεί να οδηγήσει σε θαμπό ήχο (dull audio), αν και τότε δεν εμφανίζονται σημαντικά αντικείμενα (artefacts) κωδικοποίησης. Εάν αυτές οι χαμένες υψηλότερες

συχνότητες μπορούν να αναδημιουργηθούν με κάποιον τρόπο, τότε θα προκύψει ένας πιο δυνατός, καθαρός και ρεαλιστικός ήχος.

Η αναπαραγωγή φασματικής ζώνης (SBR) για την προδιαγραφή ISO/IEC (TS 14496) είναι μια τεχνική που συνθέτει τις υψηλότερες συχνότητες ενός ηχητικού σήματος. Για παράδειγμα, αν ο βασικός κωδικοποιητής AAC περιορίζει το εύρος ζώνης ενός 16kHz ηχητικού σήματος σε 0 έως 9 kHz, τότε το SBR μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία των συχνοτήτων στη ζώνη 9 έως 16 kHz. Το SBR απαιτεί μόνο έναν σχετικά μικρό αριθμό bits για να περιγράψει αυτές τις υψηλότερες συχνότητες, καθώς χρησιμοποιεί την υψηλή συσχέτιση του σήματος στις χαμηλότερες συχνότητες με τις υψηλότερες συχνότητες.

Με απλά λόγια, η τεχνική μεταφέρει τις χαμηλότερες συχνότητες που κωδικοποιήθηκαν απ' τον κωδικοποιητή πυρήνα, στην περιοχή υψηλότερων συχνοτήτων και στη συνέχεια σχηματίζει φασματικά αυτές τις συχνότητες, ώστε να ταιριάζουν με την αρχική περιβάλλουσα (βλ. σχήμα). Η πληροφορία που απαιτούνται για την απεικόνιση της φασματικής περιβάλλουσας, μαζί με κάποιες άλλες παραμέτρους καθοδήγησης, μπορεί να είναι πιο συμπαγώς κωδικοποιημένη από ό,τι εάν αντιμετωπιζόταν ως συμβατική κωδικοποίηση κυματομορφής.



5. ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΡΑΔΙΟΚΑΛΥΨΗΣ ΤΟΥ DAB+

Κατά τον προγραμματισμό ενός δικτύου μετάδοσης, η πρόβλεψη της αναμενόμενης κάλυψης είναι ένα αρχικό μέρος. Στο σχεδιασμό δικτύωσης (networking planning), μια τοποθεσία θεωρείται ότι καλύπτεται εάν η πρόβλεψη της κάλυψης για αυτή τη θέση υπερβαίνει την πιθανότητα ελάχιστης κάλυψης, που έχει επιλεγεί ως στόχος κάλυψης (coverage target). Για αναλογικό σύστημα μετάδοσης, αυτή η αξιολόγηση καθορίζεται με μοναδικό τρόπο, από τη σύγκριση της επιθυμητής πεδιακής έντασης με το περιβάλλον

θορύβου και παρεμβολών στη συγκεκριμένη τοποθεσία. Για ένα OFDM σύστημα, όπως το DAB, αυτό δεν ισχύει πλέον, αφού στο χώρο λήψης, τα επιθυμητά σήματα από τους διάφορους πομπούς του DAB SFN, προστίθενται σε μια effective επιθυμητή ισχύ σήματος, της οποίας οι στατιστικές ιδιότητες εξαρτώνται από τη συγκεκριμένη σύνθεση του σήματος και η οποία διαφέρει από τοποθεσία σε τοποθεσία. Για την αξιολόγηση της coverage probability, επομένως, πιο σύνθετες στατιστικές μέθοδοι για την αθροιστική μέτρηση του σήματος (signal summation) πρέπει να εφαρμοστούν.

Μαθηματικά, η εργασία συνίσταται στην άθροιση και το συνδυασμό των log-normal κατανομημένων στατιστικών μεταβλητών. Καθώς δεν υπάρχουν αναλυτικές λύσεις για αυτή την εργασία, έχουν αναπτυχθεί προσεγγίσεις, οι περισσότερες από τις οποίες εμπίπτουν στην κατηγορία των «log-normal methods» (LNM) προσεγγίσεων και οι οποίες χρησιμοποιούνται ευρέως. Μια εναλλακτική προσέγγιση για την log-normal summation είναι η εφαρμογή των μεθόδων Monte-Carlo. Ωστόσο, λόγω της υψηλής αριθμητικής απαίτησής τους (high numerical demand), η χρήση τους περιορίζεται στην αντιμετώπιση επιλεγμένων προβλημάτων.

Κατά συνέπεια, το κριτήριο ελάχιστης έντασης πεδίου δεν αρκεί πλέον για την αξιολόγηση της broadcast κάλυψης, ωστόσο, δίνει μια εκτίμηση του τι κάλυψη μπορεί να αναμένεται. Μια περιεκτική αντιμετώπιση του signal summation και του κέρδους δικτύου δίνεται στα BPN 003, BPN 066.

Ως πρότυπο, στον προγραμματισμό κάλυψης για τα δίκτυα DAB, χρησιμοποιούνται ντετερμινιστικές μέθοδοι πρόβλεψης του field strength. Αυτές οι μέθοδοι χρησιμοποιούν τοπογραφικά και μορφογραφικά δεδομένα εδάφους και επιτρέπουν μια πιο λεπτομερή πρόβλεψη έντασης πεδίου, σε σχέση με αυτή που δίνει μια στατιστική μέθοδος, όπως η ITU-R P.1546. Διάφορες προσεγγίσεις για τις deterministic field strength prediction methods υπάρχουν στο πεδίο του broadcasting. Έχει θεσπιστεί μια διεθνώς αποδεκτή μέθοδος από την ITU-R με την Rec. P.1812, που εφαρμόσαμε και εμείς.

5.1. Στόχος σχεδιασμού κάλυψης

Ο σχεδιασμός κάλυψης μιας υπηρεσίας DAB περιλαμβάνει ορισμένες πτυχές. Πρώτον, πρέπει να αποφασιστεί για ποιο είδος υπηρεσίας λήψης προορίζεται. Η επιλογή θα μπορούσε π.χ. να είναι κινητή λήψη ή φορητή λήψη για handheld ή standard δέκτες. Στη συνέχεια, πρέπει να καθοριστεί η διαθεσιμότητα της υπηρεσίας. Πρέπει να προσδιοριστούν τα κριτήρια σχεδιασμού σχετικά με τα χαρακτηριστικά του δέκτη, όπως το CNR, ο θόρυβος του δέκτη (receiver noise figure), το κέρδος κεραίας και, ειδικότερα, τα ελάχιστα απαιτούμενα field strengths. Στη συνέχεια, πρέπει να ληφθούν υπόψη ζητήματα διάδοσης και παρεμβολές από το εσωτερικό και το εξωτερικό του υπό σχεδίαση DAB δικτύου. Τέλος, οι ιδιαίτερες πτυχές της λειτουργίας του SFN πρέπει να ληφθούν υπόψη, όπως οι χρονικές καθυστερήσεις μεταξύ των πομπών ή η συνεισφορά από άλλα σήματα στο επιθυμητό, προκειμένου να υπολογιστεί το κέρδος του δικτύου.

Παραδοσιακά, η κάλυψη των αναλογικών συστημάτων εκπομπής έχει σχεδιαστεί για την υπόθεση ότι η λήψη θα χρησιμοποιεί σταθερές κεραίες (fixed antennas) στο ύψος της οροφής (roof height), ονομαστικά 10m πάνω από το επίπεδο του εδάφους (above ground level - AGL). Για το DAB είναι σαφές ότι αυτή η υπόθεση δεν θα ήταν έγκυρη. Το DAB χρησιμοποιείται κυρίως σε κινητό ή/και φορητό περιβάλλον λήψης, όπου η κεραία λήψης

είναι ενσωματωμένη στο δέκτη ή βρίσκεται κοντά του. Και στις δύο περιπτώσεις, η λήψη θεωρείται ότι βρίσκεται σε ύψος 1.5m AGL.

Στο Tech 3317 και το BMCO (2007) έχουν οριστεί τέσσερις κατηγορίες (classes) λήψης, για να περιγράψουν τυπικά σενάρια λήψης για DAB και DMB. Για την παρούσα εργασία, διαχωρίζουμε τις κλάσεις λήψης ως εξής:

- **Portable Indoor (PI):** Εμπεριέχει όλους τους (προς κάλυψη) εσωτερικούς χώρους με συσκευές hand-helds με εξωτερικές (external) ή ενσωματωμένες (integrated) κεραίες σε ύψος πάνω από 1.5m AGL. Οι δέκτες σε αυτή τη περίπτωση θεωρούνται ακίνητοι ή αργοκίνητοι. Την κλάση PI διαχωρίζουμε περεταίρω σε PI URBAN, PI SUBURBAN και PI RURAL, αφού ανάλογα με το είδος της περιοχής, αλλάζουν και οι συνθήκες διάδοσης του σήματος (path profile). Η απαιτητική από άποψη ελάχιστης πεδιακής έντασης σήματος θα είναι η υποκλάση PI URBAN, λόγω της ύπαρξης πολλών και μεγάλων εμποδίων (π.χ. πολυκατοικίες) στη διαδρομή του σήματος.
- **Portable/Mobile Outdoor (PO/MO):** Εδώ, περιλαμβάνονται οι εξωτερικές θέσεις κινητού δέκτη (π.χ. δέκτης αυτοκινήτου, hand-helds δέκτη εντός οχήματος) με external ή integrated κεραίες σε ύψος 1.5m AGL. Και αυτή η κλάση πρέπει να διαχωριστεί ανάλογα με το είδος της περιοχής (αστική, μικροαστική, αγροτική).

Σε αντιστοιχία με τα σχέδια συχνοτήτων GE06 και MA02 (στο GE06 στηριζόμαστε κατά κύριο λόγο), η κλάση B χρησιμοποιήθηκε για να περιγράψει τη φορητή λήψη και η κλάση C για την περιγραφή της κινητής λήψης.

5.1.1. Συστάσεις για τα κριτήρια σχεδιασμού DAB/DMB

Ο σχεδιασμός κάλυψης για συστήματα ραδιοηλεκτρονικών εκπομπών πρέπει να βασίζεται σε ορισμένα κριτήρια σχεδιασμού, τα οποία περιλαμβάνουν τα χαρακτηριστικά του δέκτη, τις πτυχές διάδοσης και την ποιότητα της κάλυψης. Κεντρικός ρόλο στο σχεδιασμό της κάλυψης παίζει η ελάχιστη απαιτούμενη πεδιακή ένταση για λήψη. Θα περιγραφούν αυτά τα κριτήρια σχεδιασμού, καθώς και στοιχεία χρησιμοποιούνται στον προγραμματισμό της κάλυψης, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια των σχεδίων συχνοτήτων GE06 και MA02. Μια περιεκτική αντιμετώπιση των κριτηρίων σχεδιασμού για τα DAB/DMB στα VHF και L-Band μπορούν να βρεθούν στα: BPN 003, Tech 3317, RRC06 (2006), CEPT (2007b).

5.2. Παράμετροι σχεδιασμού για το T-DMB

5.2.1. Βασικές παράμετροι

Οι συστάσεις που χρησιμοποιούνται ως κατευθυντήριες γραμμές για το DAB+ στα VHF στη παρούσα εργασία, είναι η BPN 003 και (εν μέρει) το paper Tech 3317 της EBU. Τρεις βασικές παράμετροι για τον προγραμματισμό κάλυψης είναι:

Θόρυβος του δέκτη (noise figure)

Το Noise figure (NF) και το noise factor (F) μετρούν την εξασθένιση του SNR, που προκαλείται από τις βαθμίδες της RF αλυσίδας του δέκτη. Είναι ένας αριθμός που καθορίζει την απόδοση (performance) του ραδιοδέκτη (μικρότερες τιμές NF αντιστοιχούν σε καλύτερο performance).

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}} \quad \text{NF} = 10 \log_{10}(F) = 10 \log_{10}\left(\frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}}\right) = \text{SNR}_{\text{in, dB}} - \text{SNR}_{\text{out, dB}}$$

Το NF του T-DMB για τη ζώνη III θεωρείται ταυτόσημο με το NF του δέκτη T-DAB που αναφέρεται στη συμφωνία GE06, και θεωρείται στα 7 dB. Ωστόσο, η σύσταση ITU-R BT.1368-5 αναφέρει ότι οι δέκτες DVB-T και T-DAB θα πρέπει να επιτυγχάνουν ένα NF περίπου 5 dB στο κοντινό μέλλον.

Απαιτούμενο CNR

Ο λόγος C/N για ένα κανάλι Gauss θεωρείται 7.4 dB για τον υπολογισμό του minimum receiver input level. Για την περίπτωση φορητής λήψης όμως, η τιμή αυτή αυξάνεται, ανάλογα με τις συνθήκες πολυδιαδρομικότητας και την ταχύτητα του δέκτη. Γι' αυτό, θεωρούμε ένα C/N=13 dB ως αντιπροσωπευτικό για φορητή (mobile) λήψη. Όταν υπολογίζουμε το minimum median equivalent field strength που θα χρησιμοποιηθεί στον σχεδιασμό πρέπει να διορθώσουμε το CNR κατά $13-7.4 = 5.6$ dB. Επισημαίνεται ότι, η φορητή λήψη είναι πιο απαιτητική, δεδομένου ότι το time-interleaving δεν θα είναι αποτελεσματικό, πράγμα που θα μπορούσε να οδηγήσει σε δυσμενείς συνθήκες και μεγαλύτερα απαιτούμενα C/N.

Κέρδος κεραίας δέκτη

Ένα περαιτέρω κριτήριο που πρέπει να ληφθεί υπόψη στο σχεδιασμό της κάλυψης είναι το κέρδος της κεραίας στη συσκευή λήψης. Πρέπει να γίνει διάκριση όσον αφορά το είδος της υπό εξέταση κεραίας. Η κεραία του δέκτη μπορεί να ενσωματωθεί (integrated) (συνήθης περίπτωση για φορητά handhelds), μπορεί να είναι μια εξωτερική (external) κεραία ή η προσαρμοστεί (adapted) (π.χ. κινητή λήψη σε αυτοκίνητο). Στο σχεδιασμό των GE06 και MA02, έχουν χρησιμοποιηθεί τα στοιχεία για τις adapted κεραίες.

Η κεραία λήψης που αντιπροσωπεύει φορητή και κινητή λήψη είναι omni-directional, με κέρδος λίγο μικρότερο από του διπόλου και ύψος 1.5 m.

5.2.2. Διορθωτικές παράμετροι

Απώλεια ύψους (Height Loss)

Η φορητή και η κινητή λήψη DAB λαμβάνει χώρα σε χαμηλότερο ύψος από το roof-level, που είναι το πρότυπο σχεδιασμού για την αναλογική εκπομπή. Για σκοπούς σχεδιασμού κάλυψης λαμβάνεται ένα ονομαστικό ύψος 1,5m AGL. Ως εκ τούτου, για αυτές τις μεθόδους πρόβλεψης πεδιακής έντασης, που υπολογίζουν το field strength στο roof-level, θα πρέπει να εφαρμοστεί μια διόρθωση, που ονομάζεται απώλεια ύψους (height loss). Αυτή η απώλεια ύψους ποικίλλει ανάλογα με το περιβάλλον και τη συχνότητα. Η τιμή που προτάθηκε στο έγγραφο BPN 003 είναι 13 dB. Για τον προγραμματισμό GE06 μια τιμή 12dB (για τη ζώνη VHF) έχει χρησιμοποιηθεί, υποθέτοντας ότι ένα αγροτικό/προαστιακό περιβάλλον είναι αντιπροσωπευτικό.

Απώλεια εισόδου σε κτήριο (Building Penetration Loss)

Στην περίπτωση της εσωτερικής (indoor) λήψης (reception class B), το σήμα DAB πάσχει από απώλεια διείσδυσης (penetration loss) κατά την είσοδο στο κτίριο. Έγιναν μετρήσεις πεδιακής έντασης για την εξαγωγή τυπικών αριθμών για τις απώλειες διείσδυσης του κτιρίου, στις ζώνες συχνοτήτων που σχετίζονται με το DAB. Στην πραγματικότητα, η απώλεια λόγω κτηρίου είναι ίση με την διαφορά της μέσης πεδιακής έντασης εκτός και εντός του κτηρίου, για δεδομένο ύψος μέτρησης. Είναι λογικό ότι η απώλεια είναι μεγαλύτερη όσο πλησιάζουμε το επίπεδο του εδάφους εντός του κτηρίου.

Ως figure για τον προγραμματισμό δικτύου, μια μέση τιμή 9 dB και μια τυπική απόκλιση των 3 dB δίνεται στο έγγραφο της EBU Tech 3317 και έχει επίσης χρησιμοποιηθεί για το

σχέδιο GE06 (RRC06, 2006). Στο BPN 003 έχει προταθεί μια μέση τιμή 8dB και τυπική απόκλιση 3dB. Ωστόσο, μια γενική παρατήρηση, είναι ότι η απώλεια διείσδυσης κτιρίου εξαρτάται έντονα από το είδος των κτιρίων και το περιβάλλον τους. Η μεγάλη ποικιλία τιμών είναι ο λόγος που υπάρχουν διαφορετικά figures για το planning στη βιβλιογραφία.

Εναλλακτικές μέθοδοι έχουν προταθεί για να αντιμετωπιστεί ο προγραμματισμός του δικτύου με τη μεγάλη διακύμανση της απώλειας διείσδυσης τα στοιχεία, όπως π.χ. στο BMCO (2007) προτείνεται ένας δεύτερος εσωτερικός τρόπος (mode) λήψης, ο οποίος ονομάζεται «deep indoor». Για αυτή τη λειτουργία λήψης, η μέση τιμή της απώλειας διείσδυσης του κτιρίου αυξήθηκε κατά 6 dB και η τυπική απόκλιση κατά 1 dB, σε σχέση με τα figures της τυπικής «light indoor» λειτουργίας λήψης, όπως περιγράφεται παραπάνω.

Μεταβλητότητα θέσης (Location variability)

Για τον προγραμματισμό της κάλυψης, πρέπει να γίνει επιλογή για την ελάχιστη πιθανότητα τοποθεσίας (minimum location probability) που απαιτείται να θεωρηθεί μια τοποθεσία εξυπηρετούμενη (covered). Για τα GE06 και MA02, η ελάχιστη πιθανότητα τοποθεσίας έχει ληφθεί 95% για φορητή λήψη, και 99% για κινητή.

Κατά συνέπεια, πρέπει να αυξηθούν τα ελάχιστα απαιτούμενα field strengths για τον σχεδιασμό της κάλυψης κατά ένα ορισμένο ποσό, που λέγεται συντελεστής διόρθωσης τοποθεσίας (location correction factor), προκειμένου να διασφαλιστεί η υψηλότερη πιθανότητα κάλυψης. Αυτός ο διορθωτικός συντελεστής είναι απαραίτητος, δεδομένου ότι τα field strengths σχεδιασμού κάλυψης εκφράζονται πάντα με βάση τις μέσες τιμές τους. Ο location correction factor είναι συνάρτηση της προβλεπόμενης πιθανότητας κάλυψης και της τυπικής απόκλισης της κατανομής του field strength. Στο BPN 003 έχει χρησιμοποιηθεί η τιμή $C_i=12.8\text{dB}$ για outdoor λήψη (99% location probability) και 10.3dB για indoor λήψη (95% location probability).

Ανθρωπογενής θόρυβος (Man-made Noise)

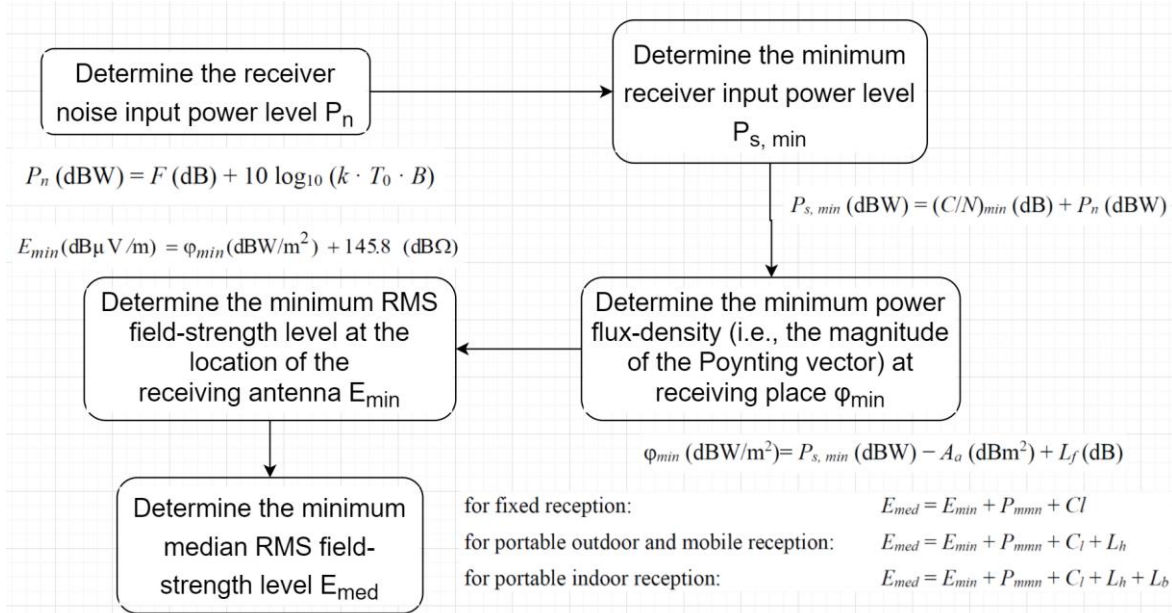
Ο τεχνητός ανθρωπογενής θόρυβος πρέπει να λαμβάνεται υπόψη, όταν υπολογίζεται η ελάχιστη απαιτούμενη πεδιακή ένταση για μια υπηρεσία. Ο θόρυβος από τον άνθρωπο μετράται σε σχέση με τον θερμικό θόρυβο και περιλαμβάνει παρεμβολές από ηλεκτρικές συσκευές και καλώδια. Η πλήρης τιμή man-made θορύβου ισχύει μόνο για κεραιές λήψης με κέρδος μεγαλύτερο από 0dBi (-2,2dBd). Για κεραιές με κέρδος μικρότερο από 0dBi, είναι σημαντικό να γίνει διάκριση μεταξύ του καθαρού κέρδους κεραιάς (pure antenna gain) και την απόδοσή της (efficiency). Κατά συνέπεια, στον υπολογισμό του minimum field strength, μόνο μια επιδράζουσα ζημίωση για τον man-made θόρυβο πρέπει να ληφθεί υπόψη, η οποία μόνο στην περίπτωση adapted κεραιών έχει νόημα.

Η BPN 003 προτείνει για τα VHF μια τιμή 1dB για τον man-made θόρυβο.

5.2.3. Ελάχιστη πεδιακή ένταση (Minimum Field Strength)

Οι ελάχιστες απαιτούμενες εντάσεις πεδίου για λήψη μπορούν να συναχθούν από τα παραπάνω κριτήρια σχεδιασμού, για τις διάφορες ζώνες συχνοτήτων και τα σενάρια λήψης. Παραδοσιακά, στο σχεδιασμό συχνοτήτων, οι ελάχιστες εντάσεις πεδίου εκφράζονται σε όρους ελάχιστης διάμεσης ισοδύναμης έντασης πεδίου (minimum median equivalent field strengths), που απαιτείται σε 10m AGL για το 50% του χρόνου και το 50% των τοποθεσιών, ώστε να πετύχει κάλυψη στο 99% των τοποθεσιών για 1,5μ AGL.

Στην σύσταση ITU 1660-7 αναφέρεται ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό του minimum median field-strength, ο οποίος μπορεί να περιγραφεί απ'το διάγραμμα ροής:



όπου για τις εξισώσεις του διαγράμματος έχουμε:

F : receiver noise figure (dB)

k : Boltzmann's constant, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ (J/K)

T_0 : absolute temperature (K)

B : receiver noise bandwidth (Hz).

$(C/N)_{min}$: minimum carrier-to-noise ratio at the DRM decoder input in (dB).

L_f : feeder loss (dB)

A_a : effective antenna aperture (dBm²).

$$A_a \text{ (dBm}^2\text{)} = 10 \cdot \log \left(\frac{1.64}{4\pi} \left(\frac{300}{f \text{ (MHz)}} \right)^2 \right) + G_D \text{ (dB)}$$

$$Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi \text{ (}\Omega\text{)} \quad \text{the characteristic impedance in free space}$$

Υπολογισμός κάλυψης με βάση την BPN 003

Όλες οι τιμές για το minimum median equivalent field-strength αναφέρονται στη κάλυψη που παρέχει ένα πομπός, και όχι για SFNs. Στα SFNs έχουμε περισσότερα του ενός επιθυμητά σήματα, γεγονός που οδηγεί σε μεταβολές των στατιστικών του σήματος. Το σύνθετο σήμα εμφανίζει μικρότερη διακύμανση απ' αυτή που έχουν τα μεμονωμένα σήματα, γεγονός που οδηγεί σε μικρότερο συντελεστή διόρθωσης θέσης. Το φαινόμενο αυτό (που εξαρτάται από την ένταση και τον αριθμό των σημάτων) δείχνει ότι η τιμή του minimum median equivalent field strength αλλάζει από θέση σε θέση. Για σχεδιασμό SFN, οι τιμές που δίνονται στον παρακάτω πίνακες μπορούν να θεωρηθούν ως άνω όρια για το minimum median equivalent field strength του σχεδιασμού.

Για τον υπολογισμό της ελάχιστης μέσης πυκνότητας ροής ισχύος ή ισοδύναμης έντασης πεδίου (που απαιτείται για να εξασφαλιστεί ότι οι ελάχιστες τιμές του επιπέδου

σήματος μπορούν να επιτευχθούν στο απαιτούμενο ποσοστό των θέσεων), χρησιμοποιούνται οι ακόλουθοι τύποι:

where:

$$A_a = G_D + 10 \log_{10} (1.64 * \lambda^2 / 4\pi)$$

$$\phi_{\min} = P_{s \min \text{ corr}} - A_a$$

$$E_{\min} = \phi_{\min} + P_{\text{mmn}} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \phi_{\min} + 145.8$$

$$\phi_{\text{med}} = \phi_{\min} + P_{\text{mmn}} + C_l + L_h$$

$$\phi_{\text{med}} = \phi_{\min} + P_{\text{mmn}} + C_l + L_h + L_b$$

$$\phi_{\text{med}} = \phi_{\min} + P_{\text{mmn}} + C_l + L_f$$

$$E_{\text{med}} = \phi_{\text{med}} + 120 + 10 \log_{10} (120\pi) = \phi_{\text{med}} + 145.8$$

C_l : Location correction factor [dB]
 E_{med} : Minimum median equivalent field strength, planning value [dB μ V/m]
 E_{\min} : Equivalent minimum field strength at receiving place [dB μ V/m]
 G_D : Antenna gain relative to half wave dipole
 L_b : Building penetration loss [dB]
 L_h : Height loss (10 m. a.g.l. to 1.5 m. a.g.l.) [dB]
 L_f : Feeder penetration loss [dB]
 P_{mmn} : Allowance for man made noise [dB]
 ϕ_{\min} : Minimum power flux density at receiving place [dBW/m²]
 ϕ_{med} : Minimum median power flux density, planning value [dBW/m²]
 λ : Wavelength [m]

Με βάση τους πίνακες 5.2 και 5.3 της BPN 003, στην περίπτωση της δικής μας κάλυψης έχουμε:

Minimum median equivalent field strength for planning Portable indoor reception	
Frequency (Band III)	$f = 200 \text{ MHz}$
Minimum receiver signal input power	$P_{s,\min} = -127.7 \text{ dBW}$
C/N correction for mobile reception condition	$C/N_{\text{corr}} = 5.6 \text{ dB}$
Minimum receiver signal input power with C/N correction	$P_{s,\min,\text{corr}} = -122.1 \text{ dBW}$
Antenna gain relative to half wave dipole	$G_D = -2.2 \text{ dB}$
Effective antenna aperture	$A_a = -7.5 \text{ dBm}^2$
Minimum power flux density at receiving place	$\Phi_{\min} = -114.6 \text{ dBW/m}^2 \text{ (1.5m a.g.l.)}$
Allowance for man made noise	$P_{\text{mmn}} = 1 \text{ dB}$
Building penetration loss	$L_b = 10.5 \text{ dB}$
Minimum equivalent field strength at receiving place	$E_{\min} = 31.2 \text{ dBuV/m}$
Height loss (10 metres to 1.5 metres)	$L_h = 12 \text{ dB}$
Location correction for 99% location probability	$C_l = 10 \text{ dB}$
Minimum median power flux density required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	$\Phi_{\text{med}} = -80.8 \text{ dBW/m}^2$
Minimum median equivalent field strength required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	$E_{\text{med}} = 65 \text{ dBuV/m}$

Για την κάλυψη σε τμήμα της Ελλάδας, έχουμε κάποιους πρόσθετους διορθωτικούς παράγοντες: πρόσθετη απώλεια ύψους (για πολύ υψηλά κτήρια, όπου η λήψη γίνεται πάνω από 10m AGL), απώλεια clutter και πρόσθετος man-made θόρυβος:

Additional correction factors			
	URBAN (20m AGL)	SUBURBAN (15m AGL)	RURAL (10m AGL)
Additional height loss	7 dB	3 dB	0
Terrain clutter loss	14 dB	9 dB	0
Additional MMN	6.7 dB	3.2 dB	0
Total minimum median equivalent field strength required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	92.7→95 dBuV/m	80.2→80 dBuV/m	65 dBuV/m

Minimum median equivalent field strength for planning Mobile and Portable outdoor reception

Frequency (Band III)	$f = 200 \text{ MHz}$
Minimum receiver signal input power	$P_{s,\min} = -127.7 \text{ dBW}$
C/N correction for mobile reception condition	$C/N_{\text{corr}} = 5.6 \text{ dB}$
Minimum receiver signal input power with C/N correction	$P_{s,\min,\text{corr}} = -122.1 \text{ dBW}$
Antenna gain relative to half wave dipole	$G_D = -5.3 \text{ dB}$
Effective antenna aperture	$A_a = -10.6 \text{ dBm}^2$
Minimum power flux density at receiving place	$\Phi_{\min} = -111.5 \text{ dBW/m}^2 \text{ (1.5m a.g.l.)}$
Allowance for man made noise	$P_{\text{mmn}} = 1 \text{ dB}$
Minimum equivalent field strength at receiving place	$E_{\min} = 34.3 \text{ dBuV/m}$
Height loss (10 metres to 1.5 metres)	$L_h = 12 \text{ dB}$
Location correction for 99% location probability	$C_l = 12.8 \text{ dB}$
Minimum median power flux density required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	$\Phi_{\text{med}} = -85.7 \text{ dBW/m}^2$
Minimum median equivalent field strength required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	$E_{\text{med}} = 60.1 \text{ dBuV/m}$

Εδώ, οι επιπλέον συντελεστές διόρθωσης θεωρούνται ίδιοι με της indoor εκτός απ'τον additional MMN που θα θεωρηθεί μηδενικός.

Additional correction factors

	URBAN (20m AGL)	SUBURBAN (15m AGL)	RURAL (10m AGL)
Additional height loss	7 dB	3 dB	0
Terrain clutter loss	14 dB	9 dB	0
Additional MMN	0 dB	0 dB	0
Total minimum median equivalent field strength required at 10m a.g.l. for 50% of the time and 50% of locations to achieve coverage at 99% of locations at 1.5 m a.g.l.	81.1 → 81 dBuV/m	72.1 → 72 dBuV/m	60.1 → 60 dBuV/m

5.3. Καθυστερήσεις και παρεμβολές του δικτύου DAB**Παρεμβολές**

Προηγουμένως, περιγράφηκε η προσέγγιση που υιοθετήθηκε για την πρόβλεψη της κάλυψης, βάσει της έντασης σήματος από κοντινούς πομπούς σε ένα δίκτυο. Αυτονόητα, αυτό ισχύει μόνο στην περίπτωση που ο θόρυβος είναι ο παράγοντας που περιορίζει τη λήψη. Στην πράξη, παρεμβολές από άλλα δίκτυα ή από απομακρυσμένους πομπούς εντός του ίδιου δικτύου, είναι εξίσου (ή πιο) σημαντικές παράμετροι. Έτσι, είναι απαραίτητο να σχεδιάζουμε υπηρεσίες για επαρκή προστασία έναντι τέτοιων παρεμβολών. Η interfering field strength από απομακρυσμένους πομπούς, μπορεί να διαφέρει σημαντικά, ανάλογα με τον τύπο του εδάφους που βρίσκεται μεταξύ της παρεμβολής πομπού και δέκτη, την κατοχή της γης, καθώς και την ημερήσια διακύμανση και τις κλιματικές συνθήκες. Λόγω αυτών των παραλλαγών, οι πεδιακές εντάσεις παρεμβολής συχνά προβλέπονται από μοντέλα βασισμένα στο έδαφος

(terrain-based models). Παρεμβολή από έναν αριθμό απομακρυσμένων πομπών μπορεί να χρειαστεί να ληφθεί υπόψη, και αυτό συνήθως ενσωματώνεται σε software coverage planning. Στο σχέδιο GE06 για το DAB στη Band III, ένας ενδο-υπηρεσιακός λόγος προστασίας (intra-service protection ratio), δηλαδή για παρεμβολή μιας υπηρεσίας DAB σε μια άλλη υπηρεσία DAB, των 15 dB έχει ληφθεί, ενώ στο MA02 για το DAB στη L-Band επιλέχτηκε στα 10 dB. Το paper EBU [Tech 3317] προτείνει 13,5 dB, για DMB που παρεμβάλλει σε DMB.

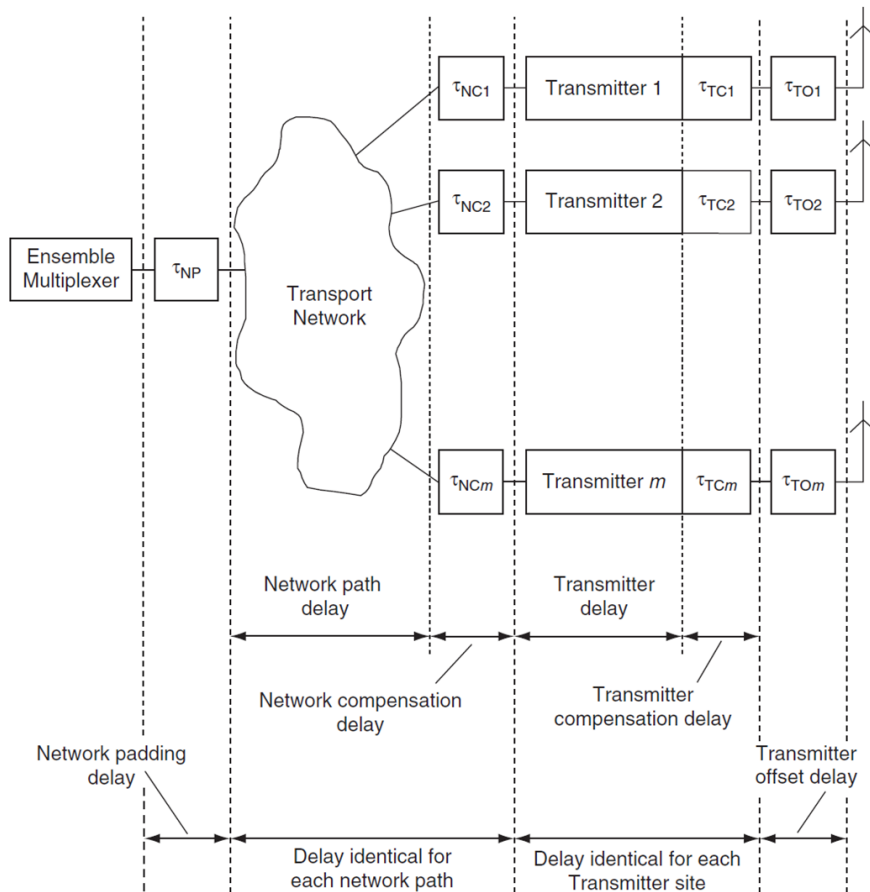
Οι λόγοι προστασίας γειτονικού καναλιού (adjacent channel protection ratio), καθώς και οι λόγοι προστασίας μεταξύ των υπηρεσιών του DAB/DMB, όσον αφορά άλλες υπηρεσίες ραδιοτηλεοπτικής μετάδοσης και συναφείς μη-ραδιοτηλεοπτικές υπηρεσίες, μπορούν να βρεθούν στις RRC06 (2006), Tech 3317.

Όπως προαναφέρθηκε, προκειμένου να εξασφαλιστεί η υψηλότερη location availability για το DAB, πρέπει να ληφθεί υπόψη ένας συντελεστής διόρθωσης θέσης, όταν εφαρμόζονται οι προαναφερόμενοι λόγοι προστασίας του συστήματος. Αυτός ο συντελεστής διόρθωσης διαφέρει κατά έναν παράγοντα $\sqrt{2}$ από εκείνον που αναφέρεται ανωτέρω, αφού πρέπει να ληφθεί υπόψη τόσο η στατιστική μεταβολή του επιθυμητού, όσο και του ανεπιθύμητου σήματος. Περισσότερες λεπτομέρειες βρίσκονται στο BPN 066.

Καθυστερήσεις

Όπως ήδη αναφέρθηκε, ο σχεδιασμός κάλυψης σε ένα DAB SFN δίκτυο σημαίνει, σε μεγάλο βαθμό, προγραμματισμός καθυστέρησης. Όλοι οι πομποί σε ένα δίκτυο DAB πρέπει να είναι συγχρονισμένοι σε χρόνο και συχνότητα, για τη σωστή λειτουργία του SFN. Κοινή πρακτική είναι η χρήση δεκτών GPS, για την παροχή πολύ σταθερής συχνότητας (stable frequency) και χρονικής αναφοράς (time reference) σε διαφορετικά σημεία του δικτύου, συνήθως στον πολυπλέκτη συνόλου (ensemble multiplexer) και στα transmitter sites. Η συχνότητα εξόδου του πομπού είναι κλειδωμένη στο σήμα 10MHz του GPS έκτη, και το σήμα 1 pps του GPS χρησιμεύει ως αναφορά για την αντιστάθμιση καθυστέρησης σε κάθε πομπό.

Ο συγχρονισμός στο χρόνο (time synchronisation) πραγματοποιείται με την εισαγωγή τεχνητής καθυστέρησης (artificial delay) στη διανομή του SFN ή στις διαφορετικές θέσεις πομπού, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Η συνολική διάρκεια για την οποία το σήμα πρέπει να καθυστερήσει, είναι το άθροισμα τεσσάρων διαφορετικών τύπων καθυστέρησης:



With : τ_{NP} = Network padding delay
 τ_{NCx} = Network compensation delay for network path x
 τ_{TCx} = Transmitter compensation delay for transmitter x
 τ_{TOx} = Transmitter offset delay for transmitter site x

- Network compensation delay:** Ο χρόνος με τον οποίο καθυστερεί το σήμα εξόδου ETI (Ensemble Transport Interface) του πολυπλέκτη στο δρόμο του εντός του δικτύου διανομής προς την τοποθεσία του πομπού, καλείται network path delay. Για να εξασφαλίσουμε ότι η συνολική καθυστέρηση, σε κάθε μία από τις θέσεις του πομπού, είναι σταθερή και γνωστή τιμή, προστίθεται μια network compensation delay για κάθε διαδρομή εντός του δικτύου διανομής. Η μεγαλύτερη network path delay σε μια συγκεκριμένη τοποθεσία πομπού, καθορίζει τις network compensation delays που είναι απαραίτητες για όλες τις υπόλοιπες διαδρομές δικτύου. Σε ένα σωστά διορθωμένο SFN, το άθροισμα των network compensation και network path καθυστερήσεων πρέπει να είναι η ίδια για κάθε network path.
- Transmitter compensation delay:** Ο χρόνος καθυστέρησης του σήματος στον εξοπλισμό στη θέση του πομπού, μέσω κωδικοποίησης καναλιού (π.χ. διαμόρφωση COFDM) και διαμόρφωσης RF, ονομάζεται transmitter processing delay. Αυτή περιλαμβάνει επίσης καθυστέρηση λόγω signal conditioning και RF processing στον ενισχυτή και στο σχετικό φιλτράρισμα. Η processing delay του εξοπλισμού διαφέρει από κατασκευαστή σε κατασκευαστή. Για να διασφαλίσουμε ότι η συνολική καθυστέρηση ανάμεσα στην είσοδο του πομπού και την έξοδο της κεραίας σε κάθε θέση πομπού είναι σταθερή και γνωστή, προστίθεται μια καθυστέρηση αντιστάθμισης πομπού (transmitter compensation delay), ξεχωριστά για κάθε πομπό στο δίκτυο. Ο πομπός με το

μεγαλύτερο μήκος καθυστέρησης επεξεργασίας καθορίζει την καθυστέρηση αντιστάθμισης πομπού για όλους τους άλλους πομπούς στο δίκτυο. Σε ένα σωστά προσαρμοσμένο SFN, το άθροισμα του transmitter compensation και transmitter processing καθυστερήσεων πρέπει να είναι ίδιο για κάθε πομπό στο δίκτυο.

- **Transmitter offset delay:** Αυτή η καθυστέρηση μπορεί να ρυθμιστεί για κάθε θέση πομπού ξεχωριστά και είναι απαραίτητη για τις πτυχές του σχεδιασμού του δικτύου, ώστε να επιτευχθεί βελτιστοποιημένη κάλυψη σε ένα SFN. Λόγω της περιβάλλουσας τοπογραφίας και της διαφορετικής αποτελεσματικής ισχύος εξόδου, οι περιοχές κάλυψης διαφέρουν από πομπό σε πομπό. Η καθυστέρηση μετατόπισης πομπού (transmitter offset delay), εξασφαλίζει ότι τα σήματα από μεμονωμένους πομπούς φθάνουν περίπου τον ίδιο περίπου στη ζώνη επικάλυψης των περιοχών κάλυψής τους. Η καθυστέρηση μετατόπισης πομπού μπορεί να ρυθμιστεί μεμονωμένα για κάθε πομπό από τον πολυπλέκτη συνόλου, χρησιμοποιώντας το MNSC (Multiplex Network Signalling Channel) στη ροή ETI.
- **Network padding delay:** Αυτή η καθυστέρηση χρησιμοποιείται από το χειριστή του δικτύου (network operator) ή από τον ραδιοτηλεοπτικό φορέα (broadcaster), για να προσαρμοστεί η συνολική καθυστέρηση του δικτύου. Επιτρέπει την εξίσωση της συνολικής καθυστέρησης του δικτύου DAB με αυτή των άλλων δικτύων, όπως FM ή DTV. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για τον συγχρονισμό διαφορετικών δικτύων DAB, ώστε να επιτρέπεται η ακτινοβολία co-timed συμβόλων συγχρονισμού, για ταχύτερο κλείδωμα των δεκτών DAB, στην περίπτωση συντονισμού σε μια διαφορετική συχνότητα.

Συνοπτικά, οι καθυστερήσεις ζημώσης δικτύου και πομπού εξασφαλίζουν ότι, το σήμα DAB σήμα μεταδίδεται θεωρητικά στο ίδιο χρονικό σημείο από κάθε πομπό στο δίκτυο, ενώ η καθυστέρηση μετατόπισης πομπού φροντίζει για την τοπολογία του SFN. Η καθυστέρηση γεμίματος είναι σημαντική μόνο σε σχέση με άλλες εκπομπές δικτύων.

Στα σύγχρονα δίκτυα διανομής, η καθυστέρηση διαδρομής δικτύου μπορεί να αλλάξει, ως αποτέλεσμα της αναγκαιότητας για επαναδρομολόγηση (reroute) του σήματος, από χρόνο σε χρόνο. Για την αυτόματη διαχείριση αυτής της μεταβαλλόμενης network path delay, χρησιμοποιείται δυναμική (dynamic) ζημώση καθυστέρησης, με βάση τις χρονικές σφραγίδες (time-stamps) στο DAB, που επιτρέπουν συγχρονισμό της παράδοσης πλαισίων ETI σε όλες τις θέσεις πομπού. Αυτό απαιτεί μια κοινή αναφορά χρόνου (π.χ. GPS) στον πολυπλέκτη του συνόλου και σε όλες τις τοποθεσίες πομπού στο δίκτυο. Η χρονική σφραγίδα ορίζει την στιγμή του χρόνου, κατά την οποία πρέπει το πλαίσιο να παραδοθεί στον κωδικοποιητή καναλιού. Η χρονική σφραγίδα μπορεί να μεταφερθεί σε όλες τις παραλλαγές του σήματος ETI.

Περιορισμοί κάλυψης

Όταν προγραμματίζονται λεπτομερώς τα δίκτυα, ο προγραμματιστής υπόκειται σε ορισμένους περιορισμούς. Αυτά περιλαμβάνουν την περιοχή συχνοτήτων που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί, το περιβάλλον λήψης που πρέπει να εξυπηρετηθεί, τη διαθεσιμότητα θέσεων πομπού και την επιτρεπόμενη ακτινοβολούμενη ισχύ από αυτές τις τοποθεσίες.

Το εύρος συχνοτήτων θα καθορίσει ποια από τις πιθανές λειτουργίες μετάδοσης DAB είναι κατάλληλη.

Ο τύπος του περιβάλλοντος λήψης πρέπει να επιλεγεί, όπως κινητός, φορητός ή εσωτερικός για παράδειγμα. Όπως περιγράφεται ανωτέρω, τα κριτήρια σχεδιασμού όσον αφορά την ποιότητα της υπηρεσίας, την ποιότητα κάλυψης και την ελάχιστη ένταση του πεδίου προσαρμόζονται ανάλογα.

Η διαθεσιμότητα των τοποθεσιών μετάδοσης και η επιτρεπόμενη μεταδιδόμενη ισχύς, θα έχουν ισχυρή επιρροή στο σχεδιασμό του δικτύου και την απόσταση μεταξύ των πομπών. Σαν κανόνας, είναι σύνηθες να διασφαλίζεται ότι η απόσταση μεταξύ γειτονικών πομπών δεν είναι μεγαλύτερη από την απόσταση που καθορίζεται από το διάστημα προστασίας του επιλεγμένου τρόπου λειτουργίας, όπως φαίνεται στον πίνακα. Ωστόσο, σε πολλές περιπτώσεις υπάρχει μικρότερη απόσταση μεταξύ των πομπών, αν αυτό κρίνεται αναγκαίο.

DAB Mode	Guard interval (μs)	Approximate Maximum Transmitter Spacing (km)
I	246	74
II	62	18
III	31	9
IV	123	37

Μια καταχώριση σχεδίου συχνοτήτων, που αποτελεί τη βάση για την υλοποίηση του δικτύου, μπορεί να αποδειχθεί ότι δεν ταιριάζει απόλυτα με την προβλεπόμενη κάλυψη της υπηρεσίας. Διμερής συντονισμός (bilateral coordination) με τους γείτονες μπορεί, συνεπώς, να είναι αναγκαίος, μαζί με μια τροποποίηση του plan entry.

Απαραίτητες παράμετροι για την κάλυψη του T-DAB

Προκειμένου να αξιολογηθεί η πραγματική κάλυψη σε ένα δίκτυο DAB, πρέπει να πραγματοποιηθούν μετρήσεις πεδίου. Σε MFN για FM, η ένταση πεδίου είναι η βασική παράμετρος για την αξιολόγηση της ποιότητας κάλυψης. Ωστόσο, για το DAB απαιτούνται περισσότερες παράμετροι για την αξιολόγηση της ποιότητας κάλυψης SFN. Ακολούθως, περιγράφονται οι κύριες παράμετροι και τι αυτές υποδεικνύουν:

- **Field Strength:** Αυτή η παράμετρος υποδεικνύει αν υπάρχει κάλυψη σήματος σε αυτή τη περιοχή του SFN. Ωστόσο, η επαρκής ένταση πεδίου δεν σημαίνει απαραίτητα ότι είναι δυνατή η σωστή λήψη του σήματος DAB. Αυτό το επίπεδο σήματος θα μπορούσε να συμβεί λόγω συνεισφοράς από διάφορους πομπούς, που δεν συγχρονίζονται σωστά στο χρόνο και/ή τη συχνότητα.
- **Channel Impulse Response:** Η απόκριση παλμού καναλιού δείχνει, στο πεδίο χρόνου, τις διαφορετικές συμβολές σήματος που φτάνουν στον δέκτη. Εκτίμηση της απόκρισης παλμού καναλιού δείχνει αν το διάστημα προστασίας παραβιάζεται ή όχι. Αυτή η παράμετρος είναι, επομένως, ένας δείκτης της ποιότητας του συγχρονισμού στο χρόνο του δικτύου. Η απόκριση παλμού καναλιού επιτρέπει την αναγνώριση των συνεισφορών από κάθε πομπό. Πρέπει να σημειωθεί ότι, πιθανές συνεισφορές από τις ανακλάσεις σήματος, λόγω της γεωγραφικής τοπογραφίας, πρέπει να λαμβάνονται υπόψη στη διαδικασία αξιολόγησης.

- **Transmit frequency:** Όλοι οι πομποί σε ένα SFN πρέπει να λειτουργούν ακριβώς με την ίδια συχνότητα. Για να επιτευχθεί υποβάθμιση απόδοσης (performance degradation) μικρότερη από 1 dB, η ελάχιστη απαιτούμενη ακρίβεια της συχνότητας εξόδου είναι το 10% carrier spacing, το οποίο είναι: 100Hz στο Mode I, 200Hz στο Mode IV, 400Hz στο Mode II και 800Hz στο Mode III (TR 101496). Αυτή η παράμετρος μπορεί να μετρηθεί στην έξοδο κάθε πομπού του SFN.
- **Bit Error Ratio (BER):** Το BER αποτελεί ένδειξη της ποιότητας του δικτύου. Υψηλά BERs μπορεί να προκληθούν από ανεπαρκή ένταση πεδίου ή σφάλματα συγχρονισμού στο χρόνο και/ή τη συχνότητα. Για καλή ποιότητα ήχου, το BER πρέπει να είναι 10^{-4} ή μικρότερο. Οι διάφοροι τύποι BER εξετάζονται παρακάτω. Για να υποδείξουμε την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος, οι μετρήσεις σφαλμάτων CRC συζητήθηκαν ως εναλλακτικές λύσεις των μετρήσεων BER, στα αρχικά στάδια ανάπτυξης DAB. Το σήμα ήχου DAB περιέχει CRCs για την κεφαλίδα ήχου (audio header) και τον συντελεστή κλίμακας (scale factor), τα οποία θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν. Ωστόσο, αποδείχθηκε ότι αυτά τα σφάλματα CRC δεν είναι αρκετά ευαίσθητα, δεδομένου ότι αυτά συμβαίνουν μόνο όταν το ηχητικό σήμα υποβαθμιστεί ακουστικά.

Η αξιολόγηση κάλυψης ενός δικτύου DAB μπορεί να γίνει μετρώντας και αξιολογώντας τις παραπάνω παραμέτρους. Εάν η κάλυψη είναι κάτω από το απαιτούμενο επίπεδο (π.χ. ένα συγκεκριμένο BER για το 99% του χρόνου στο 99% της περιοχής), προσεκτική ανάλυση αυτού του συνόλου παραμέτρων και οι αλληλεξαρτήσεις τους, επιτρέπουν στο σχεδιαστή να αντλήσει τα απαραίτητα μέτρα για τη βελτίωση της ποιότητας κάλυψης.

Όλες οι παράμετροι που περιγράφηκαν μέχρι τώρα, αντιπροσωπεύουν καλά μετρήσιμα αποτελέσματα που δεν ποικίλλουν πολύ με το χρόνο. Ωστόσο, για να ολοκληρωθεί η αξιολόγηση κάλυψης, πρέπει να γίνει διερεύνηση της long-distance παρεμβολής. Αυτός ο τύπος παρεμβολής εξαρτάται, σε μεγάλο βαθμό, από τις συνθήκες διάδοσης και είναι μετρήσιμος μόνο για ένα μικρό χρονικό διάστημα. Αυτές οι επιπτώσεις, συνεπώς, συνήθως διαμορφώνονται στατιστικά εκ των προτέρων και μεριμνούνται κατά τη φάση σχεδιασμού του δικτύου.

Bit Error Ratios

Υπάρχουν δύο διαφορετικοί τύποι BER σε ένα σύστημα DAB. Ανάλογα με την εφαρμογή, το channel BER ή το net BER μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως μέτρο για την ποιότητα της κάλυψης. Συγκριτικά, το net BER είναι η ακριβής μέθοδος για τη μέτρηση του BER, ενώ το channel BER αντιπροσωπεύει την πραγματιστική προσέγγιση. Το BER ορίζεται ως ο λόγος του αριθμού των λανθασμένων ληφθέντων δυαδικών ψηφίων προς τον συνολικό αριθμό των ληφθέντων bits, σε αντίθεση με το «bit error ratio», το οποίο ορίζεται ως ο αριθμός των λανθασμένων bits σε ορισμένο χρονικό διάστημα.

Channel BER:

Το channel BER μπορεί να υπολογιστεί συγκρίνοντας την επανα-κωδικοποιημένη (re-encoded) ακολουθία δυαδικών ψηφίων στο δέκτη με την πραγματική ακολουθία δυαδικών ψηφίων που έλαβε. Για να μετρήσουμε το ακριβές channel BER, ολόκληρο το bit stream θα πρέπει να κωδικοποιηθεί εκ νέου στον δέκτη. Μια εναλλακτική λύση σε αυτή την ιδέα είναι να επανα-κωδικοποιηθεί μόνο ένα μέρος του λαμβανόμενου σήματος, δηλαδή μόνο το πρώτο bit του 4-bit μητρικού κώδικα. Τα περισσότερα chips αποκωδικοποιητή δέκτη περιέχουν αυτή τη

δυνατότητα και παράγουν ένα «pseudo-channel BER». Ο υπολογισμός του (pseudo-)channel BER είναι σωστό, μόνο αν ο channel decoder είναι σε θέση να διορθώσει όλα σφάλματα μετάδοσης, δηλ. παράγει ένα ιδανικό bit stream αναφοράς στην έξοδο. Αυτό είναι αληθές για λίγα bit errors και η μέτρηση channel bit error δίνει καλές ενδείξεις για το BER, της τάξης των 10^{-4} και χαμηλότερων. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου έγκειται στην απλή εφαρμογή της.

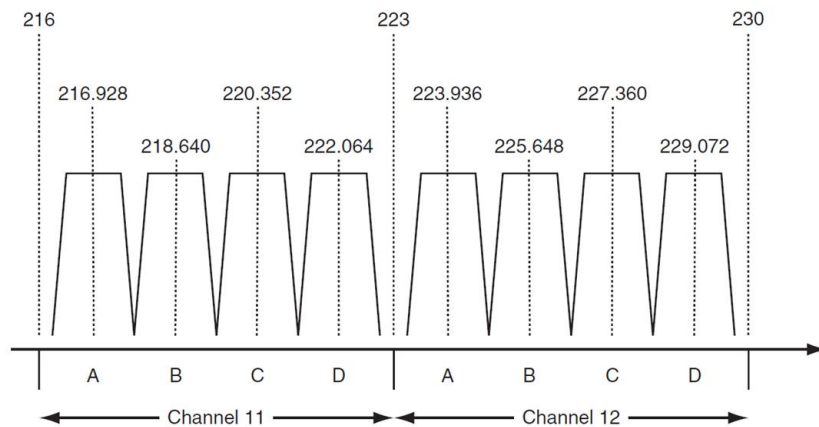
Net BER:

Το net BER υπολογίζεται συγκρίνοντας το λαμβανόμενο και αποκωδικοποιημένο bit stream απευθείας με το bit stream αναφοράς. Σε αυτή την περίπτωση, το σύστημα μετάδοσης DAB αντιμετωπίζεται ως «μαύρο κουτί» και μια σύγκριση των σημάτων εξόδου και εισόδου αυτού του μαύρου κουτιού δίνει το net BER. Για να υπολογιστεί το net BER, πρέπει να είναι γνωστό το σήμα αναφοράς. Για on-line μετρήσεις, πρέπει να μεταδοθεί μια γνωστή ακολουθία δοκιμής (test sequence), είτε σε ένα μικρό sub-channel, είτε στο PAD, που καταλαμβάνει μέρος της χωρητικότητας (capacity) του πολυπλέκτη. Ένα πλεονέκτημα της μέτρησης του net BER είναι ότι το αποτέλεσμα είναι πάντα σωστό, ανεξάρτητα από την ποιότητα της μετάδοσης. Το net BER είναι ενδιαφέρον για τους παρόχους υπηρεσιών που ενδιαφέρονται μόνο για την ποιότητα της υπηρεσίας τους και αντιμετωπίζουν το σύστημα DAB απλά ως άλλο κανάλι διανομής για την υπηρεσία αυτή.

5.4. Διαχείριση συχνοτήτων

Προκειμένου να εισαχθεί ένα σύστημα ραδιοτηλεοπτικής μετάδοσης, είναι απαραίτητη διεθνής συμφωνία για τις ζώνες συχνοτήτων και ανάπτυξη καναλιών (channel raster) για αυτό το σύστημα. Όλες οι μεταδόσεις DAB έχουν μια κεντρική συχνότητα σε ένα ονομαστικό πλέγμα (nominal lattice) 16 kHz, και δύο ζώνες συχνοτήτων είναι, στην πραγματικότητα, τυποποιημένες για DAB, αν και η διαθεσιμότητά τους διαφέρει από χώρα σε χώρα. Αυτές είναι η Band III (174-240 MHz) και η L-Band (1452-1492 MHz). Μέσα σε αυτές τις ζώνες, μεμονωμένες κεντρικές συχνότητες για εκπομπές DAB καθορίζονται, γεγονός που απλοποιεί τη διαχείριση του φάσματος, καθώς και το σχεδιασμό του δέκτη. Το φάσμα καταλαμβάνεται από ένα σύνολο (ensemble) επικεντρωμένο (centered) σε μια συγκεκριμένη συχνότητα και λέγεται «μπλοκ». Πλήρης κατάλογος μπλοκ και οι αντίστοιχες κεντρικές συχνότητες δίδονται στο παράρτημα 4.

Στη Band III, οι συχνότητες DAB καθορίζονται για να φιλοξενήσουν τέσσερα σύνολα DAB εντός ενός τηλεοπτικού καναλιού 7 MHz. Αυτό απεικονίζεται σχηματικά για τα κανάλια 11 και 12 στο παρακάτω σχήμα. Τα τέσσερα μπλοκ σε κάθε κανάλι είναι αριθμημένα από Α έως Δ. Η Κορέα υιοθέτησε ένα ελαφρώς διαφορετικό channel raster στη Band III.

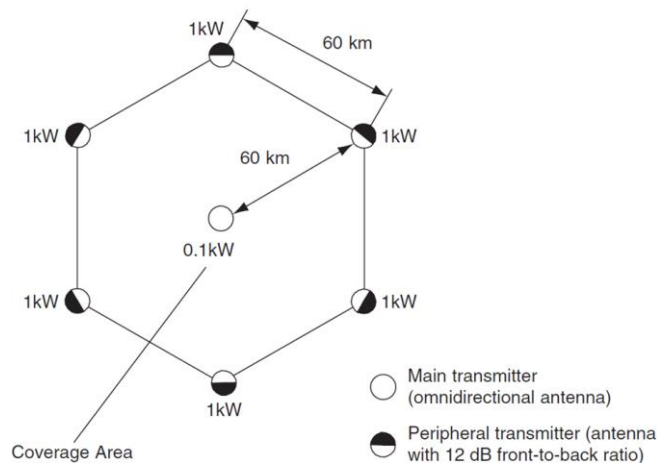


Block allocations για τα Channels 11 και 12 (MHz)

Εκτός από τις ζώνες συχνοτήτων και το channel raster, απαιτείται διεθνής συμφωνία σε ένα σχέδιο συχνοτήτων (frequency plan), πριν οι ραδιοηλεκτρονικοί φορείς να μπορέσουν να αρχίσουν να μεταδίδουν υπηρεσίες σε μια συγκεκριμένη συχνότητα ή μπλοκ. Προκειμένου να επιτευχθεί μια τέτοια συμφωνία, είναι απαραίτητο να καθοριστούν κριτήρια για την κατανομή της χρήσης των frequency blocks σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές, δηλαδή να εξασφαλιστεί φασματική και/ή χωρική αποσύνδεση (decoupling) των μεταδόσεων. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί, ορίζοντας μια μέγιστη επιτρεπόμενη ένταση πεδίου παρεμβολής (maximum interfering field strength) στα σύνορα μιας γειτονικής περιοχής εξυπηρέτησης, η οποία χρησιμοποιεί την ίδια συχνότητα, ή περιορίζοντας την ισχύ ενός πομπού ή δικτύου σε ένα επιτρεπόμενο όριο (ή συνδυάζοντας και τις δύο λύσεις). Τέτοιες διεθνείς συμφωνίες καθορίζονται σε σχέδια συχνοτήτων, με τις αντίστοιχες διαδικασίες τους, για να θέσουν κανόνες στην υλοποίηση των δικτύων και την τροποποίηση των σχεδίων. Η τελευταία πτυχή της τροποποίησης (modification) του σχεδίου συχνοτήτων είναι υψίστης σημασίας, δεδομένου ότι επιτρέπει την επαρκή ανάπτυξη των broadcasting υπηρεσιών.

5.4.1. Τα δίκτυα αναφοράς

Τα κριτήρια για την κοινή χρήση (sharing) μιας συχνότητας βασίζονται στα προβλεπόμενα επίπεδα των σημάτων παρεμβολής από μία ή περισσότερες περιοχές εξυπηρέτησης σε άλλες περιοχές που χρησιμοποιούν το ίδιο μπλοκ. Αυτά τα επίπεδα σήματος πρέπει να διατηρούνται κάτω από ένα αποδεκτό όριο. Ο υπολογισμός των επιπέδων γίνεται με βάση συγκεκριμένες περιοχές εξυπηρέτησης και «δικτύων αναφοράς» των πομπών, που θεωρείται ότι είναι αρκετά αντιπροσωπευτικά ενός πρακτικού δικτύου. Για την αξιολόγηση της συμβατότητας υπολογίζονται τα επίπεδα παρεμβολών που φθάνουν σε μια περιοχή, από το δίκτυο αναφοράς μιας άλλης co-channel περιοχής, και αν τα επίπεδα είναι αρκετά χαμηλά, τότε είναι δυνατή η κοινή χρήση αυτού του μπλοκ. Τα μοντέλα σχεδιασμού δίνονται στο BPN 003 για δίκτυα VHF.



Reference hexagon (GE06) for Band III

Το σχήμα δείχνει ένα παράδειγμα ενός τέτοιου δικτύου αναφοράς στη ζώνη III για κινητή λήψη, καθώς χρησιμοποιήθηκε για το GE06. Ο κύριος πομπός στο εξάγωνο αναφοράς έχει ισχύ εξόδου 100W και οι έξι περιφερειακοί πομποί έχουν 1kW ο καθένας. Δεδομένου ότι κατευθυνόμενες κεραιές θεωρούνται για τους περιφερειακούς πομπούς, αυτή η διάταξη καλείται κλειστή εξάγωνη δομή (closed hexagon structure). Παρέχεται ένα effective ύψος κεραιάς 150m και η απόσταση μεταξύ πομπών είναι 60km. Το GE06 χρησιμοποίησε αυτό το δίκτυο αναφοράς και ως δεύτερο δίκτυο αναφοράς με πανομοιότυπη γεωμετρία, αλλά 9 dB υψηλότερες ισχύες πομπών για ένα φορητό indoor περιβάλλον λήψης.

ΜΕΡΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

6. ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ICS Telecom

6.1. Σκοπός της χρήσης του ICS Telecom

Ο σχεδιασμός ενός ραδιοφωνικού δικτύου (radio planning) περιλαμβάνει όλες τις απαραίτητες ενέργειες που πρέπει να ληφθούν υπόψη απ' τους αρμόδιους φορείς (π.χ. administrators, broadcasters, κ.λπ.), προκειμένου να παραδοθεί ένα ολοκληρωμένο δίκτυο τόσο από άποψη ποιότητας προς τους δέκτες, όσο και από άποψη συνέπειας με τα υπάρχοντα δίκτυα (παραμβολές). Τέτοιες ενέργειες είναι κύριως: καθορισμός του τύπου του δικτύου (MFN ή SFN), καθορισμός των παραμέτρων (guard interval, TM, αποστάσεις πομπών, κ.λπ.), εύρεση θέσεων εκπομπής (γεωγραφικό μήκος/πλάτος), εύρεση του καταλληλότερου κεραιοσυστήματος και των χαρακτηριστικών του (antenna type, patterns, e.r.p.) και ορισμός της ελάχιστης έντασης πεδίου (minimum FS) που λαβάνεται σε διάφερα σημεία της περιοχής στόχου/ενδιαφέροντος.

Τα παραπάνω χαρακτηριστικά του δικτύου είναι εξαρτώμενα από φαινόμενα διάδοσης (multipath, diffraction, refraction), τα οποία ενσωματώνονται στα μοντέλα διάδοσης. Είναι λογικό λοιπόν να χρησιμοποιήσουμε ένα μοντέλο διάδοσης, με βάση το οποίο θα υπολογίζονται οι απώλειες διάδοσης από τις θέσεις των πομπών προς όλες τις πιθανές θέσεις ενός δέκτη.

Το ICS Telecom μας δίνει τη δυνατότητα να προσομοιώσουμε την κάλυψη που παρέχεται από ένα δίκτυο, με βάση κάποιο μοντέλο διάδοσης. Η δυνατότητα του ICS που

εκμεταλλεύεται ο σχεδιαστής ενός ραδιοφωνικού δικτύου είναι η εύρεση της λαμβανόμενης έντασης πεδίου σε διάφορα σημεία μιας περιοχής, δεδομένου ότι ο σχεδιαστής έχει ορίσει τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά του δικτύου. Στην παρούσα εργασία, θα γίνουν δύο μελέτες κάλυψης (MFN/FM coverage και SFN/DAB+ coverage), προκειμένου να οπτικοποιηθούν οι διαφορές των δύο δικτύων σε επίπεδο κάλυψης.

6.2. Δυνατότητες του ICS Telecom

Το ολοκληρωμένο λογισμικό της ATDI αποτελεί ένα βασικό εργαλείο σχεδιασμού και μελέτης ασύρματων και επίγειων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οι δυνατότητές του αξιοποιούνται από πολλές εταιρείες και υπουργεία, με στόχο τη διευκόλυνση στη παραμετροποίηση, την εγκατάσταση και την δοκιμή διαφόρων δικτύων. Ενδεικτικά, μέσω του ICS Telecom μπορούμε να προσομοιώσουμε δίκτυα δεδομένων, τηλεόρασης, ραδιοφώνου, τηλεφωνίας, ραντάρ, τηλεμετρίας, αεροναυτικής, καθώς και δορυφορικές ή μικροκυματικές ζεύξεις σε εσωτερικούς ή εξωτερικούς χώρους. Η έκταση των δικτύων μπορεί να είναι από picocells έως macrocells. Οι προσομοιώσεις λαμβάνουν υπόψη πολλά κρίσιμα για την διάδοση χαρακτηριστικά, όπως το μοντέλο διάδοσης, το κεραιοσύστημα (τύπος, διάγραμμα ακτινοβολίας), το έδαφος (ύψος, clutter), τη φύση της περιοχής λήψης (urban, suburban, rural), τα χαρακτηριστικά της υπηρεσίας κ.ά.. Συνοπτικά, παρέχει:

Main functions of ICS telecom

Radio planning

- Network coverage calculation
- Comprehensive libraries of propagation models
- Path profile
- Interference analysis
- Automated frequency planning
- Traffic/handover analysis
- Population analysis
- Statistics
- Network optimization
- Prospective planning (site searching)
- Measurement/Correlation/Tuning
- ITU specific calculations.

Advanced capabilities

- Co-existence management
- Indoor planning
- Mixed indoor/outdoor calculation
- Wind turbine interference prediction
- Health safety zone calculation.

Flexible interfaces

- Database import/export
- Advanced reporting capabilities
- Digital cartography
- Google Earth export
- Vectorization.

6.3. Αρχεία εισόδου για την δημιουργία ενός project

Για την δημιουργία ενός project κάλυψης στο ICS Telecom πρέπει να φορτωθούν διάφορα αρχεία, προκειμένου να δημιουργηθεί ένα πραγματικό (real-world) μοντέλο και συνυπολογιστούν τα εμπόδια (φυσικά και τεχνητά) που επιδρούν στην διάδοση των σημάτων. Τα αρχεία αυτά ενσωματώνονται μέσω του project manager και έχουν κατάληξη:

- .geo, δηλαδή αρχεία DTM (Digital Terrain Model) ή DEM (Digital Elevation Model), τα οποία περιέχουν το υψόμετρο κάθε pixel (ανάγλυφο της περιοχής).
- .img, δηλαδή αεροφωτογραφίες, τοπογραφικοί ή πολιτικοί χάρτες, δορυφορικές φωτογραφίες της περιοχής.
- .pal, δηλαδή αρχεία που περιέχουν την πληροφορία για τα χρώματα που υπάρχουν στο αρχείο .img.

- .sol, δηλαδή αρχεία που περιέχουν την πληροφορία για το clutter κάθε pixel (αγροτική περιοχή, κτίρια/δρόμοι, δάση, βλάστηση, χρώμα κ.λπ.).
- .blg, δηλαδή αρχεία που περιέχουν την πληροφορία για το υψόμετρο των κτιρίων.

Με βάση τους παραπάνω βασικούς τύπους αρχείων, βλέπουμε ότι με το ICS Telecom είναι δυνατόν να δημιουργήσουμε από απλά projects (μόνο με τα αρχεία .geo, .img και .pal), μελέτες αστικών περιοχών (με την προσθήκη και των αρχείων .sol και .blg) έως και σύνθετων-ακριβέστερων projects με την προσθήκη κι άλλων αρχείων με κατάληξη:

- .vec, δημιουργούνται από τη χρήστη και είναι τα αρχεία που περιέχουν τις πληροφορίες για την εισαγωγή (πάνω στο χάρτη του project) σημείων, κειμένων και κύκλων.
- .ewf, δημιουργούνται από το χρήστη και περιλαμβάνουν όλες τις πληροφορίες (διαγράμματα ακτινοβολίας, θέση πομποδεκτών, πυκνότητα ισχύος πεδίου, ισχύς λήψης κ.λπ.) σχετικά με τα διάφορα αντικείμενα (κεραίες πομποδεκτών, ραντάρ, κ.λπ.) ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου. Είναι, ίσως, το σημαντικότερο αρχείο με βάση το οποίο γίνεται κατά το μεγαλύτερο μέρος η μελέτη ραδιοκάλυψης μιας περιοχής.
- .p11, δεν είναι αναγκαία η δημιουργία/χρήση τους, περιλαμβάνουν τις επιλογές του χρήστη σχετικά με την παλέτα των χρωμάτων που περιγράφουν διάφορα φυσικά μεγέθη και αποτυπώνονται πάνω στο χάρτη (HM πεδίο, ισχύς λήψης, ποσοστό κάλυψης μιας περιοχής από κάθε pixel κ.λπ.)
- .prm, αρχεία παραμέτρων, με τα οποία ο χρήστης μπορεί να αποθηκεύσει τις επιλογές του σε ό,τι αφορά το μοντέλο διάδοσης, τα κατώφλια ισχύος κ.α.
- .msk, αρχεία που ορίζει ο χρήστης με τα οποία δημιουργείται πάνω στο χάρτη μια μάσκα (ορθογώνια ή πολυγωνική). Αυτή, στη συνέχεια μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διάφορες ενέργειες: μπορεί να αλλαχθεί το clutter εντός ή εκτός αυτής, μπορεί να γίνει μια μελέτη εύρεσης της βέλτιστης θέσης ενός πομπού που θα καλύπτει την περιοχή εντός ή εκτός της μάσκας κ.α.

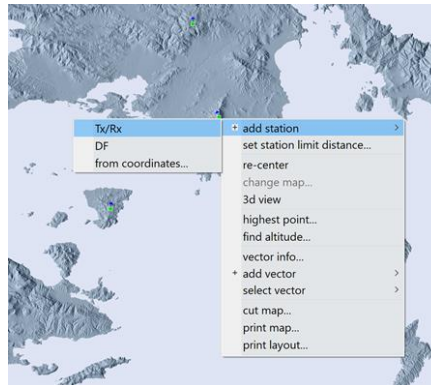
Πρέπει να αναφέρουμε ότι τα πέντα πρώτα αρχεία είναι απαραίτητα για την διεξαγωγή μιας απλής μελέτης ραδιοκάλυψης, ενώ τα υπόλοιπα αρχεία δημιουργούνται και φορτώνονται από τον σχεδιαστή του project και μερικά από αυτά ενδέχεται να μην χρειάζονται στην μελέτη. Αξίζει να τονιστεί η χρησιμότητα του αρχείου .sol για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης (βασική απώλεια, ανάκλαση, διάθλαση, περίθλαση), καθώς περιλαμβάνει την πληροφορία του clutter και, συνεπώς, προσδίδει αξιόπιστη μελέτη.

6.4. Ανάλυση και χρόνος εκτέλεσης των προσομοιώσεων

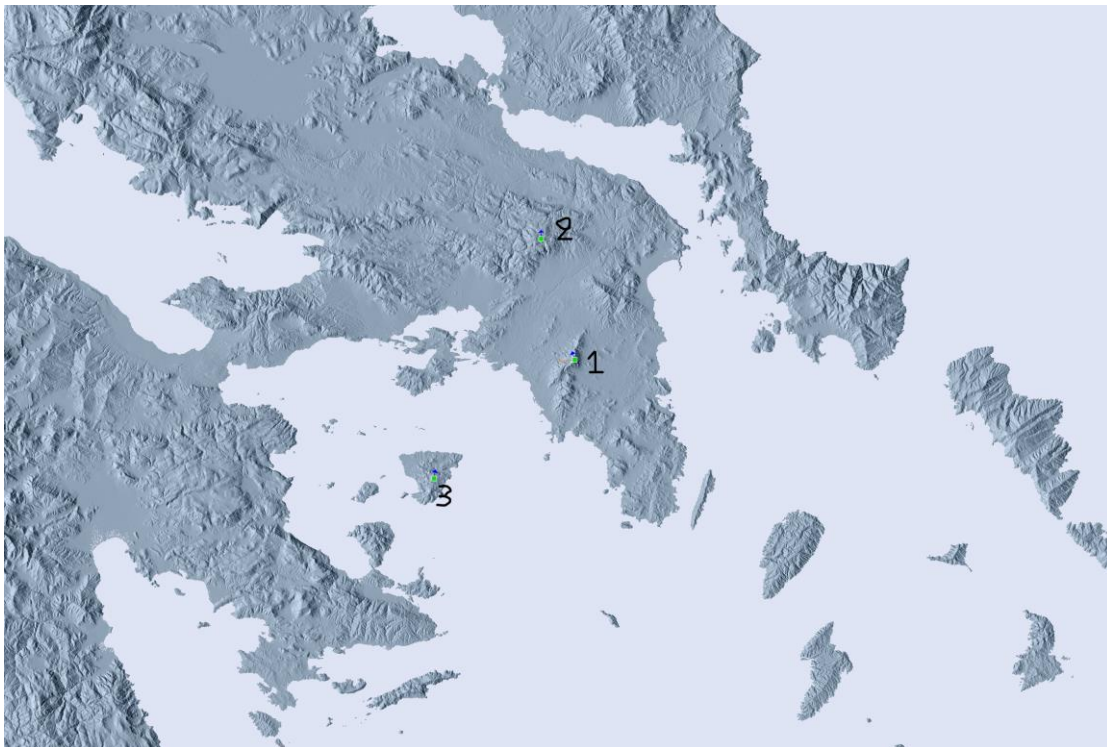
Όσον αφορά την γενικότερη αξιοπιστία και το κόστος μιας μελέτης μέσω του ICS Telecom, αυτά καθορίζονται απ' την ανάλυση που χρησιμοποιείται στα βασικά αρχεία. Όσο περισσότερα τετραγωνικά μέτρα αντιπροσωπεύει το ένα pixel, τόσο πιο αναξιόπιστη γίνεται η μελέτη και τόσο φθηνότερο το κόστος των αρχείων. Αυξάνοντας την ανάλυση, δηλαδή μικραίνοντας τα τετραγωνικά μέτρα που αντιπροσωπεύουν ένα pixel, προκύπτει ακριβέστερη μελέτη, ακριβότερα αρχεία και πιο χρονοβόρα απόκριση της μελέτης. Η πολυπλοκότητα και ο χρόνος υπολογισμού των επιμέρους μονοματιών (από τον πομπό προς όλες τις πιθανές θέσεις δέκτη), που λέγονται path calculations, αυξάνονται με την βελτίωση της ανάλυσης.

6.5. Τοποθέτηση σταθμών εκπομπής (transmitter sites) και ρύθμιση παραμέτρων

Αφού ολοκληρωθεί η δημιουργία του project μπορούμε να προχωρήσουμε στην τοποθέτηση πομπών. Η ακριβής θέση μπορεί να βρεθεί μέσω του Google Earth, διαβάζοντας το γεωγραφικό μήκος και πλάτος των προς τοποθέτηση σημείων εκπομπής. Στην περίπτωση μας, οι θέσεις των κέντρων εκπομπής είναι προκαθορισμένες από τα υπάρχοντα δίκτυα (ραδιοφωνίας, τηλεόρασης). Πηγαίνοντας στο σημείο που θέλουμε, το οποίο ορίζεται από το (X,Y), και πατάμε δεξί κλικ→add station→Tx/Rx.



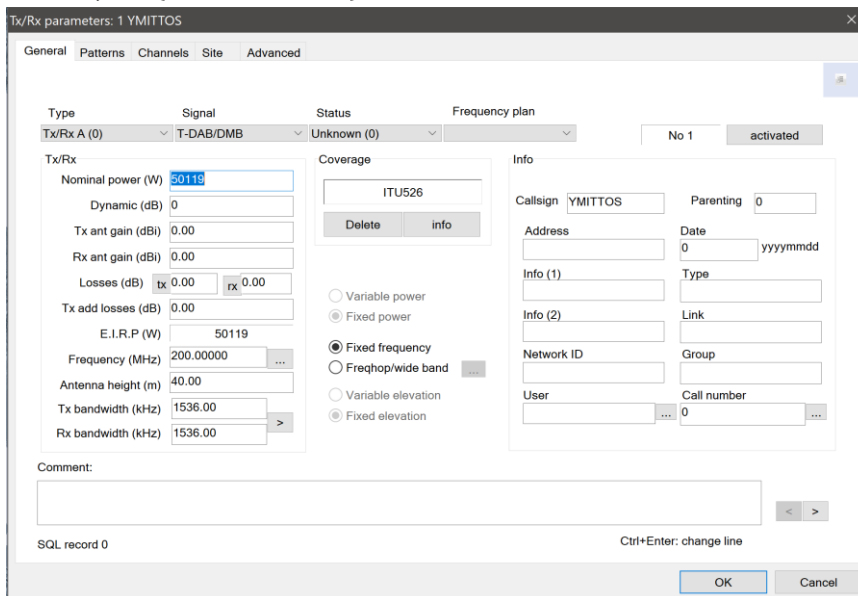
Για την κάλυψη της Στερεάς Ελλάδας, έχουν επιλεγεί τρεις σταθμοί (YMITTOS-1, PARNITH-2, AEGINA-3), οποίοι αποτελούν ένα SFN.



Μετά την τοποθέτηση των σταθμών, μέσω της επιλογής κλικ πάνω στον σταθμό→parameters, εμφανίζεται το παράθυρο Tx/Rx parameters, στην οποία μπορούμε να ορίσουμε τα τεχνικά χαρακτηριστικά του πομπού.

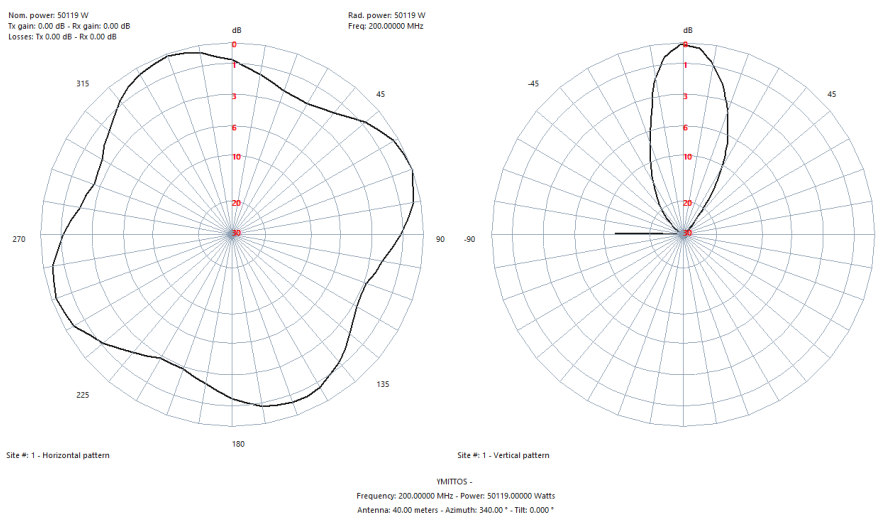
Η πρώτη καρτέλα (General) μας επιτρέπει να επιλέξουμε τον τύπο του αντικειμένου που τοποθετήσαμε (πομποδέκτης, συνδρομητής, χρήστης), τον τύπο του σήματος (π.χ. T-DAB/DMB), τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης, τις πρόσθετες απώλειες, τη

συχνότητα λειτουργίας, το ύψος της κεραίας, το εύρος ζώνης εκπομπής/λήψης και το προσωνύμιο του σταθμού (π.χ. YMITTOS).



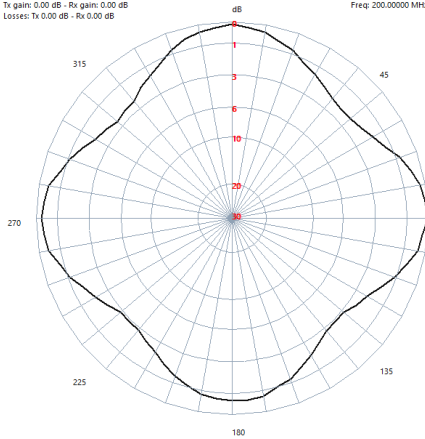
Στην επόμενη καρτέλα (Patterns) βρίσκονται οι παράμετροι της κεραίας εκπομπής (κάθετο και οριζόντιο διάγραμμα ακτινοβολίας, αζιμούθιο, κλίση της κεραίας ως προς τον ορίζοντα και το επιθυμητό επίπεδο πόλωσης). Μπορούμε να διαμορφώσουμε τα διαγράμματα σύμφωνα με συστάσεις της ITU ή όπως εμείς επιθυμούμε. Τα κάθετα διαγράμματα είναι και για τις τρεις κεραίες (YMITTOS, PARNITH, AEGINA) ίδια. Τα οριζόντια διαγράμματα για τους YMITTOS και PARNITH είναι παρόμοια, με μια διαφορά στο αζιμούθιο. Επίσης, έχουμε ορίσει μια μικρή στροφή και στο οριζόντιο διάγραμμα της AEGINA. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας με την επιλογή zoom, προκύπτουν ως εξής:

YMITTOS

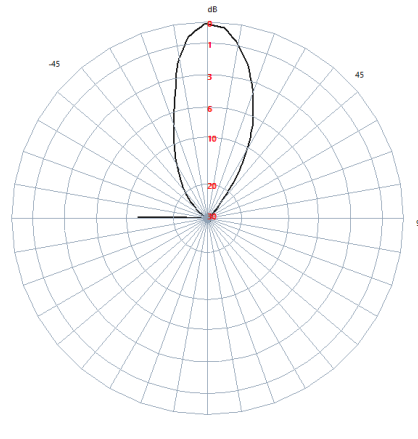


PARNITH

Nom. power: 50119 W
Tx gain: 0.00 dB - Rx gain: 0.00 dB
Losses: Tx 0.00 dB - Rx 0.00 dB



Rad. power: 50119 W
Freq: 200.00000 MHz



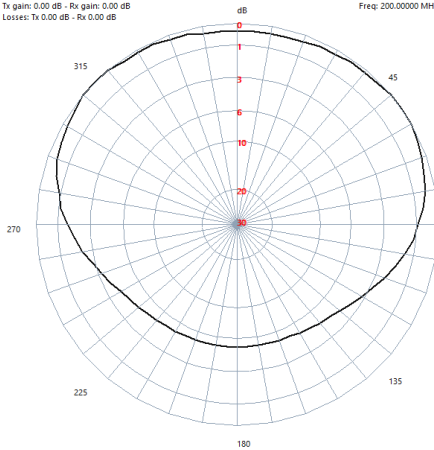
Site # 3 - Horizontal pattern

Site # 3 - Vertical pattern

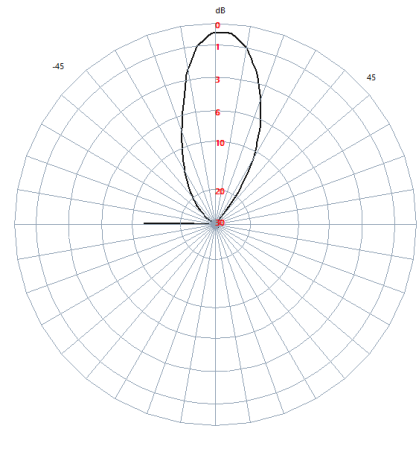
PARNITH -
Frequency: 200.00000 MHz - Power: 50119.00000 Watts
Antenna: 40.00 meters - Azimuth: 0.00° - Tilt: 0.000°

AEGINA

Nom. power: 10000 W
Tx gain: 0.00 dB - Rx gain: 0.00 dB
Losses: Tx 0.00 dB - Rx 0.00 dB



Rad. power: 10000 W
Freq: 200.00000 MHz



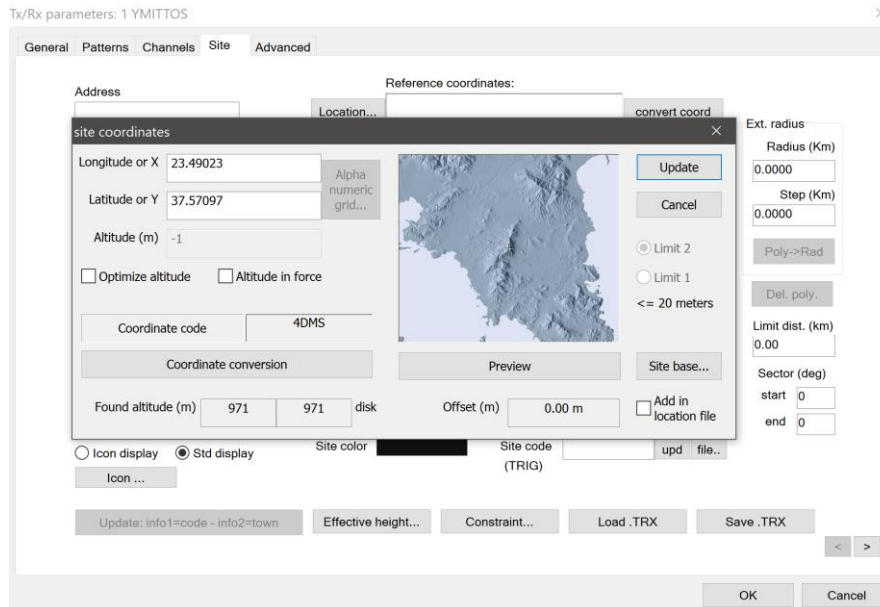
Site # 2 - Horizontal pattern

Site # 2 - Vertical pattern

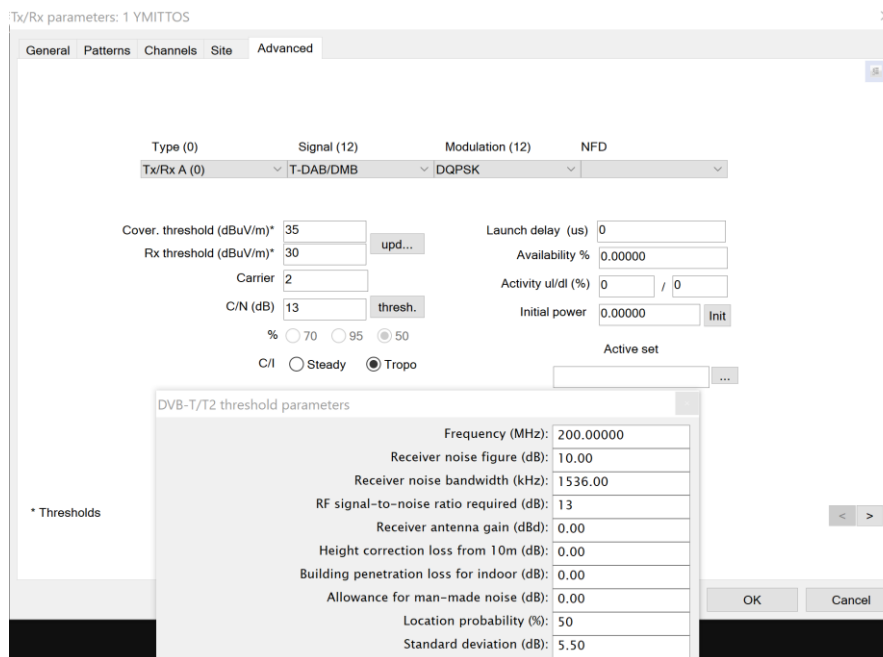
AEGINA -
Frequency: 200.00000 MHz - Power: 10000.00000 Watts
Antenna: 40.00 meters - Azimuth: 5.00° - Tilt: 0.000°

Στην καρτέλα Channels υπάρχουν οι πληροφορίες για την κατανομή συχνοτήτων ενός συστήματος επικοινωνιών (π.χ. κυψελωτή τηλεφωνία), μαζί με τις διάφορες παραμέτρους που απαιτούνται (π.χ. channel spacing πομπού/δέκτη κ.λπ.). Εμείς δεν θα την χρησιμοποιήσουμε.

Στην καρτέλα Site υπάρχουν οι πληροφορίες τοποθεσίας του σταθμού (οι συντεταγμένες του, το χρώμα που θα έχει πάνω στο project κ.λπ.).



Στην τελευταία καρτέλα Advanced βρίσκονται προηγμένες πληροφορίες και επιλογές, όπως το σχήμα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (τα οποία καθορίζουν και το bit-rate του συστήματος), το κατώφλι κάλυψης, το κατώφλι λήψης του δέκτη, η διαθεσιμότητα και η επιλογή του είδους παρεμβολής (steady/tropospheric), οι απώλειες διάδοσης, κ.λπ.



6.6. Προετοιμασία της κάλυψης

Με το πέρας των ενεργειών που περιγράφηκαν παραπάνω είναι σχεδόν έτοιμη η έναρξη της κάλυψης για το εν λόγω δίκτυο. Πριν από αυτήν όμως, πρέπει να ορίσουμε το μοντέλο διάδοσης (propagation model), το οποίο θα ενσωματώσει τα φαινόμενα που δυσχεραίνουν τη μετάδοση του σήματος (απώλειες ελευθέρου χώρου, διάθλαση, περίθλαση, λοιπές απώλειες). Επιπλέον, θα πρέπει να εκτιμηθούν οι απώλειες που εισάγει το clutter, καθώς και να διευκρινιστεί αν η λήψη γίνεται πάνω από ή εντός του clutter. Επιπρόσθετα, ο σχεδιαστής

πρέπει να γνωρίζει την ακτίνα της κάλυψης, δηλ. μέχρι ποιες αποστάσεις πομπού-δέκτη υπάρχει κάλυψη. Όταν αποσαφινιστούν όλα τα παραπάνω, τότε είναι εφικτή μια κάλυψη. Μάλιστα, το ICS Telecom δίνει τη δυνατότητα (μέσω της επιλογής Layer) να προσομοιωθεί το δίκτυο σε επίπεδο ΗΜ ισχύος λήψης, μεταβολής ΗΜ έντασης πεδίου, παρεμβολών, μεταβολής C/N, μεταβολής E_b/N_0 (ανηγμένος σηματοθορυβικός λόγος), επικάλυψης μεταξύ σταθμών, επικινδυνότητας ακτινοβολίας στην ανθρώπινη υγεία, κ.λπ.

6.7. Μοντέλα διάδοσης

Έχοντας το υπό εξέταση δίκτυο στο χάρτη, ιδιαίτερης σημασίας είναι το μοντέλο διάδοσης. Αυτό μπορεί να βρεθεί στο μενού Files→Preferences→Model→Model του ICS Viewer ή στο μενού Tools→Propagation model του ICS Telecom. Μια από τις σημαντικότερες αποφάσεις στο σχεδιασμό ενός δικτύου και στην προσομοίωση των αποτελεσμάτων είναι η επιλογή ντετερμινιστικών ή εμπειρικών μοντέλων. Η επιλογή αυτή έχει σχέση με τη συχνότητα λειτουργίας του δικτύου, καθώς και με την ακρίβεια των ψηφιακών χαρτογραφικών δεδομένων.

- **Ντετερμινιστικά μοντέλα:** Τα ντετερμινιστικά μοντέλα υπολογίζουν το Η/Μ πεδίο με βάση τους νόμους διάδοσης σήματος όπως εφαρμόζονται απευθείας στα ψηφιακά χαρτογραφικά δεδομένα. Τέτοιοι νόμοι περιλαμβάνουν τις απώλειες ελευθέρου χώρου (Free Space loss), την περίθλαση (Diffraction), τον υπολογισμό απωλειών λόγω εμποδίου στις ζώνες Fresnel (Fresnel zone blocking), καθώς και πολυδιαδρομικά και κλιματολογικά φαινόμενα (Multipath and Climate effects).
- **Εμπειρικά μοντέλα:** Τα εμπειρικά μοντέλα βασίζονται στο συνδυασμό στατιστικών δεδομένων απωλειών διάδοσης, τα οποία προκύπτουν από τη μελέτη μεγάλου πλήθους ζεύξεων πομπού-δέκτη (Tx→Rx). Αυτά τα μοντέλα χρησιμοποιούν απλές συναρτήσεις, εξαρτώμενες μερικώς από τα χαρτογραφικά δεδομένα και ισχύουν μόνο για μικρά εύρη συχνοτήτων και συγκεκριμένα περιβάλλοντα (αστικά, ημιαστικά, ανοιχτά/αγροτικά, θάλασσα κ.λπ.). Η πλειονότητα αυτών εστιάζει σε χαμηλές συχνότητες, κάτω από τη ζώνη συχνοτήτων των UHF, όπου τα σήματα διαδίδονται στο χώρο περισσότερο ως κύματα παρά ως ακτίνες. Εξαιτίας αυτού, η χρήση χαρτογραφικών δεδομένων υψηλής ανάλυσης δεν είναι απαραίτητη, ενώ προτείνεται η χρήση δεδομένων μέτριας ανάλυσης.

6.7.1. Μοντέλο διάδοσης ITU-R P.1812-4

Καταλληλότητα και παράμετροι εισόδου του μοντέλου

Η συγκεκριμένη σύσταση χρησιμοποιείται ευρέως από πάρα πολλούς σχεδιαστές δικτύων (τελευταία έκδοσή της το 07/2015). Περιγράφει μια μέθοδο πρόβλεψης διάδοσης κατάλληλη για επίγειες point-to-area υπηρεσίες στην περιοχή συχνοτήτων 30MHz έως 3GHz. Προβλέπει επίπεδα σήματος (median), που υπερβαίνουν για ένα δεδομένο ποσοστό χρόνου (p) στην περιοχή $1\% \leq p \leq 50\%$ και ένα δεδομένο ποσοστό θέσεων (p_L) στο εύρος $1\% \leq p_L \leq 99\%$. Η μέθοδος παρέχει λεπτομερή ανάλυση βασισμένη στο προφίλ του εδάφους (clutter). Το μοντέλο αυτό, απουσία clutter, ανάγεται στο μοντέλο διάδοσης ITU-R 525/526, ο συνδυασμός των οποίων παρέχει τον υπολογισμό των απωλειών ελευθέρου χώρου και διάθλασης. Για

λόγους πληρότητας, θα δοθεί μια σύντομη παρουσίαση των μοντέλων αυτών, καθώς χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις (βλ. Παράρτημα 2 και 3).

Το μοντέλο διάδοσης αυτής της μεθόδου είναι συμμετρικό, με την έννοια ότι αντιμετωπίζει και τα δύο ραδιοφωνικά τερματικά με τον ίδιο τρόπο. Από την οπτική γωνία του μοντέλου, δεν έχει σημασία ποιο τερματικό είναι ο πομπός και ποιο ο δέκτης. Ωστόσο, για λόγους ευκολίας στην περιγραφή του μοντέλου, οι όροι "πομπός" και "δέκτης" χρησιμοποιούνται για να δηλώσουν τα τερματικά στην αρχή και στο τέλος της ραδιοδιαδρομής (radio path), αντίστοιχα. Προορίζεται κυρίως για χρήση με συστήματα που χρησιμοποιούν κεραιές χαμηλού κέρδους. Ωστόσο, η αλλαγή στην ακρίβεια όταν χρησιμοποιούνται κεραιές υψηλού κέρδους επηρεάζει μόνο το στοιχείο troposcatter της συνολικής μεθόδου, και η αλλαγή στις προβλέψεις είναι μικρή. Για παράδειγμα, ακόμη και με κεραιές 40 dBι και στα δύο άκρα της ζεύξης, η υπερεκτίμηση των troposcatter σημάτων θα ανέλθει σε μόλις περίπου 1 dB.

Οι προβλέψεις από σημείο-προς-περιοχή, χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο, αποτελούνται από σειρές πολλών προβλέψεων P-P (δηλαδή transmitter-point-to-receiver-multipoint), ομοιόμορφα κατανεμημένες σε θεωρητικές περιοχές εξυπηρέτησης. Ο αριθμός των σημείων θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος για να εξασφαλίσει ότι οι προβλεπόμενες τιμές βασικών απωλειών μετάδοσης ή εντάσεων πεδίου που λαμβάνονται κατ'αυτόν τον τρόπο, είναι εύλογες εκτιμήσεις των μέσων τιμών.

Τα στοιχεία που λμβάνει υπόψη το μοντέλο είναι:

- οπτική επαφή (LoS)
- περίθλαση (που περιλαμβάνει ομαλή γη, ακανόνιστο έδαφος και υποδιαδρομές)
- τροποσφαιρική διασπορά (tropospheric scatter)
- ανώμαλη διάδοση (αγωγοί και ανάκλαση/διάθλαση στρώματος)
- διακύμανση κέρδους ύψους (height-gain) στο clutter
- μεταβλητότητα θέσης/τοποθεσίας
- απώλειες εισόδου κτιρίων (από τη σύσταση ITU-R P.2040)

Οι βασικές παράμετροι εισόδου του μοντέλου είναι:

Basic input data

Parameter	Units	Minimum	Maximum	Description
f	GHz	0.03	3.0	Frequency (GHz)
p	%	1.0	50.0	Percentage of average year for which the calculated signal level is exceeded
p_L	%	1	99	Percentage of locations for which the calculated signal level is exceeded
ϕ_t, ϕ_r	degrees	-80	+80	Latitude of transmitter, receiver
ψ_t, ψ_r	degrees	-180.0	180.0	Longitude of transmitter, receiver (positive = East of Greenwich)
h_{tg}, h_{rg}	m	1	3 000	Antenna centre height above ground level
Polarization				Signal polarisation, e.g. vertical or horizontal
w_s	m	1	100	Width of street. The value of 27 should be used unless specific local values are available.

Επιπλέον, είναι σκόπιμο να ληφθούν οι ραδιομετεωρολογικές παράμετροι για τη θέση του πομπού, όταν προβλέπεται η περιοχή κάλυψής του, καθώς και πληροφορίες για το ποια μήκη της διαδρομής βρίσκονται στις ραδιοκλιματικές ζώνες:

Radio-climatic zones

Zone type	Code	Definition
Coastal land	A1	Coastal land and shore areas, i.e. land adjacent to the sea up to an altitude of 100 m relative to mean sea or water level, but limited to a distance of 50 km from the nearest sea area. Where precise 100 m data are not available an approximate value may be used
Inland	A2	All land, other than coastal and shore areas defined as “coastal land” above
Sea	B	Seas, oceans and other large bodies of water (i.e. covering a circle of at least 100 km in diameter).

Εάν η διαδρομή είναι πάνω από τη ζώνη Β απαιτούνται δύο επιπλέον παράμετροι, d_{ct} , d_{cr} , δίνοντας την απόσταση του πομπού και του δέκτη από την ακτή (km), αντίστοιχα, προς την κατεύθυνση του άλλου τερματικού. Για ένα τερματικό σε πλατφόρμα πλοίου ή θαλάσσης η απόσταση είναι μηδέν.

Ραδιομετεωρολογικές και ηλεκτρικές παράμετροι της μεθόδου

Η διαδικασία πρόβλεψης απαιτεί δύο ραδιομετεωρολογικές παραμέτρους για να περιγράψει τη μεταβλητότητα της ατμοσφαιρικής διαθλαστικότητας (refractivity):

- ΔN (N μονάδες/km), ο μέσος ρυθμός καθυστέρησης του ραδιο-διαθλαστικού δείκτη μέσω του χαμηλότερου 1 km της ατμόσφαιρας, παρέχει τα δεδομένα από τα οποία μπορεί να υπολογιστεί η κατάλληλη effective ακτίνα της γης για την ανάλυση του προφίλ διαδρομής και περίθλασης (diffraction obstacle). Το ΔN είναι θετική ποσότητα σε αυτή τη διαδικασία.
- N_0 (N-μονάδες), η επιφανειακή διαθλαστικότητα της επιφάνειας της θάλασσας, χρησιμοποιείται μόνο από το troposcatter μοντέλο ως μέτρο της μεταβλητότητας του troposcatter μηχανισμού.

Ο βαθμός στον οποίο τα επίπεδα σήματος θα ενισχυθούν λόγω της ανώμαλης διάδοσης, ιδιαίτερα των αγωγών, ποσοτικοποιείται από μια παράμετρο β_0 (%), το ποσοστό χρόνου για το οποίο οι αναλογίες καθυστέρησης διαθλαστικού δείκτη υπερβαίνουν τις 100 N-μονάδες /χλμ. 100 μέτρα της χαμηλότερης ατμόσφαιρας.

Τέλος, σημαντικές παράμετροι είναι: ο διάμεσος (median) effective παράγοντας ακτίνας k_{50} για τη διαδρομή, η διάμεση τιμή της effective ακτίνας της γης a_e και η effective ακτίνα της γης που ξεπεράστηκε για β_0 χρόνο α_β .

Μέθοδος πρόβλεψης

Οι τιμές για έναν αριθμό παραμέτρων σχετικών με τη διαδρομή που είναι απαραίτητες για τους υπολογισμούς, πρέπει να προκύψουν μέσω αρχικής ανάλυσης του προφίλ διαδρομής με βάση την τιμή a_e . Πληροφορίες σχετικά με την παραγωγή, την κατασκευή και την ανάλυση του προφίλ διαδρομής δίνονται σε παράρτημα του ITU-R 1812-4.

Parameter values to be derived from the path profile analysis

Parameter	Description
d	Great-circle path distance (km)
d_{ts}, d_{tr}	Distance from the transmit and receive antennas to their respective horizons (km)
θ_t, θ_r	Transmit and receive horizon elevation angles respectively (mrad)
θ	Path angular distance (mrad)
h_{ts}, h_{rs}	Antenna centre height above mean sea level (m)
h_{ts}, h_{rc}	$\max(h_{ts}, g_t)$ and $\max(h_{rs}, g_r)$ respectively
h_{te}, h_{re}	Effective heights of antennas above the terrain (m)
d_b	Aggregate length of the path sections over water (km)
ω	Fraction of the total path over water: $\omega = d_b/d$ where d is the great-circle distance (km) calculated using equation (73). For totally overland paths: $\omega = 0$.

Η συνολική διαδικασία πρόβλεψης περιγράφεται, αρχικά, περιγράφεται από τη βασική απώλεια μετάδοσης, L_b (dB), που δεν υπερβαίνεται για το απαιτούμενο ετήσιο ποσοστιαίο χρονικό διάστημα $p\%$ και το 50% τοποθεσιών (δηλ. οι βασικές απώλειες μετάδοσης εξαιτίας της διάδοσης του LoS, της διάδοσης από διάθλαση, διάδοσης με τροποσφαιρική σκέδαση, διάδοσης με ανάκλαση αγωγών/στρώσης και συνδυασμός αυτών των μηχανισμών διάδοσης για την πρόβλεψη της βασικής απώλειας μετάδοσης, αντίστοιχα). Στην συνέχεια περιγράφονται μέθοδοι για την καταγραφή της συμπερίληψης των αποτελεσμάτων των clutter τερματικών, τα αποτελέσματα της μεταβλητότητας θέσης και η απώλεια εισόδου κτιρίου. Τέλος, δίνονται εκφράσεις που σχετίζουν τη βασική απώλεια μετάδοσης με την ισχύ του πεδίου (dBmV/m) για αποτελεσματική ακτινοβολούμενη ισχύ 1 kW (e.r.p.).

Διάδοση LoS σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον

Όλα τα παρακάτω πρέπει να αξιολογούνται τόσο για τις διαδρομές LoS, όσο και για τα trans-horizon μονοπάτια:

- Η βασική απώλεια μετάδοσης λόγω της διάδοσης ελεύθερου χώρου δίνεται από:

$$L_{bfs} = 92.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad \text{dB}$$

- Διορθώσεις για φαινόμενα πολλαπλών διαδρομών και εστίασης σε p και β_0 (%):

$$E_{sp} = 2.6 \left[1 - \exp\left(-\frac{d_{tr} + d_{tr}}{10}\right) \right] \log\left(\frac{p}{50}\right) \quad \text{dB}$$

$$E_{s\beta} = 2.6 \left[1 - \exp\left(-\frac{d_{tr} + d_{tr}}{10}\right) \right] \log\left(\frac{\beta_0}{50}\right) \quad \text{dB}$$

- Υπολογίζουμε τη βασική απώλεια μετάδοσης που δεν υπερέβη για χρονική περίοδο, $p\%$, κατά τη διάρκεια διάδοσης του LoS (ανεξάρτητα από το αν η διαδρομή είναι πραγματικά LoS ή όχι), όπως δίνεται από:

$$L_{b0p} = L_{bfs} + E_{sp} \quad \text{dB}$$

- Το ίδιο για το $\beta_0\%$ του χρόνου:

$$L_{b0\beta} = L_{bfs} + E_{s\beta} \quad \text{dB}$$

Διάδοση με περίθλαση

Η απώλεια περίθλασης υπολογίζεται από το συνδυασμό μιας μεθόδου που βασίζεται στην κατασκευή του Bullington και τη σφαιρική διάθλαση της γης. Το τμήμα Bullington της μεθόδου είναι μια επέκταση των βασικών μεθόδων Bullington για τον έλεγχο της μετάβασης μεταξύ ελεύθερου χώρου και εμποδίων. Αυτό το τμήμα της μεθόδου χρησιμοποιείται δύο φορές: για το πραγματικό προφίλ διαδρομής και για ένα ομαλό προφίλ μηδενικού ύψους με τροποποιημένα ύψη κεραίας που αναφέρονται ως effective ύψη κεραίας. Τα ίδια effective ύψη κεραίας χρησιμοποιούνται επίσης για τον υπολογισμό της απώλειας περίθλασης σφαιρικής γης. Το τελικό αποτέλεσμα λαμβάνεται ως συνδυασμός τριών απωλειών που υπολογίζονται ως ανωτέρω. Για μια απόλυτα ομαλή διαδρομή η τελική απώλεια διάθλασης θα είναι η έξοδος του μοντέλου της σφαιρικής Γης.

Αυτή η μέθοδος παρέχει μια εκτίμηση της απώλειας περίθλασης για όλους τους τύπους διαδρομών, συμπεριλαμβανομένων των over-sea ή over-inland ή παράκτιας γης, και ανεξάρτητα από το αν η διαδρομή είναι ομαλή ή τραχιά και LoS ή trans-horizon.

Αυτή η μέθοδος διάθλασης χρησιμοποιείται πάντα για τη διάμεση effective ακτίνα της γης. Εάν απαιτείται συνολική πρόβλεψη για $p=50\%$, δεν απαιτείται περαιτέρω υπολογισμός περίθλασης.

Στην γενική περίπτωση όπου $p < 50\%$, ο υπολογισμός της περίθλασης πρέπει να πραγματοποιηθεί για δεύτερη φορά για έναν effective συντελεστή γήινης ακτίνας ίσο με 3. Ο δεύτερος αυτός υπολογισμός δίνει μια εκτίμηση της απώλειας περίθλασης που δεν υπερéβη για $\beta_0\%$ χρόνο, όπου β_0 δίνεται ανωτέρω.

Η απώλεια περίθλασης που δεν υπερéβη για το χρόνο $p\%$, $1\% \leq p \leq 50\%$, υπολογίζεται στη συνέχεια χρησιμοποιώντας μια limiting ή interpolation διαδικασία που περιγράφεται παρακάτω («Απώλεια περίθλασης που δεν υπερéβη για $p\%$ του χρόνου»).

Η μέθοδος χρησιμοποιεί μια προσέγγιση για την απλή απώλεια περίθλασης knife-edge ως συνάρτηση της αδιάστατης παραμέτρου, v , που δίνεται από:

$$J(v) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0.1)^2 + 1} + v - 0.1 \right)$$

Σημειώνουμε ότι $J(-0.78) \approx 0$, και αυτό ορίζει το κατώτατο όριο με το οποίο πρέπει να χρησιμοποιηθεί αυτή η προσέγγιση. Το $J(v)$ τίθεται στο μηδέν για $v \leq -0.78$.

Ο συνολικός υπολογισμός περίθλασης περιλαμβάνει 4 διαδικασίες (Α,Β,Γ,Δ) ως εξής:

- Η Α περιγράφει το τμήμα Bullington της μεθόδου περίθλασης. Για κάθε υπολογισμό περίθλασης για μια δεδομένη πραγματική ακτίνα της γης, αυτή χρησιμοποιείται δύο φορές. Στη δεύτερη περίπτωση τα ύψη της κεραίας είναι τροποποιημένα και όλα τα ύψη προφίλ είναι μηδέν. Μόλις τελειώσει η Α έχει υπολογιστεί η:

$$L_{bull} = L_{uc} + \left[1 - \exp \left(\frac{-L_{uc}}{6} \right) \right] (10 + 0.02d) \quad \text{dB}$$

- Η Β περιγράφει το τμήμα της σφαιρικής γης του μοντέλου περίθλασης. Αυτή χρησιμοποιείται με το ίδιο ύψος κεραίας, όπως και για τη δεύτερη χρήση του τμήματος Bullington της Α. Μόλις τελειώσει η Β έχει υπολογιστεί η:

$$L_{dsph} = \left[1 - \frac{h_{se}}{h_{req}} \right] L_{dft} \quad \text{dB}$$

- Η Γ περιγράφει τον τρόπο με τον οποίο χρησιμοποιούνται οι μέθοδοι A και B σε συνδυασμό για την εκτέλεση του πλήρους υπολογισμού περίθλασης για μια δεδομένη αποτελεσματική ακτίνα της γης. Λόγω του τρόπου με τον οποίο τα τμήματα Bullington και σφαιρικής Γης χρησιμοποιούνται, ο πλήρης υπολογισμός έχει γίνει γνωστός ως το μοντέλο "delta-Bullington". Μόλις τελειώσει η Γ έχει υπολογιστεί η:

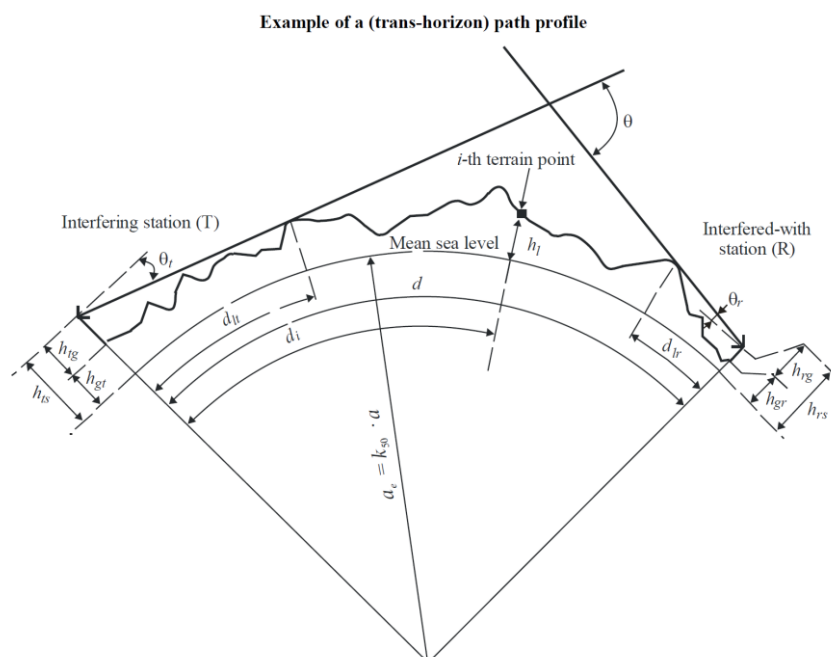
$$L_{dft} = \omega L_{dftsea} + (1 - \omega) L_{dftland} \quad \text{dB}$$

- Η Δ περιγράφει τον πλήρη υπολογισμό για τις απώλειες περίθλασης που δεν υπερέβησαν για δεδομένο ποσοστό χρόνου p%. Μόλις τελειώσει η Δ έχει υπολογιστεί η:

$$L_d = L_{bull} + \max\{L_{dsph} - L_{bulls}, 0\} \quad \text{dB}$$

Στη συνέχεια, το μοντέλο συνυπολογίζει απώλειες tropospheric scatter και απώλειες λόγω ανάκλασης αγωγών (ductinf/layer reflections), καθώς επίσης παρέχει και τις απώλειες παρουσία clutter. Αυτές περιλαμβάνουν απώλειες εισόδου σε κτήριο και μεταβλητότητα θέσης. Τέλος, παρέχονται οι γενικοί τύποι για την βασική απώλεια σήματος για p και p_l ποσοστά χρόνου και θέσεων, αντίστοιχα.

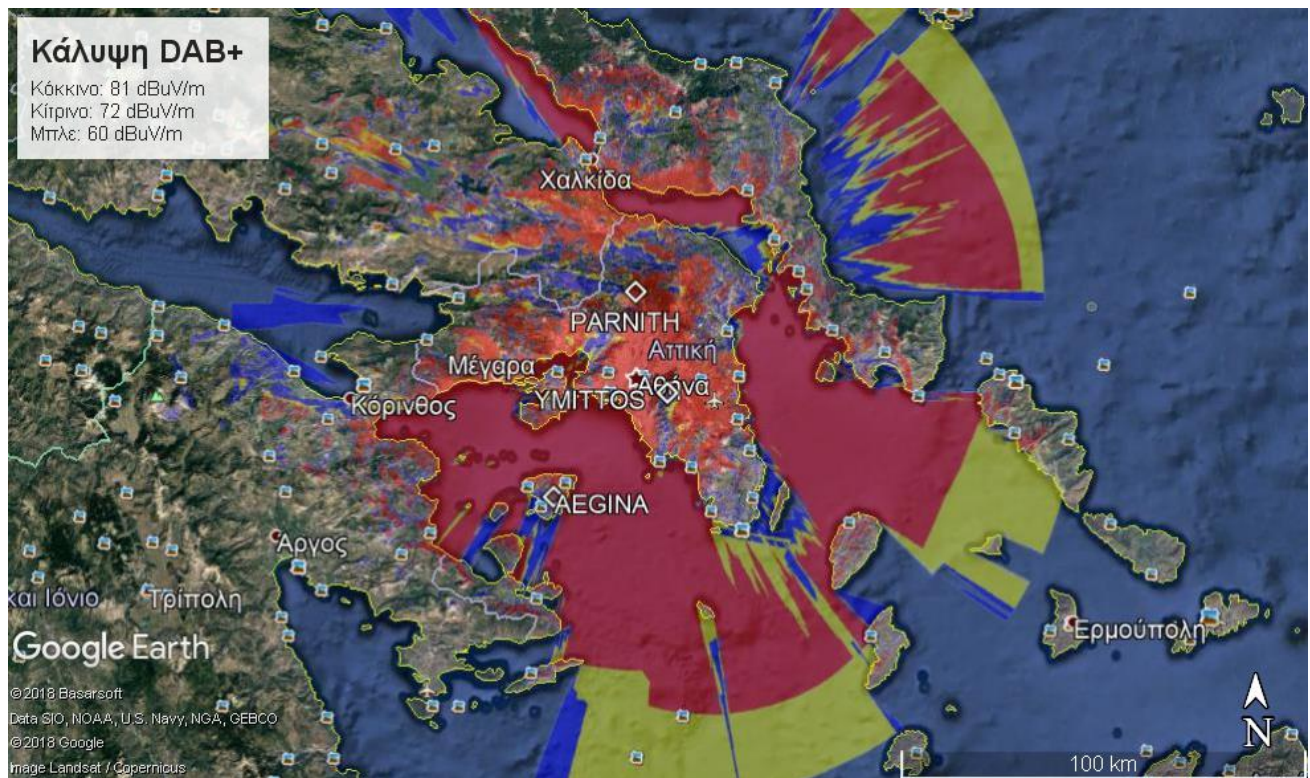
Η ανάλυση του προφίλ της διαδρομής που θεωρεί το ICS Telecom όταν χρησιμοποιεί το μοντέλο 1812-4, φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί:



6.8. Προσομοίωση κάλυψης T-DAB

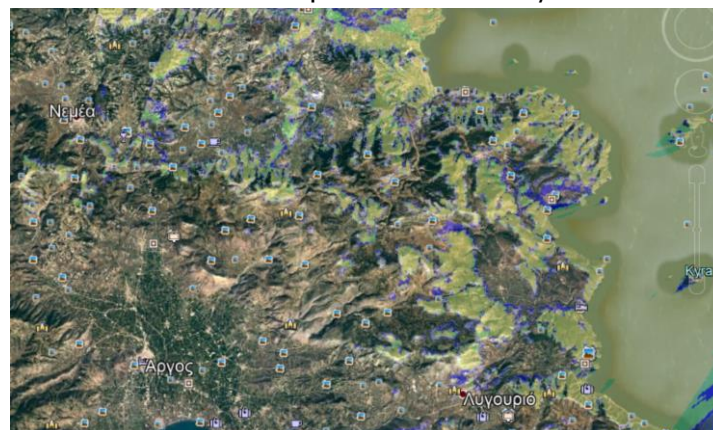
Η προσομοίωση για το DAB+ έγινε με βάση τις 3 τιμές πεδίου που υπολογίστηκαν για την outdoor λήψη (βλ. πίνακα στο κεφάλαιο 5.2.3.). Η επιλογή αυτής της τριεπίπεδης κάλυψης οφείλεται στην σύσταση 412-9 για την FM, η οποία παρέχει τρεις τιμές πεδίου για την outdoor

κάλυψη FM και, συνεπώς, για λόγους σύγκρισης θα αρκεστούμε και για το DAB+ σε αυτή τη παρουσίαση. Η παλέτα χρωματισμού χρησιμοποιεί τους συνδυασμούς χρώματος-τιμής πεδίου που φαίνονται στο υπόμνημα. Τέλος, η κάλυψη έχει γίνει export στο GOOGLE EARTH.



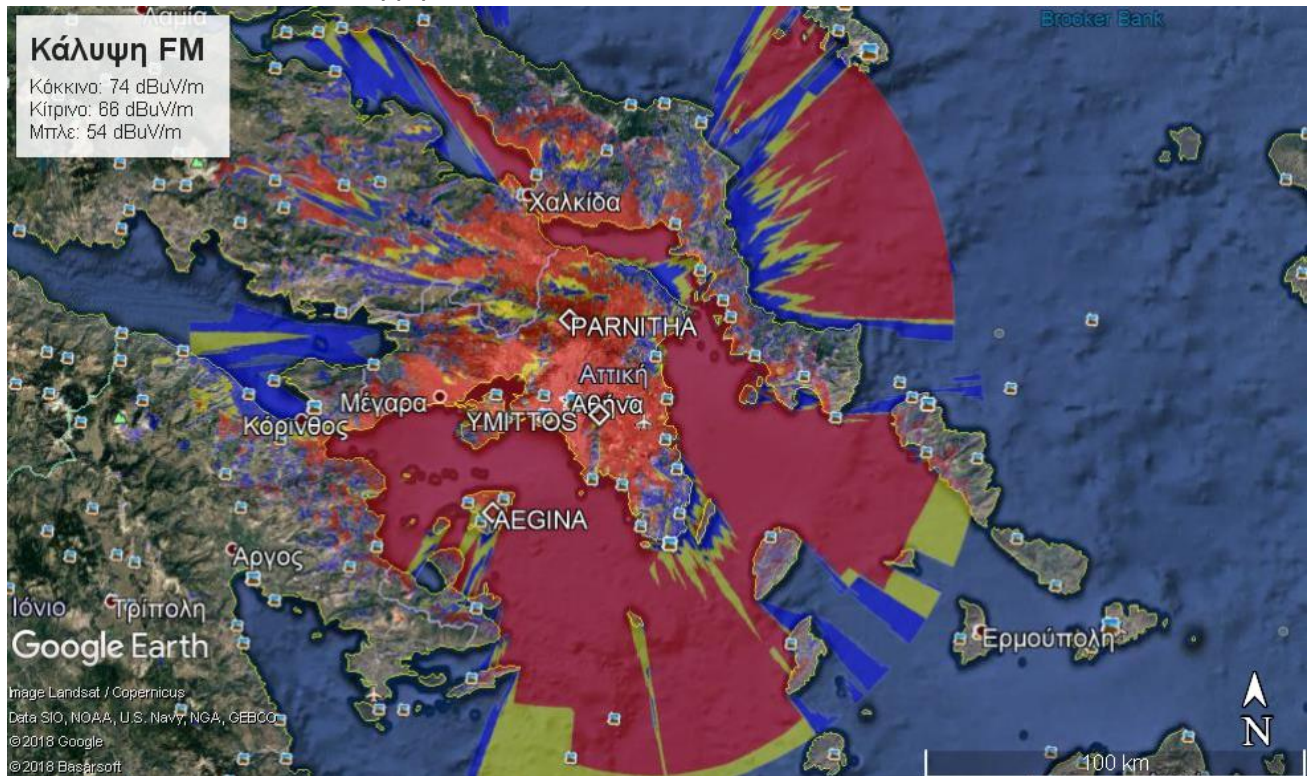
Παρατηρούμε ότι η κάλυψη είναι πολύ καλή, λόγω της ύπαρξης του κόκκινου χρώματος στο μεγαλύτερο μέρος της περιοχής στόχου. Πρέπει να αναφερθεί ότι ο κύριος στόχος είναι το λεκανοπέδιο, αφού αυτό αποτελεί την πιο πυκνοκατοικημένη περιοχή της Αθήνας. Όπως φαίνεται και στον χάρτη, η υπηρεσία DAB+ διανέμεται με εξαιρετική ποιότητα (λαμβανόμενο πεδίο > 81 dBuV/m) στο μεγαλύτερο μέρος του χάρτη, ενώ και εκτός του λεκανοπεδίου παρέχεται καλή (>72 dBuV/m) ποιότητα ήχου. Το μπλε χρώμα είναι ελάχιστο, γεγονός που δείχνει ότι το σήμα λαμβάνεται με τουλάχιστον 72 dBuV/m σ' όλη τη περιοχή στόχου.

Η κάλυψη παρέχεται μέχρι και την Νεμέα ή το Λυγουριό, νοτιότερα των οποίων το σήμα DAB+ έχει εξασθενήσει κάτω από το όριο των 60 dBuV/m.



6.9. Προσομοίωση κάλυψης FM

Για την ραδιοκάλυψη της FM χρησιμοποιούμε τις τιμές της σύστασης 412-9 (βλ. κεφάλαιο 2.2.5.) για urban (κόκκινο), suburban (κίτρινο) και rural (μπλε). Οι τιμές αντιστοιχούν σε outdoor λήψη.



Παρατηρούμε μεγάλη ομοιότητα στην κάλυψη με το DAB+, με τη διαφορά ότι το κόκκινο χρώμα εκτείνεται λίγα χιλιόμετρα περισσότερο σε σχέση με το DAB+. Τέτοιες μικρές διαφορές στην κάλυψη μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες, αφού ως προς το λεκανοπέδιο η κάλυψη είναι ίδια.

7. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΔΙΚΤΥΩΝ T-DAB ΚΑΙ FM

7.1. Κύριες διαφορές DAB+ και FM

Ο σχεδιασμός των δικτύων μετάδοσης για την FM ευρύτερα βασίζεται παραδοσιακά στην έννοια των δικτύων πολλαπλών συχνοτήτων (MFNs). Σε ένα MFN, γειτονικοί πομποί ακτινοβολούν το ίδιο πρόγραμμα, αλλά λειτουργούν σε διαφορετικές συχνότητες, για να αποφεύγεται η παρεμβολή των σημάτων στις περιοχές κάλυψης (διαφορετικών πομπών) που αλληλεπικαλύπτονται. Οι βασικοί δέκτες FM δεν μπορούν να αντιμετωπίσουν τα παρεμβαλλόμενα σήματα από άλλους πομπούς του ίδιου δικτύου, οι οποίοι χρησιμοποιούν ίδιες ή κοντινές συχνότητες. Ο προγραμματισμός κάλυψης (coverage planning) για ένα δίκτυο FM, απαιτεί προγραμματισμό συχνότητας (frequency planning) για τις διαφορετικές τοποθεσίες πομπού (transmitter sites), προς βελτιστοποίηση της χρήσης του ραδιοφάσματος.

Αντίθετα, το DAB επιτρέπει δίκτυα μονής συχνότητας (SFNs), όπου όλοι οι πομποί του δικτύου μεταδίδουν ακριβώς τις ίδιες πληροφορίες στην ίδια συχνότητα. Η κύρια συνθήκη για ένα SFN είναι ότι, όλοι οι πομποί πρέπει να συγχρονίζονται μεταξύ τους συχνοτικά και να

πληρούν ορισμένες απαιτήσεις χρονικής καθυστέρησης. Ο προγραμματισμός κάλυψης για ένα δίκτυο DAB απαιτεί προγραμματισμό χρονικής καθυστέρησης μεταξύ των διαφορετικών πομπών, αντί του προγραμματισμού συχνοτήτων που απαιτεί η FM. Η ικανότητα SFN του DAB επιτρέπει την πλήρη κάλυψη πολύ μεγάλων περιοχών, χωρίς ο δέκτης να πρέπει να συντονιστεί σε διαφορετική συχνότητα, ενώ κινείται στην περιοχή.

Σε αντίθεση με τη μετάδοση FM, το DAB+ μεταδίδει 18 διαφορετικά προγράμματα ήχου, σε ένα ενιαίο σύνολο (single ensemble), σε μία συχνότητα, και όλα τα προγράμματα που περιέχονται σ' αυτή τη πολυπλεξία μοιράζονται την ίδια περιοχή κάλυψης (coverage area). Συνεπώς, η διάκριση ανά περιοχή κάλυψης δεν ορίζεται για ραδιοφωνικούς σταθμούς, των οποίων τα προγράμματα μοιράζονται την ίδια πολυπλεξία.

Παρόλο που είναι δυνατόν (εν γένει), δεν είναι σκόπιμο σε ένα SFN να εισάγουμε τοπικά παράθυρα (local windows), δηλαδή περιοχές όπου ορισμένοι πομποί του SFN ακτινοβολούν ελαφρώς διαφορετικά multiplex για να επιτύχουν τοπική παραλλαγή (local variation) προγράμματος. Τα τοπικά παράθυρα προκαλούν προβλήματα στον δέκτη που βρίσκεται στην περιοχή επικάλυψης (overlap area) των διαφορετικών προγραμμάτων της multiplex, και τότε δεν μπορεί να καθορίσει ποιο πρόγραμμα να επιλέξει. Το κέρδος στην ευελιξία σχεδιασμού (planning flexibility) για τοπικά προγράμματα δεν αντισταθμίζει τη συνολική απώλεια κάλυψης (overall loss of coverage) στο δίκτυο.

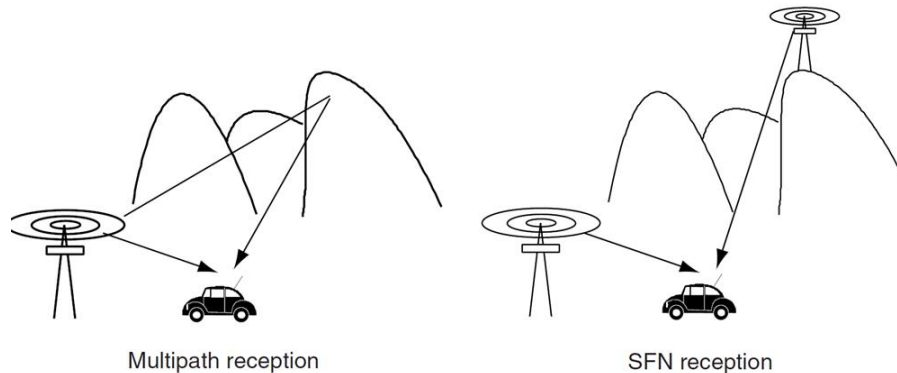
7.2. Πλεονεκτήματα του DAB+ σχετικά με την SFN λειτουργία

Το DAB είναι ένα ψηφιακό σύστημα εκπομπής που αναπτύχθηκε ειδικά, για να βελτιώσει τα χαρακτηριστικά μετάδοσης του κινητού ραδιοφωνικού καναλιού (mobile radio channel). Τυπικά φαινόμενα αυτού, όπως η μετατόπιση Doppler και η πολυδιαδρομική διάδοση, που οδηγούν σε χρονικά και συχνοτικά επιλεκτικές διαλείψεις (selective fading), έπρεπε να ληφθούν υπόψη κατά την ανάπτυξη του DAB. Προς αντιμετώπιση αυτών των προβλημάτων, εισήχθη το διάστημα φύλαξης (guard interval) μεταξύ διαδοχικών συμβόλων δεδομένων, εφαρμόστηκαν οι τεχνικές διαμοίρασμού χρόνου και συχνότητας (time and frequency interleaving) στη ροή δεδομένων, εισήχθη η επιλογή αποστάσεων υπο-φορέων (sub-carriers spacings) στο σχήμα διαμόρφωσης πολλαπλών φορέων και εφαρμόστηκαν οι τεχνικές κωδικοποίησης καναλιών (channel coding) για τη διόρθωση σφαλμάτων μετάδοσης. Ο πίνακας παρουσιάζει τα πιο σημαντικά προβλήματα των συστημάτων κινητής ραδιομετάδοσης και πώς αυτά περιορίζονται στο DAB:

Problems	DAB Solution
Time-dependent fading (multipath while driving)	Time interleaving
Frequency-dependent fading (stationary multipath)	Broadband system with frequency interleaving
Doppler spread (speed dependent, while driving)	Sub-carrier spacing increased as a function of the transmission frequency
Delay spread (due to multipath)	Guard interval (allows SFNs)
Transmission errors	RCPC (Rate Compatible Punctured Convolutional) codes and Viterbi decoding to reconstruct the original bit stream

Το σύστημα DAB είναι ένα πολύ εύρωστο (robust) και συχνοτικά οικονομικό σύστημα μετάδοσης, που επιτρέπει τη σωστή αποκωδικοποίηση των πληροφοριών, παρά τη διασπορά

Doppler και την πολυδιαδρομική λήψη. Η επίδραση της πολυδιαδρομικής λήψης απεικονίζεται γραφικά στο σχήμα. Και το άμεσο σήμα από τον πομπό, και τα ανακλώμενα σήματα, φθάνουν στην κεραία του δέκτη.



Όλα τα σήματα περιέχουν πανομοιότυπες πληροφορίες, αλλά φθάνουν σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Λόγω των μέτρων που περιγράφηκαν προηγουμένως, ο δέκτης DAB είναι σε θέση να αντιμετωπίσει αυτά τα σήματα πολλών διαδρομών.

Πηγαίνοντας ένα βήμα παραπέρα, τώρα δεν έχει σημασία για τον δέκτη εάν τα καθυστερημένα σήματα προέρχονται από τον ίδιο ή άλλο πομπό, ο οποίος μεταδίδει ακριβώς τις ίδιες πληροφορίες συγχρονισμένες στο χρόνο (όπως φαίνεται στο δεύτερο μέρος του Σχήματος 7.1). Αυτό σημαίνει ότι το DAB επιτρέπει την κάλυψη οποιασδήποτε περιοχής με έναν αριθμό πομπών, οι οποίοι μεταδίδουν το ίδιο πρόγραμμα με την ίδια συχνότητα.

Η δυνατότητα SFN (SFN capability) των δικτύων μετάδοσης DAB μπορεί να θεωρηθεί ως ένα επιπλέον όφελος, που είναι ένα σιωπηρό αποτέλεσμα της αρχικής απαίτησης κατά την ανάπτυξη του DAB, για να αντιμετωπίσει τα φαινόμενα πολλαπλών διαδρομών που εμφανίζονται στη κινητή λήψη.

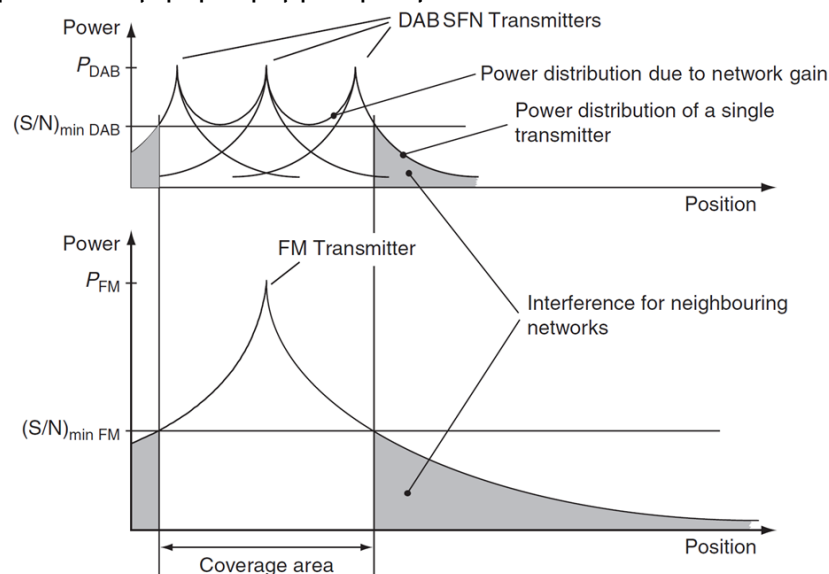
7.2.1. Οικονομία ισχύος

Λόγω των ιδιοτήτων του συστήματος, οι δέκτες DAB μπορούν να χρησιμοποιήσουν όλα τα σήματα που λαμβάνουν σε ένα SFN, με εποικοδομητικό τρόπο. Αυτό λειτουργεί στη περίπτωση που όλα τα σήματα φτάνουν εντός του guard interval. Τα σήματα με μεγαλύτερες καθυστερήσεις δημιουργούν προβλήματα self-interference στο SFN και πρέπει να αποφεύγονται με προσεκτικό σχεδιασμό δικτύου.

Επιπλέον, τα SFN φέρνουν επίσης το όφελος της χωρικής πολυμορφίας (space diversity), λόγω του γεγονότος ότι οι πομποί βρίσκονται σε διαφορετικές θέσεις στο δίκτυο. Η επίδραση της πολυμορφίας, που προκύπτει από το γεγονός ότι η πιθανότητα ταυτόχρονης σκίασης παρουσία αρκετών σημάτων είναι πολύ χαμηλότερη από την πιθανότητα σκίασης για ένα μόνο σήμα, συμβάλλει πρόσθετο στατιστικό κέρδος δικτύου (network gain).

Συνεπώς, τα δίκτυα DAB είναι πολύ οικονομικά από άποψη ισχύος (power economical). Τα πλεονεκτήματα που προσφέρονται από τη λειτουργία SFN και από τις ιδιότητες του ίδιου του ψηφιακού συστήματος μετάδοσης, επιτρέπουν χαμηλότερες ισχύες πομπών σε σύγκριση με το FM, για την ίδια ποιότητα κάλυψης. Η εξοικονόμηση ισχύος (power saving) μπορεί να είναι τόσο υψηλή, όσο 10dB. Το σχήμα που ακολουθεί δείχνει αυτό το αποτέλεσμα με ποιοτικό τρόπο. Για να καλύψουμε την ίδια περιοχή με ένα πρόγραμμα στην ίδια συχνότητα, το FM χρειάζεται ένα υψηλής ισχύος πομπό, ενώ το DAB με ένα δίκτυο SFN με αρκετούς πομπούς

χρειάζεται πολύ χαμηλότερη εκπεμπόμενη ισχύ συνολικά. Ένα άλλο αποτέλεσμα του DAB SFN σε σύγκριση με το FM, είναι η πολύ χαμηλότερη διείδυση (spill-over), που προκύπτει από την πιο απότομη κλίση της έντασης του πεδίου (field strength), στο άκρο της περιοχής κάλυψης, το οποίο μειώνει την ανεπιθύμητη παρεμβολή σε γειτονικά δίκτυα.



Power economy of DAB SFNs vs FM MFNs

7.2.2. Οικονομία φάσματος

Το γεγονός ότι τα SFNs επιτρέπουν την κάλυψη μεγάλων περιοχών, που καταλαμβάνουν μόνο μία συχνότητα στο φάσμα, έχει ως αποτέλεσμα δυνατότητες πολύ οικονομικού προγραμματισμού συχνοτήτων για πολύπλοκες τοπία μετάδοσης. Η τεχνολογία SFN επιτρέπει επίσης τη διαδοχική βελτίωση της κάλυψης, χωρίς να χρειάζεται να επανασχεδιασμός (re-plan) των κατανομών συχνότητας (frequency allocations). Προβλήματα κάλυψης εντός του δικτύου μπορούν να λυθούν με απλή τοποθέτηση επιπλέον πομπών. Ο πρόσθετος προγραμματισμός που πρέπει να γίνει είναι να ελέγξουμε τους περιορισμούς χρονισμού του SFN, ώστε να αποφύγουμε την παραβίαση του χρονοδιαγράμματος (timing budget) που παρέχεται από το διάστημα προστασίας του επιλεγμένου τρόπου μετάδοσης DAB. Σημειώνουμε ότι, πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή ώστε να αποφευχθεί η επίπτωση στη λήψη σε απομακρυσμένα μέρη του δικτύου, λόγω spill-over από τον πρόσθετο πομπό, κατά την διάρκεια ανώμαλων συνθηκών διάδοσης.

7.3. Φασματική απόδοση FM και DAB+

Σε αυτή την ενότητα θα χρησιμοποιήσουμε τον όρο «φασματική απόδοση» με μια τροποποιημένη σημασία, διαφορετική απ' την αυστηρό κλασικό ορισμό που δίνει η θεωρία μετάδοσης πληροφορίας. Θυμίζουμε ότι φασματική απόδοση (bandwidth efficiency) είναι το πηλίκο του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας προς το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης και μετράται σε bits/sec/Hz. Η φασματική απόδοση αποτελεί μέτρο του πόσο καλά μια συγκεκριμένη τεχνική διαμόρφωσης (και κωδικοποίησης) εκμεταλλεύεται το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Εμείς, την ορίζουμε ως το πηλίκο των προγραμμάτων ήχου που μεταδίδει το σύστημα (FM ή DAB+) προς το απαιτούμενο εύρος ζώνης σε MHz.

Φασματική απόδοση του συστήματος FM

Το εύρος ζώνης που διατίθεται για υπηρεσίες FM ραδιοφωνίας είναι η μπάντα 87.5-108 MHz στην Ελλάδα ($BW_{FM} = 20.5 \text{ MHz}$). Επιπλέον, η ελάχιστη συχνοτική απόσταση μεταξύ σταθμών είναι 300 KHz (βλ. ITU-R 412-9). Επομένως, σ' αυτό το εύρος συχνοτήτων μπορούν να μεταδοθούν $20.5\text{MHz}/300\text{KHz} = 68.333 \rightarrow 68$ προγράμματα FM. Με βάση τα παραπάνω, το πλήθος των προγραμμάτων που μπορούν να μεταδοθούν στο 1 MHz μας δίνει την φασματική απόδοση του FM (spectral efficiency - SE_{FM}):

$$SE_{FM} = \frac{68 \text{ programmes} \times 1 \text{ MHz}}{20.5 \text{ MHz}} \cong 3.32 \approx 3.3 \text{ programmes/MHz}$$

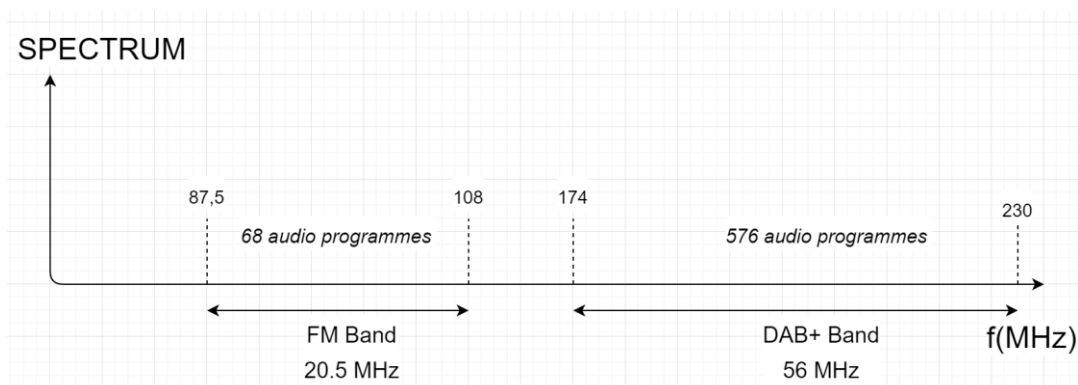
Φασματική απόδοση του συστήματος DAB+

Το εύρος ζώνης που διατίθεται για υπηρεσίες DAB+ ραδιοφωνίας είναι η Band III (174-230 MHz) $BW_{DAB+} = 56 \text{ MHz}$. Επιπλέον, με χρήση της τεχνικής κωδικοποίησης AACv2, το DAB+ παρέχει bit-rate για πρόγραμμα ήχου καλής ποιότητας στα 64 kbps. Ακόμα, η χωρητικότητα του κύριου πολυπλέκτη (MSC multiplexer) είναι 2.304 Mbps. Όμως, με τη χρήση EEP3A (equal error protection level 3A), η κωδικοποίηση FEC έχει σταθερό ρυθμό 1/2. Αυτό σημαίνει ότι η ωφέλιμη χωρητικότητα του MSC πολυπλέκτη πέφτει στο μισό της συνολικής (1.152 Mbps). Επομένως, σε μια πολυπλεξία (multiplex ή DAB+ ensemble) συνυπάρχουν $1.152\text{Mbps}/64\text{kbps} = 18$ προγράμματα ήχου DAB+ (κανάλια). Το εύρος ζώνης κάθε καναλιού DAB+ (DAB+ ensemble) είναι $1.536\text{MHz} + 176\text{kHz}$ (guard band) = 1.712 MHz. Επομένως, στην Band III μπορούν να μεταδοθούν $56\text{MHz}/1.712\text{MHz} = 32$ DAB+ ensembles (κανάλια 5A - 12D). Ισοδύναμα, στην Band III μπορούν να μεταδοθούν $32 \times 18 = 576$ προγράμματα DAB+. Με βάση τα παραπάνω, το πλήθος των προγραμμάτων που μπορούν να μεταδοθούν στο 1 MHz μας δίνει την φασματική απόδοση του DAB+ (spectral efficiency - SE_{DAB+}):

$$SE_{DAB+} = \frac{576 \text{ programmes} \times 1 \text{ MHz}}{56 \text{ MHz}} \cong 10.29 \approx 10.3 \text{ programmes/MHz}$$

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ: Ο λόγος των δύο φασματικών αποδόσεων μας δίνει ένα μέτρο φασματικής σύγκρισης των δύο συστημάτων:

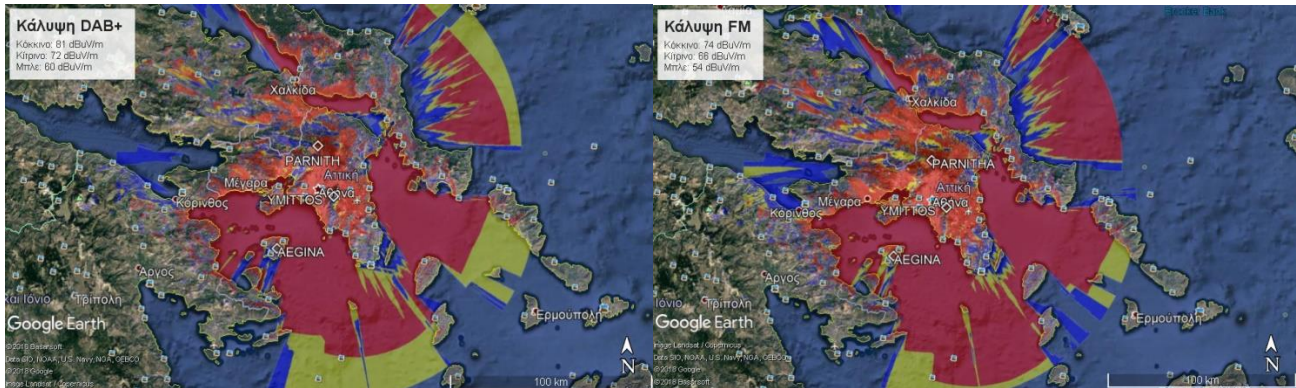
$$\frac{SE_{DAB+}}{SE_{FM}} = \frac{10.3}{3.3} = 3.1 \text{ φορές «φασματικά καλύτερο» το DAB+ από το FM}$$



Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η συμπίεση του φάσματος που πετυχαίνει το DAB+.

7.4. Σύγκριση των προσομοιώσεων FM και DAB+

Κοιτάζοντας τους χάρτες των κεφαλαίων 6.8 και 6.9 βλέπουμε ότι οι outdoor κάλυψη για τα δίκτυα FM και DAB+ είναι ίδια (με ελάχιστες διαφορές). Σημειώνουμε ότι οι παράμετροι της κάλυψης για το DAB+ αναφέρθηκαν στα κεφάλαια 5.6 και 6, ενώ για το FM χρησιμοποιήσαμε την ITU-R 412-9.



7.5. Σύγκριση κόστους (cost effective) δικτύων FM και DAB+

Υστερα από την σύγκριση της κάλυψης, καταλήξαμε ότι με την συγκεκριμένη παραμετροποίηση των δικτύων, καταφέρνουμε να καλύψουμε το συγκεκριμένο τμήμα της Ελλάδας με την ίδια επιτυχία. Αυτό που αξίζει να εξετάσουμε τώρα, είναι υπό ποιούς παράγοντες κόστους (cost factors) οι δύο υπηρεσίες έχουν ίδια κάλυψη. Η οικονομικότερη (ή καλύτερη) υπηρεσία ως προς τέτοιους παράγοντες θα είναι και αυτή που τελικά συμφέρει για την παροχή ραδιοφωνικών υπηρεσιών. Διάφοροι οργανισμοί (π.χ. WorldDab, Harris Broadcast) έχουν κάνει τέτοιου είδους συγκρίσεις, μερικές εκ των οποίων θα περιγραφούν εδώ.

7.5.1. Βασικοί παράγοντες κόστους για τις ραδιοφωνικές υπηρεσίες

Το κόστος των επενδύσεων για ένα δίκτυο περιλαμβάνει επενδύσεις κεφαλαίου (capital investment - CAPEX) και λειτουργικές δαπάνες (operational expenditures - OPEX). Το CAPEX καλύπτει τα επενδυτικά έξοδα για δικτυακή υποδομή, εξοπλισμό δικτύου κλπ. Το OPEX περιλαμβάνει τρέχοντα κόστη, όπως συντήρηση δικτύου, ηλεκτρική ενέργεια και δικτυακή υποστήριξη και διαχείριση.

Τα κόστη του δικτύου καθορίζονται κυρίως από το κόστος των μεμονωμένων σταθμών μετάδοσης και τη διανομή της ροής μεταφοράς από τον πολυπλέκτη στις τοποθεσίες δικτύου. Το κόστος μιας μεμονωμένης θέσης πομπού εξαρτάται από τη ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας και την ισχύ μετάδοσης.

Κανονικά, οι ραδιοτηλεοπτικοί φορείς θα προσπαθήσουν να χρησιμοποιήσουν εκ νέου υπάρχουσες τοποθεσίες μετάδοσης και κινητής μετάδοσης για την υλοποίηση των δικτύων T-DMB. Ωστόσο, μπορεί να χρειαστούν κάποιες νέες θέσεις που θα εγκατασταθούν σε νέες τοποθεσίες (green field), οι οποίες και θα αυξήσουν το κόστος εφαρμογής.

Οι βασικότεροι λοιπόν παράγοντες κόστους για ένα ραδιοφωνικό δίκτυο μπορούν να θεωρηθούν οι εξής:

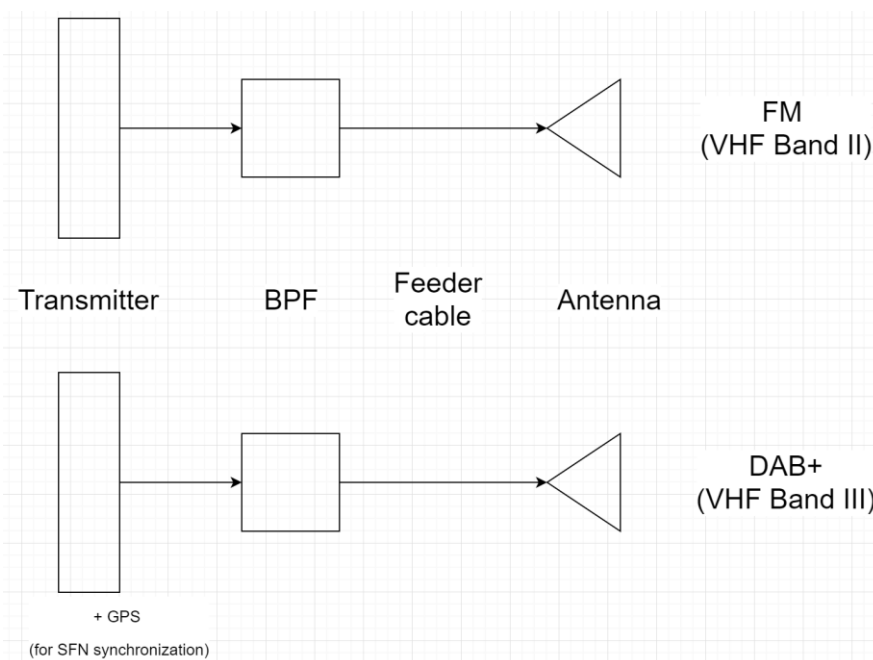
Main cost factors of Radio operation	
Capital Expenses (CAPEX)	Operational Expenses (OPEX)
Equipment: Πομπό, συμπεριλαμβανομένου του φίλτρου μάσκας φάσματος και συστήματος RF, εξοπλισμού παροχής ηλεκτρικής ισχύος (power supply), εξοπλισμού ψύξης (cooling), εγκατάστασης (installation), κ.λπ. Εφεδρεία (redundancy) σε εξοπλισμό πομπού. Κεραιοσύστημα, συνδυαστής/φίλτρο (combiner/filter), τροφοδότης (feeder).	Distribution, Energy, Cooling, Floor space, maintenance, license fee: Κατανάλωση ισχύος (power consumption) του πομπού. Τεχνική συντήρηση (maintenance) και αποκατάσταση (reparation). Ενοικίαση θέσης (site rental). Ασφάλιση θέσης (site insurance). Παρακολούθηση του δικτύου (network monitoring). Ετήσιες άδειες συχνότητας (annual frequency licences).

Γενικά, το λειτουργικό κόστος ανά έτος μπορεί να εκτιμηθεί κατά προσέγγιση ως το 20-30% του κεφαλαίου των επενδυτικών δαπανών (EBU 3327).



Επιπλέον, οι λειτουργικές δαπάνες περιλαμβάνουν τα κόστη διανομής (distribution costs) που συνδέεται με την παράδοση της ροής από τον πολυπλέκτη στον πομπό. Τυπικά, οι κύριες θέσεις (main sites) τροφοδοτούνται μέσω οπτικού συστήματος ινών (optic fibre), σταθερής ζεύξης (fixed link) ή δορυφόρου (satellite), ενώ οι δευτερεύουσες θέσεις (secondary sites) τροφοδοτούνται πιο οικονομικά από μια τροφοδοσία εκτός αέρα (off-air feed).

7.5.2. Διαφορές στο σύστημα μετάδοσης FM και DAB+

Ως προς τον εξοπλισμό στα κέντρα εκπομπής, τα συστήματα FM και DAB+ χρησιμοποιούν τα ίδια συστημικά μέρη (πομπός, φίλτρο, καλώδιο τροφοδοσίας, κεραία), με την μόνη διαφορά ότι ο πομπός DAB+ εμπεριέχει και GPS για συγχρονισμό του SFN. Οι διαφορές των συστημάτων έγκεινται στις συχνότητες μετάδοσης και τα πρότυπα διαμόρφωσης.



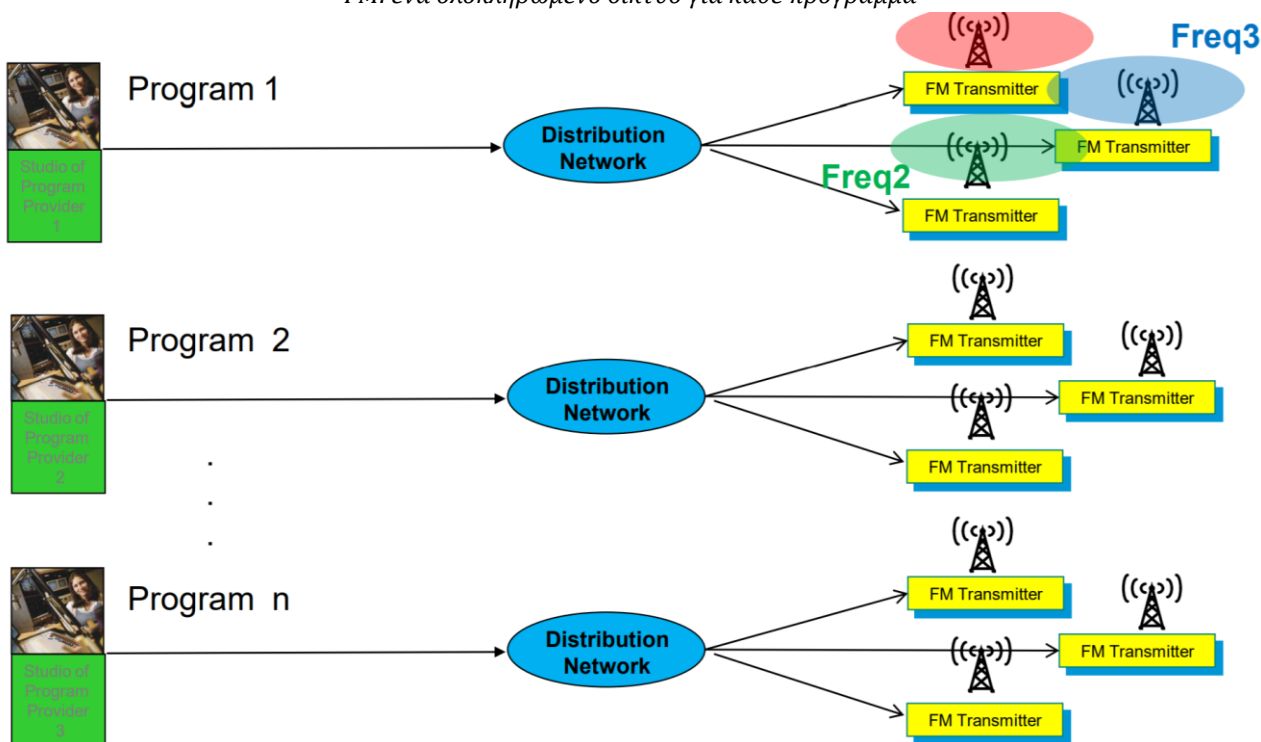
Ως προς τις παραμέτρους των πομπών, οι διαφορές στο σύστημα μετάδοσης φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

FM		DAB+
87,5 MHz – 108 MHz	Frequency	174 MHz – 240 MHz
Peak	Tx Power	RMS
200 kHz	Channel	1.5 MHz
1 per channel	Programs	up to 25 per channel
RDS	Data	Part of the Multiplex
Analoge L/R, Composite, AES IP (Audio over IP)	Input	Digital ETI 2.048 Mbit/s EDI (ETI over IP)
Single Carrier FM 	Modulation	Multi Carrier (1536) OFDM, type DQPSK 

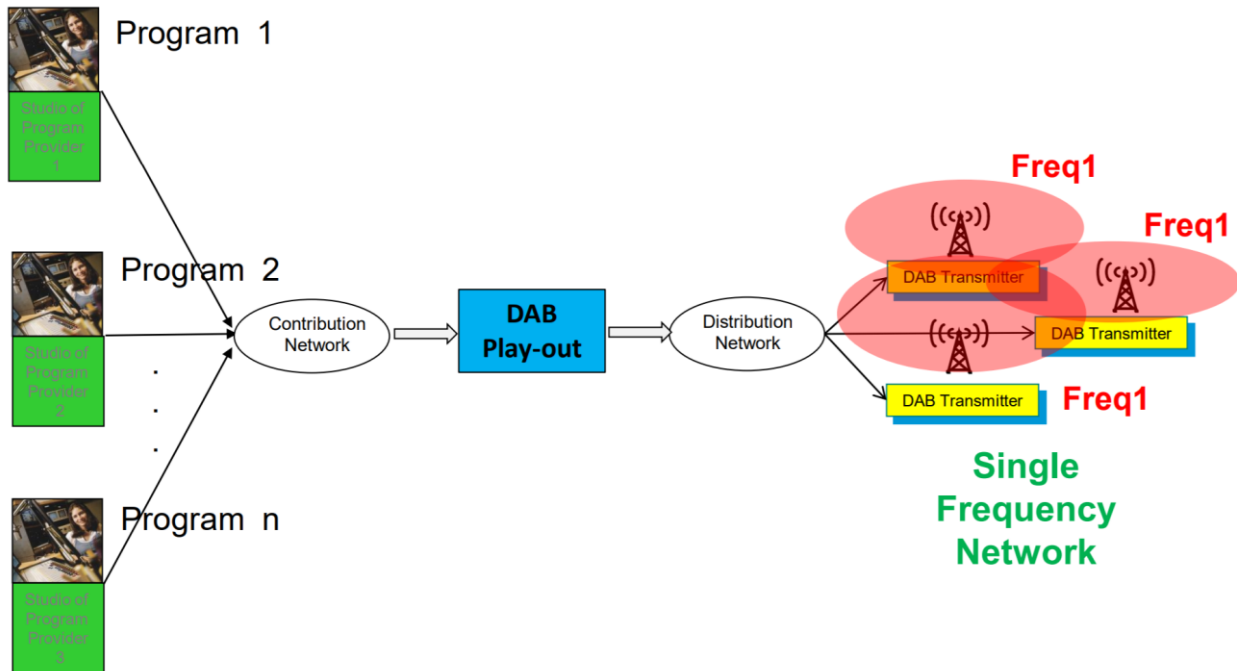
Ως προς τις οικογένειες προτύπων DAB, δηλαδή DAB, DAB+ και DMB, δεν υπάρχουν ουσιαστικές διαφορές για τον πομπό στο hardware και software, αφού κάθε σύγχρονος πομπός DAB μπορεί να υποστηρίξει και τις τρεις οικογένειες χωρίς αλλαγές. Αυτό που διαφέρει είναι μόνο ο εξοπλισμός play-out, δηλαδή η συσκευή που εκτελεί audio encoding, video encoding (DMB) και error protection. Με το DAB μπορούν να υποστηριχθούν 6-12 προγράμματα ήχου, με το DAB+ 12-25, ενώ με το DMB παρέχονται 1-3 προγράμματα video και μερικά προγράμματα ήχου.

Διανομή από το Studio στον πομπό FM ή DAB+

FM: ένα ολοκληρωμένο δίκτυο για κάθε πρόγραμμα



DAB+: ένα ολοκληρωμένο δίκτυο για πολλά ραδιοφωνικά προγράμματα



Με σύγκριση των δύο παραπάνω τοπολογιών και τον πίνακα στο 7.5.2., συνεπάγεται ότι για να μεταδώσουμε 18 προγράμματα ήχου (όλα με την ίδια κάλυψη) θα έχουμε μεγαλύτερο cost efficiency χρησιμοποιώντας την υπηρεσία DAB+ ως προς τις εξής παραμέτρους:

FM	DAB+
18 πομπούς FM	1 πομπό DAB+
18 συχνότητες	1 συχνότητα
18 άδειες εκπομπής	1 άδεια εκπομπής
18 Studio-Transmitter συνδέσεις (STLs)	1 STL
18 RDS encoder/data	1 DAB+ play-out
1 μεγάλο combiner και κεραιοσυστήματα	1 κεραιοσύστημα χωρίς combiner

7.5.3. Κατανάλωση ισχύος FM και DAB+

Μια σημαντική σύγκριση των δύο συστημάτων αφορά το πόσο οικονομική από άποψη ενέργειας και ισχύος είναι έκαστη, αποτέλεσμα της οποίας μπορεί να μας δείξει ποια είναι περισσότερο οικονομική και οικολογική (green). Το ζήτημενο αυτής της σύγκρισης είναι δούμε ποια απ' τις δύο υπηρεσίες έχει μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος, θεωρώντας ίδιο EIRP και κάλυψη. Σημαντική παράμετρος της διαδικασίας είναι να δούμε πόση απ' την ισχύ εισόδου του κάθε συστήματος γίνεται τελικά RF ισχύς μετάδοσης.

Ο πομπός συνδέεται με την κεραία μέσω μιας γραμμής μεταφοράς. Δεδομένου ότι η γραμμή μεταφοράς μπορεί να έχει σημαντικές απώλειες L , η ισχύς που εφαρμόζεται στην κεραία είναι συνήθως μικρότερη από την ισχύ εξόδου του πομπού P_{TX} . Η σχέση EIRP με την ισχύ εξόδου του πομπού είναι (οι απώλειες στην ίδια την κεραία περιλαμβάνονται στο κέρδος):

$$EIRP(dBw) = P_{TX}(dBw) - L(dB) + G(dBi)$$

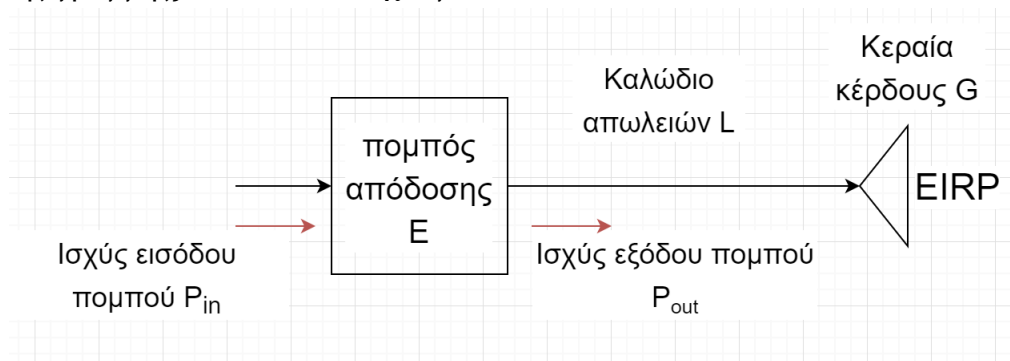
Το κέρδος της κεραίας είναι στενά συνδεδεμένο με την κατευθυντικότητα, αλλά όχι ίδιο. Το κέρδος είναι πάντα μικρότερο από την κατευθυντικότητα από έναν παράγοντα που ονομάζεται αποδοτικότητα ακτινοβολίας (η). Ενώ η κατευθυντικότητα είναι εξ ολοκλήρου συνάρτηση του μήκους κύματος και της γεωμετρίας και του τύπου της κεραίας, το κέρδος λαμβάνει υπόψη τις απώλειες που συμβαίνουν πάντα μέσα σε μια πραγματική κεραία. Συγκεκριμένα, το επιταχυνόμενο φορτίο (χρονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα) προκαλεί ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία (εξισώσεις Maxwell). Επομένως, οι κεραίες χρησιμοποιούν μια κατανομή ρεύματος στα ακτινοβολούμενα στοιχεία για να παράγουν ηλεκτρομαγνητική ενέργεια που διαδίδεται μακριά από την κεραία. Αυτή η σύζευξη δεν είναι ποτέ 100% αποτελεσματική (από τους νόμους της θερμοδυναμικής), και επομένως το κέρδος κεραίας θα είναι πάντοτε μικρότερο από την κατευθυντικότητα από αυτόν τον συντελεστή απόδοσης.

Επιπλέον, ο πομπός FM ή DAB χαρακτηρίζεται από έναν συντελεστή απόδοσης E (transmitter efficiency). Η σχέση που συνδέει την ισχύ εισόδου και εξόδου ενός πομπού:

$$P_{out} = E \times P_{in} \quad (1)$$

Οι εμπορικές τιμές του E από διάφορους κατασκευαστές πομπών FM (Armstrong Transmitter Corporation, GatesAir, κ.ά.) και DAB+ (CTE Digital Broadcast S.r.l., GatesAir, NEC Corporation, κ.ά.) είναι περίπου 75% για τους FM και 40% για τους DAB+.

Είδαμε ότι η κάλυψη για portable outdoor στο λεκανοπέδιο της Αττικής είναι ίδια και για τις δύο υπηρεσίες. Χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους του σταθμού στον Υμηττό έχουμε 50kW EIRP και για τις δύο καλύψεις (δηλ. $EIRP_{FM} = EIRP_{DAB+}$ (2)), ενώ η κεραία για το DAB+ έχει 0.5-1 dB μεγαλύτερο κέρδος απ' την κεραία του FM (8 dB του DAB+, 7-7.5 dB του FM). Οι απώλειες καλωδίωσης είναι περίπου 2 dBi, ωστόσο το γινόμενο $G_{antenna} \cdot L_{cable}$ μπορεί να θεωρηθεί ίδιο και για τις δύο υπηρεσίες (δηλ. $G_{DAB+} \cdot L_{DAB+} = G_{FM} \cdot L_{FM}$ (3)). Ο λόγος αυτής της θεώρησης είναι ότι όσο κερδίζει το DAB+ απ' το ελαφρώς μεγαλύτερο κέρδος της κεραίας, το χάνει απ' τις απώλειες καλωδίωσης (όσο αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας, αυξάνονται οι απώλειες της γραμμής). Έτσι λοιπόν έχουμε:



Με βάση το παραπάνω σχήμα και δουλεύοντας σε Watts:

$$\begin{cases} EIRP_{DAB+} = P_{out,DAB+} \cdot G_{DAB+} \cdot L_{DAB+} \\ EIRP_{FM} = P_{out,FM} \cdot G_{FM} \cdot L_{FM} \end{cases} \xrightarrow{(1),(2),(3)} E_{FM} \cdot P_{in,FM} = E_{DAB+} \cdot P_{in,DAB+}$$

$$\text{ή } P_{in,DAB+} = \frac{0.75}{0.4} P_{in,FM} = 1.875 \cdot P_{in,FM}$$

Επομένως, ένας σταθμός DAB+ χρειάζεται 1.875 περισσότερη ισχύ εισόδου από αυτή που χρειάζεται ένας σταθμός FM για να επιτευχθεί ίδια κάλυψη με ίδιο EIRP. Όμως, με αυτή την ισχύ, το DAB+ μπορεί να μεταδώσει 18 προγράμματα των 64kpbs, ενώ το FM μεταδίδει ένα. Επομένως, η συνολική ισχύς εισόδου για την μετάδοση 18 προγραμμάτων ήχου καλής ποιότητας στην FM:

$$P_{in,FM}^{18\text{ programmes}} = 18 \cdot P_{in,FM} = 18 \cdot \frac{P_{in,DAB+}}{1.875} = 9.6 \cdot P_{in,DAB+}^{18\text{ programmes}}$$

Άρα, το DAB+ έχει 9.6 φορές μικρότερη κατανάλωση ισχύος από το FM.

7.6. Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

Οι παραπάνω συγκρίσεις δείχνουν τα σημαντικά οφέλη της μετάβασης στο επίγειο ψηφιακό ραδιόφωνο DAB+. Όσον αφορά τα κόστη επένδυσης, η σημαντική διαφορά των δύο συστημάτων έγκειται στη διαφορά του εξοπλισμού που απαιτεί το καθένα. Το γεγονός ότι το DAB+ μεταδίδει 18 προγράμματα ήχου σε μία πολυπλεξία, οδηγεί σε λιγότερο απαιτούμενο υλικό μετάδοσης κατά έναν συντελεστή 18. Από την άλλη, με τη μετάβαση στο DAB+ οδηγούμαστε σε συμπίεση του φάσματος, γεγονός που θα οδηγήσει σε απελευθέρωση της ζώνης FM και την δυνατότητα κατάληψης αυτής της ζώνης από άλλες υπηρεσίες.

Net bit rates per subchannel for DAB+ (EEP3A FEC 1/2)

Protection Level	Net bit rate in kbit/s		
	6 sub-channels	12 sub-channels	18 sub-channels
1A	96	48	32
2A	144	72	48
3A	192	96	64
4A	288*	144	96

Η εταιρεία GatesAir, σε παρουσίαση για την σύγκριση του DAB+ και το FM έχει καταγράψει:

Cost factor	DAB+ costs compared to FM
Equipment	< 10% of FM (11 times lower)
Energy	2,5% of FM (41 times lower)
Cooling	5% of FM (18 times lower)
Footprint	6% of FM (18 times lower)
Maintenance	55% of FM (1,8 times lower)
Overall Opex	DAB+ costs between 6 and 13 times less

Αν και το μέγεθος δικτύου, η τοπογραφία και οι παραλλαγές στο τύπο κεραίας μετάδοσης μπορεί να αλλάξει το ισοζύγιο ενέργειας FM-DAB+, μπορούν να αποδειχθούν αναλογίες τουλάχιστον ενός πέμπτου μεταξύ DAB+ και FM. Αυτό αποκαλύπτει (και τεκμηριώνεται από τις πρακτικές υλοποιήσεις μέχρι σήμερα) ότι το DAB+ είναι οικονομικά και οικολογικά φθηνότερο. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η κατανάλωση ενέργειας, το κόστος υλοποίησης και η αξιοποίηση του εύρους ζώνης καταστούν τα πλέον ζωτικά ζητήματα για την ραδιομετάδοση, το DAB+ μπορεί να χαρακτηριστεί ως η καταλληλότερη (έως σήμερα) ραδιοφωνική υπηρεσία.

Όσον αφορά τις μελλοντικές επεκτάσεις του θέματος, όσον αφορά την μελέτη κάλυψη FM, DAB, DAB+ και άλλων υπηρεσιών μετάδοσης εικόνας και ήχου, οι πτυχές σχεδιασμού δεν φαίνεται να επιδέχονται σημαντικές βελτιώσεις. Αυτό που έχει σημασία για την αγορά είναι η ενοποίηση όλων αυτών των υπηρεσιών σε μία συσκευή (multi-standards receiver). Ένας μελλοντικός δέκτης για την ευρωπαϊκή αγορά θα πρέπει να υποστηρίξει FM, DAB, DRM και τελικά DVB-T σε ένα ενιαίο σύστημα, ενσωματωμένο με μια διασύνδεση Bluetooth ή WLAN σε άλλα συστήματα στο σπίτι ή στο αυτοκίνητο. Η έννοια του συστήματος "software radio" είναι υπό έρευνα, αλλά η πρόοδος του είναι περιορισμένη κυρίως λόγω της περιορισμένης προόδου στον τομέα της ανάπτυξης υψηλής ταχύτητας και υψηλής ανάλυσης ADCs.

Επικεντρώνοντας σε ζητήματα μετάδοσης ήχου και εικόνας, μια μοντέρνα τεχνική που ίσως επικρατήσει στο μέλλον είναι το Internet radio (Web-casting). Ένας εντελώς διαφορετικός τρόπος παροχής ραδιοφωνικών υπηρεσιών είναι η χρήση του Διαδικτύου ως μια παγκόσμια πλατφόρμα πολυμέσων. Αυτό σημαίνει, ότι το ραδιόφωνο διαδικτύου είναι μια επέκταση των πολυμέσων του Internet. Τα σήματα ήχου και εικόνας μπορούν να ψηφιοποιηθούν σε ένα αρχείο ή μια ροή δεδομένων, τα οποία μπορούν εύκολα να διανεμηθούν πάνω από τις υπάρχοντες δομές Διαδικτύου. Ο όρος Web-casting σημαίνει δημοσίευση αρχείων ή ροών ήχου και βίντεο σε ιστότοπους, για ζωντανή (live) και/ή κατ' απαίτηση (on-demand) παράδοση στο ευρύ κοινό.

8. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- Digital Communications, John G. Proakis, 4th edition
- Συστήματα Τηλεπικοινωνιών, John Proakis, Masoud Salehi, 2^η έκδοση
- Ασύρματες Επικοινωνίες, Π. Γ. Κωττής, Π.-Δ. Μ. Αράπογλου, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011
- Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις, Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011
- Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών, Κωνσταντίνου Φ., Κανάτας Α., Πάντος Γ., Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2^η έκδοση 2013
- Ψηφιακές επικοινωνίες, Bernard Sklar, 2^η έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2012
- ETSI TS 103 461 V1.1.1: Digital Audio Broadcasting (DAB); Domestic and in-vehicle digital radio receivers; Minimum requirements and Test specifications for technologies and products
- ITU-R BS.412-9 (12/1998): Planning standards for terrestrial FM sound broadcasting at VHF
- WorldDAB: Additional attributes offered by DAB+
- Technical Parameters and Planning Algorithms for T-DAB Coverage Calculations, June 2011, Arqiva, BBC, Ofcom
- BDR: GREEN BROADCAST, The economic and ecological benefits of DAB+
- BPN 003 3th issue: TECHNICAL BASES FOR T-DAB SERVICES NETWORK PLANNING AND COMPATIBILITY WITH EXISTING BROADCASTING SERVICES
- ATDI ICS telecom: the ultimate radio network planning tool
- WorldDAB: Overview of the DAB+ System, Dr. Les Sabel - WorldDMB Technical Committee
- MINIMUM SPECIFICATIONS FOR DAB AND DAB+ PERSONAL AND DOMESTIC DIGITAL RADIO RECEIVERS, Department for Culture, Media and Sport, V1.1 June 13
- EBU: COST-BENEFIT ANALYSIS OF FM, DAB, DAB+ AND BROADBAND FOR RADIO BROADCASTERS AND LISTENERS, JULY 2017 MARCELLO LOMBARDO

- ETSI EN 300 401 V2.1.1 (2016-10): Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers
- F.Hofmann, H.Schulze,(2011), Diversity Reception for Digital Audio Broadcasting“, Broadband multimedia systems and Broadcasting (BMSB),IEEE International Symposium, 2011
- W.Hong , T. Lauterbach, Digital Audio Broadcasting, 3rd Edition, Wiley, 2009
- Digital Audio Broadcasting Eureka-147: Minimum Requirements for Terrestrial DAB Transmitters, Prepared by WorldDAB, September 2001
- ITU-R BS.1114-9 (06/2015): Systems for terrestrial digital sound broadcasting to vehicular, portable and fixed receivers in the frequency range 30-3000 MHz
- ITU-R BS.1660-7 (10/2015): Technical basis for planning of terrestrial digital sound broadcasting in the VHF band
- ITU-R P.525-3 (09/2016): Calculation of free-space attenuation
- ITU-R P.526-13 (11/2013): Propagation by diffraction
- ITU-R P.1546-5 (09/2013): Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz
- ITU-R P.1812-4 (07/2015): A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF band
- ITU-R BS.2214-2 (10/2016): Planning parameters for terrestrial digital sound broadcasting systems in VHF bands
- EBU – TECH 3310: Possible use of Spectral Band Replication in DAB
- EBU – TECH 3317: Planning parameters for hand held reception, VERSION 2
- EBU – TECH 3327: Network Aspects for DVB-H and T-DMB, version 1.1
- EBU TR 021: TECHNICAL BASES FOR T-DAB SERVICES NETWORK PLANNING AND COMPATIBILITY WITH EXISTING BROADCASTING SERVICES
- EBU TR 025: REPORT ON FREQUENCY AND NETWORK PLANNING PARAMETERS RELATED TO DAB+
- ETSI TS 102 563 V1.2.1 (2010-05): Technical Specification, Digital Audio Broadcasting (DAB);
- Transport of Advanced Audio Coding (AAC) audio
- ETSI TS 102 563 V2.1.1 (2017-01): Digital Audio Broadcasting (DAB); DAB+ audio coding (MPEG HE-AACv2)
- EBU BPN 066: Planning and Implementation for T-DAB and DVB-T
- EBU TR 24: SFN FREQUENCY PLANNING AND NETWORK IMPLEMENTATION WITH REGARD TO T-DAB AND DVB-T
- https://en.wikipedia.org/wiki/FM_broadcasting
- <https://www.slideshare.net/WorldDAB/overview-of-dab>
- <https://www.worlddab.org/>
- https://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing
- https://en.wikipedia.org/wiki/Digital_audio_broadcasting

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

Παράρτημα 1: Σταθερή και τροποσφαιρική παρεμβολή

Για να εφαρμοστούν οι καμπύλες του protection ratio των Σχ. 1 και 2 της ITU-R 412-9, είναι αναγκαίο να προσδιοριστεί κατά πόσον, για συγκεκριμένες περιστάσεις, η παρεμβολή πρέπει να θεωρείται ως σταθερή ή τροποσφαιρική. Ένα κατάλληλο κριτήριο για αυτό παρέχεται από την έννοια του "nuisance field" (πεδίο ενόχλησης), που είναι η ισχύς πεδίου που διευρύνεται με τον σχετικό λόγο προστασίας.

Nuisance field for steady interference:

$$E_s = P + E(50, 50) + A_s$$

Nuisance field for tropospheric interference:

$$E_t = P + E(50, T) + A_t$$

where:

P : e.r.p. (dB(1 kW)) of the interfering transmitter

A : radio-frequency protection ratio (dB)

$E(50, T)$: field strength (dB(μ V/m)) of the interfering transmitter, normalized to 1 kW, and exceeded during $T\%$ of the time

Στη Διάσκεψη VHF/FM (Geneva 1984), το ποσοστό χρόνου επιλέχθηκε να είναι $T=1\%$. Η καμπύλη του protection ratio για σταθερή παρεμβολή ισχύει όταν $E_s \geq E_t$. Αυτό σημαίνει ότι, σε κάθε περίπτωση, το A_s χρησιμοποιείται όταν ικανοποιεί:

$$E(50, 50) + A_s \geq E(50, T) + A_t$$

Παράρτημα 2: Το μοντέλο αναφοράς ITU-R 525-2

Με βάση αυτό το μοντέλο, ένας δέκτης που βρίσκεται σε απόσταση d από τον πομπό, ο οποίος χρησιμοποιεί κεραία με EIRP= p (στην κατεύθυνση του εξεταζόμενου σημείου σε Watts), λαμβάνει rms τιμή πεδίου (σε V/m):

$$e = \frac{\sqrt{30p}}{d} \quad e_{mV/m} = 173 \frac{\sqrt{p_{kW}}}{d_{km}}$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει για γραμμικά πολωμένο κύμα, ενώ η δεξιά εξίσωση χρησιμοποιεί πρακτικές μονάδες. Στις ειδικές περιπτώσεις, όπου πρόκειται για:

- *Ελλειπτική πόλωση*: Αντικαθιστούμε το e με $\sqrt{e_x^2 + e_y^2}$, όπου η όροι e_x και e_y είναι οι συνιστώσες του κύματος στους ορθογώνιους άξονες και εξάγονται από τον αξονικό λόγο του κύματος
- *Κυκλική πόλωση*: Αντικαθιστούμε το e με $e\sqrt{2}$.

Η βασική απώλεια ελευθέρου χώρου για P-P ζεύξεις υπολογίζεται ως εξής (για την δεξιά εξίσωση το d σε km και το f σε MHz):

$$L_{bf}(dB) = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad L_{bf}(dB) = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d$$

Η πυκνότητα ροής ισχύος (σε W/m²) για ένα επίπεδο κύμα που φτάνει σε κάποιο σημείο λήψης είναι:

$$s = \frac{e^2}{120\pi} = \frac{4\pi p_r}{\lambda^2}$$

Όπου το e δίνεται παραπάνω και το p_r είναι η διαθέσιμη ισχύς (σε W) από μια ιστροπική κεραία τοποθετημένη στο σημείο αυτό (λ : μήκος κύματος).

Επιπλέον, δίνονται οι απώλειες ελεύθερου χώρου για ένα radar (L_{br}), καθώς και βασικές μετατροπές από ένα μέγεθος σε ένα κάποιο άλλο:

$$\begin{aligned} E &= P_t - 20\log d + 74.8 & P_r &= E = 20\log f - 167.2 \\ L_{bf} &= P_t - E + 20\log f + 167.2 & S &= E - 145.8 \end{aligned}$$

Όπου:

- E : η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε dBμV/m
- L_{bf} : η βασική απώλεια μετάδοσης ελεύθερου χώρου σε dB
- S : η πυκνότητα ροής ισχύος σε dBW/m²
- P_t : η ιστροπικά εκπεμπόμενη ισχύς σε dBW
- P_r : η ιστροπικά ληφθείσα ισχύς σε dBW
- f : είναι η συχνότητα σε GHz
- d : είναι η απόσταση σε km

Παράρτημα 3: Το μοντέλο διάδοσης ITU-R 526-13

Η σύσταση P.526-12 της ITU-R παρουσιάζει διάφορα μοντέλα για τον υπολογισμό των επιδράσεων της περίθλασης σε ένα λαμβανόμενο σήμα, για μια ποικιλία τύπων εμποδίων και τοπολογιών. Θα περιγράψουμε την έκδοση από την ITU το 2013.

Η σύσταση αυτή επισημαίνει τη σημασία της ατμοσφαιρικής περίθλασης, εκτός από την επίδραση του εδάφους και των διαφόρων εμποδίων πάνω σε αυτό, προκειμένου να αξιολογηθούν σωστά οι γεωμετρικές παράμετροι που βρίσκονται στο μονοπάτι της διάδοσης (π.χ. γωνία περίθλασης, ακτίνα καμπυλότητας, ύψος εμποδίου κ.α.). Σαν αντιπροσωπευτική ακτίνα γης (ισοδύναμη ακτίνα της γης) λαμβάνουμε τις τιμές της σύστασης ITU-R P.834, ενώ σε περίπτωση απουσίας άλλων πληροφοριών θα πρέπει να υιοθετείται σαν βάση η τιμή των 8500 km.

Στη σύσταση αυτή περιγράφονται διάφορες περιπτώσεις περίθλασης:

- *Περίπτωση της σφαιρικής γης:* για τον υπολογισμό των απωλειών περίθλασης πέρα από τον ορίζοντα (over-the-horizon), παρέχονται δυο τύποι λύσεων: μια αριθμητική και ένα νομόγραμμα. Η αριθμητική μέθοδος που χρησιμοποιείται περιλαμβάνει τον προσδιορισμό διαφόρων μεταβλητών, όπως του κανονικοποιημένου συντελεστή επιφανειακής αγωγιμότητας K , του κανονικοποιημένου μήκους της ζεύξης μεταξύ πομπού-δέκτη X , τα κανονικοποιημένα ύψη των κεραιών αυτών $Y1$ και $Y2$ και τέλος, ενός συντελεστή που εξαρτάται από τον τύπο του εδάφους και της πόλωσης β . Τα νομογράμματα που παρατίθεται στη σύσταση καλύπτουν αρκετές περιπτώσεις περίθλασης, όπως οριζόντια και κατακόρυφη πόλωση, ξηρά και θάλασσα. Για τη διάδοση για κάθε απόσταση, σε συχνότητες από 10 MHz και πάνω, γίνεται χρήση των προηγούμενων αποτελεσμάτων (πέρα από τον ορίζοντα) ή προτείνεται μια διαδικασία παρεμβολής (interpolation) που βασίζεται στην τιμή της ενεργής ακτίνας της γης.

- *Περίθλαση από απομονωμένα εμπόδια πάνω σε ένα γενικό επίγειο περιβάλλον:* Οι υπολογισμοί εξαρτώνται από τον τύπο και τις διαστάσεις του εμποδίου και μπορεί να λαμβάνουν υπ' όψιν τόσο την απευθείας, όσο και την περιθλώμενη συνιστώσα. Έτσι, διακρίνονται οι περιπτώσεις ενός αιχμηρού εμποδίου (knife-edge), ενός στρογγυλεμένου εμποδίου, δύο απομονωμένων κορυφών, πολλαπλών απομονωμένων κυλίνδρων και του μοντέλου Bullington. Επίσης, περιγράφονται σενάρια περίθλασης από λεπτά προπετάσματα (thin screens), όπως για προπέτασμα πεπερασμένου πλάτους, ενός ορθογώνιου ανοίγματος (aperture) καθώς και σύνθετων ανοιγμάτων ή προπετασμάτων. Ακόμη, διακρίνεται η περίπτωση ακμών πεπερασμένης αγωγιμότητας, όπου χρησιμοποιείται η ενοποιημένη θεωρία περίθλασης (Unified Theory of Diffraction).

Παράρτημα 4: Τα κανάλια του T-DAB

T-DAB Block number	T-DAB Block label	Centre frequency (MHz)	Block corner frequencies (MHz)	Lower/upper guard distance (kHz)
Band III: 174,0 to 240,0 MHz				
13	5A	174,928	174,160 to 175,696	160/176
14	5B	176,640	175,872 to 177,408	176/176
15	5C	178,352	177,584 to 179,120	176/176
16	5D	180,064	179,296 to 180,832	176/336
17	6A	181,936	181,168 to 182,704	336/176
18	6B	183,648	182,880 to 184,416	176/176
19	6C	185,360	184,592 to 186,128	176/176
20	6D	187,072	186,304 to 187,840	176/320
21	7A	188,928	188,160 to 189,696	320/176
22	7B	190,640	189,872 to 191,408	176/176
23	7C	192,352	191,584 to 193,120	176/176
24	7D	194,064	193,296 to 194,832	176/336
25	8A	195,936	195,168 to 196,704	336/176
26	8B	197,648	196,880 to 198,416	176/176
27	8C	199,360	198,592 to 200,128	176/176
28	8D	201,072	200,304 to 201,840	176/320
29	9A	202,928	202,160 to 203,696	320/176
30	9B	204,640	203,872 to 205,408	176/176
31	9C	206,352	205,584 to 207,120	176/176
32	9D	208,064	207,296 to 208,832	176/336
33	10A	209,936	209,168 to 210,704	336/(176)
NOTE 1	10N	210,096	209,328 to 210,864	
34	10B	211,648	210,880 to 212,416	(176)/176
35	10C	213,360	212,592 to 214,128	176/176
36	10D	215,072	214,304 to 215,840	176/320
37	11A	216,928	216,160 to 217,696	320/(176)
NOTE 1	11N	217,088	216,320 to 217,856	
38	11B	218,640	217,872 to 219,408	(176)/176

39	11C	220,352	219,584 to 221,120	176/176
40	11D	222,064	221,296 to 222,832	176/336
41	12A	223,936	223,168 to 224,704	336/(176)
NOTE 1	12N	224,096	223,328 to 224,864	
42	12B	225,648	224,880 to 226,416	(176)/176
43	12C	227,360	226,592 to 228,128	176/176
44	12D	229,072	228,304 to 229,840	176/176