



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

**ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ**

Κατασκευή Πομπού Ψηφιακού Ραδιοφώνου Digital Radio Mondiale DRM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Λάμπρος Ε. Αντωνίου

**Επιβλέπων : Γεώργιος Καμπουράκης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.**

Αθήνα, Μάρτιος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Κατασκευή Πομπού Ψηφιακού Ραδιοφώνου Digital Radio Mondiale DRM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Λάμπρος Ε. Αντωνίου

Επιβλέπων : Γεώργιος Καμπουράκης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 5^η Μαρτίου 2012.

.....
Γ. Καμπουράκης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Β. Λούμος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ε. Καγιάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2012

.....

Λάμπρος Ε. Αντωνίου

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

Copyright © Λάμπρος Ε. Αντωνίου, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα εργασία περιγράφει τη λειτουργία και τα χαρακτηριστικά του ψηφιακού ραδιοφώνου Digital Radio Mondiale (DRM) όπως ορίζονται από το πρότυπο ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08). Το ραδιόφωνο DRM κάνει χρήση της διαμόρφωσης COFDM και μπορεί να προσφέρει καλύτερη ποιότητα ήχου και δυνατότητες πολυμέσων σε σύγκριση με το αναλογικό ραδιόφωνο διαμόρφωσης AM, εκμεταλλευόμενο με αποδοτικότερο τρόπο το διατιθέμενο εύρος ζώνης και τα χαρακτηριστικά διάδοσης στη περιοχή συχνοτήτων HF από 2 ως και 30 MHz. Τέλος γίνεται περιγραφή της κατασκευής κατάλληλου πομπού για τη εκπομπή σήματος ψηφιακού ραδιοφώνου DRM που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Λέξεις κλειδιά

Ψηφιακό ραδιόφωνο, Digital Radio Mondiale, DRM, ραδιόφωνο προσδιοριζόμενο από λογισμικό, SDR, COFDM, διαμόρφωση I/Q, διαμόρφωση QAM, πομπός RF, αυτόματος έλεγχος πλάτους, AGC.

Abstract

The present thesis describes the properties and operation of digital radio broadcasting scheme by the name of Digital Radio Mondiale (DRM) as defined by the standard ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08). DRM uses COFDM modulation and offers higher quality and multimedia features with respect to AM analog radio broadcasting, by using the available channel bandwidth more efficiently while taking advantage of the wave propagation properties in the HF band ranging from 2 up to 30 MHz. The final chapter describes a DRM capable radio transmitter that was constructed within the context of this diploma thesis.

Keywords

Digital radio broadcasting, Digital Radio Mondiale, DRM, software defined radio, SDR, COFDM, I/Q modulation, QAM, RF transmitter, automatic gain control, AGC.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά και ιδιαίτερα τους γονείς μου για τη συμπαράσταση που μου προσέφεραν ώστε να ολοκληρώσω τη παρούσα διπλωματική εργασία και τις σπουδές μου καθώς και του φίλους μου για τη στήριξή τους. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω το κύριο Γεώργιο Καμπουράκη, Επίκουρο Καθηγητή Ε.Μ.Π., για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα.

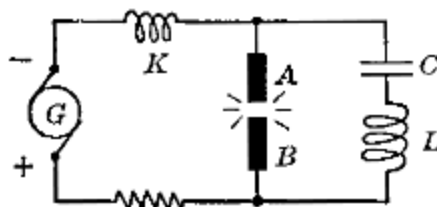
1	Εισαγωγή.....	10
1.1	Ιστορική Αναδρομή της Ραδιοφωνίας.....	10
1.2	Τι είναι το Ψηφιακό Ραδιόφωνο	11
1.3	Τύποι Διαμόρφωσης.....	11
2	Ψηφιακό Ραδιόφωνο DRM.....	20
2.1	Ραδιοφωνικοί σταθμοί DRM	20
2.2	Υπηρεσίες που ενσωματώνει το σύστημα DRM	21
2.3	Κατηγοριοποίηση Δεκτών.....	21
2.4	Τύποι Δεκτών DRM	22
2.5	Διαμορφωτές DRM.....	34
3	Περιγραφή του Συστήματος DRM	35
3.1	Επιτρεπόμενες συχνότητες εκπομπής	35
3.2	Ορισμοί, Σύμβολα, Συντομεύσεις και Συμβάσεις	35
3.3	Γενικά χαρακτηριστικά	36
3.4	Σύνολο παραμέτρων OFDM.....	38
3.5	Τύποι κωδικοποίησης σήματος.....	40
3.6	Άνιση Προστασία δεδομένων UEP και υπερπλαίσια δεδομένων ήχου (audio super framing).....	43
3.7	Κωδικοποίηση AAC.....	44
3.8	Κωδικοποίηση MPEG CELP	47
3.9	Κωδικοποίηση HVXC.....	50
3.10	Πλαίσια πολυπλεγμένων δεδομένων	51
3.11	Κανάλι MSC.....	51
3.12	Fast Access Channel (FAC)	52
3.13	Service Description Channel (SDC)	55
3.14	Αλλάζοντας το περιεχόμενο του καναλιού SDC.....	62
3.15	Σηματοδότηση Αναδιάταξης (Signalling of Reconfiguration)	62
3.16	Αναδιάταξη Υπηρεσιών (Service Reconfiguration).....	62
3.17	Αναδιάταξη Καναλιού (Channel Reconfiguration).....	63
3.18	Εφαρμογή Μηνυμάτων Κειμένου.....	63
3.19	Μετάδοση Πακέτων Δεδομένων (Packet Mode)	64
3.20	Ασύγχρονες Ροές Δεδομένων – Asynchronous Streams	65
3.21	Μετάδοση Αρχείων Δεδομένων	65
3.22	Forward Error Correction για Ροές Πακέτων Δεδομένων	65
3.23	Δέκτης	67
3.24	Κωδικοποίηση Καναλιού και Διαμόρφωση	67
3.25	Διασπορά Ενέργειας – Energy Dispersal	74
3.26	Κωδικοποίηση Καναλιού	75
3.27	Διαμόρφωση QAM	79
3.28	Διεμπλοκές κελιών MSC.....	82
3.29	Δομή Δεδομένων Μετάδοσης	83
3.30	Διάδοση Σήματος και Παράμετροι OFDM.....	84
3.31	Εύρος Ζώνης Σήματος και Σχετικές Παράμετροι.....	84
3.32	Πιλοτικά κελιά	86
3.33	Κελιά Συχνότητας Αναφοράς.....	86
3.34	Κελιά FAC.....	86
3.35	Κελιά SDC	87
3.36	Κελιά Δεδομένων	87
4	Κατασκευή	88
4.1	Εισαγωγή.....	88

4.2 Κρυσταλλικός ταλαντωτής	89
4.3 Κατευθυντικός Συζεύκτης.....	93
4.4 Αυτόματη Ρύθμιση Πλάτους.....	98
4.5 Ισοσταθμισμένος Διαμορφωτής.....	108
4.6 Ενισχυτής RF συχνοτήτων.....	112
4.7 Τροφοδοσία.....	114
4.8 Η Τελική Κατασκευή	115
4.9 Δοκιμαστική Εκπομπή	116
4.10 Λογισμικό Επεξεργασίας Και Παραγωγής Σήματος DRM.....	117
4.11 Προτάσεις Για Βελτίωση.....	118
5 Συμπεράσματα	119
Βιβλιογραφία.....	120

1 Εισαγωγή

1.1 Ιστορική Αναδρομή της Ραδιοφωνίας

Οι πρώτες εξελίξεις στις ασύρματες επικοινωνίες σημειώθηκαν στα τέλη του 19ου και στις αρχές του 20ού αιώνα ενώ διεξήγαγαν πειράματα επιστήμονες και εφευρέτες όπως ο Νίκολα Τέσλα, ο Γουλιέλμο Μαρκόνι και ο Χάινριχ Ρ. Χερτζ, αφού πρώτα είχε προηγηθεί η θεωρητική τεκμηρίωση της ύπαρξης και δυνατότητας διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο κενό χώρο από το φυσικομαθηματικό Τ. Κ. Μάξγουελ. Η έρευνα που πραγματοποιήθηκε έδωσε ώθηση στις πρώτες ασύρματες επικοινωνίες ραδιοηλεγράφου. Η πρώτη μετάδοση ήχου πραγματοποιήθηκε στις 24 Δεκεμβρίου του 1906 από το Ρέτζιναλντ Φέσεντεν (Reginald Fessenden). Πρέπει να σημειωθεί πως μέχρι να εφευρεθούν οι λυχνίες κενού οι πομποί που χρησιμοποιούνταν παρήγαγαν το εκπεμπόμενο σήμα με τη χρήση σπινθήρων και συντονισμένων κυκλωμάτων LC γι αυτό και ονομάζονταν πομποί σπινθήρα (spark gap transmitters, σχήμα 1). Ο σπινθήρας παρήγαγε έναν ευρυζωνικό θόρυβο RF και μέσω του συντονισμένου κυκλώματος LC εκπεμπόταν ένα σήμα RF σχετικά περιορισμένου εύρους. Η κύρια εφαρμογή της τεχνολογίας αυτής ήταν η αμφίδρομη επικοινωνία εμπορικού ή πολεμικού ναυτικού και εμπορική χρήση και επικοινωνία μεταξύ νησιωτικών και ηπειρωτικών περιοχών και γενικότερα όπου δεν ήταν εφικτή η επικοινωνία με ενσύρματα μέσα μέσω σημάτων Μορς.



Σχήμα 1. Αρχή λειτουργίας του πομπού σπινθήρα

Οι σημαντικές εξελίξεις της τεχνολογίας και η εφεύρεση της ανορθώτριας ή διόδου λυχνίας κενού (1904) και της τριόδου λυχνίας κενού (1907) που προέκυψε με τη προσθήκη του πλέγματος ελέγχου (grid) μεταξύ ανόδου και καθόδου της ανορθώτριας, έδωσαν τη δυνατότητα για τη μετάβαση από τη μετάδοση σημάτων Μορς στη μετάδοση ήχου. Χάρis στη χρήση των λυχνιών κενού πλέον ήταν ευκολότερο να διαμορφωθεί κατά πλάτος η φέρουσα από το σήμα. Έτσι λοιπόν στο πρώτο τέταρτο του 20ού αιώνα είτε ερασιτέχνες ιδιώτες είτε αδειοδοτημένοι εμπορικοί ραδιοφωνικοί σταθμοί πραγματοποιούσαν τακτικές προγραμματισμένες ραδιοφωνικές εκπομπές. Αξίζει να σημειωθεί πως αρχικά τα έσοδα των πρώτων ραδιοφωνικών σταθμών δε προέρχονταν από τη διαφήμιση και οι ιδιοκτήτες των σταθμών αποκόμιζαν κέρδη από άλλες δραστηριότητες που προωθούσαν μέσω του ραδιοφώνου πχ η πώληση δεκτών που οι ίδιοι εμπορεύονταν ή κατασκεύαζαν όπως η RCA (Radio Corporation of America). Στην Ελλάδα η πρώτη ραδιοφωνική εκπομπή πραγματοποιήθηκε το 1926 στη Διεθνή Έκθεση Θεσσαλονίκης από το ραδιοηλεκτρολόγο Χρίστο Τσιγγιρίδη ενώ το 1938 εγκαινιάστηκε ο πρώτος κρατικός ραδιοφωνικός σταθμός ισχύος 15KW.

Οι τεχνολογίες που χρησιμοποιούνταν στις ραδιοφωνικές αμφίδρομες και μονόδρομες επικοινωνίες διαφοροποιήθηκαν και αυξήθηκαν με την πάροδο των ετών. Αρχικά οι πομποί σπινθήρα, οι οποίοι ουσιαστικά ήταν περισσότερο ένα ηλεκτρομηχανικό παρά ηλεκτρονικό σύστημα, παρήγαγαν φθίνουσες ταλαντώσεις οι οποίες εξασθενούσαν πολύ γρήγορα αφού η ηλεκτρική εκκένωση διαρκούσε μικρό χρονικό διάστημα με αποτέλεσμα να προκαλούνται παρεμβολές λόγω του μεγάλου φασματικού εύρους του εκπεμπόμενου σήματος. Τροποποιήσεις στο μηχανισμό παραγωγής του σπινθήρα (Ernst Alexanderson, 1904) κατέστησαν δυνατή τη παραγωγή ταλαντώσεων σταθερού πλάτους με αποτέλεσμα τη πιο αποδοτική χρήση του Η/Μ φάσματος και λιγότερες παρεμβολές σε γειτονικά κανάλια. Η επικοινωνία με αυτούς τους πομπούς επιτυγχανόταν συνήθως με σήματα Μορς και πολύ σπανιότερα με ήχο ή φωνή. Η εφεύρεση των ηλεκτρονικών λυχνιών κενού κατέστησε δυνατή τη κατασκευή τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού με μικρότερο κόστος και μέγεθος και προσέφερε πολύ περισσότερες τεχνικές δυνατότητες από τα πρώτα ηλεκτρομηχανικά συστήματα επικοινωνιών. Η διαμόρφωση AM ήταν πλέον πολύ ευκολότερη και η γέννηση του ραδιοφώνου είναι άμεσα συνδεδεμένη με την τεχνολογική πρόοδο που έφερε η εφεύρεση της ηλεκτρονικής λυχνίας. Όσο μειωνόταν το κόστος των ραδιοφωνικών δεκτών τόσο μεγαλύτερη διείσδυση είχε το ραδιόφωνο στην κοινωνία και στη καθημερινή ζωή των ανθρώπων. Σαράντα χρόνια μετά την εφεύρεση της ηλεκτρονικής λυχνίας η εφεύρεση του τρανζίστορ το 1947 και η εξέλιξη του στο διπολικό τρανζίστορ ένωσης (BJT) που γνωρίζουμε σήμερα το 1951 και η κατασκευή των πρώτων δεκτών που το χρησιμοποιούσαν αντί των λυχνιών τις επόμενες δεκαετίες συντέλεσε στη μαζικότερη χρήση αφού το κόστος αγοράς και χρήσης των

δεκτών ελαττωνόταν και γίνονταν πιο λειτουργικοί και χρηστικοί. Εκτός από τη διαμόρφωση AM, το 1933 κατοχυρώθηκε η ερεσιτεχνία του ραδιοφώνου FM (Frequency Modulation) από τον Έντουιν Χάουαρντ Άρμστρονγκ (Edwin Howard Armstrong). Το 1961 τυποποιήθηκε το στερεοφωνικό ραδιόφωνο FM από την αμερικανική ομοσπονδιακή επιτροπή τηλεπικοινωνιών (FCC, Federal Communications Commission).

Κατά τη διάρκεια της εξέλιξης του ραδιοφώνου σημειώθηκαν αρκετές προσπάθειες εξέλιξης, όπως για παράδειγμα το τετραφωνικό ραδιόφωνο FM (quadraphonic FM), ανάλογο του σημερινού πολυκάναλου ήχου του κινηματογράφου. Η πρόοδος της ηλεκτρονικής και ψηφιακής τεχνολογίας και των σύγχρονων επικοινωνιών όμως έφεραν τις μεγαλύτερες αλλαγές στο τομέα της ραδιοφωνίας. Ανάμεσα στις σημαντικότερες εξελίξεις μπορεί να συμπεριληφθεί το δορυφορικό αναλογικό και ψηφιακό ραδιόφωνο, το διαδικτυακό ραδιόφωνο, καθώς και διάφορα τυποποιημένα συστήματα ψηφιακού ραδιοφώνου. Ονομαστικά, μπορούμε να αναφέρουμε μερικά:

- DRM (Digital Radio Mondiale) με το οποίο ασχολείται η παρούσα εργασία και DRM+
- Eureka 147 ή DAB (Digital Audio Broadcasting) και DAB+
- HD Radio (Hybrid Digital)
- FMeXtra
- ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting)
- DMB (Digital Multimedia Broadcasting)

Η πρώτη διαπίστωση είναι πως υπάρχουν αρκετές διαφορετικές υλοποιήσεις, εκ των οποίων κάποιες καλύπτουν τις ίδιες ανάγκες, προσφέροντας σχεδόν τις ίδιες υπηρεσίες. Το μόνο σίγουρο είναι πως καταδεικνύουν τη στροφή του ραδιοφώνου στην ψηφιακή τεχνολογία διατηρώντας κάποια στοιχεία από τις αναλογικές καταβολές του.

1.2 Τι είναι το Ψηφιακό Ραδιόφωνο

Από όσα αναφέρθηκαν στη προηγούμενη παράγραφο είναι προφανές πως το μέλλον του ραδιοφώνου είναι ψηφιακό. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί πως όταν μιλάμε για ψηφιακό ραδιόφωνο δεν εννοούμε ραδιοφωνικούς δέκτες που απλά έχουν ψηφιακή ένδειξη της συχνότητας στην οποία είναι συντονισμένοι, όπως για παράδειγμα οι σύγχρονοι δέκτες αυτοκινήτου. Ενώ στο αναλογικό ραδιόφωνο το αναλογικό σήμα του ήχου διαμορφώνει τη φέρουσα συχνότητα είτε κατά πλάτος (AM) είτε κατά συχνότητα (FM), ύστερα εκπέμπεται, λαμβάνεται από το δέκτη και ανακτάται αποδιαμορφώνοντας το λαμβανόμενο σήμα, στο ψηφιακό ραδιόφωνο η διαδικασία είναι διαφορετική:

- Το αναλογικό σήμα (εάν υφίσταται) μετατρέπεται σε ψηφιακό.
- Το ψηφιακό σήμα συμπιέζεται με κάποιον αλγόριθμο σε κατάλληλη μορφή όπως το MP3 ή το AAC.
- Η αρχική πληροφορία πολυπλέκεται με πρόσθετη πληροφορία (πχ κείμενο), κωδικοποιείται, διαμορφώνει τη φέρουσα και εκπέμπεται.
- Το εκπεμπόμενο σήμα λαμβάνεται, αποδιαμορφώνεται και αποκωδικοποιείται από το δέκτη.

1.3 Τύποι Διαμόρφωσης

1.3.1 Διαμόρφωση CW και OOK

Οι πρώτες ασύρματες επικοινωνίες πριν τη γέννηση του ραδιοφώνου γίνονταν με διαμόρφωση CW (Continuous Wave), αντίστοιχη της ψηφιακής OOK (On Off Keying). Η φέρουσα σε αυτή τη περίπτωση δε διαμορφώνεται και η πληροφορία μεταδίδεται διακόπτοντας την εκπομπή της. Το φασματικό περιεχόμενο της διαμόρφωσης εξαρτάται από το ρυθμό με τον οποίο διακόπτεται η εκπομπή της φέρουσας. Μαθηματικά θα μπορούσε να εκφραστεί το σήμα ως το γινόμενο της συνάρτησης πύλης (συνεχούς χρόνου) επί τη φέρουσα $c(t)$:

$$s(t)=g_n(t)\cdot c(t), n=1,2,3,... \quad (1)$$

όπου

$s(t)$: το εκπεμπόμενο σήμα,

$$g_n(t) = \begin{cases} 1, & t \in [t_{1n}, t_{2n}] \\ 0, & t \notin [t_{1n}, t_{2n}] \end{cases} \quad (2)$$

1.3.2 Διαμόρφωση AM διπλής πλευρικής ζώνης (AMDSB)

Η διαμόρφωση πλάτους διπλής πλευρικής ζώνης (AMDSB-Amplitude Modulation Double Sideband) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$m(t) = s(t)c(t) \quad (3)$$

όπου $c(t) = A\sin(\omega_c t)$ είναι η φέρουσα με γωνιακή συχνότητα $\omega_c = 2\pi f_c$ και $s(t)$ το σήμα που διαμορφώνει κατά πλάτος τη φέρουσα.

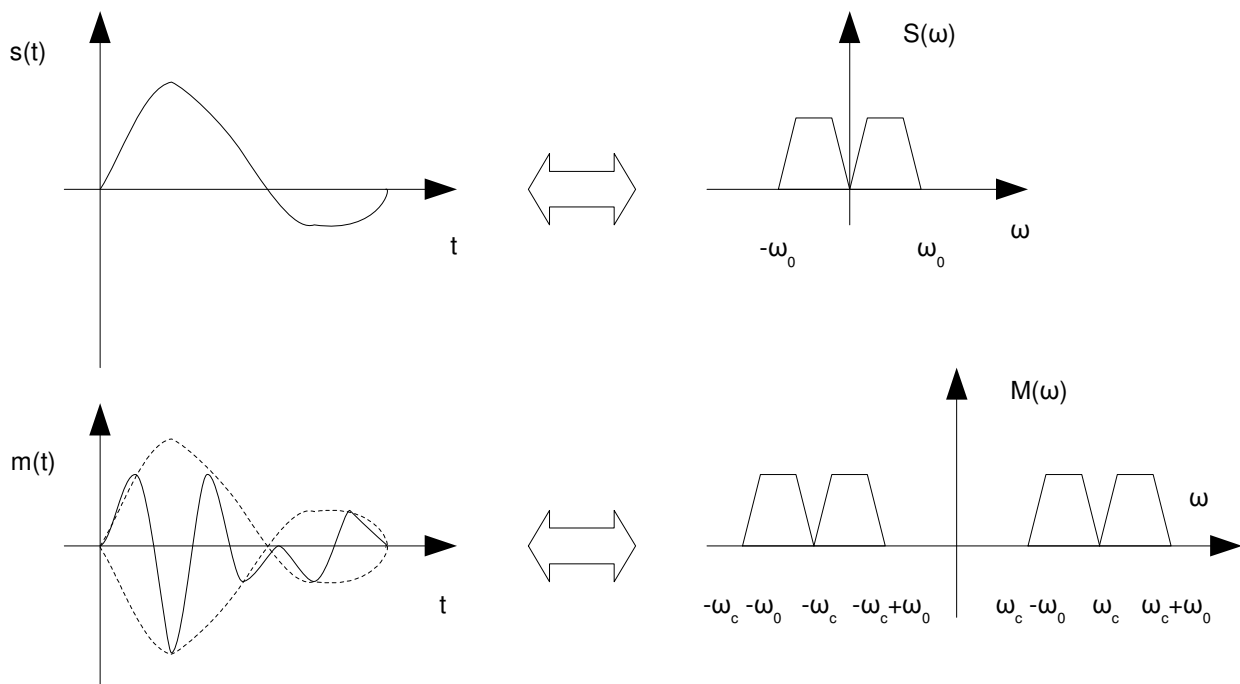
Κάνοντας τη παραδοχή πως το σήμα $s(t)$ είναι ημιτονοειδές πλάτους B με γωνιακή συχνότητα ω_s τότε:

$$m(t) = B\sin(\omega_s t) A\sin(\omega_c t) \rightarrow$$

$$m(t) = AB/2\{\cos((\omega_c - \omega_s)t) - \cos((\omega_c + \omega_s)t)\} \quad (4)$$

Ο μετασχηματισμός Fourier του $m(t)$ δίνεται από τη σχέση:

$$M(\omega) = \frac{1}{2}S(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2}S(\omega + \omega_c) \quad (5)$$



Σχήμα 2. Διαμόρφωση AMDSB

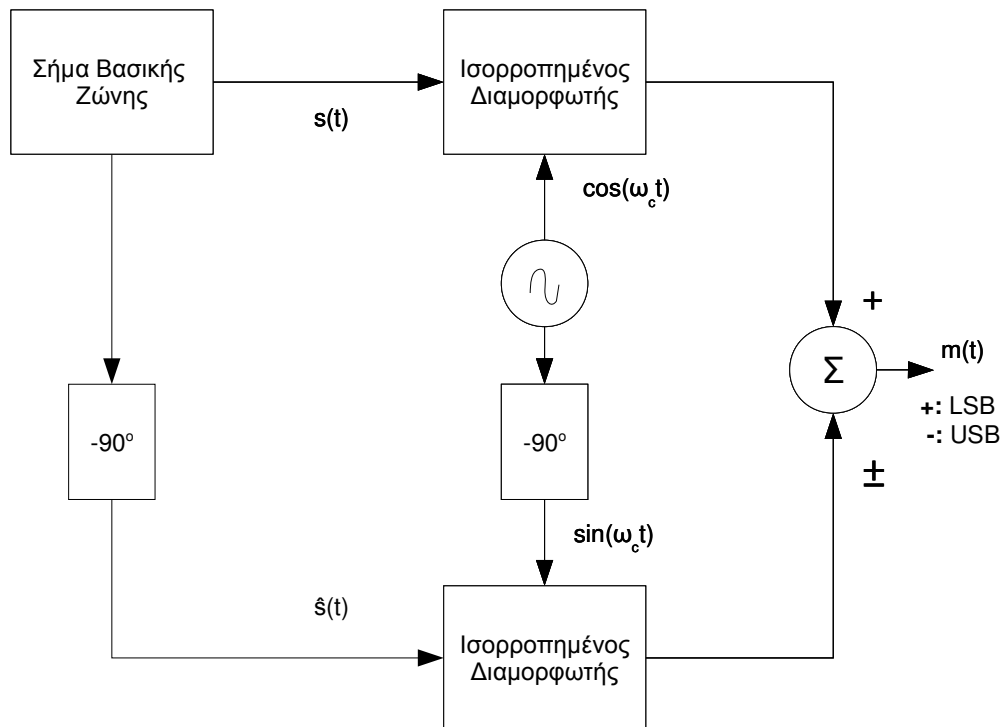
Η διαμόρφωση διπλής πλευρικής ζώνης, έχει ως αποτέλεσμα τη μετάθεση του φάσματος του σήματος βασικής ζώνης μέγιστης συχνότητας ω_0 γύρω από τη συχνότητα ω_c με την προϋπόθεση πως η ω_c είναι τουλάχιστον διπλάσια της ω_0 .

Το μειονέκτημα αυτού του τύπου διαμόρφωσης είναι πως το εκπεμπόμενο σήμα έχει διπλάσιο εύρος ζώνης από το σήμα βασικής ζώνης (baseband), με άμεσο επακόλουθο τη λιγότερο αποδοτική εκμετάλλευση του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος καθώς και της διατιθέμενης ισχύος.

1.3.3 Διαμόρφωση πλάτους απλής πλευρικής ζώνης (AMSSB)

Μια πιο αποδοτική αξιοποίηση του διατιθέμενου εύρους ζώνης μπορεί να επιτευχθεί εάν εκπνευθεί μόνο μία από τις δύο πλευρικές ζώνες, αφού και οι δύο φέρουν την ίδια πληροφορία. Ο τύπος αυτής της διαμόρφωσης πλάτους ονομάζεται Διαμόρφωση Πλάτους Απλής Πλευρικής Ζώνης (AMSSB – Amplitude Modulation Single Sideband ή απλά SSB).

Στη περίπτωση που το σήμα βασικής ζώνης δεν έχει χαμηλόσυχο περιεχόμενο, τότε το διαμορφωμένο σήμα μπορεί να προκύψει φιλτράροντας το σήμα που προκύπτει από τη διαμόρφωση AMDSB, και επιλέγοντας μόνο την μία από τις δύο πλευρικές ζώνες. Στη περίπτωση όμως που το σήμα βασικής ζώνης έχει χαμηλόσυχνες συνιστώσες, τότε δεν είναι δυνατό να παραχθεί το διαμορφωμένο σήμα SSB με απλό φιλτράρισμα του σήματος AMDSB, γιατί δεν είναι δυνατό να κατασκευαστεί φίλτρο με τόσο απότομη μετάβαση από τη ζώνη αποκοπής στη ζώνη διέλευσης. Η λύση σε αυτή τη περίπτωση δίνεται αν στο σήμα που προκύπτει από τη διαμόρφωση AMDSB, προστεθεί το γινόμενο του αρχικού σήματος βασικής ζώνης έχοντας μετατεθεί κατά 90 μοίρες κάθε φασματική συνιστώσα του, με την αρχική φέρουσα που έχει υποστεί ολίσθηση φάσης 90 μοιρών.



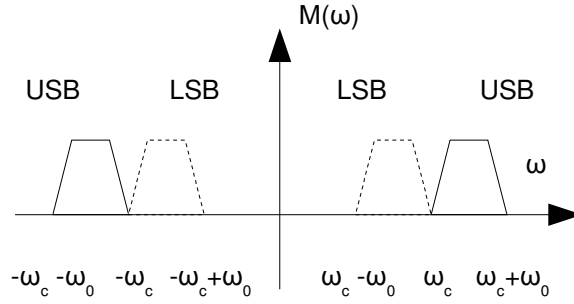
Σχήμα 3. Διαμόρφωση AMSSB

Το σήμα $\hat{s}(t)$ είναι ο μετασχηματισμός Hilbert του $s(t)$ και όπως αναφέρθηκε προηγουμένως προκύπτει με ολίσθηση φάσης 90 μοιρών κάθε φασματικής συνιστώσας του $s(t)$. Τεχνικά είναι δύσκολο να επιτευχθεί κάτι τέτοιο στο αναλογικό πεδίο αν το σήμα βασικής ζώνης έχει μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Γι αυτό το λόγο αυτή η μέθοδος, που βασίζεται στο μετασχηματισμό Hilbert, εφαρμόζεται κυρίως σε ψηφιακά σήματα (μέσω τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος) και σε αναλογικά σήματα περιορισμένου εύρους ζώνης.

Το φασματικό περιεχόμενο του σήματος SSB εξαρτάται από το αν προστίθενται ή αφαιρούνται τα δύο σήματα. Όταν αθροίζονται προκύπτει η κάτω πλευρική ζώνη (LSB - Lower Sideband) ενώ από τη διαφορά τους προκύπτει η άνω πλευρική ζώνη (USB - Upper Sideband):

$$m_{USB}(t) = s(t)\cos(\omega_c t) - \hat{s}(t)\sin(\omega_c t) \quad (6)$$

$$m_{LSB}(t) = s(t)\cos(\omega_c t) + \hat{s}(t)\sin(\omega_c t) \quad (7)$$



Σχήμα 4. Φάσματα των άνω (USB) και κάτω (LSB) πλευρικών ζωνών

Ο μετασχηματισμός Hilbert μιας συνάρτησης $s(t)$, $\hat{s}(t)$ προκύπτει από τη συνέλιξη της $s(t)$ με τη συνάρτηση $g(t)=1/(\pi t)$:

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau$$

Από το θεώρημα της συνέλιξης γνωρίζουμε πως ο μετασχηματισμός Fourier της συνέλιξης δύο συναρτήσεων ισούται με το γινόμενο των μετασχηματισμών Fourier των συναρτήσεων, στο πεδίο της συχνότητας. Άρα ο μετασχηματισμός Fourier της $\hat{s}(t)$ θα είναι:

$$F\{\hat{s}(t)\} = F\{1/\pi t\}F\{s(t)\}$$

Γνωρίζουμε πως:

$$F\{1/\pi t\} = -j\text{sgn}(f)$$

και επομένως:

$$\hat{S}(f) = -j\text{sgn}(f)S(f) \quad (8)$$

όμως η συνάρτηση προσήμου ισούται με:

$$\text{sgn}(f) = 2U(f) - 1 \quad (9)$$

όπου $u(f)$ είναι η μοναδιαία βηματική συνάρτηση που ορίζεται ως:

$$U(f) = \begin{cases} 0, & f < 0 \\ 1/2, & f = 0 \\ 1, & f > 0 \end{cases}$$

Ο μετασχηματισμός Fourier της εξ.6 είναι:

$$M_{USB}(f) = 1/2[S(f-f_c) + S(f+f_c)] - 1/(2j)[\hat{S}(f-f_c) - \hat{S}(f+f_c)] \quad (10)$$

Παρομοίως ο μετασχηματισμός Fourier της εξ.7 είναι:

$$M_{LSB}(f) = 1/2[S(f-f_c) + S(f+f_c)] + 1/(2j)[\hat{S}(f-f_c) - \hat{S}(f+f_c)] \quad (11)$$

Η εξ.10 λόγω των εξ.8 και 9 καταλήγει στη σχέση:

$$M_{USB}(f) = S(f-f_c)U(f-f_c) + S(f+f_c)[1 - U(f+f_c)]$$

ή

$$M_{\text{USB}}(f) = S(f-f_c)U(f-f_c) + S(f+f_c)U(-f-f_c) \quad (12)$$

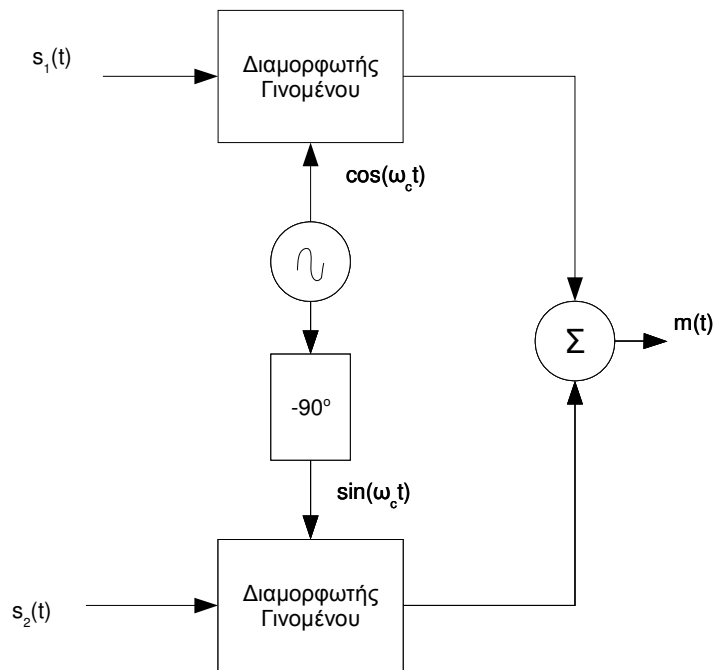
Αντίστοιχα η εξ.12 λόγω των εξ.8 και 9 γίνεται:

$$M_{\text{LSB}}(f) = S(f-f_c)U(-f+f_c) + S(f+f_c)U(f+f_c) \quad (13)$$

Στο Σχήμα 4 διακρίνονται τα συχνοτικά φάσματα της άνω πλευρικής ζώνης (USB) και κάτω πλευρικής ζώνης (LSB).

1.3.4 Ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM)

Η ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) είναι ένας τύπος διαμόρφωσης εξοικονόμησης εύρους ζώνης. Αυτό συμβαίνει γιατί δίνεται η δυνατότητα, δύο διαμορφωμένα σήματα από διαφορετικά σήματα πληροφορίας το καθένα να καταλάβουν το ίδιο εύρος ζώνης και παράλληλα τα δύο αυτά σήματα να μπορούν να διαχωριστούν στο δέκτη.



Σχήμα 5. Διαμορφωτής QAM

Η διαμορφωμένη έξοδος θα ισούται με:

$$m(t) = s_1(t)\cos(\omega_c t) + s_2(t)\sin(\omega_c t)$$

Με την προϋπόθεση πως μπορούμε να αναπαράγουμε στο δέκτη ένα ακριβές αντίγραφο της συχνότητας του διαμορφωμένου κατά QAM φέροντος, τότε μπορούμε να ανακτήσουμε τα αρχικά σήματα $s_1(t)$ και $s_2(t)$. Η δομή του αποδιαμορφωτή φαίνεται στο Σχήμα 6. Για το άνω σκέλος του αποδιαμορφωτή πριν το χαμηλοπερατό φίλτρο έχουμε:

$$s_1'(t) = m(t)\cos(\omega_c t) \rightarrow$$

$$s_1'(t) = s_1(t)\cos^2(\omega_c t) + s_2(t)\sin(\omega_c t)\cos(\omega_c t) \rightarrow$$

$$s_1'(t) = \frac{1}{2}s_1(t) + \frac{1}{2}s_1(t)\cos(2\omega_c t) + \frac{1}{2}s_2(t)\sin(2\omega_c t) \quad (14)$$

Μετά το βαθυπερατό φίλτρο οι δύο όροι της εξ.14 που περιγράφουν υψίσυχνα σήματα γύρω από τη γωνιακή

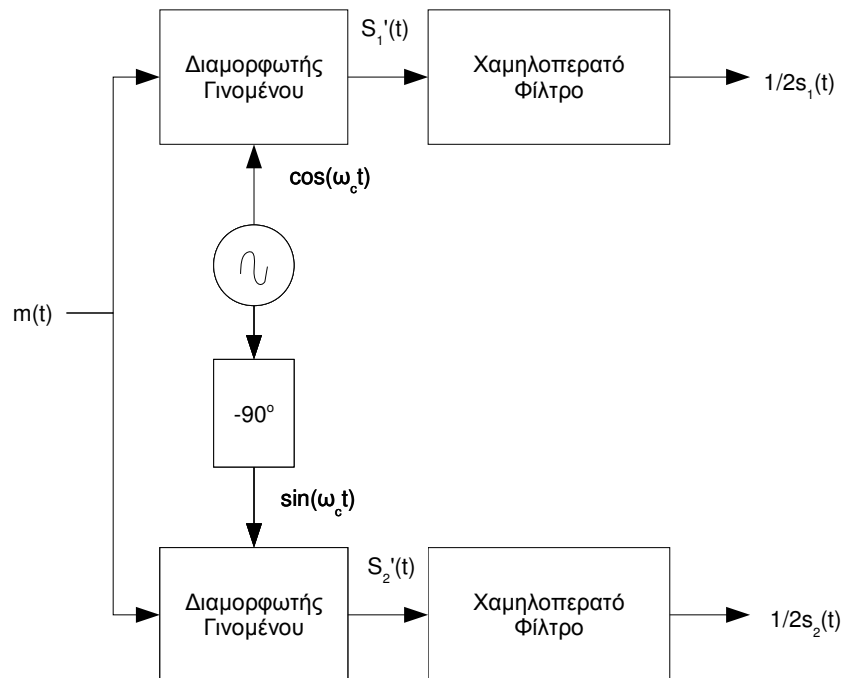
συχνότητα $2\omega_c$, απορρίπτονται από το φίλτρο και απομένει μόνο η συνιστώσα $\frac{1}{2} s_1(t)$. Το ίδιο προκύπτει και για το κάτω σκέλος του αποδιαμορφωτή που ανακτά το σήμα $s_2(t)$:

$$s_2'(t) = m(t)\sin(\omega_c t) \rightarrow$$

$$s_2'(t) = s_1(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) + s_2(t) \sin^2(\omega_c t) \rightarrow$$

$$s_2'(t) = \frac{1}{2} s_1(t) \sin(2\omega_c t) + \frac{1}{2} s_2(t) - \frac{1}{2} s_2(t) \cos(2\omega_c t) \quad (15)$$

Οπότε μετά το βαθυπερατό φίλτρο απορρίπτονται οι υψίσυχνι όροι και απομένει μόνο ο όρος $\frac{1}{2}s_2(t)$.

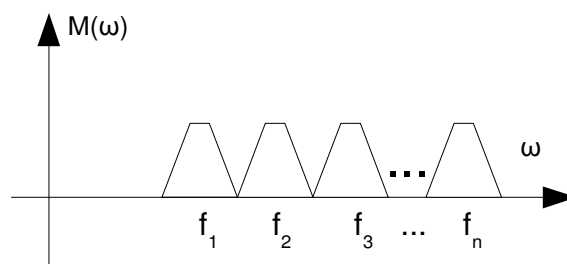


Σχήμα 6. Αποδιαμορφωτής QAM

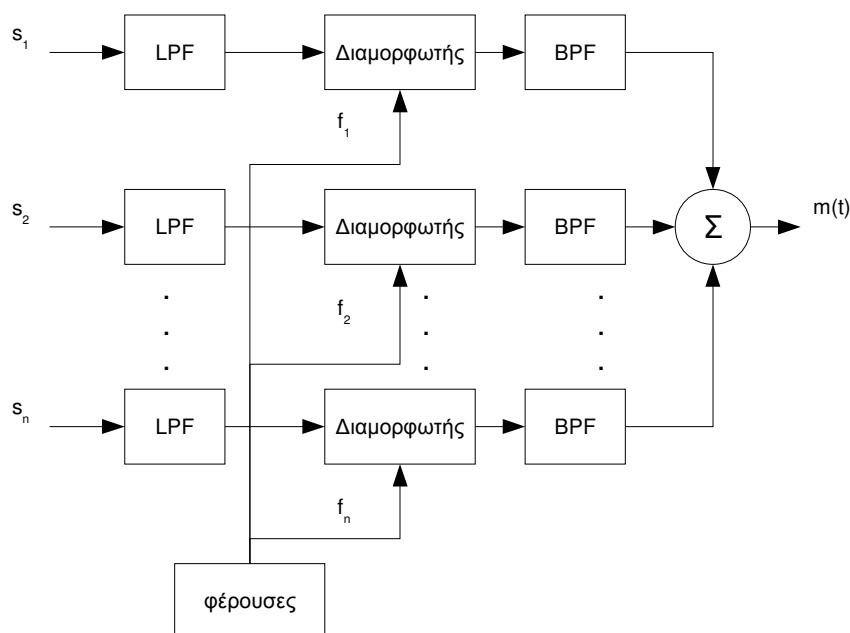
Η κύρια δυσκολία της υλοποίησης του δέκτη έγκειται στην απαίτηση να αναπαραχθεί το φέρον, με την ελάχιστη δυνατή απόκλιση συχνότητας και φάσης, ώστε να προκύψουν αναλλοίωτα τα αρχικά σήματα $s_1(t)$ και $s_2(t)$ στο δέκτη.

1.3.5 Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (FDM)

Η πολυπλεξία διάρθρωσης συχνότητας (FDM – Frequency Division Multiplexing) είναι μία τεχνική κατά την οποία ένα πλήθος από ανεξάρτητα σήματα, μεταδίδονται στο ίδιο μέσο, αλλά τα φάσματά τους δεν επικαλύπτονται. Ένα σήμα FDM έχει μορφή που φαίνεται στο σχήμα 7.



Σχήμα 7. Αναπαράσταση ενός σήματος FDM στο πεδίο της συχνότητας



Σχήμα 8. Υλοποίηση συστήματος πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας

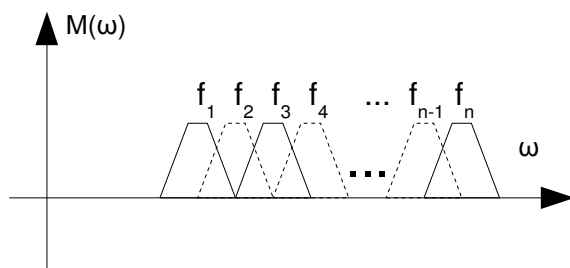
Αν υποθέσουμε πως η κάθε φέρουσα f_i ($i = 1, 2, \dots, n$) έχει εύρος ζώνης Δf τότε το συνολικό εύρος ζώνης (BW) που καταλαμβάνει το πολυπλεγμένο σήμα θα ισούται με:

$$BW = n\Delta f \quad (16)$$

Στο Σχήμα 8 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο παράγεται ένα σήμα FDM. Τα σήματα πληροφορίας s_i ($i = 1, 2, \dots, n$) τα οποία διέρχονται από τα βαθυπερατά φίλτρα (LPF), για να περιοριστεί το εύρος συχνοτήτων τους στην περίπτωση που αυτό δεν επιφέρει σημαντικές αλλοιώσεις στη πληροφορία που φέρουν, διαμορφώνουν τις φέρουσες συχνότητες f_i ($i = 1, 2, \dots, n$), ύστερα τα σήματα αυτά περιορίζονται από ζωνοπερατά φίλτρα κατάλληλης κεντρικής συχνότητας διέλευσης, ώστε να μη παρεμβάλουν στις γειτονικές υποφέρουσες και τέλος αθροίζονται ώστε να προκύψει το τελικό σήμα.

1.3.6 Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM)

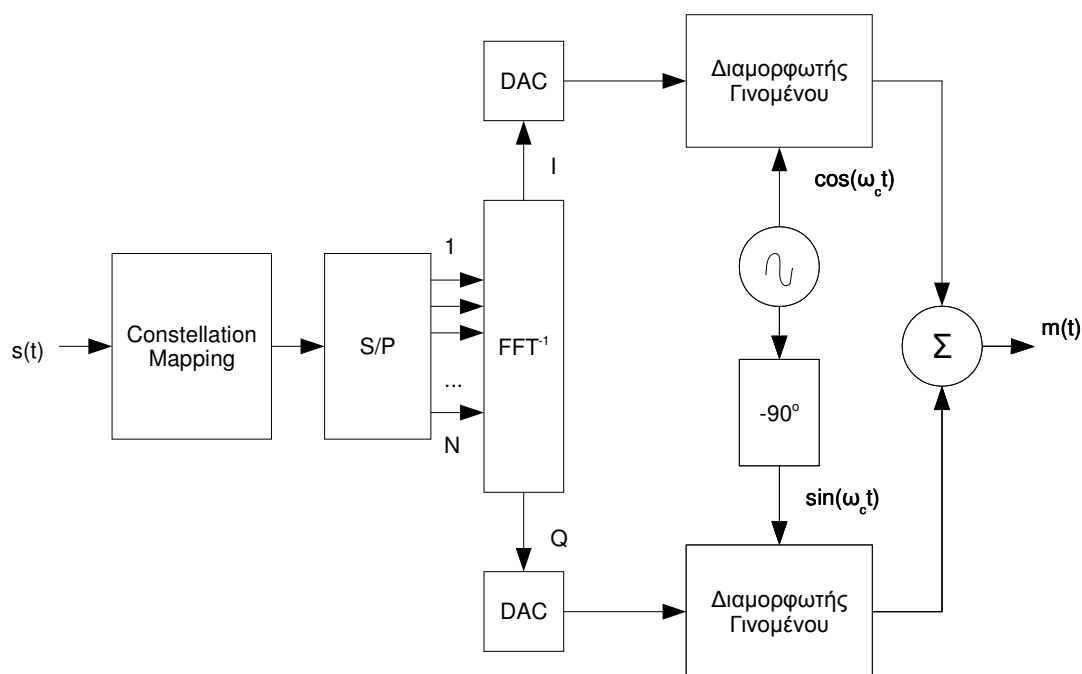
Εκμεταλλευόμενοι το γεγονός πως δύο διαμορφωμένα σήματα πληροφορίας μπορούν να καταλάβουν το εύρος ζώνης που κανονικά θα καταλάμβανε μόνο το ένα από αυτά, συνδυάζοντας την τεχνική της Ορθογωνικής Διαμόρφωσης Πλάτους (QAM) και την Πολυπλεξία διαίρεσης Συχνότητας (FDM) καταλήγουμε στην Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Το άμεσο όφελος από την διαμόρφωση OFDM είναι η εξοικονόμηση εύρους ζώνης αφού πλέον το σήμα καταλαμβάνει μικρότερο φάσμα συχνοτήτων. Στο σχήμα 9 αναπαρίσταται το φασματικό περιεχόμενο ενός σήματος OFDM.



Σχήμα 9. Αναπαράσταση ενός σήματος OFDM στο πεδίο της συχνότητας

Οι συνιστώσες του Σχήμα 9, που είναι σχεδιασμένες με συμπαγή γραμμή, διαμορφώνουν τη φέρουσα $\cos(\omega_c t)$, ενώ οι συνιστώσες με το γραμμοσκιασμένο περίγραμμα διαμορφώνουν τη φέρουσα $\sin(\omega_c t)$. Όπως περιγράφηκε στην παράγραφο που αφορά τη διαμόρφωση QAM, υπάρχει η δυνατότητα τα δύο αυτά σήματα να ανακτηθούν στο δέκτη.

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας χρησιμοποιείται κυρίως στις ψηφιακές επικοινωνίες. Πολύ συχνά στο εκπεμπόμενο σήμα ενσωματώνεται επιπλέον πληροφορία πριν εκπεμφθεί ώστε να επιτρέπεται η διόρθωση πεπερασμένου πλήθους λαθών (εσφαλμένων bit) στο δέκτη χωρίς να χρειάζεται επανεκπομπή της πληροφορίας που υπέστη αλλοιώσεις. Αυτή η τεχνική FEC (Forward Error Correction) χρησιμοποιείται, όταν δεν είναι δυνατή ή επιθυμητή η επανεκπομπή των δεδομένων (πχ. μονόδρομη επικοινωνία ή πολλαπλοί παραλήπτες). Ο τύπος αυτής της διαμόρφωσης ονομάζεται Κωδικοποιημένη Ορθογωνική Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (COFDM – Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) και συναντάται σε πολλές σύγχρονες ψηφιακές ενσύρματες και ασύρματες επικοινωνίες όπως το σύστημα επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης (DVB-T), το ψηφιακό ραδιόφωνο (DAB και DRM), οι υπηρεσίες ψηφιακού συνδρομητικού βρόχου (xDSL) και σε τεχνολογίες ασύρματων δικτύων υπολογιστών (IEEE 802.11a και WiMAX – IEEE 802.16).



Σχήμα 10. Υλοποίηση Διαμορφωτή OFDM

Η ροή ψηφιακών δεδομένων αναπαριστάται στο χώρο σήματος (constellation mapping), αντιστοιχίζοντας μονοσήμαντα ομάδες ψηφίων σε διανύσματα. Έτσι για παράδειγμα οι τέσσερις δυνατοί συνδυασμοί που μπορούν να προκύψουν για μία λέξη δύο ψηφίων, αντιστοιχίζονται σε ένα διάνυσμα ο καθένας, πχ:

00	$1 + j$
01	$-1 + j$
10	$-1 - j$
11	$1 - j$

Πίνακας 1. Αντιστοίχιση πληροφορίας σε διανύσματα

Αντίστοιχα σε μία λέξη τεσσάρων ψηφίων αντιστοιχίζονται δεκαέξι διαφορετικά διανύσματα (QAM-16) και ούτω καθεξής. Η ροή δεδομένων μετατρέπεται από σειριακή σε παράλληλη (S/P) και εφαρμόζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (FFT^{-1}). Τα δεδομένα χωρίζονται σε ορθογωνικές

συνιστώσες (I και Q), μετατρέπονται σε αναλογικά σήματα συνεχούς χρόνου και διαμορφώνουν τις δυο ορθογώνιες φέρουσες συχνότητας f_c , αθροίζονται και εκπέμπονται.

2 Ψηφιακό Ραδιόφωνο DRM

Το ψηφιακό ραδιόφωνο DRM (Digital Radio Mondiale), στο οποίο θα αναφερόμαστε από εδώ και στο εξής με το αρκτικόλεξο DRM, σχεδιάστηκε αρχικά για να χρησιμοποιηθεί στις χαμηλές, μεσαίες και υψηλές ζώνες ραδιοσυχνοτήτων που εκτείνονται από 30 έως 300 KHz, 300 KHz έως 3 MHz και από 3 έως 30 MHz αντίστοιχα.

Το σύστημα DRM προτάθηκε αρχικά από μια μικρή ομάδα κατασκευαστών τηλεπικοινωνιακού ηλεκτρονικού εξοπλισμού και ραδιοηλεκτρονικών μέσων. Η έναρξη των εργασιών για την προτυποποίηση και εξέλιξη του συστήματος πραγματοποιήθηκε με την ίδρυση της κοινοπραξίας DRM, το 1998. Ο αριθμός των μελών και υποστηρικτών της κοινοπραξίας αυτής αυξήθηκε και διευρύνθηκε, με τη συμμετοχή πανεπιστημιακών και ερευνητικών ιδρυμάτων, εταιρειών κατασκευής ημιαγωγών και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, εταιρειών κατασκευής καταναλωτικών ηλεκτρονικών προϊόντων, κατασκευαστών ραδιοηλεκτρονικού εξοπλισμού και ηλεκτρονικών μέσων μαζικής ενημέρωσης από όλο το κόσμο. Ενδεικτικά μπορούμε να αναφέρουμε κάποια μέλη της κοινοπραξίας DRM:

- Analog Devices Inc.
- NXP Semiconductors
- STMicroelectronics
- British Broadcast Corporation (BBC)
- Deutsche Welle
- Radio France
- Fraunhofer G-IIS
- Dolby Laboratories Inc
- Sony International
- European Broadcasting Union (EBU)
- Robert Bosch GmbH
- Harman/Becker Automotive Systems GmbH

Το 2001 το σύστημα DRM έγινε αποδεκτό ως πρότυπο σύστημα ψηφιακού ραδιοφώνου για συχνότητες μικρότερες των 30 MHz από τη Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU – International Telecommunication Union). Το ίδιο έτος υιοθετήθηκε ως τεχνικό πρότυπο με ονομασία ETSI TS 101 980 v1.1.1 (2001-09), από το Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Τηλεπικοινωνιακών Προτύπων (ETSI - European Telecommunications Standards Institute) ενώ το 2004 δημοσιεύτηκε η ισχύουσα έκδοση με ονομασία ETSI ES 201 980 v2.1.1 (2004-06). Παράλληλα το 2003 η Διεθνής Ηλεκτροτεχνική Επιτροπή (IEC – International Electrotechnical Committee) ενέκρινε το πρότυπο IEC 62272-1 Ed. 1: Digital Radio Mondiale (DRM) - Part 1: System Specification. Το 2005 αποφασίστηκε από τη κοινοπραξία να επεκτείνει τη λειτουργία του συστήματος DRM μέχρι τη συχνότητα των 174 MHz δημιουργώντας το DRM+, διατηρώντας τα τεχνικά χαρακτηριστικά που έχουν υιοθετηθεί για την υλοποίηση του DRM.

2.1 Ραδιοφωνικοί σταθμοί DRM

Το σύστημα DRM έχει υιοθετηθεί από ραδιοφωνικούς σταθμούς μεταξύ των οποίων είναι:

- British Broadcasting Corporation World Service (BBC WS)
- Deutsche Welle
- Voice of Russia (VoR)
- Radiotelevisione italiana S.p.A. (RAI)
- Radio Nacional de España (RNE)
- Radio France International (RFI)
- Vatican Radio
- Radio Romania International (RRI)
- All India Radio (AIR)
- Radio Australia
- Radio New Zealand International (RNZI)
- Radio Rwanda

2.2 Υπηρεσίες που ενσωματώνει το σύστημα DRM

Το σύστημα DRM ενσωματώνει ένα πλήθος νέων χαρακτηριστικών και υπηρεσιών που το διαφοροποιούν από τις συνηθισμένες αναλογικές εκπομπές AM και FM. Εκτός από τη μετάδοση ήχου και μάλιστα στερεοφωνικού σε αντίθεση με το μονοφωνικό αναλογικό προκάτοχό του, μπορούν να μεταδίδονται και δεδομένα, όπως κείμενο, φωτογραφίες, ιστοσελίδες και κινούμενη εικόνα.

EPG: Ηλεκτρονικός οδηγός προγράμματος ώστε να μπορεί ο ακροατής να ανατρέχει ανά πάσα στιγμή στον οδηγό προγράμματος για να ενημερωθεί για τις ώρες μετάδοσης των εκπομπών που τον ενδιαφέρουν.

Journaline News Service: Ιεραρχικά δομημένα μηνύματα κειμένου, ώστε να μπορεί ο ακροατής να επιλέξει τα θέματα που τον ενδιαφέρουν περισσότερο.

MOT (Multimedia Object Transfer): Πρόκειται για μια υπηρεσία που καθιστά δυνατή τη μετάδοση αρχείων μέσω του σήματος DRM. Το αρχείο μεταδίδεται τμηματικά ώστε να είναι δυνατή η ταυτόχρονη μετάδοση του ραδιοφωνικού προγράμματος.

MOT Slideshow: Μετάδοση εικόνων που μπορούν να αναπαραχθούν στο δέκτη εφόσον υπάρχει κατάλληλη οθόνη.

MOT Website: Μετάδοση ιστοσελίδας.

Service Following: Σε περιπτώσεις που ένα πρόγραμμα εκπέμπεται σε περισσότερες από δύο συχνότητες στην ίδια περιοχή μέσω DRM, AM-AMSS (AMSS: Amplitude Modulation Signaling System) ή FM-RDS, είναι δυνατός ο αυτόματος συντονισμός του δέκτη στην εναλλακτική συχνότητα.

Diveemo: Υπηρεσία που δίνει τη δυνατότητα μετάδοσης βίντεο χαμηλού ρυθμού ροής δεδομένων.

Timeshift: Δεν είναι υπηρεσία που ενσωματώνει το σήμα DRM αλλά ο δέκτης και εκμεταλλεύεται την ήδη ψηφιακή μορφή του μεταδιδόμενου σήματος (ήχος κωδικοποιημένος με τον αλγόριθμο AAC). Μέσω της λειτουργίας αυτής μπορεί ο ακροατής να κάνει παύση του προγράμματος και να συνεχίσει αργότερα την ακρόαση από το χρονικό σημείο που έγινε η παύση.

2.3 Κατηγοριοποίηση Δεκτών

Η κοινοπραξία DRM έχει υιοθετήσει δύο βασικές κατηγορίες δέκτη, ανάλογα με τα τεχνικά χαρακτηριστικά και τις προσφερόμενες υπηρεσίες που μπορεί να εκμεταλλευτεί ο δέκτης. Αν και δεν είναι υποχρεωτικό για τους κατασκευαστές να παράγουν δέκτες που εντάσσονται σε κάποια από τις δύο αυτές κατηγορίες, για πρακτικούς λόγους προτείνεται οι δέκτες να εμπίπτουν σε μία από αυτές.

Κατηγορία 1 (Receiver Profile 1 – Standard Radio Receiver)

- Υποχρεωτική κάλυψη όλων των περιοχών συχνοτήτων AM και FM ενώ προτείνεται και η κάλυψη μέχρι τα 174 MHz, δηλαδή η κάλυψη των συχνοτήτων που προβλέπει το πρότυπο DRM ως τα 30 MHz (LF, MF, HF) και DRM+ (από 30 ως 174 MHz) ανάλογα με τις ιδιαιτερότητες της κάθε χώρας.
- Υποχρεωτική αποκωδικοποίηση κάθε επιτρεπόμενου εύρους ζώνης καναλιού που προβλέπεται από το πρότυπο DRM.
- Υποχρεωτική αποκωδικοποίηση stereo και parametric stereo (PS) στην περίπτωση που ο δέκτης έχει στερεοφωνική έξοδο ήχου.
- Υποχρεωτική ενσωμάτωση της ειδοποίησης σε περίπτωση έκτακτης ανάγκης ή συναγερμού.
- Υπηρεσίες κειμένου: Υποχρεωτική αναγραφή του ονόματος του σταθμού στην οθόνη της συσκευής και επιπλέον εμφάνιση των μηνυμάτων κειμένου στις συσκευές με οθόνη δύο γραμμών (εξαιρούνται οι δέκτες αυτοκινήτου). Προτείνεται η υποστήριξη της υπηρεσίας Journaline και η υποστήριξη χαρακτήρων ανάλογα με τη περιοχή που κατασκευάζεται ή διατίθεται προς πώληση ο δέκτης (πχ. υποστήριξη ελληνικών χαρακτήρων για συσκευές που διατίθενται στην ελληνική αγορά).
- Προτείνεται η υποστήριξη του Ηλεκτρονικού Οδηγού Προγράμματος (EPG).
- Προτείνεται η υποστήριξη αποκωδικοποίησης υπηρεσιών που αφορούν δεδομένα για την οδική

κυκλοφορία από δέκτες αυτοκινήτου.

- Αυτόματη Αλλαγή Συχνότητας: Είναι υποχρεωτική όπου εκπέμπεται το ίδιο πρόγραμμα σε DRM, AM-AMSS και FM-RDS ενώ προτείνεται σε περιπτώσεις που η εναλλακτική συχνότητα εκπομπής ακολουθεί διαφορετικό ψηφιακό πρότυπο διαμόρφωσης (πχ. DAB).

Κατηγορία 2 (Receiver Profile 2 – Rich Media Radio Receiver)

Ισχύουν τα ίδια με την Κατηγορία 1 και επιπλέον:

- Προτείνεται η δυνατότητα αποκωδικοποίησης πολυканάλου ήχου (surround sound).
- Είναι επιβεβλημένη η υποστήριξη της υπηρεσίας Journaline.
- Η υποστήριξη του ηλεκτρονικού οδηγού προγράμματος EPG είναι υποχρεωτική, ενώ προτείνεται η υποστήριξη της αποκωδικοποίησης του εξελιγμένου προφίλ EPG.

2.4 Τύποι Δεκτών DRM

Οι υπηρεσίες που προσφέρει το σύστημα DRM δίνουν τη δυνατότητα στον ακροατή για πιο ολοκληρωμένη ενημέρωση με πρόσβαση σε πλουσιότερο περιεχόμενο κάνοντας το πιο ελκυστικό, όμως δε φτάνει μόνο αυτό. Ο βασικότερος συντελεστής για την επιτυχία του DRM είναι η ευρεία αποδοχή του από τους ακροατές ραδιοφώνου, εκτός από την υιοθέτησή του από τα ΜΜΕ και τη συμμετοχή φορέων και εταιρειών που αναπτύσσουν την απαραίτητη τεχνολογία που επιτρέπει την εκπομπή και λήψη ραδιοφωνικών προγραμμάτων. Για να επιτευχθεί αυτό πρέπει να είναι εμπορικά διαθέσιμοι, κατάλληλοι δέκτες DRM, προσίτοι και ικανοί να λαμβάνουν τα συνηθισμένα αναλογικά ραδιοφωνικά προγράμματα διαμόρφωσης AM και FM αλλά και παρόμοια ψηφιακά ραδιοφωνικά σήματα όπως το DAB, ώστε να μη χρειάζεται ο μέσος ακροατής περισσότερους από έναν ραδιοφωνικούς δέκτες.

Από την αρχή της δημιουργίας του συστήματος DRM παρουσιάστηκαν δέκτες που εντάσσονται σε δύο βασικές κατηγορίες ως προς τον τρόπο υλοποίησης. Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει δύο υποκατηγορίες δεκτών με βάση το λογισμικό και τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή. Στην πρώτη υποκατηγορία, το δέκτη αποτελεί ένας τροποποιημένος αναλογικός δέκτης RF του οποίου η αναλογική έξοδος συνδέεται στον υπολογιστή, ενώ στη δεύτερη υποκατηγορία ο δέκτης RF είναι κατάλληλος για τη λήψη του σήματος DRM χωρίς επιπλέον τροποποιήσεις και συνήθως διασυνδέεται με τον υπολογιστή ψηφιακά. Στην αγγλική ορολογία δέκτες που βασίζονται σε λογισμικό και ηλεκτρονικό υπολογιστή αναφέρονται ως Software Defined Radios ή εν συντομία SDR. Η δεύτερη κατηγορία αφορά τους αυτόνομους δέκτες που δε βασίζονται στη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή ή ειδικού λογισμικού αλλά είναι ειδικά σχεδιασμένοι ώστε να λαμβάνουν και να αποκωδικοποιούν το σήμα DRM.

2.4.1 Λήψη σήματος DRM με τη χρήση τροποποιημένων δεκτών και ηλεκτρονικού υπολογιστή

Η κατηγορία αυτών των δεκτών δεν απευθύνεται στο μέσο ακροατή, αλλά σε περιορισμένο κοινό όπως οι ραδιοερασιτέχνες ή όσοι ασχολούνται με ηλεκτρονικές κατασκευές λόγω της απαιτούμενης τροποποίησης. Αφορά στη μετατροπή συνηθισμένων δεκτών, για τη λήψη του σήματος DRM και τη μετατόπιση του φάσματος του λαμβανόμενου σήματος σε μια ενδιάμεση συχνότητα αρκετά χαμηλή ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας απλός ηλεκτρονικός υπολογιστής εφοδιασμένος με κάρτα ήχου και κατάλληλο πρόγραμμα, που εκτελεί τη ψηφιοποίηση και της ψηφιακή επεξεργασία σήματος.

Οι συνηθισμένοι δέκτες AM είναι ετερόδυναι. Αυτό σημαίνει πως στο δέκτη γίνεται μίξη του λαμβανόμενου σήματος με μία μεταβλητή συχνότητα που παράγεται στο δέκτη ώστε να προκύπτει μετατόπιση του λαμβανόμενου σήματος σε μία σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (συνήθως 455 KHz) και να είναι ευκολότερη η ακόλουθη επεξεργασία του σήματος που πολύ συχνά είναι ένας φωρατής περιβάλλουσας.

Αν λοιπόν θεωρήσουμε τη γενική περίπτωση ενός σήματος $m(t)$ AMDSB με ενσωματωμένο φέρον, ως σήμα εισόδου του δέκτη με:

$$m(t) = A_s(t)\cos(\omega_c t) + B\cos(\omega_c t) \quad (1)$$

Στο πρώτο μίκτη το σήμα πολλαπλασιάζεται με το ημιτονικό σήμα που παράγεται στο τοπικό ταλαντωτή (LO – Local Oscillator) συχνότητας ω_{LO} .

$$m'(t) = A_s(t)\cos(\omega_c t) \cos(\omega_{LO} t) + B\cos(\omega_c t) \cos(\omega_{LO} t) \quad (2)$$

Κάνοντας χρήση της τριγωνομετρικής ταυτότητας:

$$\cos(a)\cos(b) = 1/2\cos(a+b) + 1/2\cos(a-b)$$

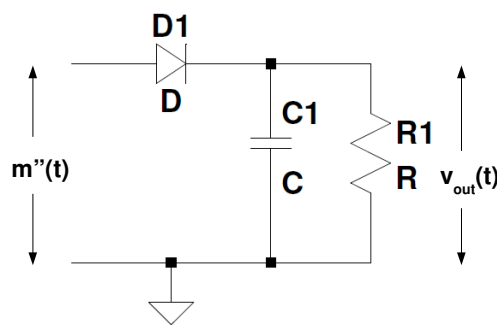
η εξίσωση 2 γίνεται:

$$m'(t) = 1/2[As(t) + B]\cos(\omega_c t + \omega_{LO}t) + 1/2[As(t) + B]\cos(\omega_{LO}t - \omega_c t) \quad (3)$$

Αν υποθέσουμε πως το σήμα $m'(t)$ διέρχεται από ζωνοπερατό φίλτρο κατάλληλου εύρους περί τη συχνότητα $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_c$ τότε η έξοδος του φίλτρου, υποθέτοντας πως η εξασθένηση είναι αρκετά μεγάλη στην περιοχή συχνοτήτων $\omega_{LO} + \omega_c$, θα είναι ίση με:

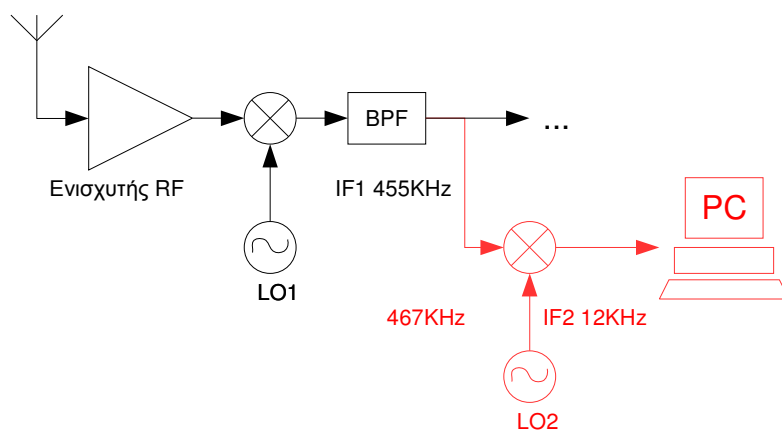
$$m''(t) = 1/2[As(t) + B]\cos(\omega_{LO}t - \omega_c t) \quad (4)$$

Στους περισσότερους δέκτες AM μετά το στάδιο του ζωνοπερατού φίλτρου περί τη συχνότητα ω_{IF} ακολουθεί ένας φωρατής περιβάλλουσας (Σχήμα 1). Η έξοδος του κυκλώματος αυτού δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάκτηση της εκπεμπόμενης πληροφορίας. Για να είναι δυνατό να ανακτηθεί η αρχική πληροφορία θα πρέπει να γίνει τροποποίηση του δέκτη.



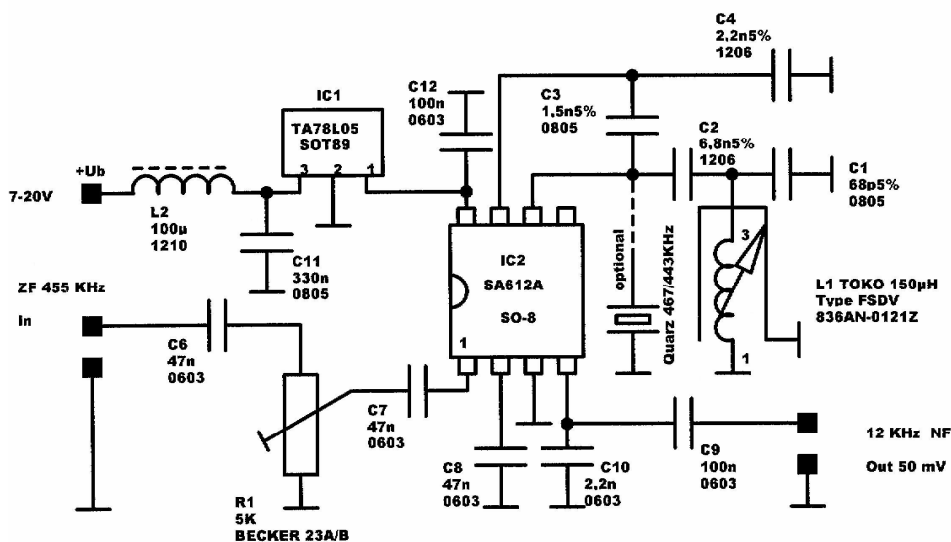
Σχήμα 1. Φωρατής Περιβάλλουσας

Η τροποποίηση ενός συνηθισμένου δέκτη, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη λήψη DRM, παρακάμπτει το φωρατή περιβάλλουσας και τροφοδοτεί με το σήμα $m''(t)$ ένα πρόσθετο κύκλωμα μετατόπισης συχνότητας σε δεύτερη ενδιάμεση συχνότητα στην περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί η είσοδος της κάρτας ήχου ενός υπολογιστή ως μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα. Αν λοιπόν η πρώτη ενδιάμεση συχνότητα είναι 455 KHz, πολλαπλασιάζοντας με ημίτονο συχνότητας 467 KHz η τελική ενδιάμεση συχνότητα είναι 12 KHz. Η διαδικασία αυτή είναι κατάλληλη για να ανακτηθεί τελικά το αρχικό σήμα, αφού και το εύρος ζώνης του σήματος είναι αρκούντως μικρό (10 KHz), αλλά και γιατί τα υποσυστήματα ήχου των σύγχρονων ηλεκτρονικών υπολογιστών είναι εφοδιασμένα με μετατροπείς ADC, τουλάχιστον 16 bit και πολύ συχνά 24 bit που εξασφαλίζουν μεγάλο δυναμικό εύρος (θεωρητικά από 96 έως και 144dB), με συχνότητα δειγματοληψίας από 48 ως και 192 KHz. Από το θεώρημα δειγματοληψίας και τη συχνότητα Nyquist προκύπτει πως ακόμα και για την ελάχιστη συχνότητα δειγματοληψίας των 48 KHz, μπορούν να ψηφιοποιηθούν αναλογικά σήματα συχνότητας ως και 24 KHz, οπότε είναι δυνατή και η ψηφιοποίηση του σήματος DRM που όπως αναφέρθηκε προηγουμένως πλέον έχει μετατοπιστεί φασματικά και καταλαμβάνει τις συχνότητες από 7 ως και 17 KHz.



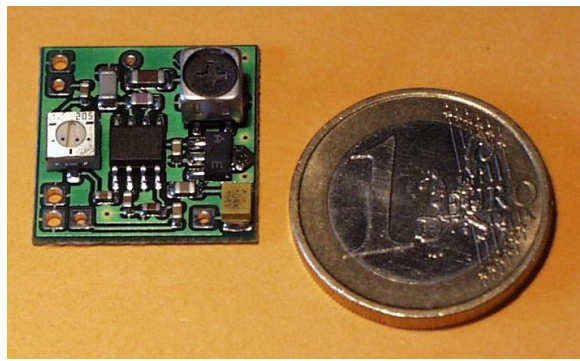
Σχήμα 2. Τροποποίηση δέκτη

Στο σχήμα 2 διακρίνουμε την τροποποίηση που απαιτείται. Το πρόσθετο κύκλωμα που χρησιμοποιείται μπορεί να κατασκευαστεί με συνηθισμένα υλικά που συναντώνται αρκετά συχνά σε ηλεκτρονικό εξοπλισμό RF. Ολοκληρωμένα όπως τα SA602/SA612 και μερικά παθητικά υλικά αρκούν για τη κατασκευή του ζητούμενου κυκλώματος. Κατάλληλο έτοιμο κύκλωμα διατίθεται από την SAT-Service Schneider (DRM Supporter) με σχηματικό διάγραμμα αυτό του σχήματος 3.



Σχήμα 3. Σχηματικό κύκλωμα ενδιάμεσης συχνότητας IF2

Στην εικόνα 1 φαίνεται η μικρή πλακέτα που χρειάζεται για τη τροποποίηση. Παρατηρούμε πως είναι αρκετά μικρή ώστε η προσαρμογή της να είναι δυνατή ακόμα και σε μικρούς φορητούς δέκτες. Για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας χρησιμοποιήθηκαν ένας παλιός ραδιοφωνικός δέκτης και ένα αντίστοιχο κύκλωμα υλοποιημένο σε διάτρητη πλακέτα με συμβατικά υλικά.



Εικόνα 1. Μέγεθος του κυκλώματος μετατόπισης ενδιάμεσης συχνότητας

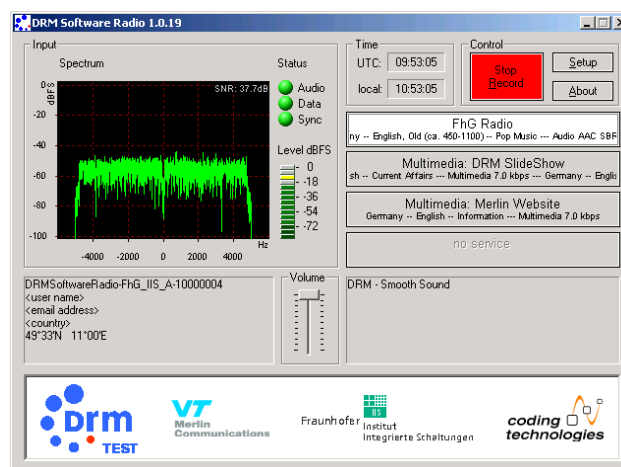
Όπως αναφέρθηκε παραπάνω είναι απαραίτητη η χρήση ενός κατάλληλου προγράμματος το οποίο να αποκωδικοποιεί το λαμβανόμενο σήμα. Γι αυτό το σκοπό είναι διαθέσιμο ένα πλήθος από προγράμματα.

Fraunhofer Software Radio: Είναι ένας συνδυασμός δέκτη (προαιρετικά) και προγράμματος αποκωδικοποίησης (Εικόνα 2) ο οποίος απευθύνεται κυρίως σε επαγγελματίες. Ο δέκτης είναι ο AOR AR7030 και το πρόγραμμα που λειτουργεί σε περιβάλλον Windows είναι το Fraunhofer IIS Software Radio. Οι λειτουργίες που παρέχει το λογισμικό είναι αρκετά εξελιγμένες και δίνουν έμφαση σε μετρήσεις του λαμβανόμενου σήματος.



Εικόνα 2. Fraunhofer Software Radio

DRM Software Radio: Ένα πρόγραμμα το οποίο αποκωδικοποιεί σήμα DRM (εικόνα 3). Είναι βασισμένο στο λογισμικό που έχει αναπτύξει το Ινστιτούτο Fraunhofer. Περισσότερες πληροφορίες στη σχετική ιστοσελίδα (<http://www.drmtx.org/>).



Εικόνα 3. Σ6. DRM Software Radio

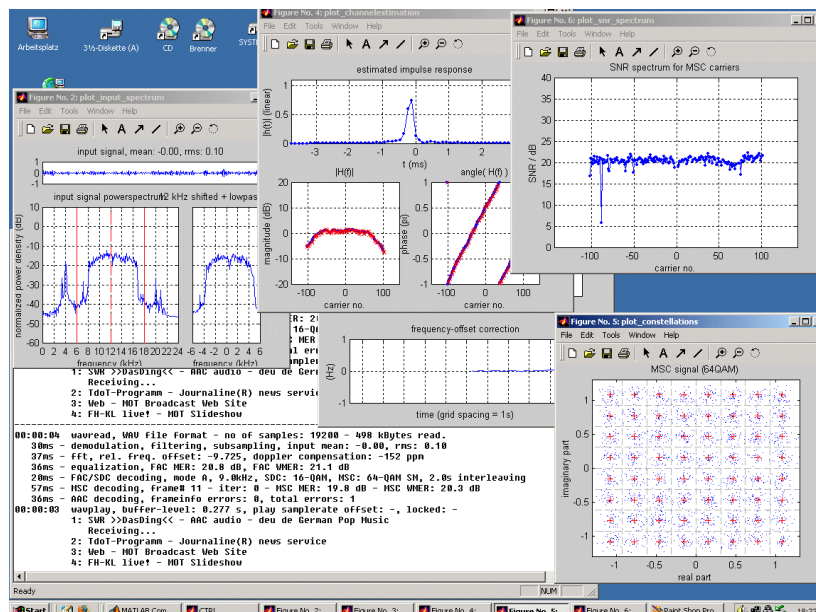
Εκτός από τις δύο προηγούμενες λύσεις (δεν είναι δωρεάν), υπάρχουν και δωρεάν λογισμικά με κάποια από αυτά να είναι ανοικτού κώδικα.

Dream DRM Receiver: Λογισμικό ανοικτού κώδικα που αρχικά αναπτύχθηκε στο Πανεπιστήμιο του Ντάρμστατ (Institute for Communication Technology Darmstadt University of Technology) και πλέον αναπτύσσεται από την κοινότητα λογισμικού ανοικτού κώδικα (εικόνα 4). Ενσωματώνονται αρκετές λειτουργίες και εργαλεία για την αξιολόγηση του λαμβανόμενου σήματος.



Εικόνα 4. Dream DRM Receiver

Diorama: Δέκτης με δυνατότητα αποκωδικοποίησης σε πραγματικό χρόνο κάνοντας χρήση του Matlab. Είναι άλλη μία λύση λογισμικού ανοικτού κώδικα, με την προϋπόθεση βέβαια πως είναι διαθέσιμο το Matlab (έκδοση 10 ή νεότερη).



Εικόνα 5. Diorama

Άλλη μία εφαρμογή που έχει αναπτυχθεί για την αμφίδρομη επικοινωνία φωνής και ανταλλαγή δεδομένων (εικόνων) για χρήση κυρίως από ραδιοερασιτέχνες είναι το πρόγραμμα WinDRM. Είναι βασισμένο στο κώδικα του Dream.

2.4.2 Λήψη με τη χρήση υπολογιστή και κατάλληλης περιφερειακής συσκευής (SDR)

Εκτός από τις λύσεις που αναφέρθηκαν στη προηγούμενη παράγραφο για τη λήψη σήματος DRM υπάρχουν έτοιμες εμπορικές λύσεις που συνδυάζουν μία περιφερειακή συσκευή, κατάλληλο λογισμικό και ηλεκτρονικό υπολογιστή (SDR - Software Defined Radio). Οι υλοποιήσεις ακολουθούν δύο βασικές αρχιτεκτονικές με κοινά χαρακτηριστικά μεταξύ τους αλλά και διαφορές. Σε κάθε περίπτωση οι δέκτες είναι ελεγχόμενοι από το λογισμικό και κατ' επέκταση από τον υπολογιστή. Αυτό σημαίνει πως ο συντονισμός σε κάποια συχνότητα και ενδεχομένως επιπλέον χαρακτηριστικά, όπως για παράδειγμα το εύρος ζωνοπερατών φίλτρων στα στάδια ενδιάμεσης συχνότητας, ελέγχονται από το λογισμικό. Οι διάφοροι δέκτες διαφοροποιούνται στον τρόπο επεξεργασίας του λαμβανόμενου σήματος. Κάποιοι πραγματοποιούν επεξεργασία στο ψηφιακό επίπεδο. Αυτό σημαίνει πως το σήμα, είτε μετατοπίζεται φασματικά σε χαμηλότερη συχνότητα και έπειτα ψηφιοποιείται ή ψηφιοποιείται απευθείας, χωρίς να μετατοπίζεται φασματικά σε χαμηλότερες συχνότητες, υπόκειται σε επεξεργασία ώστε να μειωθεί η συχνότητα δειγματοληψίας μέσω διαφόρων τεχνικών ψηφιακής μίξης DDC (Digital Down Conversion) και ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Για παράδειγμα αν θεωρήσουμε ένα μετατροπέα 12 bit αναλογικού σε ψηφιακό, με συχνότητα δειγματοληψίας 100 Msps ο ρυθμός των δεδομένων είναι αρκετά υψηλός και ισούται με 1,2 Gbps. Με τη χρήση τεχνικών ψηφιακής μίξης ο όγκος των δεδομένων μειώνεται χωρίς να χάνεται πληροφορία, ώστε να καταστεί δυνατή και η μεταφορά των δεδομένων μέσω συνηθισμένων διασυνδέσεων (πχ. USB) από τη συσκευή στον υπολογιστή, αλλά και να είναι δυνατή η επεξεργασία τους. Τέλος κάποιοι δέκτες επεξεργάζονται το σήμα αναλογικά

WiNRADIO: Προσφέρεται ένα πλήθος από εξωτερικές συσκευές USB και εσωτερικές PCI κάρτες υπολογιστή (Εικόνα 6). Μέσω ενός προσθέτου (software plug-in) δίνεται η δυνατότητα για αποκωδικοποίηση του σήματος DRM.



Εικόνα 6. Δέκτες WiNRADIO

Ten-Tec RX-320D: Εξωτερικός δέκτης DRM ελεγχόμενος από σειριακή θύρα υπολογιστή (εικόνα 7). Την αποκωδικοποίηση του σήματος αναλαμβάνει το λογισμικό ενώ στη συσκευή πραγματοποιείται η επεξεργασία του λαμβανόμενου σήματος.



Εικόνα 7. Ten-Tec RX-320D

SISTEL CIAO RADIO H101: Ένας δέκτης παρόμοια φιλοσοφίας με τον προηγούμενο (εικόνα 8). Το σήμα DRM μετατοπίζεται φασματικά στην περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων και μέσω της αναλογικής εισόδου της κάρτας ήχου, ψηφιοποιείται και αποκωδικοποιείται από λογισμικό (Dream, Diorama κτλ).



Εικόνα 8. SISTEL CIAO RADIO H101

microtelecom PERSEUS SDR: Άλλος ένας εξωτερικός δέκτης που συνδέεται σε υπολογιστή μέσω θύρας USB (Εικόνα 9). Για την αποκωδικοποίηση DRM σήματος απαιτείται κατάλληλο λογισμικό (πχ. Dream) αλλά και η χρήση λογισμικού που προσομοιώνει την αναλογική είσοδο μιας κάρτας ήχου (Virtual Audio Cable) μιας και ο δέκτης δεν έχει αναλογική έξοδο ενδιάμεσης συχνότητας.



Εικόνα 9. microtelecom PERSEUS SDR

NTI DiRaBox 30 και DiRaBox 32: Δύο δέκτες ελεγχόμενοι από υπολογιστή (εικόνα 10). Η έξοδος είναι αναλογική ενδιάμεσης συχνότητας 12 KHz.

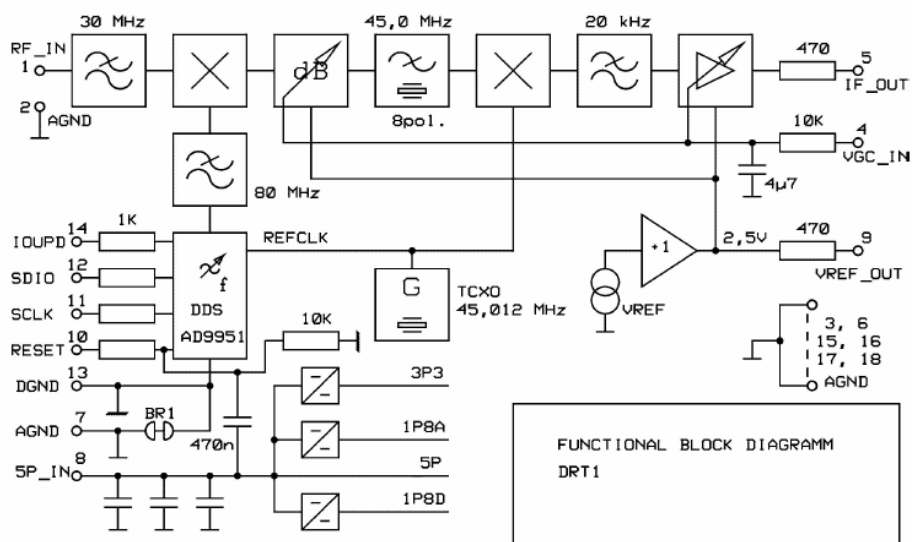


Εικόνα 10. NTI DiRaBox 32

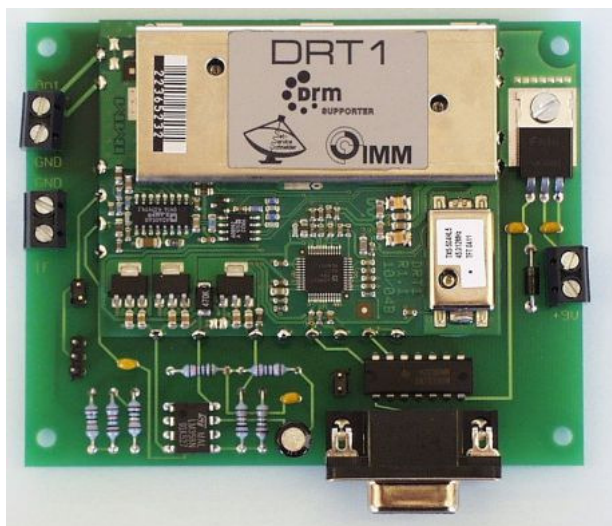
Επίσης εκτός από τις παραπάνω συσκευές που είναι ολοκληρωμένα προϊόντα υπάρχουν μερικές ακόμα προτάσεις που χρειάζονται την προσθήκη κουτιού για να ολοκληρωθεί η κατασκευή και κάποιες από αυτές χρειάζονται και συναρμολόγηση των υλικών στην πλακέτα.

Sat-Schneider DRT1: Συναρμολογημένο ηλεκτρονικό κύκλωμα που περιλαμβάνει τη πλακέτα σταθεροποιημένου τροφοδοτικού και τη πλακέτα του δέκτη (εικόνα 11). Ο δέκτης ελέγχεται από τον υπολογιστή και συνδέεται αναλογικά με την είσοδο της κάρτας ήχου του υπολογιστή. Η αποκωδικοποίηση του σήματος DRM γίνεται στον υπολογιστή με κατάλληλο πρόγραμμα.

Ο δέκτης του οποίου το δομικό διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα 4 έχει δύο ενδιάμεσες βαθμίδες. Η πρώτη μεταθέτει φασματικά το σήμα στην περιοχή των 45 MHz, ενώ η δεύτερη βαθμίδα μεταθέτει το σήμα στην τελική ενδιάμεση συχνότητα των 12 KHz. Την παραγωγή της μεταβλητής συχνότητας της πρώτης βαθμίδας την παράγει ένας ψηφιακός συνθετητής συχνότητας (DDS - Digital Direct Synthesis) που ελέγχεται από τη θύρα RS-232 του υπολογιστή.

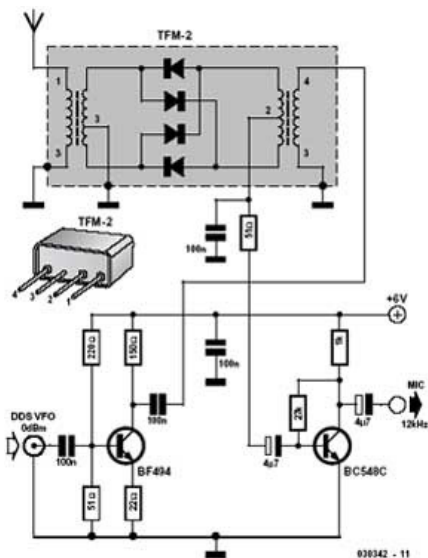


Σχήμα 4. Δομικό διάγραμμα του δέκτη Sat-Schneider DRT1

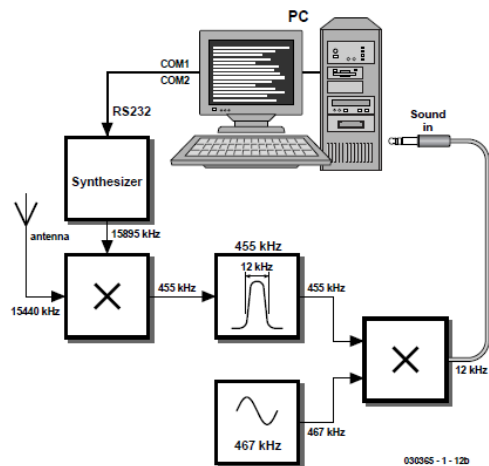


Εικόνα 11. Sat-Schneider DRT1

Δέκτες του Elektor: Το περιοδικό Elektor (το οποίο από το 2008 έχει σταματήσει να εκδίδεται στην ελληνική γλώσσα) κατά καιρούς έχει δημοσιεύσει άρθρα σχετικά με το σύστημα DRM και κατασκευές δεκτών SDR. Το 2003 δημοσιεύτηκε άρθρο με τίτλο "An experimental DRM Receiver". Το κύκλωμα όπως δηλώνει και ο τίτλος είναι πειραματικό με ό,τι αυτό συνεπάγεται. Το 2004 δημοσιεύεται άρθρο με τίτλο "Build your own DRM Receiver". Ο υπολογιστής ελέγχει ψηφιακά μια γεννήτρια συχνοτήτων DDS για το συντονισμό στην επιθυμητή συχνότητα και κάνει την αποκωδικοποίηση του σήματος. Ο δέκτης έχει δύο ενδιάμεσες βαθμίδες συχνοτήτων και το δομικό του διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα 6.

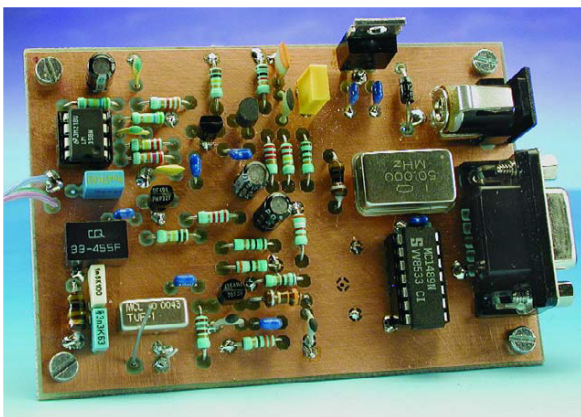


Σχήμα 5. Σχηματικό διάγραμμα του πειραματικού δέκτη

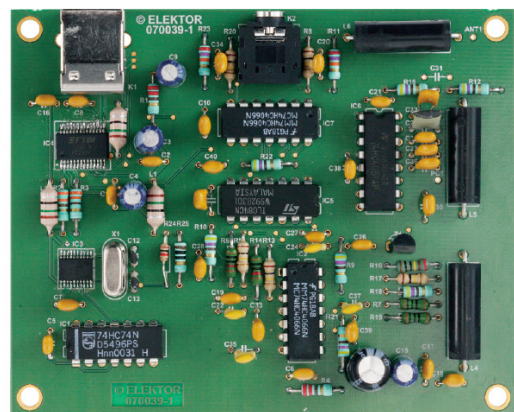


Σχήμα 6. Λειτουργικό διάγραμμα του δέκτη του Ελέκτορ

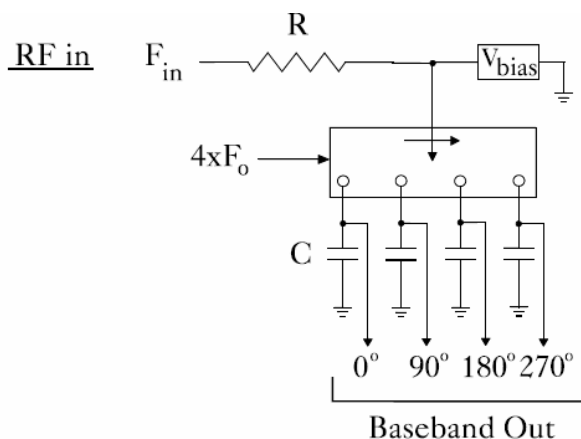
Το 2006 παρουσιάστηκε άλλη μία κατασκευή δέκτη SSB/CW/FM/AM/DRM (εικόνα 12) για συχνότητες ως τα 30 MHz. Ο συντονισμός και έλεγχος του δέκτη πραγματοποιείται από ενσωματωμένο μικροελεγκτή ενώ την αποκωδικοποίηση του σήματος DRM πραγματοποιεί ο ηλεκτρονικός υπολογιστής. Τέλος το 2007 παρουσιάστηκε ένας δέκτης (Εικόνα 13) που βασίζεται σε μια διαφορετική τεχνική ομόδυνης αποδιαμόρφωσης. Η τεχνική αυτή βασίζεται σε ένα κύκλωμα που ονομάζεται φωρατής Tayloe ή Quadrature Sampling Detector (QSD) και η έξοδός του είναι δύο ορθογώνιες συνιστώσες I και Q. Σε αντίθεση με άλλες υλοποιήσεις που βασίζονται σε μίξη συχνοτήτων για τη μετάθεση του φασματικού περιεχομένου σε μία ενδιάμεση συχνότητα το κύκλωμα QSD πραγματοποιεί την ίδια λειτουργία βασιζόμενο σε κυκλώματα δειγματοληψίας Sample/Hold. Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός πως η συχνότητα δειγματοληψίας δεν είναι διπλάσια από τη μέγιστη συχνότητα του σήματος προς επεξεργασία. Το αποτέλεσμα της δειγματοληψίας με συχνότητα μικρότερη της συχνότητας Nyquist, είναι η μετάθεση του φασματικού περιεχομένου του σήματος σε ενδιάμεση ζώνη χαμηλότερης συχνότητας. Η αρχή λειτουργίας του φωρατή Tayloe απεικονίζεται στα σχήματα 7 και 8.



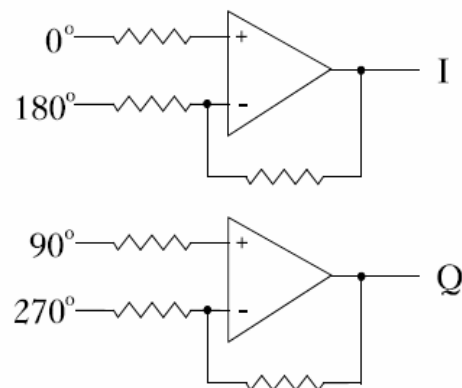
Εικόνα 12. Δέκτης 2006



Εικόνα 13. Δέκτης Ελέκτορ 2007



Σχήμα 7. Φωρατής Taylor



Σχήμα 8. Ανάκτηση των συνιστωσών I/Q μέσω του φωρατή Taylor

2.4.3 Αυτόνομοι Δέκτες DRM

Τέλος υπάρχουν και οι αυτόνομοι δέκτες DRM που σε αντίθεση με τις προηγούμενες λύσεις που παρουσιάστηκαν δεν απαιτούν τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή ή ειδικού λογισμικού. Είναι οι πιο εύχρηστοι δέκτες και η επιτυχία και η εξάπλωση του προτύπου του ψηφιακού ραδιοφώνου DRM εξαρτάται από την παρουσία και διαθεσιμότητα τέτοιων δεκτών στην αγορά καταναλωτικών ηλεκτρονικών συσκευών.

Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο, απαιτείται τη διαθεσιμότητα ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ικανών να αποκωδικοποιήσουν το λαμβανόμενο σήμα. Προς τη κατεύθυνση αυτή κινήθηκαν το Ινστιτούτο Fraunhofer με το πρόγραμμα Radiomondo και μια κοινοπραξία εταιρειών με το πρόγραμμα Eureka 2390 DIAM που είχε ως στόχο την κατασκευή ενός δέκτη DRM, σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος SoC.

Άλλη μια λύση είναι η χρήση ψηφιακών επεξεργαστών σήματος σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Η ευελιξία σε αυτή τη περίπτωση οφείλεται στη δυνατότητα προγραμματισμού για τη ταυτόχρονη κάλυψη διαφορετικών αναγκών και τη προσαρμογή σε μελλοντικές αλλαγές και εξελίξεις, ανανεώνοντας το λογισμικό.

UniWave Di-Wave 100: Φορητός δέκτης με έγχρωμη οθόνη, που εκμεταλλεύεται όλες τις δυνατότητες που παρέχει το πρότυπο DRM. Επίσης έχει ανακοινωθεί η κυκλοφορία ενός δέκτη αυτοκινήτου.

Himalaya DRM 2009: Φορητός δέκτης με δυνατότητα λήψης AM/FM/DAB/DRM.

Chengdu NewStar Electronic (CDNSE) DR111: Άλλος ένας φορητός δέκτης DRM που στοχεύει σε οικονομικότερες κατηγορίες δεκτών.

Technisat MultyRadio: Άλλος ένας δέκτης AM/FM/DAB/DRM. Αν κα ήταν διαθέσιμο, δεν υπάρχουν αναφορές στο προϊόν αυτό στην ιστοσελίδα της εταιρείας.

Starwaves CarBox και W37: Ο δέκτης CarBox έχει σχεδιαστεί για χρήση σε αυτοκίνητο, ενώ ο W37 (εικ.6) είναι ένας δέκτης υψηλής πιστότητας AM/FM/DAB/DRM. Το CarBox είναι μία συσκευή που συνδέεται μεταξύ της κεραίας και του δέκτη και αφού αποκωδικοποιήσει το σήμα DRM παράγει ένα διαμορφωμένο σήμα FM ώστε να μπορεί να αξιοποιηθεί οποιοσδήποτε δέκτης FM για την ακρόαση DRM.

Sarapulsky SRZ RP-229 DRM: Δέκτης αυτοκινήτου που αναμένεται να κυκλοφορήσει.



Εικόνα 14. Uniwave Di-Wave 100



Εικόνα 15. Himalaya DRM 2009



Εικόνα 16. CDSNE DR111



Εικόνα 17. Technisat MultyRadio



Εικόνα 18. Starwaves CarBox



Εικόνα 19. Πρωτότυπο Δέκτη

2.4.4 Επαγγελματικοί δέκτες DRM

Εκτός από τους δέκτες που απευθύνονται στο ευρύ κοινό, υπάρχουν και δέκτες οι οποίοι έχουν επαγγελματικό προσανατολισμό και απευθύνονται σε κατασκευαστές, τηλεπικοινωνιακούς φορείς και ραδιοφωνικούς σταθμούς. Στα χαρακτηριστικά τους περιλαμβάνουν δυνατότητες μετρήσεων και συλλογής δεδομένων που αφορούν τη ραδιοκάλυψη και την ποιότητα του εκπεμπόμενου σήματος.

Fraunhofer Monitoring Receivers DT700, DT4700, DT 4120: Πρόκειται για τρεις αυτόνομους δέκτες με κοινό χαρακτηριστικό πως όλοι βασίζονται σε ενσωματωμένα συστήματα με λειτουργικό Linux (εικόνες 20, 21). Η αρχή της λειτουργίας τους είναι αυτή του προγραμματιζόμενου ραδιοφώνου (software defined radio). Οι συσκευές μπορούν να ελεγχθούν από απόσταση μέσω υπολογιστή, χαρακτηριστικό που συναντάται στους περισσότερους δέκτες της επαγγελματικής κατηγορίας.

RFMondial RFbox: Δέκτης που στοχεύει στην παρακολούθηση της ποιότητας των εκπομπών σήματος DRM αλλά και αναλογικών FM και AM (εικόνα 22). Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη δημιουργία ενός κατανεμημένου δικτύου παρακολούθησης και μετρήσεων του λαμβανόμενου σήματος (Σχήμα 9). Οι δέκτες ελέγχονται από απόσταση, τα δεδομένα συγκεντρώνονται σε μία βάση δεδομένων και αναλύονται.



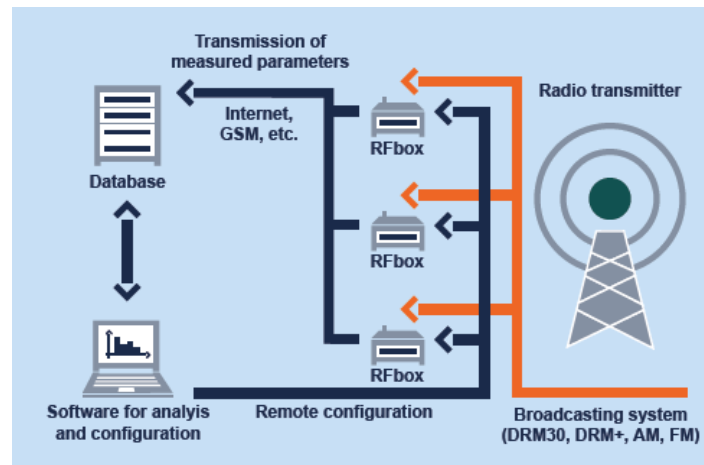
Εικόνα 20. DT700



Εικόνα 21. DT4700



Εικόνα 22. RFbox



Σχήμα 9. Δίκτυο παρακολούθησης του εκπεμπόμενου σήματος

2.4.5 Ολοκληρωμένες λύσεις που απευθύνονται σε κατασκευαστές δεκτών

Πέρα από τα προϊόντα που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους και τα οποία απευθύνονται στους τελικούς καταναλωτές, υπάρχουν και κάποιες λύσεις που απευθύνονται σε κατασκευαστές δεκτών DRM. Πρόκειται για έτοιμα κυκλώματα που περιλαμβάνουν τα στάδια ψηφιακής επεξεργασίας και αποκωδικοποίησης του σήματος και μετατροπής του σε αναλογικό σήμα, τα υποσυστήματα για τον έλεγχο του δέκτη και την επικοινωνία με το χρήστη και ακόμα και τα αναλογικά στάδια RF.

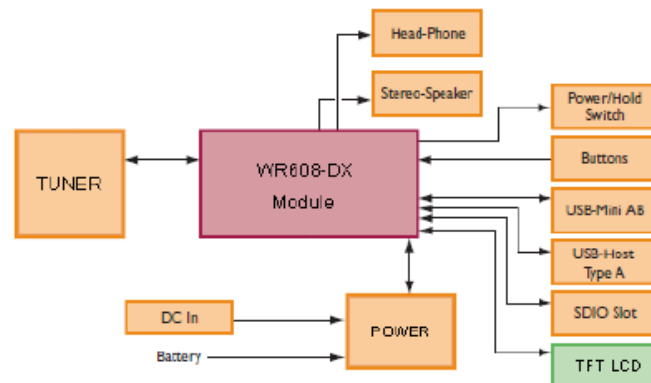
Radioscape RS500: Ολοκληρωμένη λύση που ανακοινώθηκε το 2005 και περιλαμβάνει δέκτη RF, επεξεργαστή σήματος από την Texas Instruments (TI) που προορίζεται για χρήση σε εφαρμογές ψηφιακού ραδιοφώνου, ενσωματώνοντας τα απαραίτητα κυκλώματα για τη διεπαφή χρήστη (UI – User Interface) όπως πλήκτρα ελέγχου και οθόνη (εικόνα 23). Βασικό στοιχείο του κυκλώματος είναι το ολοκληρωμένο ψηφιακής επεξεργασίας σήματος από την TI (TMS320DRM300, TMS320DRM350 και TMS320DRE310). Σε αυτό την το προϊόν βασίστηκαν δέκτες, κατασκευασμένοι από διάφορες εταιρείες μεταξύ των οποίων οι Sangean, Roberts και Morphy Richards, οι οποίοι πλέον είναι εκτός παραγωγής λόγω μη διαθεσιμότητας του κυκλώματος RS500.



Εικόνα 23. Radioscape RS500 module

CDNSE WR608-SP/DX: Άλλες δύο ολοκληρωμένες λύσεις AM/FM/DRM που περιλαμβάνουν τμήμα επεξεργασίας σήματος, αποκωδικοποίησης και διεπαφής χρήστη. Το κύκλωμα WR608-SP προορίζεται για χρήση σε φορητές συσκευές προσφέροντας βασική λειτουργικότητα, ενώ το WR608-DX προσφέρει πλήρη πρόσβαση σε όλες τις υπηρεσίες φωνής και δεδομένων που προσφέρει το σύστημα DRM καθώς και αποκωδικοποίηση πολυμέσων (εικόνα, ήχο και βίντεο). Σε αυτά τα

κυκλώματα βασίζονται δύο φορητοί δέκτες (CDNSE DR111 και UniWave Di-Wave 100) που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενη παράγραφο. Το κύκλωμα δε συμπεριλαμβάνει δέκτη RF συχνοτήτων.



Σχήμα 10. Δομή συστήματος βασισμένου στο WR608-DX



Εικόνα 24. CDSNE WR608-DX

Πρέπει να σημειωθεί πως υπάρχει ένα πλήθος δεκτών και υποσυστημάτων για χρήση σε δέκτες, που είτε έχουν παρουσιαστεί ως πρωτότυπα σε διεθνείς εκθέσεις ηλεκτρονικών, είτε ενώ κυκλοφόρησαν κάποια στιγμή στην αγορά, τώρα έχει σταματήσει η παραγωγή τους και δεν κατασκευάζονται πλέον. Οι περισσότερες περιπτώσεις κατηγορημένων προϊόντων αφορούν αυτόνομους δέκτες, κάτι που καταδεικνύει πως μάλλον δεν είναι οι πιο ευέλικτες λύσεις. Αντίθετα όσοι δέκτες βασίζονται σε λογισμικό αποτελούν την πλέον ευπροσάρμοστη λύση, μιας και είναι απαραίτητη μόνο η προσαρμογή του λογισμικού για την εξυπηρέτηση νέων αναγκών. Το τίμημα σε αυτή τη περίπτωση είναι η μη φορητότητα, το υψηλότερο αρχικό κόστος κτήσης και η εξοικείωση με τη χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή η οποία δεν είναι δεδομένη, ειδικότερα για τις μεγαλύτερες ηλικιακές ομάδες.

2.5 Διαμορφωτές DRM

Εκτός από την ανάγκη ύπαρξης κατάλληλων δεκτών που είναι κατάλληλοι για τη λήψη σήματος DRM, υπάρχει η ανάγκη λύσεων που απευθύνονται στους ραδιοφωνικούς σταθμούς που επιθυμούν να εκπέμπουν το πρόγραμμα τους με το σύστημα DRM.

Από την αρχή της υλοποίησης του το σύστημα DRM σχεδιάστηκε ώστε να μπορεί να συνυπάρξει με τις αναλογικές μεταδόσεις διαμόρφωσης FM και AM, συνυπολογίζοντας τα τεχνικά χαρακτηριστικά που αφορούν τα προϋπάρχοντα συστήματα διαμόρφωσης και μετάδοσης.

3 Περιγραφή του Συστήματος DRM

3.1 Επιτρεπόμενες συχνότητες εκπομπής

Οι ζώνες συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπεται η εκπομπή ραδιοφωνικού σήματος προσδιορίζονται από διεθνείς επιτροπές και οργανισμούς όπως η ITU (International Telecommunications Union). Υπάρχουν τρεις γεωγραφικές περιοχές που διέπονται από την ίδια πολιτική χρήσης των ραδιοσυχνοτήτων που έχουν καθοριστεί από την ITU:

- Περιοχή 1: Ευρώπη, Αφρική, Μέση Ανατολή, Ρωσία και μέρος της Ασίας.
- Περιοχή 2: Ολόκληρη η Αμερικανική ήπειρος.
- Περιοχή 3: Ωκεανία και το υπόλοιπο της Ασίας.

Αντίστοιχα έχουν καθοριστεί τρεις ζώνες συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπεται η εκπομπή ραδιοφωνικών προγραμμάτων:

- LF: 148,5 KHz - 283,5 KHz (Περιοχή 1).
- MF: 526,5 - 1.606,6 KHz (Περιοχή 1 και 3).
- 525 KHz - 1705 KHz (Περιοχή 2)
- HF: 2,3 MHz - 27 MHz

Στις συχνότητες αυτές η διάδοση των ραδιοκυμάτων έχει μερικές μοναδικές ιδιότητες:

- Κάλυψη μεγάλων περιοχών που καθιστά την εκπομπή σε εθνικό επίπεδο ή ακόμα ευρύτερες γεωγραφικές περιοχές. Οι καιρικές συνθήκες, η ώρα και η εποχή επηρεάζουν τη διάδοση.
- Τα εμπόδια που απαιτούνται για να αποτρέψουν τη διάδοση στις χαμηλές συχνότητες πρέπει να είναι συγκρίσιμα με το μήκος κύματος του σήματος.

Μέχρι στιγμής στις συχνότητες αυτές οι μεταδόσεις είναι αναλογικές AM, έχουν μέτρια ποιότητα και λόγω της μεγάλης απόστασης διάδοσης δημιουργούνται παρεμβολές μεταξύ σταθμών οι οποίοι μπορεί να απέχουν μεταξύ τους μεγάλη απόσταση αλλά εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα. Εξαιτίας των μειονεκτημάτων αυτών υπάρχει η επιθυμία για μετάβαση σε ψηφιακές μεταδόσεις με κατάλληλα χαρακτηριστικά και εφαρμοζόμενες τεχνικές διαμόρφωσης που θα βελτιώσουν την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος από το δέκτη.

Το Μάρτιο του 2005 αποφασίστηκε από την κοινοπραξία DRM η επέκταση των πιθανών περιοχών συχνοτήτων εκπομπής του συστήματος DRM. Οι περιοχές συχνοτήτων είναι οι ακόλουθες:

- 47 MHz ως 68 MHz (Band I) που έχει αποδοθεί για εκπομπή αναλογικής τηλεόρασης.
- 65.8 MHz ως 74 MHz (ραδιόφωνο FM στη Ανατολική Ευρώπη).
- 76 MHz ως 90 MHz (Ιαπωνικό ραδιόφωνο FM).
- 87.5 MHz ως 107.9 MHz (Band II) που προορίζεται για χρήση εκπομπής ραδιοφώνου FM

3.2 Ορισμοί, Σύμβολα, Συντομεύσεις και Συμβάσεις

Πριν προχωρήσουμε σε πιο αναλυτική περιγραφή του συστήματος DRM είναι σκόπιμο να παραθέσουμε σύντομες περιγραφές της ορολογίας που θα χρησιμοποιηθεί. Πολλοί από τους όρους που χρησιμοποιούνται δεν έχουν κάποια αντιστοιχία στην ελληνική γλώσσα και για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται είτε αυτούσιοι, είτε σε ελεύθερη μετάφραση όπου αυτό δεν προκαλεί σύγχυση

Κελί (cell): Ημιτονοειδές σήμα διάρκειας T_s εκπεμπόμενο με συγκεκριμένη φάση και πλάτος που αντιστοιχεί σε μια φέρουσα. Κάθε σύμβολο OFDM είναι το άθροισμα K κελιών.

Διασκορπισμός ενέργειας (energy dispersal): Διαδικασία που περιλαμβάνει αιτιοκρατική επιλεκτική συμπλήρωση bit στο πλαίσιο των δεδομένων ώστε να μειωθεί η πιθανότητα εμφάνισης

συστηματικών λαθών που επαναλαμβάνονται στον μεταδιδόμενο σήμα και προκαλούν ενοχλητικά τεχνουργήματα στον αναπαραγόμενο ήχο.

Fast Access Channel (FAC): Κανάλι της πολυπλεγμένης ροής δεδομένων που περιέχει τις απαραίτητες πληροφορίες για την εύρεση των υπηρεσιών και την έναρξη αποκωδικοποίησης του πολυπλεγμένου σήματος

Λογικό πλαίσιο δεδομένων (logical frame): Περιέχει δεδομένα μιας ροής διάρκειας 400ms.

Main Service Channel (MSC): Κανάλι της πολυπλεγμένης ροής δεδομένων που περιέχει τις ψηφιακές υπηρεσίες ήχου και τις υπηρεσίες δεδομένων.

Πολυπλεγμένο πλαίσιο δεδομένων (multiplex frame): Πλαίσια δεδομένων από όλες τις ροές δεδομένων που δημιουργούν ένα πλαίσιο διάρκειας 400ms.

Σύμβολο OFDM: Το εκπεμπόμενο σήμα για τη χρονική περίοδο κατά την οποία κάθε φέρουσα έχει σταθερό πλάτος και φάση.

rfa (reserved for future addition): Όλα τα bit έχουν τιμή 0 και ο δέκτης τα αγνοεί.

rfu (reserved for future use): Όλα τα bit έχουν τιμή 0 και ο δέκτης κατά τη λήψη κάνει έλεγχο της τιμής τους για την αξιολόγηση της ποιότητας λήψης

Service Description Channel (SDC): Παρέχει πληροφορίες για το τρόπο της αποκωδικοποίησης του σήματος από το δέκτη.

Single Frequency Network (SFN): Δίκτυο πομπών οι οποίοι εκπέμπουν συγχρονισμένοι στην ίδια συχνότητα για την κάλυψη μεγαλύτερης περιοχής.

Πλαίσιο Μετάδοσης (transmission frame): Πλήθος συνεχόμενων συμβόλων OFDM διάρκειας 400ms το καθένα, όπου το πρώτο σύμβολο περιέχει τα κελιά που αποτελούν σημείο αναφοράς στο πεδίο του χρόνου.

Υπερπλαίσιο μετάδοσης (transmission superframe): Τρία συνεχόμενα πλαίσια μετάδοσης διάρκειας 1200 ms, από τα οποία το πρώτο σύμβολο περιέχει τα δεδομένα SDC.

3.3 Γενικά χαρακτηριστικά

3.3.1 Σύνοψη περιγραφή συστήματος

Ο Τύπος της μετάδοσης χαρακτηρίζεται από :
Παραμέτρους που αφορούν το εύρος ζώνης του σήματος,
Παραμέτρους αποδοτικότητας του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης.

3.3.2 Περιγραφή του συστήματος

1) Κωδικοποιητές σήματος, προκωδικοποιητές (source encoders, pre-coders): Εξασφαλίζουν την προσαρμογή των ροών εισόδου σε ένα κατάλληλο format.

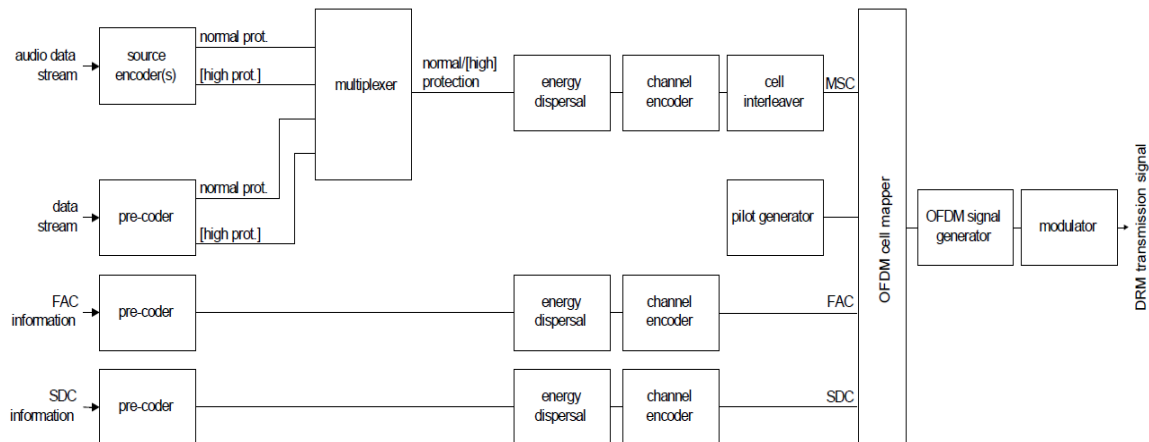
Κωδικοποίηση ήχου : Η συμπίεση με κάποιο κατάλληλο αλγόριθμο. Η έξοδος των κατοίκων τρίτων και ο κωδικοποιητών μπορεί να περιλαμβάνει 2 διαφορετικά επίπεδα προστασίας στον επακόλουθο κωδικοποιητή καναλιών. Όλες οι υπηρεσίες πρέπει να χρησιμοποιούν 1 από τα 2 επίπεδα προστασίας.

2) Ο πολυπλέκτης: συνδυάζει τα επίπεδα προστασίας των υπηρεσιών δεδομένων και ήχου.

3) *Energy Dispersal*: Παρέχει μια αιτιοκρατική επιλεκτική προσθήκη πληροφορίας ώστε να μειώσει τη πιθανότητα συστηματικά σφάλματα να προκαλέσουν ανεπιθύμητα επαναλαμβανόμενα

τεχνουργήματα στο λαμβανόμενο ήχο.

4) *Κωδικοποιητής καναλιού (channel encoder)*: Προσθέτει επιπλέον πληροφορία ως ένα μέσο για σχεδόν απαλλαγμένη από λάθη, λήψη του σήματος και καθορίζει την χαρτογράφηση (mapping) της κωδικοποιημένης ψηφιακής πληροφορίας σε κελιά QAM.



Σχήμα 1. Δομή συστήματος παραγωγής DRM σήματος

5) *Cell interleaving*: Κατανέμει συνεχόμενα κελιά με ψευδοτυχαία σειρά στο χρόνο και στη συχνότητα ώστε να παρέχεται ισχυρή προστασία των δεδομένων σε κανάλια time-frequency dispersive.

6) *Pilot generator*: Παρέχει το τρόπο στο δέκτη να κάνει ομόδυνη αποδιαμόρφωση του σήματος.

7) *OFDM cell mapper*: Συλλέγει τους διαφορετικούς τύπους κελιών και τους τοποθετεί το πεδίο της συχνότητας και του χρόνου.

8) *OFDM signal generator*: Μετατρέπει το σύνολο των κελιών με ίδιο δείκτη χρόνου (time index) σε σήμα στο πεδίο του χρόνου. Έπειτα το σύμβολο OFDM παράγεται εισάγοντας ένα διάστημα guard interval κατά τη διάρκεια του οποίου επαναλαμβάνεται μέρος του σήματος.

9) *Διαμορφωτής*: μετατρέπει την ψηφιακή αναπαράσταση του σήματος στο εκπεμπόμενο αναλογικό σήμα.

3.3.3 Κωδικοποίηση Πηγής (Source Coding)

Στα πλαίσια των περιορισμών που επιβάλλονται από τους κανονισμούς τηλεπικοινωνιών για τις συχνότητες κάτω από 30 MHz και από τις παραμέτρους της εφαρμοζόμενης κωδικοποίησης και διαμόρφωσης, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων που είναι διαθέσιμος για κωδικοποίηση πηγής κυμαίνεται από 8 Kbps (εύρος ζώνης μισού καναλιού) και 20 Kbps (κανονικό κανάλι) ως 72 Kbps (διπλό κανάλι).

Για την επίτευξη της μέγιστης δυνατής ποιότητας για δεδομένο bitrate προσφέροντας διάφοροι τρόποι κωδικοποίησης πηγής :

- Υποσύνολο του MPEG-4 AAC (Advance Audio Coding) που περιλαμβάνει ανθεκτικότητα σε λάθη για τη μετάδοση μονοφωνικού και στερεοφωνικού ήχου.
- Υποσύνολο του MPEG-4 CELP (Code Excited Linear Prediction) για μονοφωνική κωδικοποίηση φωνής με προστασία από σφάλματα για τις περιπτώσεις που είναι διαθέσιμο περιορισμένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ή όταν απαιτείται υψηλή προστασία από λάθη.

- Υποσύνολο του MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) για κωδικοποίηση ομιλίας για πολύ χαμηλά bitrate και μετάδοση ομιλίας ενός καναλιού, κατάλληλο για εφαρμογές βάσης δεδομένων ομιλίας.
- Spectral Band Replication (SBR): Βοηθητικό εργαλείο κωδικοποίησης ήχου που επιτρέπει τη μετάδοση ήχου πλήρους φάσματος με χαμηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, το οποίο μπορεί να εφαρμοστεί σε AAC, CELP και HVXC κωδικοποιήσεις.
- Parametric Stereo (PS): Βοηθητικό εργαλείο παρόμοιο με το SBR που επιτρέπει τη στερεοφωνική κωδικοποίηση σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων.

3.3.4 Παράμετροι εύρους ζώνης μεταδιδόμενου σήματος

Τα τρέχοντα εύρη ζώνης καναλιού για μετάδοση κάτω από τα 30 MHz είναι 9 KHz και 10 KHz. Το σύστημα DRM είναι σχεδιασμένο για χρήση:

- Μεταξύ των προβλεπόμενων εύρων ζώνης ώστε να τηρεί τους περιορισμούς που ισχύουν με τον τωρινό τηλεπικοινωνιακό σχεδιασμό.
- Στο μισό του επιτρεπόμενου εύρους ζώνης ώστε να μπορεί να μεταδοθεί ταυτόχρονα με αναλογικά AM προγράμματα καταλαμβάνοντας το εύρος ζώνης ενός καναλιού.
- Στο διπλάσιο εύρος ζώνης 18 KHz και 20 KHz ώστε να προσφέρει μεγαλύτερη χωρητικότητα όπου και όταν επιτρέπεται.

3.3.5 Παράμετροι σχετικές με την αποδοτικότητα του εκπεμπόμενου σήματος

Για κάθε επιτρεπτό εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος προσδιορίζονται παράμετροι αποδοτικότητας του χρησιμοποιούμενου φάσματος που επιτρέπουν το συμβιβασμό μεταξύ χωρητικότητας (ωφέλιμος ρυθμός μετάδοσης) και ανθεκτικότητας σε παρεμβολές, θόρυβο, multipath και Doppler.

Αυτές οι παράμετροι αφορούν δύο χαρακτηριστικά :

- Ρυθμό κωδικοποίησης και παραμέτρους της διαμόρφωσης QAM που καθορίζουν το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων και την αναπαράστασή τους στο χώρο σήματος (constellation).
- Παραμέτρους συμβόλου OFDM που καθορίζουν τη δομή των συμβόλων που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν ανάλογα με τις συνθήκες διάδοσης.

3.3.6 Coding rates and Constellations

Το σύστημα προσφέρει πλήθος επιλογών για την προσαρμογή σε ένα ή δύο επίπεδα προστασίας, ως συνάρτηση της επιθυμητής προστασίας για κάθε υπηρεσία ή μέρος αυτής. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της μεταδιδόμενης υπηρεσίας τα επίπεδα προστασίας καθορίζονται είτε από το ρυθμό μετάδοσης και κωδικοποίησης, είτε από τον αλγόριθμο κωδικοποίησης που εφαρμόζεται μέσω της αναπαράστασης στο χώρο σήματος (4-QAM, 16-QAM, 64-QAM), είτε από ιεραρχική διαμόρφωση.

3.4 Σύνολο παραμέτρων OFDM

Οι τιμές αυτών των παραμέτρων καθορίζονται για διαφορετικές συνθήκες διάδοσης ώστε να παρέχουν διάφορα επίπεδα προστασίας του σήματος. Για δοσμένο εύρος ζώνης, οι διαφορετικές ρυθμίσεις προσφέρουν και διαφορετικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Robustness mode	Typical propagation conditions
A	Gaussian channels, with minor fading
B	Time and frequency selective channels, with longer delay spread
C	As robustness mode B, but with higher Doppler spread
D	As robustness mode B, but with severe delay and Doppler spread

Πίνακας 1. Τύποι προστασίας σήματος

Το μεταδιδόμενο σήμα αποτελείται από δύο διαδοχικά σύμβολα OFDM. Το κάθε σύμβολο OFDM αποτελείται από το χρονικό διάστημα guard interval ακολουθούμενο από το χρήσιμο μέρος συμβόλου. Κάθε σύμβολο είναι το άθροισμα K ημιτονοειδών σημάτων που ισαπέχουν στο πεδίο της συχνότητας. Κάθε ημιτονοειδές σήμα που μεταδίδεται με συγκεκριμένο πλάτος και φάση καλείται κελί (cell) και αντιστοιχεί σε μια φέρουσα. Σε κάθε φέρουσα αντιστοιχίζεται ο δείκτης k ($k=0$ αντιστοιχεί στη συχνότητα αναφοράς του μεταδιδόμενου σήματος).

Οι χρονικές παράμετροι του συμβόλου εκφράζονται ως πολλαπλάσια της βασικής περιόδου η οποία ισούται με 83 και $1/3 \mu s$.

Αυτές οι παράμετροι είναι :

T_g : η διάρκεια του διαστήματος guard interval.

T_s : η διάρκεια ενός συμβόλου OFDM.

T_u : η διάρκεια του χρήσιμου μέρους ενός συμβόλου.

T_f : η διάρκεια ενός πλαισίου μετάδοσης (transmission frame).

Ένας συγκεκριμένος αριθμός κελιών σε κάθε σύμβολο μεταδίδεται με προκαθορισμένο πλάτος και φάση ως αναφορά για τη διαδικασία αποδιαμόρφωσης. Ονομάζονται "reference pilots" και αντιπροσωπεύουν συγκεκριμένο αριθμό από το συνολικό αριθμό των κελιών.

Parameters list	Robustness mode			
	A	B	C	D
T (μs)	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$	$83^{1/3}$
T_u (ms)	24 ($288 \times T$)	$21^{1/3}$ ($256 \times T$)	$14^{2/3}$ ($176 \times T$)	$9^{1/3}$ ($112 \times T$)
T_g (ms)	$2^{2/3}$ ($32 \times T$)	$5^{1/3}$ ($64 \times T$)	$5^{1/3}$ ($64 \times T$)	$7^{1/3}$ ($88 \times T$)
T_g / T_u	1/9	1/4	4/11	11/14
$T_s = T_u + T_g$ (ms)	$26^{2/3}$	$26^{2/3}$	20	$16^{2/3}$
T_f (ms)	400	400	400	400

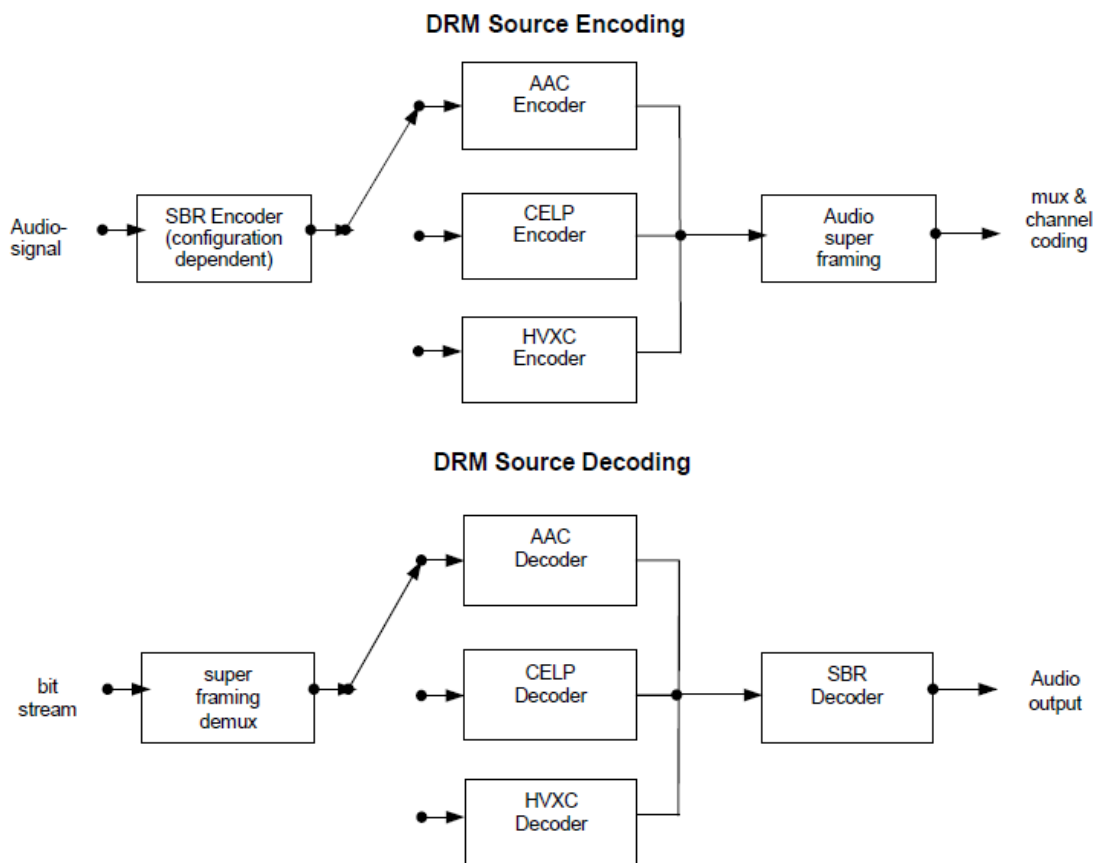
Πίνακας 2. Παράμετροι διάρκειας συμβόλου OFDM

3.5 Τύποι κωδικοποίησης σήματος.

Επιπλέον μια μέθοδος ανακατασκευής της πληροφορίας που περιέχεται στις υψηλότερες συχνότητες του ακουστικού φάσματος συχνότητων χρησιμοποιείται για τη βελτίωση της ποιότητας του ήχου για κάθε μια από τις κωδικοποιήσεις AAC, CELP και HVXC.

Ειδική μέριμνα λαμβάνεται ως η κωδικοποιημένη πληροφορία να μπορεί να συνδυαστεί για την κατασκευή σταθερού μήκους υπερπλασίων δεδομένων ήχου (audio superframes).

Ειδικές πληροφορίες που αφορούν τις ρυθμίσεις για την κωδικοποίηση του ήχου μεταδίδονται στο κανάλι περιγραφής υπηρεσίας (SDC - Service Description Channel).



Σχήμα 2. Κωδικοποιητές και αποκωδικοποιητές ήχου DRM

3.5.2 Κωδικοποίηση ήχου AAC

Για γενική χρήση κωδικοποίησης ήχου χρησιμοποιείται ένα κατάλληλα επιλεγμένο υποσύνολο των εργαλείων που παρέχει το πρότυπο MPEG-4 AAC, για να καλύψει τις απαιτήσεις του συστήματος DRM.

Ειδικά χαρακτηριστικά της κωδικοποιημένης ροής πληροφοριών με τον αλγόριθμο AAC:

- Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων 20 Kbps.
- Ρυθμός δειγματοληψίας 12 και 24 KHz.
- Μήκος Μετασχηματισμού (transmission length): Το μήκος μετασχηματισμού (δηλαδή ο αριθμός των δειγμάτων MDCT) είναι 960 ώστε να εξασφαλιστεί πως ένα πλαίσιο δεδομένων ήχου διαρκεί 80 ή 40 ms. Αυτό απαιτείται ώστε ένα υπερπλαίσιο δεδομένων ήχου διάρκειας 400ms να έχει χωρητικότητα αμέτρητου αριθμού πλαισίων δεδομένων ήχου.

Ανθεκτικότητα σε σφάλματα (error robustness): Σύνολο εργαλείων του MPEG-4 που χρησιμοποιείται για να βελτιώσει την ανθεκτικότητα της ροής δεδομένων σε κανάλια με θόρυβο.

Audio Superframing: 5 (12KHz) ή 10 (24KHz) πλαίσια δεδομένων ήχου αποτελούν ένα υπερπλαίσιο (superframe) διάρκειας 400ms. Τα πλαίσια ήχου κωδικοποιούνται με τέτοιο τρόπο ώστε να έχουν σταθερό μήκος.

Ένα υπερπλαίσιο δεδομένων ήχου εισάγεται σε ένα λογικό πλαίσιο δεδομένων. Με αυτό τον τρόπο δεν απαιτείται επιπρόσθετος συγχρονισμός για την κωδικοποίηση ήχου. Η δυνατότητα για ανάκτηση των ορίων του πλαισίου και δυνατότητα UEP (Unequal Error Protection) ενσωματώνονται σε υπερπλαίσιο δεδομένων ήχου.

Το UEP προσφέρει ομαλότερη λειτουργία και καλύτερη συμπεριφορά σε υψηλότερους ρυθμούς λήψης λανθασμένων δεδομένων. Η λειτουργία του πραγματοποιείται από τα τμήματα πολυπλεξίας και κωδικοποίησης.

3.5.3 Κωδικοποίηση φωνής MPEG-CELP

Η κωδικοποίηση φωνής με τον αλγόριθμο CELP δίνει στο σύστημα τη δυνατότητα για αποδεκτή ποιότητα ομιλίας για ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σημαντικά μικρότερους από το συνήθη ρυθμό μετάδοσης (για παράδειγμα λειτουργία σε ρυθμό μετάδοσης 8 Kbps).

Οι πιθανές εφαρμογές από τη χρήση της κωδικοποίησης είναι :

- Εκπομπή 2 η και 3 προγραμμάτων αντί ενός προγράμματος στα 20 ή 24 Kbps.
- Παράλληλη εκπομπή μιας υπηρεσίας φωνής και μιας υπηρεσίας ήχου.
- Παράλληλη εκπομπή αναλογικού και ψηφιακού σήματος στο ίδιο κανάλι.

Πολύ ισχυρή προστασία του εκπεμπόμενου προγράμματος όταν τα κανάλια μετάδοσης είναι αρκετά θορυβώδη.

Βασικά χαρακτηριστικά της κωδικοποίησης MPEG-CELP:

- 8 KHz ή 16 KHz ρυθμός δειγματοληψίας.
- Ρυθμό μεταφοράς δεδομένων 4 και 20 Kbps.
- Ανθεκτικότητα σε σφάλματα.
- Συνδυασμός ακέραιου πλήθους πλαισίων CELP για την κατασκευή ενός υπερπλαισίου ήχου.

3.5.4 Κωδικοποίηση φωνής MPEG-HVXC

Η κωδικοποίηση φωνής HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) δίνει τη δυνατότητα στο σύστημα DRM για υπηρεσίες φωνής και ομιλίας με πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων ως και 2 Kbps.

Τα οφέλη από την κωδικοποίηση είναι:

- Η παράλληλη εκπομπή υπηρεσιών φωνής και μουσικής.
- Δυνατότητα πολύγλωσσης μετάδοσης προγράμματος.
- Αποθήκευση μεταδιδόμενου προγράμματος στο δέκτη.
- Αλλαγή ταχύτητας αναπαραγωγής και γρήγορη πλοήγηση στο αποθηκευμένο πρόγραμμα.
- Μεγάλη ανθεκτικότητα με ή χωρίς ιεραρχική διαμόρφωση.

Βασικά χαρακτηριστικά της κωδικοποίησης HVXC:

- Ρυθμός δειγματοληψίας 8 KHz.
- Ρυθμός μετάδοση δεδομένων 2 και 4 Kbps.
- Αλλαγή κλίμακας χρόνου.
- Η εφαρμογή κυκλικού έλεγχου πλεονασμού CRC (Cyclic Redundancy Check) μπορεί να βελτιώσει την ανθεκτικότητα του μεταδιδόμενου σήματος σε θορυβώδη κανάλια.
- 20 πλαίσια HVXC αποτελούν 1 υπερπλαίσιο δεδομένων ήχου.

3.5.5 Κωδικοποίηση SBR

Οι κλασικοί αλγόριθμοι συμπίεσης μειώνουν το εύρος ζώνης του σήματος για να ελαττώσουν τη συχνότητα δειγματοληψίας. Όμως είναι επιθυμητό να υπάρχει η δυνατότητα αναπαραγωγής των υψηλών συχνοτήτων ακόμα και σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση του SBR (Spectral Band Replication).

Ο σκοπός της χρήσης του SBR είναι η αναδημιουργία των υψηλών συχνοτήτων κατά την αποκωδικοποίηση, οι οποίες δε μπορούν να κωδικοποιηθούν λόγω χαμηλού ρυθμού δειγματοληψίας. Ο κωδικοποιητής SBR παράγει δεδομένα που καταλαμβάνουν ένα μικρό μέρος της κωδικοποιημένης ηχητικής πληροφορίας και προέρχονται από την επεξεργασία του αρχικού σήματος πλήρους φάσματος πριν την κωδικοποίηση και συμπίεση του. Με αυτό το τρόπο ενσωματώνεται πληροφορία που περιέχεται στις υψηλότερες συχνότητες του ακουστικού φάσματος η οποία αναπαράγεται κατά την αποκωδικοποίηση του συμπιεσμένου ήχου.

Υπάρχουν δύο τύποι κωδικοποιητή SBR. Ο τύπος HQ SBR παρέχει τη μέγιστη ποιότητα αλλά είναι πολύπλοκος ως προς την υλοποίηση και ο τύπος Low Power SBR που παρέχει υποδεέστερη ποιότητα από τον HQ SBR αλλά είναι λιγότερο πολύπλοκος στην υλοποίηση. Ο συνδυασμός των AAC και SBR συνιστά την κωδικοποίηση υψηλής αποδοτικότητας High Efficiency AAC. Επίσης η κωδικοποίηση SBR μπορεί να συνδυαστεί με τις κωδικοποιήσεις CELP και HVXC.

3.5.6 Κωδικοποίηση Parametric Stereo (PS)

Για τη βελτίωση της ποιότητας στερεοφωνικού ήχου σε χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης χρησιμοποιείται ο κωδικοποιητής PS, ο οποίος βασίζεται στο κωδικοποιητή SBR. Η κωδικοποίηση PS μπορεί να εφαρμοστεί σε συνδυασμό με την κωδικοποίηση AAC και SBR. Η κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση PS εκτελούνται στα αντίστοιχα τμήματα κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης SBR.

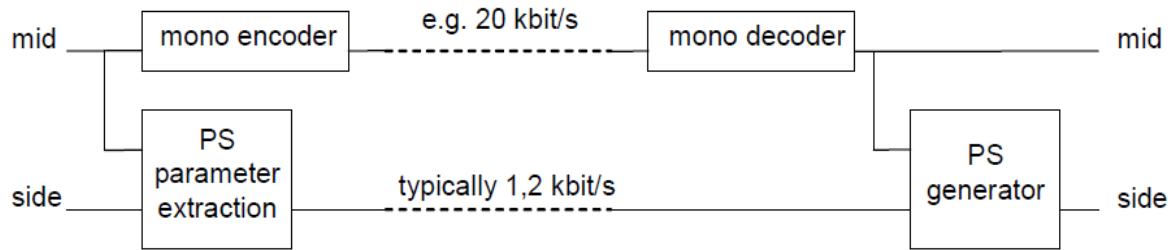
Η κωδικοποίηση ενσωματώνει σε ένα μονοφωνικό κανάλι ήχου πληροφορία σχετική με τη στερεοφωνική αναπαραγωγή του σήματος, χωρίς να καταλαμβάνει μεγάλο ποσοστό της μεταδιδόμενης πληροφορίας και χωρίς επηρεάζει το συχνοτικό περιεχόμενο του μονοφωνικού σήματος. Ενώ συνήθως όταν αναφερόμαστε σε στερεοφωνικό ήχο εννοούμε δύο κανάλια ήχου, δεξί και αριστερό, στην κωδικοποίηση PS αναφερόμαστε σε δύο κανάλια, το μεσαίο κανάλι (mid) και το περιφερειακό (side) τα οποία προκύπτουν με απλή πρόσθεση και αφαίρεση αντίστοιχα μεταξύ αριστερού (left) και δεξιού (right) καναλιού:

- $\text{mid} = \text{left} + \text{right}$
- $\text{side} = \text{left} - \text{right}$

Στη περίπτωση που ο δέκτης δεν έχει τη δυνατότητα να κάνει αποκωδικοποίηση του PS μπορεί να αποκωδικοποιήσει το μεσαίο κανάλι (mid). Η επιβάρυνση της κωδικοποίησης PS όταν τα δύο κανάλια δεν διαφέρουν (μονοφωνικό σήμα) ή έχουν πολύ μικρές διαφορές είναι της τάξης των 0,05 Kbps. Στην περίπτωση που μεταδίδεται ο μονοφωνικός ήχος ο κωδικοποιητής PS μπορεί να απενεργοποιηθεί με αποτέλεσμα να μην επιβαρύνει καθόλου το μεταδιδόμενο σήμα με επιπρόσθετο όγκο πληροφορίας (0 Kbps). Στο πίνακα 3 αναγράφονται τυπικοί ρυθμοί κωδικοποίησης PS σε διάφορες περιπτώσεις εισερχόμενου σήματος ήχου.

Signal type	PS data rate
mono signals, extended data disabled	0 bit/s
mono signals, extended data enabled	50 bit/s
complex stereo music (average)	1 200 bit/s
arbitrary stereo signals (maximum peak)	2 500 bit/s (recommended maximum for encoder)

Πίνακας 3. Παραδείγματα ρυθμών κωδικοποίησης PS



Σχήμα 3. Τοπολογία συστήματος κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης PS

3.5.7 Περιβάλλων ήχος MPEG Surround (MPS)

Για την μετάδοση πολυκάναλου ήχου είναι διαθέσιμος ο κωδικοποιητής MPEG Surround (MPS). Η κωδικοποίηση MPS περιγράφεται στο πρότυπο MPEG-D, Part-1 (ISO/IEC 23003-1) και έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- Η κωδικοποίηση του πολυκάναλου ήχου είναι βασισμένη στο αρχικό πολυκάναλο σήμα και προσφέρει το χαμηλότερο ρυθμό κωδικοποίησης. Πληροφορία που αφορά την αναπαραγωγή των περιφερειακών καναλιών, που δεν καταλαμβάνει μεγάλο όγκο σε σχέση με τα δεδομένα του μονοφωνικού ή στερεοφωνικού ήχου, προστίθεται στο μονοφωνικό ή στερεοφωνικό σήμα.
- Με κατάλληλη αποκωδικοποίηση (binaural decoding) μπορεί να αναπαραχθεί πολυκάναλος ήχος από απλά στερεοφωνικά ακουστικά.
- Δυνατότητα προσομοίωσης πολυκάναλου ήχου όταν είναι διαθέσιμα δεδομένα μόνο για ένα στερεοφωνικό κανάλι.

Οι δέκτες που δεν έχουν τη δυνατότητα αποκωδικοποίησης και αναπαραγωγής πολυκάναλου ήχου αποκωδικοποιούν μόνο τα δεδομένα του μονοφωνικού ή στερεοφωνικού ήχου.

Ο πολυκάναλος ήχος MPS βασίζεται στην αναπαραγωγή N καναλιών ήχου από ένα σήμα M καναλιών ($M < N$) στο οποίο έχουν προστεθεί κάποια επιπλέον δεδομένα. Το πλήθος των καναλιών M μπορεί να είναι ένα (μονοφωνικός ήχος) ή δύο (στερεοφωνικός ήχος). Τα επιπρόσθετα δεδομένα καταλαμβάνουν αρκετά μικρότερο όγκο σε σύγκριση με τον όγκο που θα καταλάμβαναν N κανάλια ήχου, κάνοντας τη κωδικοποίηση αρκετά αποδοτική και συμβατή με συστήματα αναπαραγωγής μονοφωνικών ή στερεοφωνικών καναλιών.

3.6 Άνιση Προστασία δεδομένων UEP και υπερπλαίσια δεδομένων ήχου (audio super framing)

Οι σύγχρονοι αλγόριθμοι συμπίεσης και κωδικοποίησης έχουν βελτιστοποιηθεί ως προς την αποδοτικότητά τους. Μπορούμε να υποθέσουμε πως η πληροφορία που χάνεται είναι σχεδόν ίδια για κάθε εσφαλμένο bit. Με βάση αυτή την υπόθεση ο ρυθμός λαθών BER (Bit Error Rate) μπορεί να μειωθεί αν όλα τα δεδομένα έχουν την ίδια προστασία μέσω μηχανισμών διόρθωσης λαθών.

Αντίθετα με τα παραπάνω όμως, λάθη σε διαφορετικά σημεία των δεδομένων έχουν διαφορετικό αποτέλεσμα όταν μετατραπούν τελικά σε ήχο. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η άνιση προστασία έναντι σφαλμάτων UEP (Unequal Error Protection), δηλαδή η ισχυρότερη προστασία των δεδομένων τα οποία όταν περιέχουν λάθη έχουν μεγαλύτερη επίδραση στο παραγόμενο ήχο.

Για να πραγματοποιηθεί η κωδικοποίηση καναλιού UEP είναι απαραίτητο τα παραγόμενα πλαίσια δεδομένων να έχουν σταθερό μήκος και η UEP να παραμένει ίδια για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης. Για αυτό το λόγο τα κωδικοποιημένα πλαίσια δεδομένων AAC σχηματίζουν ένα υπερπλαίσιο, του οποίου ο ρυθμός μετάδοσης είναι σταθερός. Η κωδικοποίηση καναλιού βασίζεται στη μετάδοση υπερπλαisiών, τα οποία αποτελούνται από δεδομένα υψηλότερης και χαμηλότερης προστασίας. Επομένως και τα πλαίσια που αποτελούν τα υπερπλαίσια χωρίζονται σε δύο τμήματα με διαφορετική προστασία.

Η κωδικοποίηση HVXC χρησιμοποιείται μόνο με κωδικοποίηση ισότιμης προστασίας έναντι λαθών EEP (Equal Error Protection).

3.7 Κωδικοποίηση AAC

Το πρότυπο MPEG-4 AAC είναι μέρος του MPEG-4 Audio (ISO/IEC 14496-3). Από τις διάφορες παραλλαγές AAC που περιγράφονται σε αυτό το πρότυπο για το DRM έχει επιλεγεί η χρήση του τύπου Error Robust AAC (ER-AAC) που αποτελεί μέρος του High Quality Audio Profile. Πιο συγκεκριμένα μπορούν να χρησιμοποιήσουν τρία εργαλεία για την προστασία από λάθη με δεδομένα τύπου MPEG-4 ER AAC:

- HCR (Huffman Codeword Reordering)
- VCB11 (Virtual Codebook for Codebook 11)
- RLVC (Reversible Variable Length Coding)

Για το σύστημα DRM χρησιμοποιείται η κωδικοποίηση HCR. Για χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η κωδικοποίηση VCB11, γιατί το μέγεθος της πλεονάζουσας προστιθέμενης πληροφορίας είναι λιγότερο από 1% της συνολικής πληροφορίας. Αντίθετα η κωδικοποίηση RLVC δεν είναι κατάλληλη γιατί η προστιθέμενη πληροφορία αποτελεί μεγάλο ποσοστό του συνολικού όγκου δεδομένων.

Στο σύστημα DRM κάθε πλαίσιο δεδομένων αποτελείται από 960 δείγματα (samples). Κάθε δείγμα προκύπτει από δειγματοληψία συχνότητας 12 ή 24 KHz και κάθε υπερπλαίσιο έχει διάρκεια 400 ms. Με ρυθμό δειγματοληψίας 12 KHz σε χρόνο 400 ms, που αντιστοιχεί στη χρονική διάρκεια μετάδοσης ενός υπερπλαισίου, παράγονται 4.800 δείγματα. Κάθε πλαίσιο δεδομένων ήχου AAC αποτελείται από 960 δείγματα. Επομένως ένα υπερπλαίσιο θα αποτελείται από 5 πλαίσια AAC. Αντίστοιχα για συχνότητα δειγματοληψίας 24 KHz, που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση στερεοφωνικού ήχου, παράγονται 9.600 δείγματα, οπότε ένα υπερπλαίσιο θα αποτελείται από 10 πλαίσια AAC. Συνοψίζοντας:

- Ένα πλαίσιο AAC αποτελείται από 960 δείγματα (samples).
- Ένα υπερπλαίσιο διαρκεί 400 ms.
- Ρυθμός δειγματοληψίας 12 KHz: 5 πλαίσια (frames) AAC ανά υπερπλαίσιο (superframe).
- Ρυθμός δειγματοληψίας 24 KHz: 10 πλαίσια (frames) AAC ανά υπερπλαίσιο (superframe).

Στη στερεοφωνική μετάδοση δεδομένων τα δεδομένα του αριστερού και δεξιού καναλιού μεταδίδονται τμηματικά και εναλλάξ ώστε να είναι μικρότερη η ευαισθησία σε σφάλματα. Το πρότυπο MPEG-4 καθορίζει με ποιο τρόπο αποθηκεύεται η πληροφορία σε ένα πλαίσιο δεδομένων ER-AAC, για κάθε τμήμα του οποίου προσδιορίζεται και η ευαισθησία του σε σφάλματα.

Για το DRM χρησιμοποιούνται δύο τύποι ER-AAC:

- Μονοφωνικό πλαίσιο δεδομένων ήχου (mono audio frame): Κάθε mono audio frame αποτελείται από τρία διαδοχικά τμήματα, καλούμενα mono1, mono2 και mono3. Το mono1 περιέχει πληροφορία SI (side information), το mono2 περιέχει τα δεδομένα TNS (Temporal Noise Shaping) και το mono3 περιέχει τα δεδομένα φασματικής πληροφορίας (spectral data bits). Η ευαισθησία σε σφάλματα μειώνεται από mono1 στο mono3.
- Στερεοφωνικό πλαίσιο δεδομένων ήχου (stereo audio frame): Ένα stereo audio frame αποτελείται από επτά διαδοχικά τμήματα με ονομασίες stereo1 (common side info), stereo2 (side info left channel), stereo3 (side info right channel), stereo4 (TNS left channel), stereo5 (TNS right channel), stereo6 (spectral data left channel), stereo7 (spectral data right channel). Τα δεδομένα που αφορούν τα δύο κανάλια εναλλάσσονται για μείωση της ευαισθησίας σε λάθη.

3.7.1 Υπερπλαίσιο AAC

Κάθε υπερπλαίσιο AAC αποτελείται από δεδομένα με υψηλή προστασία και δεδομένα με χαμηλή προστασία έναντι σφαλμάτων κατά τη μετάδοση.

Τα δεδομένα με υψηλή προστασία αποτελούνται από μία επικεφαλίδα (header) και ένα πλήθος πλαισίων δεδομένων ήχου. Το πλήθος των πλαισίων που ενσωματώνονται σε ένα υπερπλαίσιο

εξαρτάται από τη συχνότητα δειγματοληψίας:

- 12 KHz: το υπερπλαίσιο αποτελείται από 5 πλαίσια AAC.
- 24 KHz: το υπερπλαίσιο αποτελείται από 10 πλαίσια AAC.

Για κάθε πλαίσιο καθορίζεται, από την άνιση προστασία έναντι λαθών UEP, η ποσότητα των δεδομένων που έχουν υψηλή προστασία. Για αυτά τα δεδομένα παράγεται πληροφορία μέσω του κυκλικού κώδικα πλεονασμού CRC.

Στην επικεφαλίδα αποθηκεύεται πληροφορία για την ανάκτηση του μήκους των πλαισίων και των ορίων που καταλαμβάνει το κάθε πλαίσιο εντός του υπερπλαισίου. Κάθε πλαίσιο χωρίζεται σε bytes, το πλήθος των οποίων αποθηκεύεται σε συνεχόμενες θέσεις μήκους 12 bit η καθεμία στην επικεφαλίδα. Στη περίπτωση της συχνότητας δειγματοληψίας 24 KHz προστίθενται 4 bit σε κάθε πλαίσιο AAC ώστε να προκύψει ακέραιος αριθμός bytes.

Μετά την επικεφαλίδα ακολουθεί το μπλοκ δεδομένων με υψηλή προστασία. Αυτό αποτελείται από τμήμα του πλαισίου AAC χωρισμένο σε bytes, ο αριθμός των οποίων καθορίζεται από τον τύπο της προστασίας UEP, ακολουθούμενα από ένα byte του ελέγχου CRC. Για μονοφωνικά σήματα από το πλαίσιο AAC γίνεται έλεγχος CRC για τα τμήματα mono1 και mono2, ενώ για στερεοφωνικά σήματα γίνεται έλεγχος για τα τμήματα stereo1 ως και stereo5..

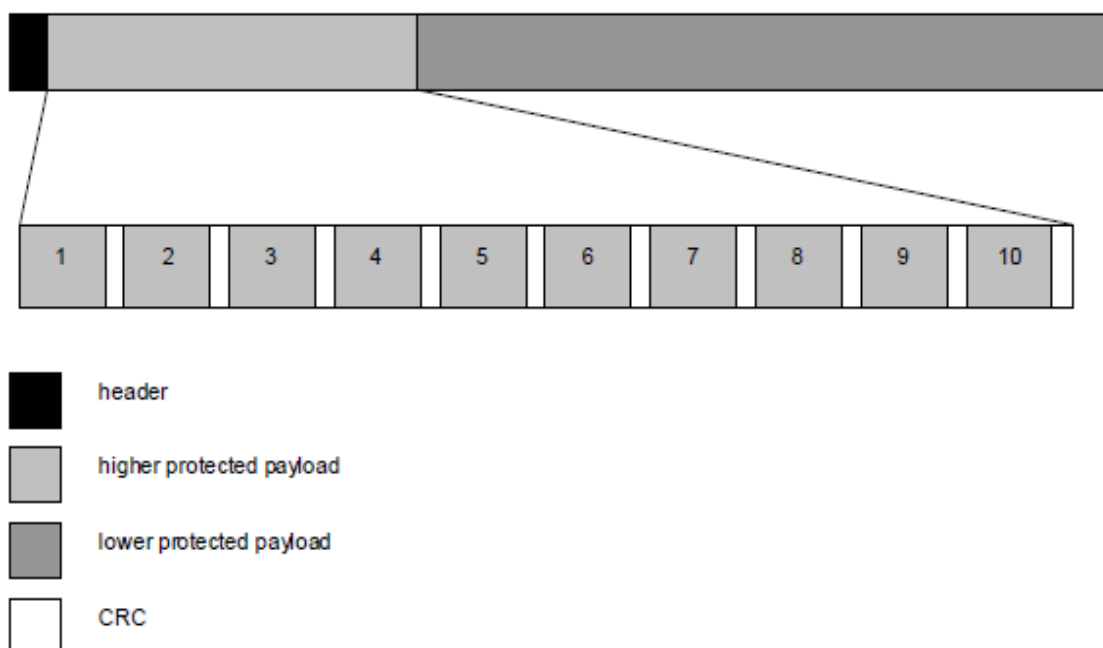
Έπειτα από το μπλοκ δεδομένων με υψηλή προστασία ακολουθούν τα υπόλοιπα τμήματα των πλαισίων AAC τα οποία παρατίθενται συνεχόμενα το ένα μετά το άλλο.

3.7.2 Πλαίσια δεδομένων AAC+SBR

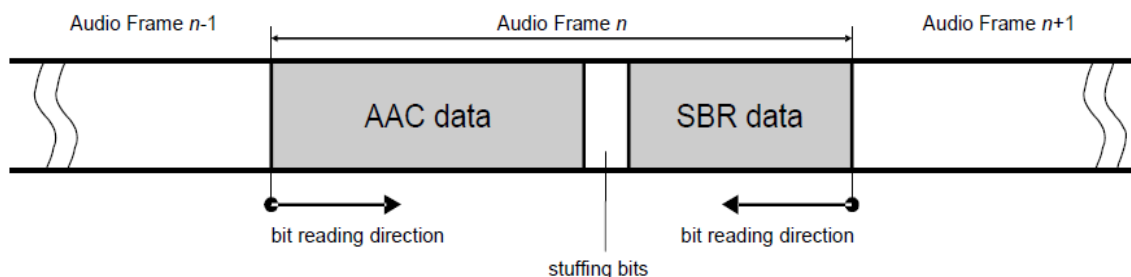
Ο ρυθμός δειγματοληψίας SBR (Spectral Band Replication) είναι ο διπλάσιος από αυτόν για την κωδικοποίηση AAC. Κάθε πλαίσιο AAC+SBR αποτελείται από ένα τμήμα AAC ακολουθούμενο από ένα τμήμα SBR. Το MSB (Most Significant Bit) του τμήματος AAC είναι το πρώτο bit του πλαισίου AAC+SBR (με φορά ανάγνωσης από τα αριστερά προς τα δεξιά) ενώ το MSB του SBR είναι το τελευταίο bit του πλαισίου. Τα δύο τμήματα αποθηκεύονται με αυτό τον τρόπο ώστε να είναι εύκολη η πρόσβαση σε αυτά.

Τα μήκη των τμημάτων AAC και SBR του πλαισίου AAC+SBR δεν έχουν σταθερό μήκος και η πληροφορία για το μέγεθός τους αποθηκεύεται στην επικεφαλίδα του υπερπλαισίου, ώστε να μην απαιτείται επιπλέον σηματοδότηση για τον διαχωρισμό των δύο τμημάτων. Ο τρόπος με τον οποίο διατάσσονται τα πλαίσια AAC+SBR σε ένα υπερπλαίσιο δεδομένων ήχου δεν διαφέρει από τον τρόπο που διατάσσονται τα πλαίσια AAC (χωρίς SBR).

Για ρυθμούς κωδικοποίησης μεγαλύτερους από 20Kbps η χρήση του SBR είναι υποχρεωτική ενώ για μικρότερους ρυθμούς κωδικοποίησης η χρήση του SBR είναι προαιρετική



Σχήμα 4. Δομή υπερπλασίου ήχου AAC για συχνότητα δειγματοληψίας 24KHz



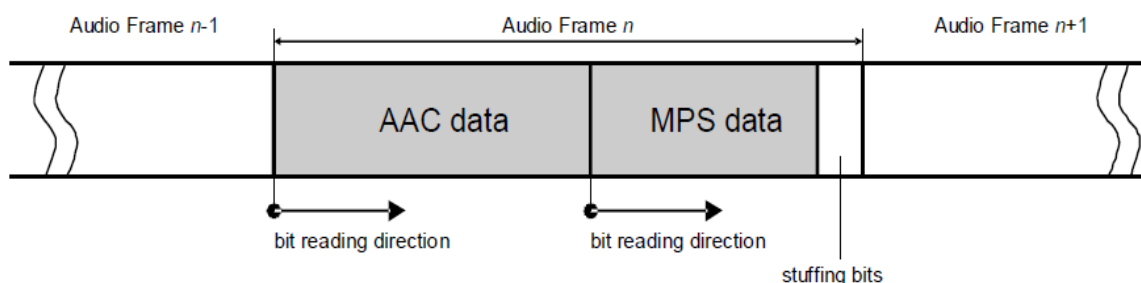
Σχήμα 5. Πλαίσιο δεδομένων AAC+SBR

3.7.3 Απόκρυψη σφαλμάτων AAC

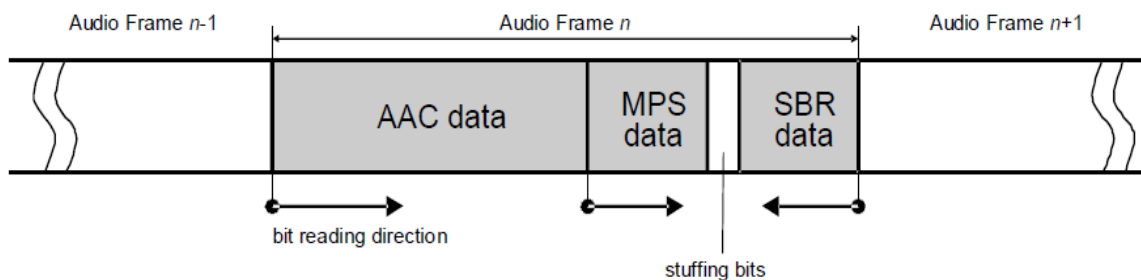
Ο αλγόριθμος αποκωδικοποίησης AAC παρέχει τη δυνατότητα απόκρυψης σφαλμάτων καθυστερώντας την αποκωδικοποίηση κατά ένα πλαίσιο, ώστε να υπάρχει χρόνος για τον αποκωδικοποιητή να ανιχνεύσει αν υπάρχει σφάλμα στο μεταδιδόμενο πλαίσιο AAC. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι να ανιχνευθεί σφάλμα στο μεταδιδόμενο πλαίσιο AAC, με κυριότερο μηχανισμό ανίχνευσης το CRC. Αν περιέχεται σφάλμα μόνο σε ένα πλαίσιο τότε γνωρίζοντας το προηγούμενο και επόμενο ορθό πλαίσιο AAC τότε το λανθασμένο πλαίσιο αντικαθίσταται από άλλο με ενδιάμεση τιμή μέσω παρεμβολής των δύο γειτονικών μη εσφαλμένων πλαισίων. Αν ανιχνευθούν περισσότερα του ενός εσφαλμένα πλαίσια AAC τότε ενεργοποιείται ένας μηχανισμός ομαλής μετάβασης σε σίγαση (fade out). Όταν αρχίσουν να λαμβάνονται ορθά πλαίσια AAC χωρίς σφάλματα ένα αντίστροφος μηχανισμός επαναφέρει σταδιακά τον αναπαραγόμενο ήχο από την κατάσταση σίγασης (fade in). Ο μηχανισμός αυτός μπορεί να καθυστερήσει να λειτουργήσει επιμηκύνοντας την κατάσταση σίγασης, αν μεταδίδονται με μεγάλη συχνότητα λανθασμένα πλαίσια AAC.

3.7.4 Πλαίσιο δεδομένων AAC+MPS

Σε πλαίσια AAC και πλαίσια AAC+SBR μπορούν να προστεθούν και δεδομένα MPEG Surround (MPS). Το τμήμα MPS ακολουθεί το τμήμα AAC στο πλαίσιο δεδομένων ήχου (με το MSB πρώτο από τα αριστερά), ενώ αν υπάρχουν και δεδομένα SBR τότε το τμήμα MPS καταλαμβάνει θέση μεταξύ των τμημάτων AAC και SBR. Η παρουσία ύπαρξης δεδομένων MPS δηλώνεται στο κανάλι SDC (Service Description Channel)



Σχήμα 6. Πλαίσιο δεδομένων AAC+MPS



Σχήμα 7. Πλαίσιο δεδομένων AAC+MPS+SBR

3.8 Κωδικοποίηση MPEG CELP

Η κωδικοποίηση ομιλίας MPEG-4 CELP (Code Excited Linear Prediction) περιγράφεται στο πρότυπο MPEG-4 Audio (ISO/IEC 14496-3). Σε αυτό το πρότυπο προσδιορίζονται δύο εκδόσεις, αλλά μόνο η μία από αυτές μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μη ιδανικά κανάλια μετάδοσης που εισάγουν σφάλματα μετάδοσης. Επομένως οι ροές δεδομένων (bit streams) CELP στο σύστημα DRM είναι MPEG-4 CELP version 2.

Από τους διαθέσιμους τύπους κωδικοποίησης μόνο ο κωδικοποιητής Error Robust (ER) CELP, που αποτελεί μέρος του High Quality Audio Profile, χρησιμοποιείται στο σύστημα DRM.

Η κωδικοποίηση CELP χρησιμοποιείται για τη συμπίεση ομιλίας με ρυθμούς από 4 ως 24 Kbps. Οι συνηθισμένοι κωδικοποιητές CELP κάνουν κωδικοποίηση μόνο σε ένα ρυθμό και είναι βελτιστοποιημένοι για συγκεκριμένες εφαρμογές. Στο σύστημα DRM η συμπίεση είναι μία από τις δυνατότητες που παρέχει η κωδικοποίηση CELP, αλλά επιπλέον παρέχεται μεγαλύτερη ευελιξία και στο ρυθμό κωδικοποίησης και στο εύρος συχνοτήτων που κωδικοποιούνται. Ο αλγόριθμος συμπίεσης MPEG-CELP υποστηρίζει δύο συχνότητες δειγματοληψίας στα 8 και 16 KHz. Τα αντίστοιχα φάσματα που καλύπτονται είναι από 100 ως 3800 Hz για δειγματοληψία στα 8 KHz και 50 ως 7000 Hz για ρυθμό δειγματοληψίας στα 16 KHz.

Ο κωδικοποιητής MPEG-4 CELP προσφέρει τα χαρακτηριστικά πολλαπλών ρυθμών κωδικοποίησης (multiple bit rates), κλιμάκωσης του ρυθμού κωδικοποίησης (bit rate scalability), κλιμάκωσης εύρους ζώνης (bandwidth scalability) και Fine Rate Control, από τα οποία το σύστημα DRM εκμεταλλεύεται μόνο τη δυνατότητα πολλαπλών ρυθμών κωδικοποίησης.

Ο αλγόριθμος κωδικοποίησης CELP εισάγει μία χρονική καθυστέρηση στην κωδικοποίηση που οφείλεται κυρίως στην ομαδοποίηση των πλαισίων CELP σε υπερπλαίσια που περιέχουν ακέραιο πλήθος πλαισίων CELP. Η χρονική καθυστέρηση εξαρτάται από τη συχνότητα δειγματοληψίας και το ρυθμό κωδικοποίησης.

Bit rates for the 8 kHz sampling rate (bit/s)	Bit rates for the 16 kHz sampling rate (bit/s)
3 850, 4 250, 4 650, 5 700, 6 000, 6 300, 6 600, 6 900, 7 100, 7 300, 7 700, 8 300, 8 700, 9 100, 9 500, 9 900, 10 300, 10 500, 10 700, 11 000, 11 400, 11 800, 12 000, 12 200	10 900, 11 500, 12 100, 12 700, 13 300, 13 900, 14 300, 14 700, 15 900, 17 100, 17 900, 18 700, 19 500, 20 300, 21 100, 13 600, 14 200, 14 800, 15 400, 16 000, 16 600, 17 000, 17 400, 18 600, 19 800, 20 600, 21 400, 22 200, 23 000, 23 800

Πίνακας 4. Ρυθμοί κωδικοποίησης CELP

Τα πλαίσια CELP έχουν σταθερό και συγκεκριμένο μήκος και ομαδοποιούνται σε υπερπλαίσια διάρκειας 400 ms. Επιπλέον μπορεί να εφαρμοστεί άνιση προστασία έναντι σφαλμάτων UEP. Από την εφαρμογή της άνισης προστασίας δεδομένων προκύπτουν τμήματα του υπερπλαισίου με υψηλή και χαμηλή προστασία. Η αρχή του κάθε πλαισίου τοποθετείται στο τμήμα με την υψηλότερη προστασία ενώ το υπόλοιπο του κάθε πλαισίου αποθηκεύεται στο τμήμα με τη χαμηλή προστασία. Η πληροφορία για το ρυθμό κωδικοποίησης CELP περιέχεται στο SDC (CELP bit rate index). Στους πίνακες 4 και 5 παρατίθενται τα χαρακτηριστικά της προστασίας UEP για κάθε συνδυασμό ρυθμού δειγματοληψίας και κωδικοποίησης.

CELP bit rate index	Bit rate (bits/s)	Audio frame length (ms)	Higher protected part (bits/audio frame)	Lower protected part (bits/audio frame)	Higher protected part (bytes/audio super frame)	Lower protected part (bytes/audio super frame)	Audio super frame length (bytes)
0	3 850	40	36	118	45	148	193 (see note)
1	4 250	40	36	134	45	168	213 (see note)
2	4 650	40	36	150	45	188	233 (see note)
6	5 700	20	24	90	60	225	285
7	6 000	20	24	96	60	240	300
8	6 300	20	24	102	60	255	315
9	6 600	20	24	108	60	270	330
10	6 900	20	24	114	60	285	345
11	7 100	20	24	118	60	295	355
12	7 300	20	24	122	60	305	365
13	7 700	20	36	118	90	295	385
14	8 300	20	36	130	90	325	415
15	8 700	20	36	138	90	345	435
16	9 100	20	36	146	90	365	455
17	9 500	20	36	154	90	385	475
18	9 900	20	36	162	90	405	495
19	10 300	20	36	170	90	425	515
20	10 500	20	36	174	90	435	525
21	10 700	20	36	178	90	445	535
22	11 000	10	24	86	120	430	550
23	11 400	10	24	90	120	450	570
24	11 800	10	24	94	120	470	590
25	12 000	10	24	96	120	480	600
26	12 200	10	24	98	120	490	610
NOTE: For these bit rates, the last four bits of the audio super frame are padded with 0 s.							

Πίνακας 5. Παράμετροι UEP για ρυθμό δειγματοληψίας CELP 8 KHz

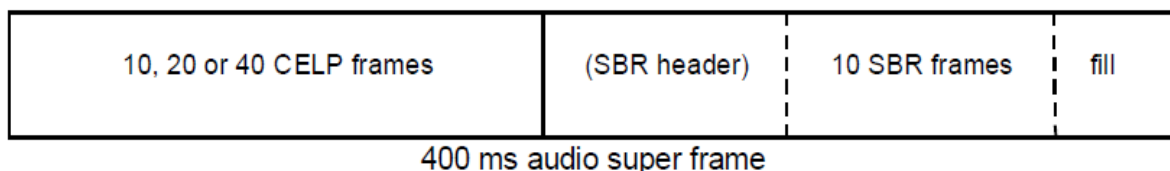
CELP bit rate index	Bit rate (bits/s)	Audio frame length (ms)	Higher protected part (bits/audio frame)	Lower protected part (bits/audio frame)	Higher protected part (bytes/audio super frame)	Lower protected part (bytes/audio super frame)	Audio super frame length (bytes)
0	10 900	20	64	154	160	385	545
1	11 500	20	64	166	160	415	575
2	12 100	20	64	178	160	445	605
3	12 700	20	64	190	160	475	635
4	13 300	20	64	202	160	505	665
5	13 900	20	64	214	160	535	695
6	14 300	20	64	222	160	555	715
8	14 700	20	92	202	230	505	735
9	15 900	20	92	226	230	565	795
10	17 100	20	92	250	230	625	855
11	17 900	20	92	266	230	665	895
12	18 700	20	92	282	230	705	935
13	19 500	20	92	298	230	745	975
14	20 300	20	92	314	230	785	1 015
15	21 100	20	92	330	230	825	1 055
16	13 600	10	50	86	250	430	680
17	14 200	10	50	92	250	460	710
18	14 800	10	50	98	250	490	740
19	15 400	10	50	104	250	520	770
20	16 000	10	50	110	250	550	800
21	16 600	10	50	116	250	580	830
22	17 000	10	50	120	250	600	850
24	17 400	10	64	110	320	550	870
25	18 600	10	64	122	320	610	930
26	19 800	10	64	134	320	670	990
27	20 600	10	64	142	320	710	1 030
28	21 400	10	64	150	320	750	1 070
29	22 200	10	64	158	320	790	1 110
30	23 000	10	64	166	320	830	1 150
31	23 800	10	64	174	320	870	1 190

Πίνακας 6. Παράμετροι UEP για ρυθμό δειγματοληψίας CELP 16 KHz

3.8.2 Κωδικοποίηση CELP+SBR

Η κωδικοποίηση CELP μπορεί να συνδυαστεί με την κωδικοποίηση SBR σχηματίζοντας υπερπλαίσια δεδομένων. Η δομή των πλαισίων CELP παραμένει ίδια ενώ τα πλαίσια SBR που ενσωματώνονται στο υπερπλαίσιο έχουν σταθερό μήκος 40ms σε κάθε περίπτωση. Το μήκος των πλαισίων SBR σε bit είναι σταθερό και για το λόγο αυτό δεν απαιτείται επιπλέον πληροφορία που να ορίζει τα όρια των πλαισίων αφού όλα τα μεγέθη είναι από την αρχή γνωστά.

Στην περίπτωση ύπαρξης επικεφαλίδας SBR στην οποία περιέχονται επιπλέον ρυθμίσεις για τα δεδομένα τύπου SBR υπάρχει σήμανση (flag) στο κανάλι SDC. Η ύπαρξη επικεφαλίδας SBR είναι προαιρετική και στην περίπτωση που δεν περιέχεται τότε για την αποκωδικοποίηση των δεδομένων SBR χρησιμοποιούνται οι προκαθορισμένες ρυθμίσεις. Επιπλέον στο τέλος του υπερπλαισίου προστίθενται μηδενικά ώστε το μήκος του να είναι σταθερό.



Σχήμα 8. Δομή υπερπλαισίου CELP+SBR

3.9 Κωδικοποίηση HVXC

Τα χαρακτηριστικά της κωδικοποίησης HVXC (Harmonic Vector eXcitation Coding) προδιαγράφονται στο πρότυπο ISO/IEC 14496-3. Ο αλγόριθμος κωδικοποίησης HVXC αφορά τη συμπίεση και κωδικοποίηση ομιλίας με ρυθμούς 2 και 4 kbps. Η κωδικοποίηση HVXC προσφέρει ποιότητα ομιλίας παρόμοια με αυτή που συναντάμε σε συνηθισμένες υπηρεσίες επικοινωνίας φωνής (όπως η τηλεφωνία), με ρυθμό δειγματοληψίας 8 KHz που καλύπτει τις συχνότητες από 100 ως και 3.800Hz. Κατά την αποκωδικοποίηση του ήχου η ταχύτητα αναπαραγωγής μπορεί να μεταβληθεί. Αυτή η ιδιότητα είναι αρκετά χρήσιμη για γρήγορη αναζήτηση και πλοήγηση σε βάσεις δεδομένων ομιλίας και φωνής. Η κωδικοποίηση HVXC προσφέρει διαβαθμίσεις ESC (Error Sensitivity Categories) ως προς την αντοχή σε σφάλματα. Επιπλέον υπάρχει η δυνατότητα απόκρυψης σφαλμάτων (error concealment) για χρήση σε θορυβώδεις τηλεπικοινωνιακούς δίαυλους. Το σύστημα DRM κάνει χρήση μέρους των δυνατοτήτων που προσφέρει η κωδικοποίηση HVXC. Συγκεκριμένα γίνεται χρήση της προστασίας έναντι σφαλμάτων με την πραγματοποίηση ελέγχου κυκλικού πλεονασμού CRC και την αναδιάταξη των δεδομένων (intra-frame interleaving) και από τους διαθέσιμους ρυθμούς κωδικοποίησης γίνεται χρήση των ρυθμών 2 και 4 Kbps. Η κωδικοποίηση HVXC δεν υποστηρίζει την άνιση προστασία έναντι σφαλμάτων UEP και το μήκος κάθε πλαισίου παραμένει σταθερό και ίσο με 20 ms.

Η πληροφορία για το μέγεθος των πλαισίων HVXC και CRC δίνεται από κανάλι SDC. Στη περίπτωση που ο ρυθμός κωδικοποίησης είναι 4 Kbps στο τέλος κάθε υπερπλαισίου HVXC προστίθενται 4 μηδενικά bits. Οι συνδυασμοί του προβλεπόμενου μήκους των πλαισίων CRC συναρτήσει του ρυθμού κωδικοποίησης και η ονομασία του κάθε συνδυασμού δίνονται στο πίνακα 6.

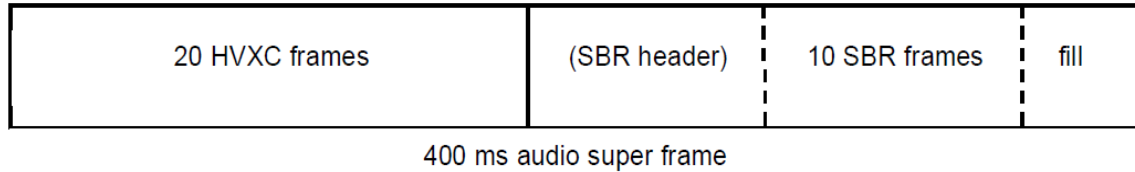
Parameter	Description	length (bits)
CRC0_2k	CRC bits for ESC0 at 2 kbit/s	6
CRC1_2k	CRC bits for ESC1 at 2 kbit/s	1
CRC2_2k	CRC bits for ESC2 at 2 kbit/s	1
CRC0_4k	CRC bits for ESC0 at 4 kbit/s	6
CRC1_4k	CRC bits for ESC1 at 4 kbit/s	5
CRC2_4k	CRC bits for ESC2 at 4 kbit/s	1
CRC3_4k	CRC bits for ESC3 at 4 kbit/s	1

Πίνακας 7. Μήκος πλαισίου CRC συναρτήσει του ρυθμού κωδικοποίησης HVXC

3.9.2 Κωδικοποίηση HVXC+SBR

Η κωδικοποίηση HVXC μπορεί να συνδυαστεί με τη κωδικοποίηση SBR. Κάθε υπερπλαίσιο HVXC+SBR αποτελείται από 20 πλαίσια HVXC, το καθένα από τα οποία προκύπτει από την κωδικοποίηση ομιλίας διάρκειας 20 ms, και 10 πλαίσια SBR το καθένα από τα οποία προκύπτει από την κωδικοποίηση ήχου διάρκειας 40 ms. Η προσθήκη επικεφαλίδας SBR είναι προαιρετική και η ύπαρξή της γνωστοποιείται από το κανάλι SDC. Στην περίπτωση που εισάγεται επικεφαλίδα SBR ρυθμίζονται διάφορες παράμετροι σχετικές με την κωδικοποίηση SBR, ενώ όταν απουσιάζει χρησιμοποιούνται οι προκαθορισμένες παράμετροι κωδικοποίησης.

Το πλήθος των bit που αποτελούν κάθε πλαίσιο SBR είναι σταθερό και γνωστό οπότε δε χρειάζεται κάποια πληροφορία για να μπορούν να διαχωριστούν τα όρια των πλαισίων. Στο τέλος του υπερπλαισίου HVXC+SBR εισάγονται αν είναι απαραίτητο πλεονάζοντα bit, τα οποία ο δέκτης αγνοεί, ώστε το υπερπλαίσιο να έχει το προκαθορισμένο μέγεθος.



Σχήμα 9. Δομή υπερπλασίου HVXC+SBR

3.10 Πλαίσια πολυπλεγμένων δεδομένων

Το κάθε πλαίσιο μετάδοσης δεδομένων DRM αποτελείται από τρία κανάλια:

- Main Service Channel (MSC): περιέχει τις υπηρεσίες ήχου, φωνής και δεδομένων.
- Fast Access Channel (FAC): περιέχει τις πληροφορίες για τα χαρακτηριστικά και τα περιεχόμενα της μετάδοσης.
- Service Description Channel (SDC): περιέχει πληροφορίες για εναλλακτικές συχνότητες εκπομπής και διαμόρφωσης του ίδιου προγράμματος και για το ίδιο το εκπεμπόμενο σήμα DRM πληροφορίες για το τρόπο αποκωδικοποίησης των δεδομένων του καναλιού MSC.

3.11 Κανάλι MSC

Περιέχει όλα τα δεδομένα για όλες τις μεταδιδόμενες υπηρεσίες οι οποίες μπορεί να είναι από μία ως τέσσερις. Κάθε μία από τις υπηρεσίες μπορεί να είναι είτε υπηρεσία ήχου είτε υπηρεσία δεδομένων. Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του MSC εξαρτάται από το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το κανάλι και από τα χαρακτηριστικά της μετάδοσης.

3.11.1 Δομή καναλιού MSC

Το κανάλι MSC περιέχει από μία ως και τέσσερις ροές δεδομένων, κάθε μία από τις οποίες διαιρείται σε λογικά πλαίσια δεδομένων (logical frames). Οι ροές δεδομένων ήχου (audio streams) περιέχουν δεδομένα ήχου και προαιρετικά μπορεί να μεταφέρουν και μηνύματα κειμένου. Οι ροές δεδομένων ήχου αποτελούνται από πακέτα δεδομένων που περιέχουν δεδομένα μέχρι και τεσσάρων υπο-ροών (sub-streams). Μία υπηρεσία ήχου περιέχει μία ροή δεδομένων ήχου και προαιρετικά μία ροή ή υπο-ροή δεδομένων ενώ μία υπηρεσία δεδομένων περιέχει μία ροή ή υπο-ροή δεδομένων.

Κάθε λογικό πλαίσιο αποτελείται από δύο τμήματα των οποίων το μέγεθος είναι ανεξάρτητο, στα οποία μπορεί να εφαρμοστεί διαφορετικό επίπεδο προστασίας έναντι σφαλμάτων. Η προστασία UEP προκύπτει εφαρμόζοντας διαφορετικά επίπεδα προστασίας στο κάθε τμήμα.

Για τις μεταδόσεις τύπου (robustness modes) A,B,C και D τα λογικά πλαίσια έχουν μήκος 400 ms. Αν η ροή περιέχει δεδομένα ήχου τότε το λογικό πλαίσιο περιέχει τα δεδομένα ενός υπερπλασίου ήχου. Για τη μετάδοση τύπου E (που αφορά μόνο το πρότυπο DRM+), τα λογικά πλαίσια έχουν διάρκεια 100 ms. Αν η ροή περιέχει δεδομένα ήχου τότε κάθε λογικό πλαίσιο περιέχει ένα από τα δύο τμήματα υπερπλασίου ήχου, που περιέχει δεδομένα ήχου διάρκειας 200 ms. Αφού υπάρχει η δυνατότητα εφαρμογής δύο επιπέδων προστασίας, κάθε λογικό πλαίσιο μεταφέρει τα μισά δεδομένα από κάθε επίπεδο προστασίας.

Τα λογικά πλαίσια από όλες τις ροές δεδομένων σχηματίζουν πλαίσια πολυπλεγμένων δεδομένων ίσης διάρκειας, τα οποία επεξεργάζονται από το κωδικοποιητή καναλιού. Η διάταξη των δεδομένων στο πολυπλεγμένο πλαίσιο σηματοδοτείται από το κανάλι SDC.

3.11.2 Δημιουργία του καναλιού MSC

Το κανάλι MSC αποτελείται από μία ακολουθία πλαισίων πολυπλεγμένων δεδομένων και στη περίπτωση εφαρμογής ιεραρχικής διαμόρφωσης αποτελείται από ιεραρχικά πλαίσια (hierarchical frames). Τα πολυπλεγμένα πλαίσια και τα ιεραρχικά πλαίσια επεξεργάζονται ξεχωριστά από το

3.11.3 Πολυπλεγμένα πλαίσια

Τα πολυπλεγμένα πλαίσια σχηματίζονται από τα λογικά πλαίσια κάθε μη ιεραρχικής ροής δεδομένων. Στη γενική περίπτωση τα λογικά πλαίσια αποτελούνται από δύο μέρη με διαφορετικό επίπεδο προστασίας. Στις ροές δεδομένων αποδίδεται ένας δείκτης αρίθμησης ως μέσο ταυτοποίησης. Το πολυπλεγμένο πλαίσιο δημιουργείται τοποθετώντας δεδομένα από το τμήμα υψηλής προστασίας λογικών πλαισίων από τη ροή με το χαμηλότερο δείκτη αρίθμησης (δείκτης 0 αν δε χρησιμοποιείται ιεραρχική διαμόρφωση ή δείκτης 1 αν εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση) στην αρχή του πολυπλεγμένου πλαισίου. Αμέσως μετά τοποθετούνται στο πολυπλεγμένο πλαίσιο δεδομένα από το τμήμα υψηλής προστασίας του λογικού πλαισίου από τη ροή με τον αμέσως μεγαλύτερο δείκτη αρίθμησης και ούτω καθεξής μέχρι να τοποθετηθούν όλα τα τμήματα με υψηλή προστασία των λογικών πλαισίων. Έπειτα ακολουθεί η ίδια διαδικασία για τα τμήματα δεδομένων με χαμηλή προστασία. Το τμήμα του πολυπλεγμένου πλαισίου που αποτελείται από τα τμήματα που περιέχουν δεδομένα με υψηλή προστασία ονομάζεται τμήμα A (part A) ενώ το τμήμα των δεδομένων του πολυπλεγμένου πλαισίου με χαμηλή προστασία ονομάζεται τμήμα B (part B).

Η χωρητικότητα του πολυπλεγμένου πλαισίου είναι ίση η μεγαλύτερη με το μέγεθος των λογικών πλαισίων από τα οποία αποτελείται. Το τμήμα του πολυπλεγμένου πλαισίου που δεν καταλαμβάνεται από ωφέλιμα δεδομένα συμπληρώνεται με μηδενικά τα οποία αγνοούνται κατά τη λήψη από τον αποκωδικοποιητή.

Στη περίπτωση που πραγματοποιηθούν αλλαγές στις παραμέτρους του καναλιού FAC ή όταν οι υπηρεσίες που μεταδίδονται αλλάζουν ή αναδιοργανώνονται τότε αλλάζει και η διάταξη των δεδομένων που σχηματίζουν το πολυπλεγμένο πλαίσιο δεδομένων. Η αναδιάταξη του πολυπλεγμένου πλαισίου δεδομένων και ο χρόνος που θα πραγματοποιηθεί ανακοινώνεται και σηματοδοτείται από το κανάλι SDC πριν συμβεί.

3.12 Fast Access Channel (FAC)

Το κανάλι FAC χρησιμεύει στη παροχή πληροφοριών για ταχεία πρόσβαση στις παρεχόμενες υπηρεσίες DRM. Περιέχει πληροφορίες για τις παραμέτρους της μετάδοσης όπως είναι το εύρος συχνοτήτων που καταλαμβάνει το κανάλι ή παραμέτρους της διαμόρφωσης OFDM, ώστε ο δέκτης να μπορεί να αποκωδικοποιήσει τα πολυπλεγμένα δεδομένα χωρίς καθυστέρηση. Επίσης περιέχει πληροφορίες για τις παρεχόμενες υπηρεσίες σε εναλλακτικές συχνότητες που χρησιμοποιούν διαμόρφωση DRM ή διαμόρφωση άλλου τύπου.

Κάθε μεταδιδόμενο πλαίσιο δεδομένων περιέχει ένα μπλοκ δεδομένων FAC. Ένα μπλοκ δεδομένων FAC περιέχει παραμέτρους που περιγράφουν το κανάλι και παραμέτρους που περιγράφουν τις μεταδιδόμενες υπηρεσίες στις οποίες εφαρμόζεται έλεγχος κυκλικού πλεονασμού CRC. Όταν μεταδίδονται περισσότερες της μίας υπηρεσίες απαιτείται πλήθος μπλοκ δεδομένων FAC για τη περιγραφή όλων των υπηρεσιών.

3.12.1 Παράμετροι καναλιού FAC

Οι παράμετροι καναλιού και ο χώρος που καταλαμβάνουν έχουν ως εξής:

- Base/Enhancement Flag (1 bit): Δείκτης ενός bit που σηματοδοτεί τον τύπο της μετάδοσης DRM και αν μπορεί να αποκωδικοποιηθεί από όλους τους δέκτες DRM (base layer) ή μόνο από δέκτες που έχουν επιπλέον δυνατότητες αποκωδικοποίησης (enhancement layer).
 - Identity (2 bits): Ταυτοποιεί τη θέση του μπλοκ δεδομένων FAC εντός του υπερπλαισίου μετάδοσης
 - 00: Πρώτο μπλοκ FAC εντός του υπερπλαισίου μετάδοσης (ο δέκτης SDC AFS είναι έγκυρος).
 - 01: Ενδιάμεσο μπλοκ FAC εντός του υπερπλαισίου.
 - 10: Τελευταίο μπλοκ FAC του υπερπλαισίου μετάδοσης.
 - 11: Πρώτο μπλοκ FAC (ο δείκτης SDC AFS δεν είναι έγκυρος).
- Μεταξύ πρώτου και τελευταίου μπλοκ FAC εντός του υπερπλαισίου μετάδοσης μπορεί να υπάρχουν είτε ένα είτε δύο ενδιάμεσα μπλοκ τα οποία διακρίνονται μεταξύ τους από

- την ένδειξη (flag) Toggle.
- RM flag (1 bit): Καθορίζει αν η μετάδοση είναι ανθεκτικότητας (robustness mode) A,B,C,D (τιμή 0) ή E (τιμή 1), με τις τιμές A,B,C και D να αφορούν το σύστημα DRM ενώ η τιμή E αφορά αποκλειστικά το σύστημα DRM+. Οι επόμενες παράμετροι και οι τιμές τους εξαρτώνται από την τιμή της παραμέτρου RM flag.
 - Spectrum Occurance (3 bits): Παίρνει τιμές από 0 ως 7 και πληροφορεί για το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το εκπεμπόμενο σήμα.
 - RM flag = 0 :
 - 0: 4.5KHz
 - 1: 5 KHz
 - 2: 9 KHz
 - 3: 10 KHz
 - 4: 18 KHz
 - 5: 20 KHz
 - Οι υπόλοιπες τιμές δε χρησιμοποιούνται.
 - RM flag =1:
 - 0: 100 KHz
 - Οι υπόλοιπες τιμές δε χρησιμοποιούνται.
 - Interleaver depth flag (1 bit): Δείκτης που προσδιορίζει τη χρονική διάρκεια του guard interval.
 - RM flag = 0:
 - 0: 2s (long interleaving)
 - 1: 400ms (short interleaving)
 - RM flag = 1:
 - 0: 600ms
 - 1: δε χρησιμοποιείται
 - MSC Mode (2 bits): Πεδίο που προσδιορίζει το τύπο της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται για το κανάλι MSC.
 - RM flag = 0:
 - 00: 64-QAM μη ιεραρχική διαμόρφωση
 - 01: 64-QAM ιεραρχική διαμόρφωση στα δεδομένα I
 - 10: 64-QAM ιεραρχική διαμόρφωση στα δεδομένα I και Q
 - 11: 16-QAM μη ιεραρχική διαμόρφωση
 - RM flag = 1:
 - 00: 16-QAM μη ιεραρχική διαμόρφωση
 - 11: 4-QAM μη ιεραρχική διαμόρφωση
 - 01, 10: δε χρησιμοποιούνται
 - SDC Mode (1 bit): Πεδίο που προσδιορίζει το τύπο διαμόρφωσης και το ρυθμό κώδικα (code rate: η αναλογία των bit αρχικής πληροφορίας προς τα bit που εκπέμπονται) για τα δεδομένα του καναλιού SDC.
 - RM flag = 0:
 - 0: 16-QAM, code rate = 0.5
 - 1: 4-QAM, code rate = 0.5
 - RM flag = 1:
 - 0: 4-QAM, code rate = 0.5
 - 1: 4-QAM, code rate = 0.25
 - Number of services (4 bits): Πεδίο δεδομένων που προσδιορίζει το πλήθος και το συνδυασμό των εκπεμπόμενων υπηρεσιών ήχου και δεδομένων.

0000	: 4 υπηρεσίες ήχου
0001	: 1 υπηρεσία δεδομένων
0010	: 2 υπηρεσίες δεδομένων
0011	: 3 υπηρεσίες δεδομένων
0100	: 1 υπηρεσία ήχου
0101	: 1 υπηρεσία ήχου και 1 υπηρεσία δεδομένων
0110	: 1 υπηρεσία ήχου και 2 υπηρεσίες δεδομένων
0111	: 1 υπηρεσία ήχου και 3 υπηρεσίες δεδομένων
1000	: 2 υπηρεσίες ήχου
1001	: 2 υπηρεσίες ήχου και 1 υπηρεσία δεδομένων
1010	: 2 υπηρεσίες ήχου και 2 υπηρεσίες δεδομένων
1011	: δε χρησιμοποιείται

- | | |
|------|---|
| 1100 | : 3 υπηρεσίες ήχου |
| 1101 | : 3 υπηρεσίες ήχου και 1 υπηρεσία δεδομένων |
| 1110 | : δε χρησιμοποιείται |
| 1111 | : 4 υπηρεσίες δεδομένων |
- Reconfiguration index (3 bits): Πεδίο δεδομένων που ορίζει την κατάσταση και το χρονισμό της αναδιάταξης των εκπεμπόμενων δεδομένων. Μη μηδενική τιμή προσδιορίζει τον αριθμό των υπερπλαισίων που θα μεταδοθούν με την παλιά διάταξη ώσπου να αρχίσουν να μεταδίδονται τα πλαίσια με τη νέα διαφορετική διάταξη.
 - Toggle flag (1 bit): Δείκτης που χρησιμοποιείται για να καθορίσει αν στο παρόν μεταδιδόμενο πλαίσιο περιέχεται το πρώτο τμήμα ενός υπερπλαισίου ήχου.
 - RM flag = 0: Ο δείκτης έχει πάντα τιμή 0
 - RM flag = 1: Έχει τιμή 0 για το πρώτο και τρίτο μπλοκ δεδομένων FAC και τιμή 1 για το δεύτερο και τέταρτο μπλοκ δεδομένων FAC.
 - rfu (1bit): Η χρήση του πεδίου αυτού προορίζεται για μελλοντική χρήση και μέχρι να προσδιοριστεί αυτή, η τιμή του έχει τεθεί ίση με 0.

3.12.2 Παράμετροι περιγραφής εκπεμπόμενων υπηρεσιών

Οι παράμετροι υπηρεσιών προσδιορίζουν το τύπο των εκπεμπόμενων υπηρεσιών και παρέχουν επιπρόσθετες πληροφορίες όπως η γλώσσα του προγράμματος ή το είδος της μουσικής ή ενημερωτικής εκπομπής που μεταδίδεται:

- Service identifier (24 bits): Ένας μοναδικός συνδυασμός μήκους 24 bit για την αναγνώριση της εκπεμπόμενης υπηρεσίας
- Short Id (2 bits): Πεδίο που προσδιορίζει την παρούσα εκπεμπόμενη υπηρεσία και χρησιμοποιείται ως αναφορά στο κανάλι SDC. Η τιμή του δεν αλλάζει, όσο η μεταδιδόμενη υπηρεσία δε μεταβάλλεται, και διατηρείται σταθερή κατά την αναδιάταξη του πολυπλεγμένου πλαισίου δεδομένων.
- Audio Conditional Access (CA) indication (1 bit): Δείκτης που προσδιορίζει αν η εκπεμπόμενη υπηρεσία είναι προσπελάσιμη υπό όρους (conditional access ή για συντομία CA) ως εξής:
 - 0: δεν γίνεται χρήση CA ή δεν εκπέμπονται δεδομένα ήχου.
 - 1: γίνεται χρήση CA για τα εκπεμπόμενα δεδομένα ήχου.
- Ένας δέκτης που δε μπορεί να κάνει αποκωδικοποίηση μιας μεταδιδόμενης υπηρεσίας ήχου η οποία είναι προσπελάσιμη υπό όρους δε θα αποκωδικοποιήσει την υπηρεσία αφού προηγήσει ο έλεγχος για την εφαρμογή της προσπέλασης υπό όρους.
- Language (4 bits): Πεδίο που προσδιορίζει τη γλώσσα του εκπεμπόμενου προγράμματος. Εκτός από τις 16 επιλογές που παρέχονται μπορούν να προσδιοριστούν επιπλέον γλώσσες στο κανάλι SDC.
- Audio/Data flag (1 bit): Δείκτης που προσδιορίζει αν η υπηρεσία είναι υπηρεσία ήχου (ισούται με 0) ή δεδομένων (ισούται με 1).
- Service Descriptor (5 bits): Η τιμή του πεδίου εξαρτάται από την τιμή του δείκτη Audio/Data flag και προσδιορίζει το τύπο του προγράμματος (Audio/Data flag = 0) ή λειτουργεί ως αναγνωριστικό για την υπηρεσία δεδομένων (Audio/Data flag = 1). Σε κάθε περίπτωση όταν η τιμή του πεδίου είναι 31 (11111) τότε το εκπεμπόμενο πρόγραμμα αγνοείται από τους εμπορικούς δέκτες με σκοπό τη διεξαγωγή δοκιμαστικών μεταδόσεων.
 - Audio/Data flag = 0: Τύπος προγράμματος (πχ είδος μουσικής ή ενημερωτικής εκπομπής)
 - Audio/Data flag = 1: Τύπος της υπηρεσίας δεδομένων (πχ. Journaline ή ηλεκτρονικός οδηγός προγράμματος EPG) όπως καθορίζεται στο ETSI TS 101 968 V1.3.1 (2009-04).
- Data CA indication (1 bit): Δείκτης που προσδιορίζει αν γίνεται χρήση υπηρεσίας προσπελάσιμης υπό όρους (CA - Conditional Access).
 - 0: Δε γίνεται χρήση CA για τις υπηρεσίες δεδομένων ή δεν υπάρχει ενσωματωμένη υπηρεσία δεδομένων.
 - 1: Γίνεται χρήση συστήματος CA για τις ροές/υπο-ροές δεδομένων.

Κάθε δέκτης DRM πρέπει να κάνει έλεγχο για τη τιμή του πεδίου “Data CA indication” πριν κάνει αποκωδικοποίηση των δεδομένων, ώστε οι δέκτες που δεν υποστηρίζουν την αποκωδικοποίηση CA να μη την επιχειρήσουν.

- rfa (6 bits): Πεδίο που δεν έχει οριστεί και προσδιορίζεται για μελλοντική χρήση. Μέχρι να καθοριστεί η χρήση του η τιμή του έχει τεθεί ίση με 0.

Decimal number	Language	Decimal number	Language
0	No language specified	8	Hindi
1	Arabic	9	Japanese
2	Bengali	10	Javanese
3	Chinese (Mandarin)	11	Korean
4	Dutch	12	Portuguese
5	English	13	Russian
6	French	14	Spanish
7	German	15	Other language

Πίνακας 8. Γλώσσα του εκπεμπόμενου προγράμματος (πεδίο Language)

Decimal number	Programme type	Decimal number	Programme type
0	No programme type	16	Weather/meteorology
1	News	17	Finance/Business
2	Current Affairs	18	Children's programmes
3	Information	19	Social Affairs
4	Sport	20	Religion
5	Education	21	Phone In
6	Drama	22	Travel
7	Culture	23	Leisure
8	Science	24	Jazz Music
9	Varied	25	Country Music
10	Pop Music	26	National Music
11	Rock Music	27	Oldies Music
12	Easy Listening Music	28	Folk Music
13	Light Classical	29	Documentary
14	Serious Classical	30	<i>Not used</i>
15	Other Music	31	<i>Not used - skip indicator</i>

Πίνακας 9. Περιγραφή προγράμματος μέσω του πεδίου Service Descriptor (Audio/Data flag = 0)

3.13 Service Description Channel (SDC)

Το κανάλι περιγραφής υπηρεσίας SDC δίνει όλες τις απαραίτητες πληροφορίες για τον τρόπο αποκωδικοποίησης των δεδομένων του καναλιού MSC, για την ανεύρεση εναλλακτικών πηγών (σταθμών) που εκπέμπουν το ίδιο πρόγραμμα καθώς και το χαρακτηρισμό των υπηρεσιών που περιέχονται στα πολυπλεγμένα δεδομένα.

Η χωρητικότητα του καναλιού SDC εξαρτάται από το διατιθέμενο εύρος ζώνης που μπορεί να καταλάβει το εκπεμπόμενο σήμα DRM συνολικά καθώς και από άλλες παραμέτρους. Η χωρητικότητα του μπορεί να αυξηθεί κάνοντας χρήση της παραμέτρου AFS που περιγράφεται σε επόμενη παράγραφο.

3.13.1 Δομή του SDC

Σε κάθε υπερπλαίσιο μετάδοσης περιέχεται ένα μπλοκ δεδομένων SDC. Τα δεδομένα του καναλιού

SDC διαχειρίζονται ως ξεχωριστό κανάλι δεδομένων. Το σύνολο των δεδομένων που χρειάζεται να εκπνεφθούν σε κάποιες περιπτώσεις μπορεί να απαιτεί την αποστολή περισσότερων του ενός μπλοκ δεδομένων SDC. Για το λόγο αυτό το πεδίο δεδομένων “AFS index” παρέχει τη δυνατότητα γνωστοποίησης στο δέκτη για τη χρονική στιγμή που θα αποσταλεί το επόμενο μπλοκ δεδομένων SDC. Στο κανάλι FAC υπάρχει λειτουργία ελέγχου για την εγκυρότητα του “AFS index” υποδεικνύοντας στο δέκτη αν μπορεί να κάνει αναζήτηση για εναλλακτικές συχνότητες εκπομπής του προγράμματος μέσω της λειτουργίας AFS (Alternative Frequency Switching).

Ένα μπλοκ δεδομένων SDC αποτελείται από τα παρακάτω τμήματα:

- AFS index (4 bits): Το πεδίο αυτό είναι ένας αριθμός (0...15) που προσδιορίζει τον αριθμό των υπερπλαισίων μετάδοσης που μεσολαβούν μέχρι τη στιγμή που θα αποσταλεί το επόμενο μπλοκ δεδομένων SDC με το ίδιο περιεχόμενο όταν το πεδίο “identity” του καναλιού FAC έχει τιμή 00. Η τιμή του πεδίου παραμένει σταθερή για όλα τα μπλοκ SDC εκτός αν γίνει αναδιάταξη των υπηρεσιών, οπότε σε αυτή τη περίπτωση μπορεί να μεταβληθεί η τιμή του.
- data field (n bytes): Το πεδίο δεδομένων μεταφέρει ένα μεταβλητό αριθμό οντοτήτων δεδομένων (data entities) και αν χρειαστεί και πλεονάζοντα bit παραγεμίσματος. Το συνολικό μέγεθος (Πίνακας 10) του πεδίου εξαρτάται από τον τύπο της μετάδοσης και την προστασία που εφαρμόζεται (robustness modes A,B,C,D,E), καθώς και από το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το σήμα DRM.
- CRC (16 bits): Το πεδίο αυτό προκύπτει από το έλεγχο κυκλικού πλεονασμού για τα πεδία “AFS index” και “data field”.
- padding (k bits): Το πεδίο αυτό αποτελείται από 0 έως 7 bit παραγεμίσματος με μηδενική τιμή, ώστε το μέγεθος του υπερπλαισίου μετάδοσης να είναι σταθερό. Το μέγεθος του πεδίου k εξαρτάται από τον τύπο της μετάδοσης (A,B,C,D ή E), τις ρυθμίσεις του καναλιού SDC και το εύρος ζώνης του σήματος DRM. Το πεδίο αυτό δε φέρει καμία πληροφορία και αγνοείται από το δέκτη.

Robustness mode	SDC mode	Length of data field (bytes)					
		Spectrum occupancy					
		0	1	2	3	4	5
A	0	37	43	85	97	184	207
	1	17	20	41	47	91	102
B	0	28	33	66	76	143	161
	1	13	15	32	37	70	79
C	0	-	-	-	68	-	147
	1	-	-	-	32	-	72
D	0	-	-	-	33	-	78
	1	-	-	-	15	-	38
E	0	113	-	-	-	-	-
	1	55	-	-	-	-	-

Πίνακας 10. Μέγεθος πεδίου δεδομένων data field σε συνάρτηση με το τύπο μετάδοσης

3.13.2 Οντότητες Δεδομένων (Data Entities)

Το πεδίο δεδομένων (data field) αποτελείται από οντότητες δεδομένων. Κάθε οντότητα δεδομένων αποτελείται από μία επικεφαλίδα (12 bits) και ένα τμήμα δεδομένων μεταβλητού μήκους (entity body). Η επικεφαλίδα αποτελείται από τα τμήματα:

- length of body (7 bits): Το πεδίο αυτό καθορίζει το μέγεθος σε bytes που καταλαμβάνει το σώμα μιας οντότητας δεδομένων.
- version flag (1 bit): Δείκτης που ελέγχει τη διαχείριση των δεδομένων στο δέκτη.
- data entity type (4 bits): Πεδίο που σηματοδοτεί το τύπο της οντότητας δεδομένων.

Η λειτουργία του δείκτη “version flag” εξαρτάται από το τύπο της οντότητας δεδομένων και μπορεί να

λειτουργεί με τρεις διαφορετικούς μηχανισμούς:

- Αναδιάταξη (Reconfiguration): Για οντότητες δεδομένων που χρησιμοποιούν αυτό το μηχανισμό ο δείκτης "version flag" προσδιορίζει αν τα δεδομένα αφορούν τη παρούσα κατάσταση (=0) ή τη κατάσταση μετά την αναδιάταξη (=1).
- Λίστα (List): Για οντότητες δεδομένων που χρησιμοποιούν αυτό το μηχανισμό ο δείκτης "version flag" προσδιορίζει την έκδοση (version) της λίστας. Όταν τα δεδομένα στη λίστα αλλάξουν ο δείκτης "version flag" αλλάζει τιμή και τα προηγούμενα δεδομένα που ήταν αποθηκευμένα στο δέκτη διαγράφονται.
- Μοναδικότητα (Unique): Για τις οντότητες δεδομένων που χρησιμοποιούν αυτό το μηχανισμό ο δείκτης "version flag" δεν έχει καμία σημασία και η τιμή του τίθεται ίση με 0.

Υπάρχουν δεκαπέντε διαφορετικοί τύποι οντοτήτων δεδομένων (data entities). Κάθε τύπος χρησιμοποιεί το μηχανισμό "version flag" με έναν από τους τρεις διαφορετικούς τρόπους που προαναφέρθηκαν.

Τύπος 0 – Multiplex Description Data Entity: Κάθε μπλοκ δεδομένων SDC περιέχει μια οντότητα δεδομένων τύπου 0. Αυτή η οντότητα δεδομένων χρησιμοποιείται για την περιγραφή των πολυπλεγμένων ροών δεδομένων στο κανάλι MSC. Περιέχει πληροφορίες για το επίπεδο προστασίας τμημάτων δεδομένων με διαφορετικά επίπεδα προστασίας (Unequal Error Protection UEP και ιεραρχική προστασία). Επίσης καθορίζεται σε περιπτώσεις που το κανάλι MSC περιέχονται περισσότερες από μία υπηρεσίες αν τα δεδομένα της κάθε υπηρεσίας θα προστατεύονται με δύο διαφορετικά επίπεδα προστασίας ή αν όλα τα δεδομένα μιας υπηρεσίας έχουν το ίδιο επίπεδο προστασίας.

Τύπος 1 – Label Data Entity: Οι υπηρεσίες του καναλιού MSC μπορούν να έχουν μία ετικέτα περιγραφής (label). Η ετικέτα αυτή μπορεί να αποστέλλεται με κάθε μπλοκ SDC ώστε να ανανεώνεται συχνά ή ανά μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα στη περίπτωση υπηρεσίας δεδομένων. Η περιγραφή μπορεί να έχει μήκος ως και 16 χαρακτήρες χρησιμοποιώντας κωδικοποίηση UTF-8.

Τύπος 2 – Conditional Access Parameters Data Entity: Αφορά τις παραμέτρους που σχετίζονται με τη πρόσβαση υπό συνθήκες.

Τύπος 3 – Σηματοδοσία Εναλλακτικών Συχνοτήτων AFS – Multiple Network Information Data Entity: Η οντότητα δεδομένων τύπου 3 χρησιμοποιείται για να παρέχει στο δέκτη πληροφορίες σχετικά με εναλλακτικές συχνότητες DRM στις οποίες περιέχεται μέρος ή το σύνολο των κύριων και βοηθητικών υπηρεσιών του τρέχοντος προγράμματος DRM. Ακόμη χρησιμεύει στη παροχή πληροφοριών για το εάν είναι δυνατός ο έλεγχος ύπαρξης ή δυνατότητας μετάβασης σε εναλλακτική συχνότητα DRM με «διαφανή» τρόπο χωρίς να γίνεται ενοχλητική η μετάβαση αυτή στο τελικό χρήστη. Για εκπομπή DRM με διαφορετικό αναγνωριστικό υπηρεσίας (service identifier) ή άλλο τύπο διαμόρφωσης χρησιμοποιείται άλλη οντότητα δεδομένων για τη παροχή των απαραίτητων πληροφοριών στο δέκτη.

Τύπος 4 – Σηματοδοσία Εναλλακτικών Συχνοτήτων AFS – Schedule Definition Data Entity: Μεταδίδει πρόγραμμα εναλλακτικών συχνοτήτων στο οποίο καθορίζεται ο χρόνος και η διάρκεια που εκπέμπεται το πρόγραμμα.

Τύπος 5 – Application Information Data Entity: Όλες οι υπηρεσίες δεδομένων περιγράφονται από αυτό το τύπο. Πληροφορίες σχετικά με το χειρισμό των υπηρεσιών δεδομένων δίνονται στη στις τεχνικές προδιαγραφές TS 101 968.

Τύπος 6 – Announcement Support & Switching Data Entity: Ο τύπος 6 προσδιορίζει ποιο τύποι ανακοινώσεων υποτρίζονται από τη συχνότητα DRM στην οποία είναι συντονισμένος ο δέκτης ή από εναλλακτικές συχνότητες DRM ή και διαφορετικών συστημάτων διαμόρφωσης (AM, FM, DAB).

Τύπος 7 – Σηματοδοσία Εναλλακτικών Συχνοτήτων AFS – Region Definition Data Entity: Η οντότητα δεδομένων τύπου 7 προσδιορίζει τη γεωγραφική περιοχή για την οποία παρέχεται ένα σύνολο εναλλακτικών συχνοτήτων. Η περιοχή προσδιορίζεται από γεωγραφικές συντεταγμένες ανάλυσης 1°. Με αυτό το τρόπο προσδιορίζονται περιοχές ενδεικτικών διαστάσεων 111 x 111 χιλιομέτρων στην περιοχή του ισημερινού και 31 x 111 χιλιομέτρων για γεωγραφικό πλάτος 70° (σκανδιναβικές χώρες,

Καναδάς κτλ.). Επίσης οι γεωγραφικές περιοχές μπορούν να προσδιορίζονται και από γεωγραφικές ζώνες ITU-R CIRAF.

Τύπος 8 – Πληροφορίες ώρας και ημερομηνίας: Προσδιορίζει την παρούσα ώρα και ημερομηνία. Με το τρόπο αυτό ο δέκτης μπορεί να ακολουθήσει τα προγράμματα συχνότητας (οντότητα δεδομένων τύπου 4).

Τύπος 9 – Audio Information Data Entity: κάθε μεταδιδόμενη υπηρεσία απαιτεί τη λεπτομερή περιγραφή των παραμέτρων που χρειάζονται για την αποκωδικοποίηση της. Ο τύπος 9 προσδιορίζει :

- Το τύπο της κωδικοποίησης ήχου και φωνής (AAC, CELP, HVXC).
- Αν έχει γίνει χρήση της κωδικοποίησης SBR (Spectral Band Replication).
- Αν το πρόγραμμα είναι μονοφωνικό (mono), στερεοφωνικό (stereo) ή παραμετρικό στερεοφωνικό (parametric stereo) στη περίπτωση της κωδικοποίησης AAC.
- Αν γίνεται χρήση του κυκλικού έλεγχου πλεονασμού (CRC).
- Ποια είναι η συχνότητα δειγματοληψίας.
- Αν περιέχεται κάποιο μήνυμα κειμένου.
- Αν γίνεται χρήση της κωδικοποίησης περιβάλλοντος ήχου (MPEG Surround Mode).

Τύπος 10 – Οντότητα δεδομένων παραμέτρων καναλιού FAC: Αυτή η οντότητα δεδομένων επιτρέπει το προσδιορισμό των νέων παραμέτρων του καναλιού FAC που θα ισχύουν μετά από αναδιοργάνωση της ροής δεδομένων και των εκπεμπόμενων υπηρεσιών.

Τύπος 11 – Εναλλακτική Συχνότητα Συντονισμού AFS – Other Services Data Entity: Για κάθε υπηρεσία που περιέχεται στο λαμβανόμενο σήμα DRM μπορούν να σηματοδοτηθούν εναλλακτικές πηγές εκπομπής των υπηρεσιών αυτών. Αυτές οι εναλλακτικές πηγές μπορούν να είναι είτε διαφορετικά DRM σήματα ή ακόμα και σήματα διαφορετικού τύπου διαμόρφωσης (AM, FM, FM-RDS και DAB). Για κάθε υπηρεσία που περιέχεται στο λαμβανόμενο σήμα DRM αυτή η οντότητα δεδομένων απαριθμεί όλες τις αντίστοιχες υπηρεσίες που περιέχονται σε άλλα εκπεμπόμενα σήματα DRM, AM, FM, FM-RDS και DAB και προαιρετικά περιέχει και τις αντίστοιχες συχνότητες μετάδοσης αυτών των σημάτων. Η μετάδοση των υπηρεσιών σε εναλλακτικές συχνότητες μπορεί να είναι προγραμματισμένη για συγκεκριμένη ώρα ή να περιορίζεται σε κάποια γεωγραφική περιοχή.

Τύπος 12 – Οντότητα Δεδομένων Προσδιορισμού Γλώσσας και Χώρας (Language and Country data entity): Η οντότητα δεδομένων τύπου 12 επιτρέπει τη μετάδοση της πληροφορίας που σχετίζεται με τη γλώσσα και τη χώρα προέλευσης του προγράμματος.

Περιέχει τη περιγραφή της γλώσσας η οποία είναι σύμφωνη με το πρότυπο ISO 639-2 στο οποίο κάθε γλώσσα αντιστοιχεί σε ένα κωδικό τριών λατινικών χαρακτήρων. Στη συνέχεια αυτοί οι χαρακτήρες αντιστοιχίζονται σε ένα byte ο καθένας σύμφωνα με το πρότυπο ISO/IEC 8859-1. Με αυτό το τρόπο προκύπτει ένα πεδίο 24 bit (3 byte) που προσδιορίζουν τη γλώσσα του μεταδιδόμενου προγράμματος.

Η χώρα προέλευσης του προγράμματος προσδιορίζεται από ένα κωδικό δύο χαρακτήρων σύμφωνα με το πρότυπο ISO 639-2 και οι χαρακτήρες αυτοί αντιστοιχίζονται σε 2 byte σύμφωνα με το πρότυπο ISO/IEC 8859-1, οπότε προκύπτει ένα πεδίο 16 bit που προσδιορίζει τη χώρα προέλευσης του προγράμματος.

Τύπος 13 – Εναλλακτική Συχνότητα Μετάδοσης AFS – Οντότητα Δεδομένων Λεπτομερούς Περιγραφής Περιοχής (Detailed Region Definition Data Entity): Περιγράφονται γεωγραφικές περιοχές στις οποίες γίνεται εκπομπή σε εναλλακτικές συχνότητες. Η περιοχή προσδιορίζεται μέσω των γεωγραφικών συντεταγμένων (γεωγραφικό μήκος και πλάτος) με ανάλυση 1/16 της μοίρας. Η μικρότερη περιοχή με αυτό το τρόπο έχει διαστάσεις 7 επί 7 χιλιόμετρα στον ισημερινό και 2 επί 7 χιλιόμετρα σε γεωγραφικό πλάτος 70 μοιρών.

Τύπος 14 – Οντότητα Δεδομένων Ροής πακέτων FEC (Packet Stream FEC Parameters Data Entity): Οι ροές δεδομένων του καναλιού MSC που μεταδίδουν υπηρεσίες δεδομένων σε πακέτα μπορούν να έχουν επιπρόσθετη προστασία έναντι σφαλμάτων. Οι παράμετροι FEC (Forward Error Correction) περιγράφονται από τη συγκεκριμένη οντότητα δεδομένων.

3.13.3 Περίληψη των Χαρακτηριστικών των Οντοτήτων Δεδομένων

Στους πίνακες 11 και 12, συνοψίζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των οντοτήτων δεδομένων:

- Ποιος από τους τρεις διαθέσιμους μηχανισμούς version flag χρησιμοποιείται
- Ποιος είναι ο ρυθμός εμφάνισης ή επανάληψης τους
- Εάν είναι υποχρεωτική ή προαιρετική η ύπαρξή τους
- Ποιο είναι το επιτρεπόμενο πλήθος για κάθε οντότητα δεδομένων

Οντότητα Δεδομένων	Όνομα	Μηχανισμός "version flag"	Ρυθμός Επανάληψης
0	Multiplex Description	Αναδιάταξη	κάθε μπλοκ SDC
1	Label	Μοναδικότητα	κάθε μπλοκ SDC
2	Conditional Access Parameters	Αναδιάταξη	όποτε απαιτείται
3	AFS – Multiple Frequency network information	Λίστα	προκαθορισμένος
4	AFS – Schedule Definition	Λίστα	προκαθορισμένος
5	Application Information	Αναδιάταξη	όποτε απαιτείται
6	Announcement support and switching	Λίστα	προκαθορισμένος
7	AFS – Region Definition	Λίστα	προκαθορισμένος
8	Time and Date Information	Μοναδικότητα	κάθε ένα λεπτό
9	Audio Information	Αναδιάταξη	κάθε μπλοκ SDC
10	FAC Channel Parameters	Αναδιάταξη	κάθε μπλοκ SDC όταν ο δείκτης αναδιάταξης του καναλιού FAC είναι μη μηδενικός
11	AFS – Other Services	Λίστα	προκαθορισμένος
12	Language and Country	Μοναδικότητα	προκαθορισμένος
13	AFS – Region Definition	Λίστα	προκαθορισμένος
14	Packet Stream FEC Parameters	Αναδιάταξη	κάθε μπλοκ SDC όταν χρησιμοποιείται FEC Κατά τη μετάδοση πακέτων δεδομένων

Πίνακας 11. Χαρακτηριστικά οντοτήτων δεδομένων (προτεινόμενος ρυθμός ανανέωσης)

Οντότητα Δεδομένων	Μετάδοση	Εμφάνιση επιτρεπόμενα όρια (normal) και	Εμφάνιση επιτρεπόμενα όρια (κατά τη διάρκεια αναδιάταξης) και
0	υποχρεωτική	μία οντότητα	όπως περιγράφεται στο (normal), 2 συνολικά (πριν και μετά την αναδιάταξη)
1	προαιρετική	0 έως 1 ανά υπηρεσία, 0 ως 4 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal),
2	υποχρεωτική για κάθε υπηρεσία για την οποία ο δείκτης FAC CA =1	0 ως 2 ανά υπηρεσία ήχου, 0 ή 1 ανά υπηρεσία δεδομένων, 0 ως 7 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal), 14 συνολικά (πριν και μετά)
3	προαιρετική	0 ως 16 συχνότητες ανά οντότητα, 0 ως 64 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
4	προαιρετική	0 ως 32 οντότητες ανά ταυτότητα προγράμματος (Schedule Id), 0 ως 128 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
5	υποχρεωτική για κάθε υπηρεσία και εφαρμογή δεδομένων	0 ή 1 ανά υπηρεσία ήχου, 0 ή 1 ανά υπηρεσία δεδομένων,	όπως περιγράφεται στο (normal), 0 ως 8 συνολικά (πριν και μετά)

		0 ως 4 συνολικά	
6	προαιρετική	0 ως 8 οντότητες συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
7	προαιρετική	0 ως 4 ανά περιοχή (Region Id), ως 16 ζώνες CIRAF ανά περιοχή 0 ως 32 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
8	προαιρετική	0 ή 1 ανά λεπτό	όπως περιγράφεται στο (normal)
9	υποχρεωτική για κάθε υπηρεσία ήχου	1 ανά υπηρεσία ήχου, 0 ως 4 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal), 0 ως 8 (πριν και μετά)
10	υποχρεωτική όταν ο δείκτης αναδιάταξης FAC είναι μη μηδενικός	0	1
11	προαιρετική	0 ως 16 συχνότητες ανά οντότητα, 0 ως 256 οντότητες συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
12	προαιρετική	0 ή 1 οντότητα ανά υπηρεσία, 0 ως 4 οντότητες συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
13	προαιρετική	0 ως 4 οντότητες ανά Region Id, 0 ως 32 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal)
14	προαιρετική	0 ή 1 οντότητα ανά πακετοποιημένη ροή δεδομένων, 0 ως 4 συνολικά	όπως περιγράφεται στο (normal). 0 ως 8 συνολικά (πριν και μετά)

Πίνακας 12. Χαρακτηριστικά μετάδοσης των οντοτήτων δεδομένων.

3.14 Αλλάζοντας το περιεχόμενο του καναλιού SDC

Το περιεχόμενο του καναλιού SDC είναι σημαντικό για την ορθή λειτουργία της Εναλλακτικής Συχνότητας Συντονισμού AFS. Για να λειτουργήσει η AFS ο δέκτης πρέπει να γνωρίζει εκ των προτέρων το περιεχόμενο του καναλιού SDC. Για το σκοπό αυτό παρέχεται ο δείκτης AFS στο κανάλι SDC και το κανάλι FAC επιβεβαιώνει το δείκτη αυτό (AFS index) με τη χρήση του πεδίου "identity field".

Για εκπεμπόμενα σήματα για τα οποία δε διατίθεται κάποια εναλλακτική συχνότητα συντονισμού, το περιεχόμενο του καναλιού SDC μπορεί να αλλάζει δυναμικά αφού δεν απαιτείται χρήση της λειτουργίας AFS. Όμως σε μεταδόσεις για τις οποίες υπάρχουν εναλλακτικές συχνότητες συντονισμού, ο προσδιορισμός των οντοτήτων δεδομένων στα μπλοκ δεδομένων του καναλιού SDC πρέπει να γίνει προσεκτικά ώστε το περιεχόμενο του καναλιού SDC να μεταβάλλεται ελάχιστα ώστε να είναι δυνατή η χρήση της λειτουργίας AFS.

Όταν οι οντότητες δεδομένων τύπου 6 (Announcement Support and Switching) ή τύπου 8 (Time and Date Information) περιέχονται στο κανάλι SDC στη περίπτωση που σηματοδοτούνται εναλλακτικές συχνότητες συντονισμού, τότε προτείνεται η ημι-δυναμική χρήση του καναλιού SDC. Στη περίπτωση αυτή ένα ή περισσότερα μπλοκ δεδομένων του καναλιού SDC σηματοδοτούνται ως μη έγκυρα για διάρκεια που ορίζεται από το δείκτη "AFS index" μέσω του πεδίου "FAC identity" και κατ' αυτό το τρόπο το περιεχόμενο αυτών των μπλοκ δεδομένων να μπορεί να μεταβάλλεται ενώ άλλα μπλοκ SDC σηματοδοτούνται ως έγκυρα μέσω του πεδίου "FAC identity" επιτρέποντας εφαρμογή της λειτουργίας AFS. Πρέπει να σημειωθεί πως ο δείκτης "AFS index" επιτρέπεται να αλλάξει τιμή μόνο στη περίπτωση αναδιάταξης (reconfiguration).

3.15 Σηματοδοσία Αναδιάταξης (Signalling of Reconfiguration)

Το πολυπλεγμένο πλαίσιο δεδομένων DRM μπορεί να αναδιαταχθεί μεταξύ των μεταδόσεων των υπερπλαισίων δεδομένων. Η αναδιάταξη του πολυπλεγμένου πλαισίου δεδομένων DRM σηματοδοτείται πριν την εφαρμογή της ώστε οι δέκτες να μπορούν να επιλέξουν αυτόματα τις βέλτιστες ρυθμίσεις για τις αλλαγές που πρόκειται να συμβούν με την αναδιάταξη.

Υπάρχουν δύο τύποι αναδιάταξης εκ των οποίων η μία είναι αναδιάταξη των υπηρεσιών και αφορά το ποσοστό που καταλαμβάνουν οι εκπεμπόμενες υπηρεσίες στο κανάλι MSC, αλλαγές στο επίπεδο προστάσιας του καναλιού MSC ή αλλαγές στη κωδικοποίηση και στις εφαρμογές δεδομένων. Ο άλλος τύπος αναδιάταξης είναι η αναδιάταξη του καναλιού που σχετίζεται με αλλαγές στις παραμέτρους καναλιού ή στο τύπο μετάδοσης και στο τύπο στιβαρότητας μετάδοσης (robustness modes A, B, C, D και E).

Και οι δύο τύποι αναδιάταξης σηματοδοτούνται θέτοντας το δείκτη αναδιάταξης FAC (FAC reconfiguration index) ίσο με μη μηδενική τιμή. Σε κάθε μετάδοση ενός υπερπλαισίου δεδομένων η τιμή του δείκτη μειώνεται κατά 1, ενώ η τιμή του παραμένει σταθερή για όλα τα πλαίσια δεδομένων που ανήκουν στο ίδιο υπερπλαίσιο δεδομένων. Κατά τη μετάδοση του τελευταίου υπερπλαισίου δεδομένων η τιμή του δείκτη FAC ισούται με 1 ενώ για το πρώτο υπερπλαίσιο δεδομένων μετά την αναδιάταξη η τιμή του δείκτη ισούται με 0.

Όλες οι οντότητες δεδομένων που χρησιμοποιούν το μηχανισμό αναδιάταξης για το δείκτη "version flag" που υπάρχουν πριν την αναδιάταξη και όλες οι οντότητες δεδομένων που χρησιμοποιούν τον ίδιο μηχανισμό μετά την αναδιάταξη, αποστέλλονται κατά το χρονικό διάστημα για το οποίο ο δείκτης αναδιάταξης FAC είναι μη μηδενικός ενώ ο δείκτης "version flag" θα υποδεικνύει ποιες οντότητες από αυτές που αποστέλλονται αφορούν τη κατάσταση μετά την αναδιάταξη. Στις οντότητες αυτές συμπεριλαμβάνεται και ο τύπος 10 που σηματοδοτεί τις παραμέτρους του καναλιού FAC που θα ισχύουν μετά την αναδιάταξη.

3.16 Αναδιάταξη Υπηρεσιών (Service Reconfiguration)

Η αναδιάταξη υπηρεσιών αφορά την ανακατανομή της διαθέσιμης χωρητικότητας του καναλιού MSC μεταξύ των υπηρεσιών που περιέχονται στο κανάλι. Αυτό μπορεί να συμβεί είτε όταν αλλάζει ο αριθμός των μεταδιδόμενων υπηρεσιών ή όταν μεταβάλλεται το μέγεθος των μεταδιδόμενων ροών δεδομένων. Η αναδιάταξη υπηρεσιών επίσης εφαρμόζεται αν μεταβληθεί το περιεχόμενο κάποιου τύπου οντότητας δεδομένων που χρησιμοποιεί το μηχανισμό αναδιάταξης του δείκτη "version flag". Η αναδιάταξη σηματοδοτείται όσο το δυνατόν νωρίτερα ώστε να αυξηθεί η πιθανότητα να λάβει ο

δέκτης όλες τις απαραίτητες πληροφορίες για τη νέα κατάσταση μετά την αναδιάταξη. Για το λόγο αυτό ο δέκτης αναδιάταξης FAC (3 bit) λαμβάνει τη τιμή 7 που είναι και η μέγιστη δυνατή. Στις περισσότερες περιπτώσεις η αναδιάταξη μπορεί να πραγματοποιηθεί χωρίς διακοπή του ήχου.

3.17 Αναδιάταξη Καναλιού (Channel Reconfiguration)

Η αναδιάταξη καναλιού πραγματοποιείται όταν μεταβάλλεται μία από τις παρακάτω παραμέτρους του καναλιού FAC:

- Εύρος ζώνης του καναλιού
- Βάθος διεμπλοκής (interleaver depth)
- Αλλαγή του MSC Mode
- Αλλαγή του τύπου στιβαρότητας μετάδοσης (robustness mode A, B, C, D ή E)

Στη περίπτωση που αλλάζει το εύρος ζώνης ή το βάθος διεμπλοκής ο δέκτης σταματά την αναπαραγωγή του ήχου για όσο διάστημα χρειάζεται. Η αναδιάταξη πρέπει να σηματοδοτηθεί όσο το δυνατό νωρίτερα όπως και στη περίπτωση της αναδιάταξης υπηρεσιών.

Στην ειδική περίπτωση που η μετάδοση του προγράμματος στη συχνότητα που είναι συντονισμένος ο δέκτης διακοπεί, τότε η αναδιάταξη θα σηματοδοτηθεί με την οντότητα δεδομένων τύπου 10 ενώ οι υπόλοιπες οντότητες που χρησιμοποιούν το μηχανισμό αναδιάταξης δε θα σηματοδοτηθούν.

3.18 Εφαρμογή Μηνυμάτων Κειμένου

Τα μηνύματα κειμένου προσφέρουν χρήσιμες πληροφορίες χωρίς να καταλαμβάνουν σημαντικό μέρος του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι του συστήματος DRM και καταλαμβάνουν 80bits/s κατ' ελάχιστο. Αν δε γίνεται χρήση τους τότε το εύρος ζώνης που απελευθερώνεται διατίθεται για τη μετάδοση των υπολοίπων υπηρεσιών ήχου και δεδομένων.

3.18.1 Δομή Μηνυμάτων Κειμένου

Όταν μεταδίδονται μηνύματα κειμένου τότε καταλαμβάνουν τα 4 τελευταία bytes του ασθενέστερα προστατευμένου τμήματος κάθε λογικού πλαισίου που μεταφέρει πληροφορία ήχου. Το μήνυμα χωρίζεται σε τμήματα ενώ οι χαρακτήρες κωδικοποιούνται με το σύστημα UTF-8.

Κάθε μήνυμα χωρίζεται σε 8 το πολύ τμήματα. Κάθε τμήμα αποτελείται από τα τμήματα της επικεφαλίδας, του κύριου σώματος και το τμήμα που προκύπτει από τον έλεγχο CRC. Το καθένα από τα τμήματα αυτά χωρίζεται σε μέρη των 4 byte τα οποία μεταδίδονται διαδοχικά με τα λογικά πλαίσια που περιέχουν δεδομένα ήχου. Το πρώτο από τα μέρη αυτά λαμβάνει τη τιμή 0xFF. Αν κάποιο από τα τμήματα αποτελείται από πλήθος (σε bytes) που δεν είναι πολλαπλάσιο του 4 τότε το τελευταίο μέρος παραγεμίζεται με 0 μέχρι να συμπληρωθούν τα 4 bytes. Προσοχή χρειάζεται στην υλοποίηση του δέκτη ώστε να μην αγνοούνται τα μέρη που αποτελούνται εξ' ολοκλήρου από 0 γιατί ενδεχομένως να περιέχουν τμήμα των δεδομένων CRC ή των μηδενικών byte παραγεμίσματος.

Επικεφαλίδα – Header (16 bits):

- *toggle bit* (1 bit): Αλλάζει τιμή μόνο αν μεταδοθεί διαφορετικό μήνυμα
- *first flag* (1 bit)
- *last flag* (1 bit): Οι δείκτες first και last δηλώνουν αν το μεταδιδόμενο τμήμα είναι πρώτο (1,0), ενδιάμεσο (0,0), τελευταίο (0,1) ή μοναδικό (1,1)
- *Command flag* (1 bit): Καθορίζει τη λειτουργία του "field 1"
- *Field 1* (4 bits): Αν η τιμή του "command flag" = 0 τότε σηματοδοτεί το μήκος του κυρίως σώματος. Αν η τιμή του "command flag" = 1 τότε περιέχει την εντολή "0001" που σηματοδοτεί τη διαγραφή του μηνύματος από την οθόνη.
- *Field 2* (4 bits): Αν "first flag" = 1 τότε παίρνει τη τιμή "1111" (0xFF). Αν "first flag" = 0 τότε αποτελείται από τα εξής επιμέρους τμήματα:
 - *rfa* (1 bit): Προορίζεται για μελλοντική χρήση και λαμβάνει τη τιμή 0.
 - *SegNum* (3 bits): Είναι ο αύξων αριθμός του τμήματος (1 ως 7) μειωμένος κατά 1 πχ. αν

το μεταδιδόμενο τμήμα είναι το τρίτο $\text{SegNum} = 3 - 1 = 2$. Η τιμή 0 προορίζεται για μελλοντική χρήση.

- *rfa* (4 bits): Προορίζεται για μελλοντική χρήση και λαμβάνει τη τιμή "0000".

Κυρίως Σώμα – Body (16 bits):

Τα κυρίως σώμα κωδικοποιείται ως συμβολοσειρά μέγιστου μήκους 16 bytes. Αν ο τελευταίος χαρακτήρας έχει μήκος μεγαλύτερο του ενός byte τότε στη περίπτωση που δε χωρά στο κυρίως σώμα ολόκληρος το υπόλοιπο μέρος του χαρακτήρα μεταδίδεται στο σώμα του επόμενου τμήματος. Στη περίπτωση που ο δείκτης "command flag" = 1 τότε το κυρίως σώμα παραλείπεται.

Επιπλέον για τη καλύτερη αναγνωσιμότητα των μηνυμάτων κειμένου μπορούν να χρησιμοποιηθούν κωδικοί για αλλαγή σειράς (0x0A), ένδειξη τέλους τίτλου – επικεφαλίδας του μηνύματος (0x0B) ή μορφοποίηση για καλύτερη αναγνωσιμότητα λέξεων μεγάλου μήκους (0x1F).

Δεδομένα ελέγχου CRC (16 bits)

Ο έλεγχος κυκλικού πλεονασμού υπολογίζεται από την επικεφαλίδα και το κυρίως σώμα του κάθε τμήματος με τη χρήση του γεννήτορα πολυωνύμου $G_{16} = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$.

3.19 Μετάδοση Πακέτων Δεδομένων (Packet Mode)

Οι υπηρεσίες δεδομένων αποτελούνται από ροές δεδομένων (σύγχρονες ή ασύγχρονες) ή αρχεία δεδομένων. Ένα γενικευμένο σύστημα μετάδοσης πακέτων επιτρέπει τη μετάδοση ασύγχρονων ροών δεδομένων και αρχείων διαφόρων υπηρεσιών ταυτόχρονα στην ίδια ροή δεδομένων. Η ροή δεδομένων μπορεί να προστατεύεται με επιπρόσθετους μηχανισμούς διόρθωσης σφαλμάτων FEC (Forward Error Correction). Οι υπηρεσίες μπορούν να μεταδοθούν είτε ως μια ακολουθία αυτόνομων πακέτων δεδομένων ή ως μια ακολουθία μονάδων δεδομένων (data units). Μια μονάδα δεδομένων ορίζεται ως ένα πλήθος πακέτων δεδομένων, τα οποία διαχειρίζονται ως σύνολο από το μηχανισμό διόρθωσης λαθών FEC. Αυτό σημαίνει πως σε περίπτωση που ένα πακέτο δεδομένων που ανήκει σε μια μονάδα δεδομένων περιέχει σφάλμα μετάδοσης τότε θα απορριφθεί ολόκληρη η μονάδα δεδομένων ως λανθασμένη. Ο μηχανισμός αυτός είναι χρήσιμος για τη μεταφορά αρχείων και επιτρέπει τον ευκολότερο συγχρονισμό ασύγχρονων ροών δεδομένων. Η μεταφορά εφαρμογών δεδομένων περιγράφεται στις τεχνικές προδιαγραφές TS 101 968. Το μέγεθος ενός λογικού πλαισίου που περιέχει πακέτα είναι πολλαπλάσιο του μεγέθους των πακέτων ενώ το μέγιστο μέγεθος μιας μονάδας δεδομένων είναι 8215 bytes.

3.19.1 Δομή Πακέτων Δεδομένων

Ένα πακέτο δεδομένων αποτελείται από:

Επικεφαλίδα (8 bits):

- first flag (1 bit)
- last flag (1 bit)
 - Οι δείκτες "first flag" και "last flag" χρησιμοποιούνται για το προσδιορισμό του πρώτου πακέτου (1,0), ενδιάμεσων πακέτων (0,0), του τελευταίου πακέτου (0,1) ή του ενός και μοναδικού πακέτου (1,1).
- Packet Id (2 bits): Αποδίδει μια τιμή στο πακέτο εν είδει ταυτότητας.
- Padded Packet Indicator – PPI (1 bit): Προσδιορίζει αν το πακέτο περιέχει μόνο ωφέλιμα δεδομένα (0) ή και byte παραγεμίσματος (1)
- Continuity Index (3 bits): Αυτός ο δείκτης αυξάνεται κατά 1 κάθε φορά που η ταυτότητα του πακέτου (Packet Id) παραμένει ίδια.

Σώμα Δεδομένων – Data Field (n bytes):

Περιέχει τα δεδομένα μιας συγκεκριμένης υπηρεσίας δεδομένων. Το μέγεθος προσδιορίζεται από

την οντότητα δεδομένων τύπου 5 (Application Information data entity). Είναι τα ωφέλιμα δεδομένα μιας υπηρεσίας. Αν ο δείκτης PPI=0 τότε όλα τα δεδομένα είναι ωφέλιμα. Αν PPI=1 τότε το πρώτο byte δεδομένων προσδιορίζει το πλήθος των ωφέλιμων bytes που ακολουθούν μετά το byte αυτό και το υπόλοιπο μέρος του πεδίου δεδομένων συμπληρώνεται με μηδενικά bytes. Πακέτα δεδομένων που δε περιέχουν ωφέλιμη πληροφορία είναι επιτρεπτά αν δεν υπάρχουν αρκετά πακέτα δεδομένων ώστε να συμπληρωθεί ένα λογικό πλαίσιο δεδομένων. Στη περίπτωση αυτή ο δείκτης PPI=1 και το πρώτο byte του πακέτου έχει μηδενική τιμή. Οι δείκτες “first flag” και “last flag” λαμβάνουν τη τιμή 1 και ο δείκτης “Continuity Index” θα αυξηθεί κατά 1 όπως προβλέπεται.

Έλεγχος CRC (16 bits):

Υπολογίζεται από την επικεφαλίδα και τα δεδομένα του πακέτου με τη χρήση του πολυωνύμου $G_{16} = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$.

3.20 Ασύγχρονες Ροές Δεδομένων – Asynchronous Streams

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μεταφορά πληροφορίας που περιέχεται σε αυτόνομα πακέτα ή σε μονάδες δεδομένων (data units). Οι εφαρμογές που αποστέλλουν τα δεδομένα με αυτόνομα πακέτα πρέπει να μπορούν να χειριστούν τη περίπτωση απώλειας κάποιου πακέτου. Εφαρμογές που μεταδίδουν πληροφορία που περιέχεται σε μονάδες δεδομένων μπορούν να κάνουν τη χρήση του μηχανισμού εντοπισμού και διόρθωσης λαθών για να συγχρονίσουν τα δεδομένα.

3.21 Μετάδοση Αρχείων Δεδομένων

Αρχεία δεδομένων μπορούν να μεταδοθούν μέσω μονάδων δεδομένων οι οποίες ενσωματώνουν έλεγχο λαθών που είναι καταλληλότερος για τη μεταφορά αρχείων δεδομένων. Οι εφαρμογές που χρησιμοποιούν αυτό το τρόπο μετάδοσης πρέπει να παρέχουν το μηχανισμό για την αναγνώριση του τύπου των αρχείων. Οι δείκτες “first flag”, “last flag” και “Continuity Index” μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον εντοπισμό της απώλειας δεδομένων.

3.21.1 Μέγεθος Πακέτων Δεδομένων

Μια ροή δεδομένων σε μορφή πακέτων μπορεί να περιέχει ένα ή περισσότερα πακέτα ανά λογικό πλαίσιο, τα οποία ανήκουν σε μία ή περισσότερες υπηρεσίες δεδομένων. Τα πακέτα αυτά θα πρέπει να έχουν το ίδιο μέγεθος για να ελαχιστοποιηθεί η πιθανότητα εμφάνισης σφαλμάτων.

Οι παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν για το προσδιορισμό του μεγέθους των πακέτων είναι οι ακόλουθοι:

- Το μέγεθος της επικεφαλίδας και του ελέγχου CRC είναι σταθερό (3 bytes). Αυξάνοντας το μέγεθος του πακέτου αυξάνεται και η αναλογία των ωφέλιμων δεδομένων (Σώμα Δεδομένων) προς τα βοηθητικά δεδομένα (επικεφαλίδα και CRC).
- Αν το μέγεθος του πακέτου είναι πολύ μεγάλο τότε στη περίπτωση που το μέγεθος των αρχείων είναι μικρό ως προς το μέγεθος του πακέτου ή υπάρχουν συγκεκριμένα όρια χρονικής καθυστέρησης για ασύγχρονες ροές δεδομένων τότε το παραγέμισμα των πακέτων με μηδενικά μειώνει την αποδοτικότητα μεταφοράς δεδομένων.

3.22 Forward Error Correction για Ροές Πακέτων Δεδομένων

Η διόρθωση λαθών FEC υλοποιείται με τη κωδικοποίηση Reed-Solomon και είναι εφαρμόσιμη σε ροές πακέτων δεδομένων για να αυξήσει την αντοχή του συστήματος DRM σε σφάλματα μετάδοσης. Για τον υπολογισμό των byte ισότητας της κωδικοποίησης Reed-Solomon γίνεται χρήση του γεννήτορα-πολυωνύμου κώδικα (code generator polynomial):

$$g(x) = (x+\lambda_0)(x+\lambda_1)(x+\lambda_2)\dots(x+\lambda_{15}), \text{ με } \lambda=0x02$$

και του γεννήτορα-πολυωνύμου πεδίου (field generator polynomial):

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

Η προστασία FEC είναι υλοποιημένη με τέτοιο τρόπο, ώστε οι δέκτες που δεν υποστηρίζουν την αποκωδικοποίηση της να είναι ικανοί να λαμβάνουν τις υπηρεσίες δεδομένων έστω και με πιθανώς μειωμένες επιδόσεις λόγω μη υποστήριξης της FEC. Αυτό επιτυγχάνεται ενσωματώνοντας τα δεδομένα που προκύπτουν από τη κωδικοποίηση Reed-Solomon (RS) και τα αρχικά δεδομένα χωρίς προστασία, σε πλαίσια δεδομένων FEC τα οποία είναι οργανωμένα σε μορφή πίνακα δεδομένων διαστάσεων $R \times (C+16)$ που αποτελείται από δύο υποπίνακες, το πίνακα δεδομένων εφαρμογής ($R \times C$) και το πίνακα δεδομένων Reed-Solomon ($R \times 16$).

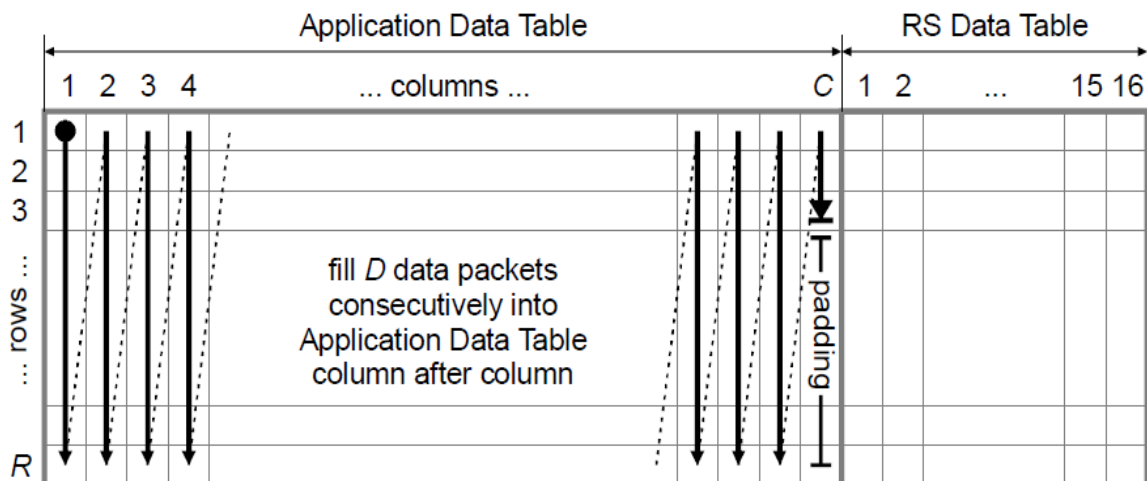
Με δεδομένο πως όλα τα πακέτα έχουν το ίδιο μέγεθος και πως σε κάθε πλαίσιο FEC περιέχεται τουλάχιστον ένα πακέτο δεδομένων, ο πίνακας δεδομένων εφαρμογής θα έχει μέγεθος $R \times C$ και θα περιέχει πακέτα δεδομένων πλήθους D :

$$D = R \times C / (L+3)$$

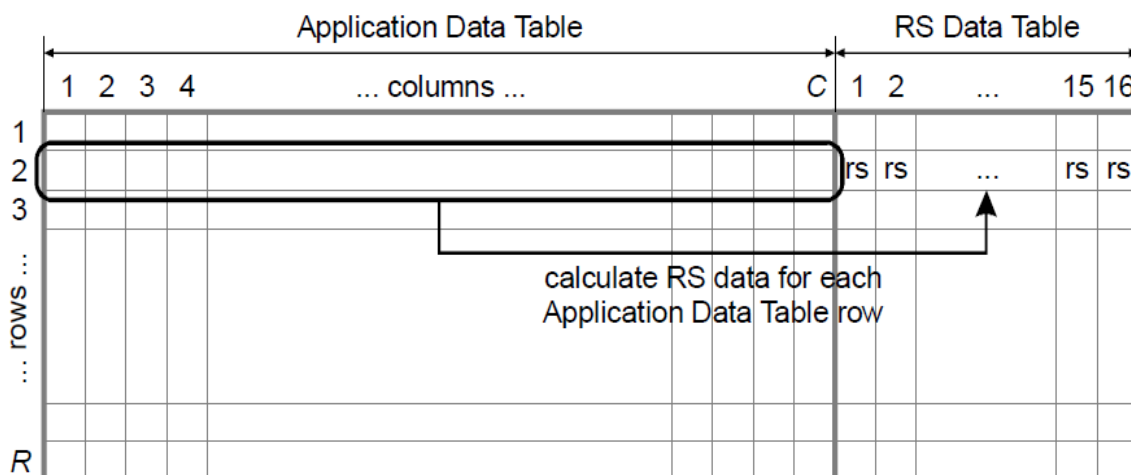
$L+3$ είναι το πλήθος των bytes της εφαρμογής (L bytes) μαζί με την επικεφαλίδα και τον έλεγχο CRC (3 bytes).

Ο πίνακας δεδομένων συμπληρώνεται στήλη προς στήλη και ο χώρος που παραμένει κενός παραγεμίζεται με bytes μηδενικής τιμής. Ο πίνακας δεδομένων RS προκύπτει γραμμή προς γραμμή από την αντίστοιχη κάθε φορά γραμμή του πίνακα δεδομένων.

Εισαγωγή των δεδομένων εφαρμογής στο πλαίσιο FEC:



Υπολογισμός του πίνακα Reed-Solomon από τα δεδομένα του πίνακα δεδομένων εφαρμογής:



3.23 Δέκτης

Τα μεγέθη L, R και C του πλαισίου FEC σηματοδοτούνται από την οντότητα δεδομένων τύπου 14 (Packet Stream FEC Parameters) και η αποκωδικοποίηση του πλαισίου FEC μπορεί να ξεκινήσει ακόμα και πριν τη λήψη του πρώτου στοιχείου της οντότητας τύπου 5 (Application Information) αφού είναι δυνατή η ανακατασκευή του πλαισίου FEC στη μνήμη του δέκτη. Η μνήμη που απαιτείται για την ανακατασκευή του πλαισίου FEC από τα λαμβανόμενα δεδομένα δε ξεπερνά τα 3072 bytes.

Ο μηχανισμός διόρθωσης Reed-Solomon μπορεί να λειτουργήσει μόνο όταν έχει ολοκληρωθεί η λήψη ολόκληρου του πλαισίου FEC. Στη περίπτωση που ο έλεγχος CRC δεν εντοπίζει σφάλματα, τότε τα δεδομένα μπορούν να χρησιμοποιηθούν άμεσα. Αν όμως ο έλεγχος CRC αποτύχει τότε ο αποκωδικοποιητής Reed-Solomon μπορεί να ενημερωθεί για τη πιθανή θέση των σφαλμάτων μέσα στη κωδικολέξη (codeword) Reed-Solomon για βελτίωση της επίδοσης του αποκωδικοποιητή στη διόρθωση λαθών.

Οι δείκτες που δεν υποστηρίζουν την αποκωδικοποίηση FEC μπορούν να ανακτήσουν όλα τα απαραίτητα δεδομένα από το πακέτο FEC χωρίς τη δυνατότητα διόρθωσης σφαλμάτων.

3.24 Κωδικοποίηση Καναλιού και Διαμόρφωση

3.24.1 Εισαγωγή

Το σύστημα DRM περιέχει τρία κανάλια, το MSC (Main Service Channel), το SDC (Service Description Channel) και το FAC (Fast Access Channel). Λόγω των διαφορετικών απαιτήσεων τα τρία αυτά κανάλια κωδικοποιούνται με διαφορετικό τρόπο.

Είναι δυνατό να εφαρμοστεί άνιση προστασία έναντι σφαλμάτων UEP (Unequal Error Protection) ή ισότιμη προστασία έναντι σφαλμάτων EEP (Equal Error Protection) και επιπλέον οι διαφορετικοί τύποι προστασίας μπορούν να συνδυαστούν με ιεραρχική διαμόρφωση. Η προστασία EEP εφαρμόζεται υποχρεωτικά στα κανάλια SDC και FAC ενώ στο κανάλι MSC μπορεί να εφαρμοστεί οποιοσδήποτε από τους δύο τύπους προστασίας.

Στη περίπτωση εφαρμογής ιεραρχικής διαμόρφωσης στο κανάλι MSC διατίθενται τρεις τρόποι αναπαράστασης (mapping) των δεδομένων:

- Standard Mapping (SM)
- Symmetrical Hierarchical Mapping (HMsym)
- Συνδυασμός των SM και HMsym (HMMix)

Οι αναπαραστάσεις HMsym και HMMix χωρίζουν τα δεδομένα σε δύο τμήματα, το τμήμα πολύ υψηλής προστασίας VSPP (Very Strongly Protected Part) και το τμήμα κανονικής προστασίας SPP (Standard Protected Part). Στα κανάλια SDC και FAC εφαρμόζεται μόνο η αναπαράσταση SM η

οποία αποτελείται πάντα μόνο από ένα τμήμα δεδομένων με προστασία SPP.

3.24.2 Προσαρμογή Πολυπλεγμένου Πλαισίου Μετάδοσης

Τα τρία κανάλια (MSC, SDC, FAC) κωδικοποιούνται ανεξάρτητα. Το διάνυσμα δεδομένων μήκους L ισούται με ένα μπλοκ δεδομένων FAC ή ένα μπλοκ SDC ή ένα πολυπλεγμένο πλαίσιο MSC.

3.24.3 Κανάλι MSC

Ο αριθμός των bits L_{MUX} ανά πολυπλεγμένο πλαίσιο εξαρτάται από την ανθεκτικότητα (robustness mode A, B, C, D ή E), από το διαθέσιμο εύρος ζώνης και από την αναπαράσταση στο χώρο σήματος (mapping) ανάλογα με το τύπο διαμόρφωσης QAM.

Όταν γίνεται χρήση προστασίας EEP τότε

$$L_{MUX} = L_2$$

Όταν γίνεται χρήση προστασίας UEP τότε

$$L_{MUX} = L_1 + L_2$$

Όπου L_1 ο αριθμός των bits χαμηλής προστασίας και L_2 ο αριθμός των bits υψηλής προστασίας.

Στη περίπτωση ιεραρχικής διαμόρφωσης (HMsym, HMix) το πλήθος των πολύ ισχυρά προστατευμένων bits δίνεται από τη μεταβλητή L_{VSPP} .

Τα μεγέθη L_1 , L_2 , L_{VSPP} υπολογίζονται ανάλογα με το τύπο της αναπαράστασης (SM, HMsym, HMix).

1. SM

$$L_1 = \sum_{p=0}^{P_{max}-1} 2N_1 N_p$$

$$L_2 = \sum_{p=0}^{P_{max}-1} R_{Xp} \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R_{Yp}} \right\rfloor$$

P_{max} : Ανάλογα με τη διαμόρφωση QAM λαμβάνει τιμές 1 (4-QAM), 2 (16-QAM) ή 3 (64-QAM)
 R_{Xp} , R_{Yp} και R_p : παράμετροι σχετικές με το ρυθμό κώδικα (code rate) (Πίνακας 13)

2. HMsym

$$L_1 = \sum_{p=1}^2 2N_1 R_p$$

$$L_2 = \sum_{p=0}^2 R_{Xp} \left\lfloor \frac{2N_2 - 12}{R_{Yp}} \right\rfloor$$

$$L_{VSPP} = R_{X0} \left\lfloor \frac{2(N_1 + N_2) - 12}{R_{Y0}} \right\rfloor$$

Χρησιμοποιείται η διαμόρφωση 64-QAM οπότε $P_{max}=3$.

3. HMmix

$$L_1 = N_1 R_0^{lm} + \sum_{p=1}^2 N_1 (R_p^{Re} + R_p^{lm})$$

$$L_2 = RX_0^{lm} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_0^{lm}} \right\rfloor + \sum_{p=1}^2 \left(RX_p^{Re} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p^{Re}} \right\rfloor + RX_p^{lm} \left\lfloor \frac{N_2 - 12}{RY_p^{lm}} \right\rfloor \right)$$

$$L_{SVPP} = RX_0^{Re} \left\lfloor \frac{N_1 + N_2 - 12}{RY_0^{Re}} \right\rfloor$$

RX_p^{Re}, RX_p^{lm} : Είναι οι αριθμητές του ρυθμού κώδικα για το πραγματικό και το φανταστικό τμήμα της διαμόρφωσης QAM.

RY_p^{Re}, RY_p^{lm} : είναι οι παρονομαστές του ρυθμού κώδικα που αντιστοιχούν στο πραγματικό και φανταστικό μέρος αντίστοιχα.

R_p^{Re}, R_p^{lm} : είναι ο ρυθμός κώδικα που αντιστοιχεί στο πραγματικό και το φανταστικό μέρος.

$\lfloor \cdot \rfloor$: στρογγυλοποίηση προς το $-\infty$.

N_{MUX} : ο συνολικός αριθμός των κελιών OFDM του καναλιού MSC ανά πολυπλεγμένο πλαίσιο.

Όταν εφαρμόζεται ένα επίπεδο προστασίας (EEP) τότε $N_{MUX}=N_2$.

Όταν εφαρμόζονται δύο επίπεδα προστασίας (UEP) τότε το πλήθος N_{MUX} ισούται με το άθροισμα των κελιών με υψηλή προστασία (N_1) και των κελιών με χαμηλή προστασία (N_2):

$$N_{MUX} = N_1 + N_2$$

Η τιμή της μεταβλητής N_1 υπολογίζεται ανάλογα την περίπτωση με τους ακόλουθους τύπους:

1. SM:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=0}^{P_{max}-1} R_p} \right\rfloor RY_{lcm}$$

2. HMsym:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{8X}{2RY_{lcm} \sum_{p=1}^2 R_p} \right\rfloor RY_{lcm}$$

3. HMmix:

$$N_1 = \left\lfloor \frac{8X}{RY_{lcm} \left(R_0^{lm} + \sum_{p=1}^2 (R_p^{Re} + R_p^{lm}) \right)} \right\rfloor RY_{lcm}$$

X: το πλήθος των bytes του τμήματος δεδομένων στο οποίο εφαρμόζεται υψηλή προστασία και το οποίο σηματοδοτείται από το κανάλι SDC.

RY_{lcm} : μεταβλητή της οποίας η τιμή δίνεται από τους πίνακες 14, 16 (SM), τους πίνακες 17, 18 (HMsym), και τους πίνακες 16, 18 και 19 (HMMix).

$\lceil \cdot \rceil$: στρογγυλοποίηση προς το $+\infty$.

Η τιμή της μεταβλητής N_2 που εκφράζει το πλήθος των κελιών δεδομένων χαμηλής προστασίας ισούται με:

$$N_2 = N_{MUX} - N_1$$

Σε κάθε περίπτωση ισχύουν οι περιορισμοί:

$$N_1 \in \{0, 1, \dots, N_{MUX} - 20\}$$

$$N_2 \in \{0, 1, \dots, N_{MUX}\}$$

Code rates R_p	Numerator RX_p	Denominator RY_p	Puncturing pattern	Transmitted sequence
1/6	1	6	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 1$ $B_3: 1$ $B_4: 1$ $B_5: 1$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{3,0} b_{4,0} b_{5,0}$ etc.
1/4	1	4	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 1$ $B_3: 1$ $B_4: 0$ $B_5: 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{3,0}$ etc.
3/10	3	10	$B_0: 1\ 1\ 1$ $B_1: 1\ 1\ 1$ $B_2: 1\ 1\ 1$ $B_3: 1\ 0\ 0$ $B_4: 0\ 0\ 0$ $B_5: 0\ 0\ 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{3,0} b_{0,1} b_{1,1} b_{2,1}$ $b_{0,2} b_{1,2} b_{2,2}$ etc.
1/3	1	3	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 1$ $B_3: 0$ $B_4: 0$ $B_5: 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0}$ etc.
4/11	4	11	$B_0: 1\ 1\ 1\ 1$ $B_1: 1\ 1\ 1\ 1$ $B_2: 1\ 1\ 1\ 0$ $B_3: 0\ 0\ 0\ 0$ $B_4: 0\ 0\ 0\ 0$ $B_5: 0\ 0\ 0\ 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{0,1} b_{1,1} b_{2,1} b_{0,2}$ $b_{1,2} b_{2,2} b_{0,3} b_{1,3}$ etc.
2/5	2	5	$B_0: 1\ 1$ $B_1: 1\ 1$ $B_2: 1\ 0$ $B_3: 0\ 0$ $B_4: 0\ 0$ $B_5: 0\ 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{2,0} b_{0,1} b_{1,1}$ etc.
1/2	1	2	$B_0: 1$ $B_1: 1$ $B_2: 0$ $B_3: 0$ $B_4: 0$ $B_5: 0$	$b_{0,0} b_{1,0}$ etc.
4/7	4	7	$B_0: 1\ 1\ 1\ 1$ $B_1: 1\ 0\ 1\ 0$ $B_2: 0\ 1\ 0\ 0$ $B_3: 0\ 0\ 0\ 0$ $B_4: 0\ 0\ 0\ 0$ $B_5: 0\ 0\ 0\ 0$	$b_{0,0} b_{1,0} b_{0,1} b_{2,1} b_{0,2} b_{1,2} b_{0,3}$ etc.

Πίνακας 13

Code rates R_p	Numerator RX_p	Denominator RY_p	Puncturing pattern	Transmitted sequence
3/5	3	5	B_0 : 1 1 1 B_1 : 1 0 1 B_2 : 0 0 0 B_3 : 0 0 0 B_4 : 0 0 0 B_5 : 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ $b_{1,2}$ etc.
2/3	2	3	B_0 : 1 1 B_1 : 1 0 B_2 : 0 0 B_3 : 0 0 B_4 : 0 0 B_5 : 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ etc.
8/11	8	11	B_0 : 1 1 1 1 1 1 1 1 B_1 : 1 0 0 1 0 0 1 0 B_2 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_3 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_4 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_5 : 0 0 0 0 0 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ $b_{0,3}$ $b_{1,3}$ $b_{0,4}$ $b_{0,5}$ $b_{0,6}$ $b_{1,6}$ $b_{0,7}$ etc.
3/4	3	4	B_0 : 1 1 1 B_1 : 1 0 0 B_2 : 0 0 0 B_3 : 0 0 0 B_4 : 0 0 0 B_5 : 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ etc.
4/5	4	5	B_0 : 1 1 1 1 B_1 : 1 0 0 0 B_2 : 0 0 0 0 B_3 : 0 0 0 0 B_4 : 0 0 0 0 B_5 : 0 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ $b_{0,3}$ $b_{0,4}$ etc.
7/8	7	8	B_0 : 1 1 1 1 1 1 1 B_1 : 1 0 0 0 0 0 0 B_2 : 0 0 0 0 0 0 0 B_3 : 0 0 0 0 0 0 0 B_4 : 0 0 0 0 0 0 0 B_5 : 0 0 0 0 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ $b_{0,3}$ $b_{0,4}$ $b_{0,5}$ $b_{0,6}$ etc.
8/9	8	9	B_0 : 1 1 1 1 1 1 1 1 B_1 : 1 0 0 0 0 0 0 0 B_2 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_3 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_4 : 0 0 0 0 0 0 0 0 B_5 : 0 0 0 0 0 0 0 0	$b_{0,0}$ $b_{1,0}$ $b_{0,1}$ $b_{0,2}$ $b_{0,3}$ $b_{0,4}$ $b_{0,5}$ $b_{0,6}$ $b_{0,7}$ etc.

Πίνακας 13. (συνέχεια)

Protection level	R_{all}	R_0	R_1	RY_{lcm}
0	0,5	1/3	2/3	3
1	0,62	1/2	3/4	4

Πίνακας 14.

Protection level	R_{all}	R_0	R_1	RY_{lcm}
0	0,33	1/6	1/2	6
1	0,41	1/4	4/7	28
2	0,5	1/3	2/3	3
3	0,62	1/2	3/4	4

Πίνακας 15.

Protection level	R_{all}	R_0	R_1	R_2	RY_{lcm}
0	0,5	1/4	1/2	3/4	4
1	0,6	1/3	2/3	4/5	15
2	0,71	1/2	3/4	7/8	8
3	0,78	2/3	4/5	8/9	45
NOTE: These code rates are also used for the imaginary part of HMmix.					

Πίνακας 16.

Protection level	R_{all}	R_1	R_2	RY_{lcm}
0	0,45	3/10	3/5	10
1	0,55	4/11	8/11	11
2	0,72	4/7	7/8	56
3	0,78	2/3	8/9	9
NOTE: These code rates are also used for the real part of HMmix.				

Πίνακας 17.

Protection level	R_0
0	1/2
1	4/7
2	3/5
3	2/3
NOTE: These code rates are also used for the real part of HMmix.	

Πίνακας 18.

Protection level	R_{all}	R_0^{Im}	R_1^{Re}	R_1^{Im}	R_2^{Re}	R_2^{Im}	RY_{lcm}
0	0,48	1/4	3/10	1/2	3/5	3/4	20
1	0,58	1/3	4/11	2/3	8/11	4/5	165
2	0,71	1/2	4/7	3/4	7/8	7/8	56
3	0,78	2/3	2/3	4/5	8/9	8/9	45

Πίνακας 19.

3.24.4 Κανάλι FAC

Ο αριθμός L_{FAC} των bits σε κάθε μπλοκ FAC ισούται με 72 για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A, B, C και D και 116 bits για το τύπο E. Το πλήθος των κελιών OFDM του καναλιού FAC (N_{FAC}) ισούται με 65 για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A, B, C και D ενώ για το τύπο E ισούται με 244.

3.24.5 Κανάλι SDC

Το πλήθος L_{SDC} των bits ανά μπλοκ SDC εξαρτάται από το τύπο στιβαρότητας μετάδοσης (robustness mode), το εύρος ζώνης εκπομπής και το τύπο της διαμόρφωσης QAM.

Ο συνολικός αριθμός των SDC κελιών OFDM ανά SDC μπλοκ δίνεται στο πίνακα 20.

Οι τύποι υπολογισμού για τις μεταβλητές L_{SDC} και N_{SDC} είναι ίδιοι με αυτούς που ισχύουν για το κανάλι MSC με εφαρμογή ενός επιπέδου προστασίας και αναπαράσταση (mapping) SM. Η μεταβλητή P_{max} στη περίπτωση διαμόρφωσης 4-QAM ισούται με 1, ενώ στη περίπτωση διαμόρφωσης 16-QAM ισούται με 2.

Οι τιμές που λαμβάνουν οι μεταβλητές είναι $L_{SDC} = L_2$ και $L_{SDC} = N_2$.

Robustness mode	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
A	167	190	359	405	754	846
B	130	150	282	322	588	662
C	-	-	-	288	-	607
D	-	-	-	152	-	332
E	936	-	-	-	-	-

Πίνακας 20. Αριθμός N_{SDC} κελιών QAM

3.25 Διασπορά Ενέργειας – Energy Dispersal

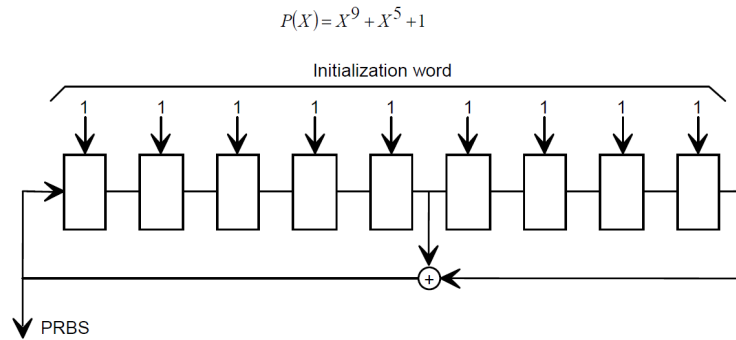
Η χρησιμότητα της διασποράς ενέργειας είναι η αποφυγή μετάδοσης όμοιων σημάτων που θα μπορούσε να οδηγήσει σε λήψη επαναλαμβανόμενων ανεπιθύμητων εσφαλμένων σημάτων.

Για τα κανάλια SDC και FAC η έξοδος του κωδικοποιητή διασποράς ενέργειας αποτελεί την είσοδο της αντίστοιχης διαδικασίας κωδικοποίησης.

Το πολυπλεγμένο πλαίσιο δεδομένων MSC και το ιεραρχικό πλαίσιο δεδομένων MSC (στη περίπτωση που υπάρχει) ύστερα από την επεξεργασία από το τμήμα διασποράς ενέργειας, αποτελούν τις εισόδους απλής προστασίας (u_i) και ισχυρής προστασίας (u'_i) αντίστοιχα, του τμήματος πολυεπίπεδης κωδικοποίησης του καναλιού MSC.

Πριν τη κωδικοποίηση καναλιού τα δεδομένα επεξεργάζονται με τη χρήση πρόσθεσης modulo-2 με μια ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία PRBS (Pseudorandom Binary Sequence).

Για τη πραγματοποίηση αυτής της διεργασίας χρησιμοποιείται ένας καταχωρητής ολίσθησης με ανάδραση (feedback shift register) με τη χρήση του πολυωνύμου $P(x)=x^9+x^5+1$ (σχήμα 10) ενώ η αρχικοποίηση γίνεται με προκαθορισμένη είσοδο.



Σχήμα 10. Γεννήτρια PRBS

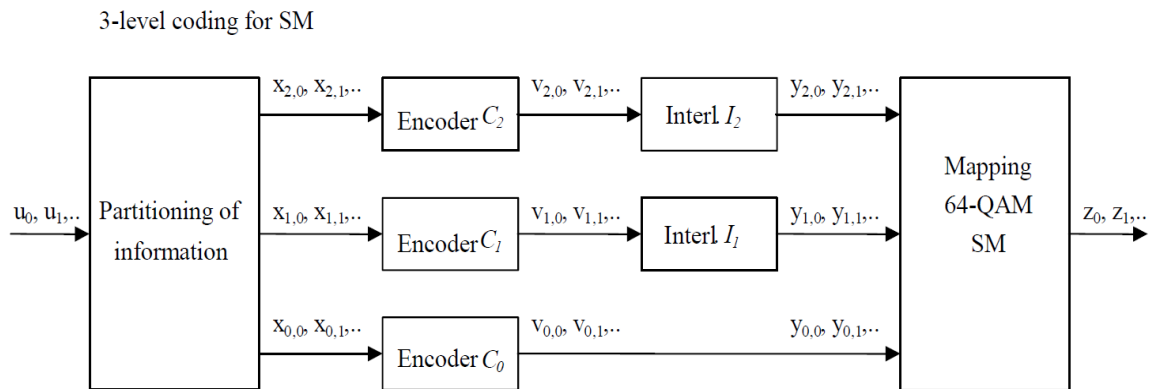
Κάθε κανάλι (FAC, SDC, πολυπλεγμένο πλαίσιο MSC και ιεραρχικό πλαίσιο MSC) υπόκειται ξεχωριστά σε επεξεργασία από τον περιπλέκτη (scrambler). Ο περιπλέκτης αρχικοποιείται σε κάθε μπλοκ FAC, SDC και σε κάθε πολυπλεγμένο πλαίσιο MSC και ιεραρχικό πλαίσιο MSC.

3.26 Κωδικοποίηση Καναλιού

Η κωδικοποίηση καναλιού επιτυγχάνεται με τη χρήση πολυεπίπεδης κωδικοποίησης και με τη διεμπλοκή (interleaving) σε επίπεδο bit.

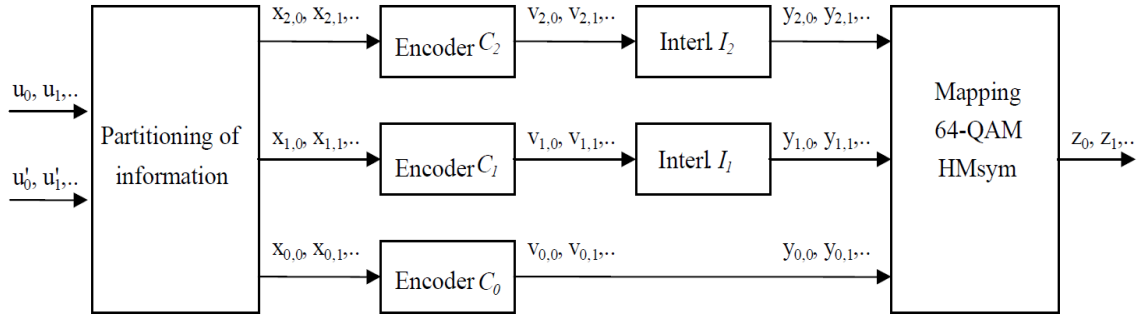
3.26.1 Πολυεπίπεδη Κωδικοποίηση

Ο βασικός στόχος της πολυεπίπεδης κωδικοποίησης (multilevel coding) είναι η ταυτόχρονη βελτιστοποίηση της κωδικοποίησης και της διαμόρφωσης ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή επίδοση της μετάδοσης του σήματος ως προς την ποιότητά του. Αυτό υποδεικνύει την ανάγκη για υψηλότερη προστασία των πιο ευάλωτων δεδομένων της διαμόρφωσης QAM. Τα διαφορετικά επίπεδα προστασίας επιτυγχάνονται με τη χρήση διαφορετικών διάτρητων συνελικτικών κωδίκων (punctured convolutional codes) που προέρχονται από τον ίδιο μητρικό κώδικα (mother code). Ανάλογα με την απεικόνιση των δεδομένων στο χώρο σήματος υπάρχουν πέντε διαφορετικοί τρόποι εφαρμογής τη κωδικοποίησης (σχήματα 11, 12, 13, 14, 15).



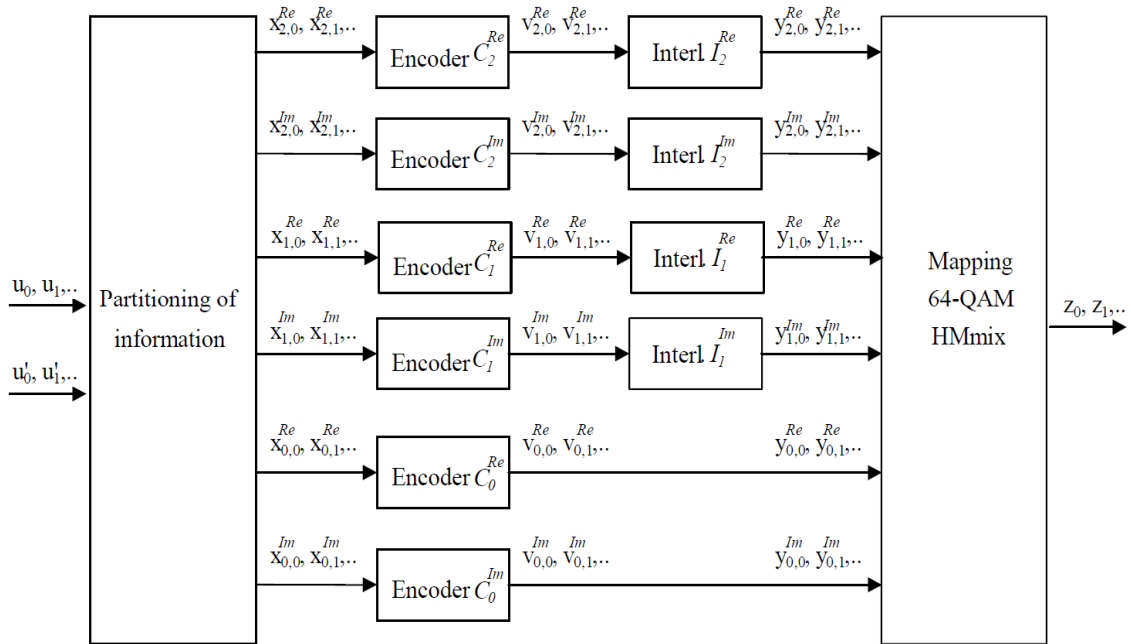
Σχήμα 11. Κωδικοποιητής SM τριών επιπέδων

3-level coding for HMsym



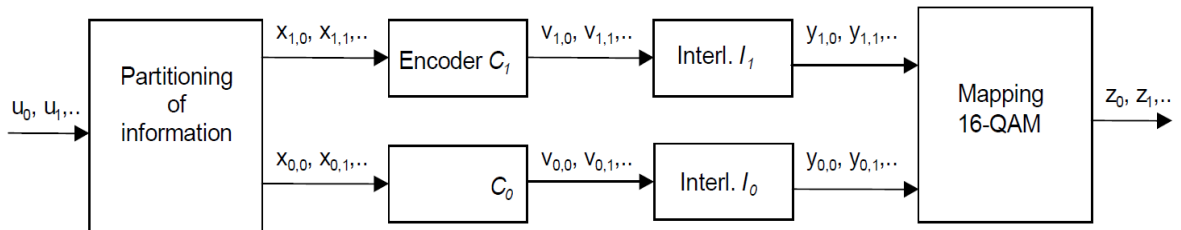
Σχήμα 12. Figure 30. Κωδικοποιητής HMmix τριών επιπέδων

3-level coding for HMmix

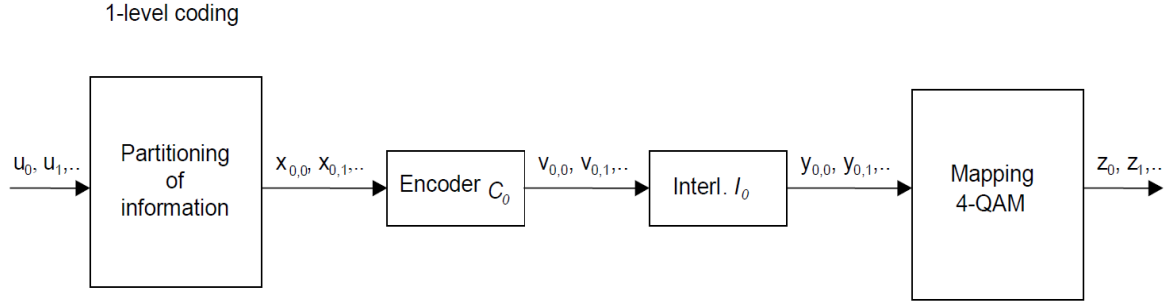


Σχήμα 13. Figure 31. Κωδικοποιητής HMmix τριών επιπέδων

2-level coding



Σχήμα 14. Figure 32. Κωδικοποιητής SM δύο επιπέδων



Σχήμα 15. Figure 33. Κωδικοποιητής SM ενός επιπέδου

Ακολουθεί μία σύντομη περιγραφή του κάθε τμήματος των κωδικοποιητών των σχημάτων 11 ως και 15.

Η τμηματοποίηση της ροής των δεδομένων εισόδου (*partitioning of information*) και η προώθηση των ροών δεδομένων που προκύπτουν από τη τμηματοποίηση στους κωδικοποιητές γίνεται με συγκεκριμένο και προκαθορισμένο τρόπο για κάθε περίπτωση κωδικοποίησης.

Η κωδικοποίηση των δεδομένων C_p , (*Encoder C_i*) βασίζεται στη χρήση διάτρητου συνελλικτικού κώδικα (punctured convolutional code) με ρυθμό (code rate) 1/6. Η έξοδος ορίζεται από τις σχέσεις:

$$b_{0,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6},$$

$$b_{1,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6},$$

$$b_{2,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6},$$

$$b_{3,i} = a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6},$$

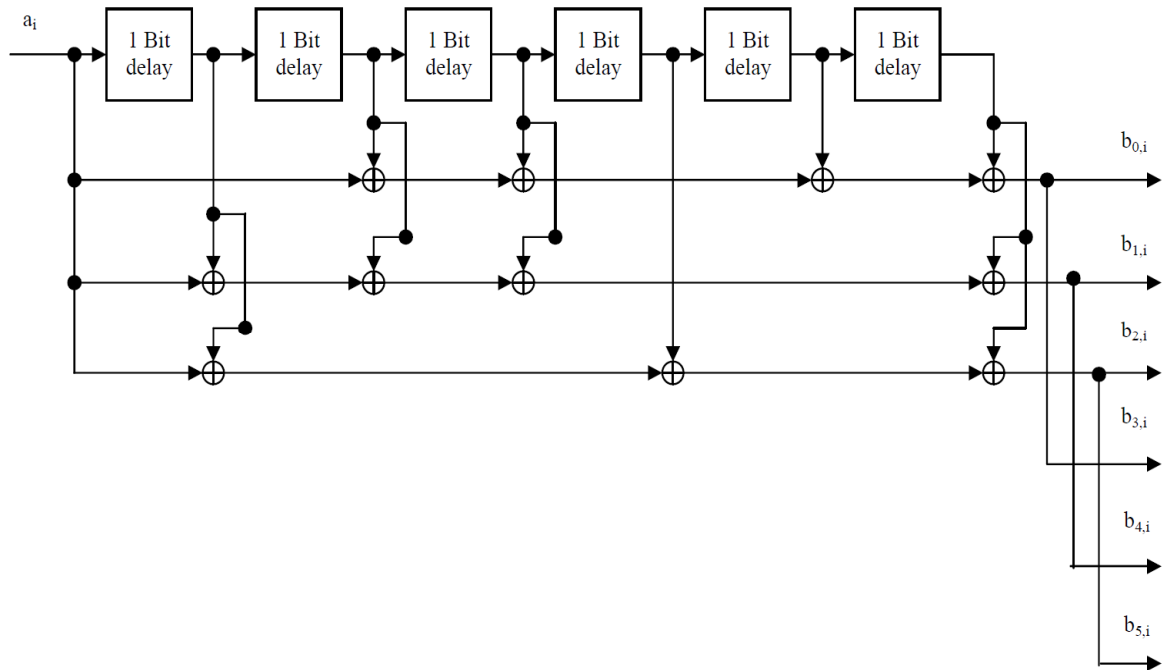
$$b_{4,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6},$$

$$b_{5,i} = a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6},$$

για $i=0,1,\dots,l+5$

Όταν $i \notin \{0,1,2,\dots,l+5\}$ τότε $a_i=0$ εξ' ορισμού.

Στο σχήμα 16 φαίνεται η υλοποίηση του κωδικοποιητή που περιγράφεται από τις παραπάνω σχέσεις.



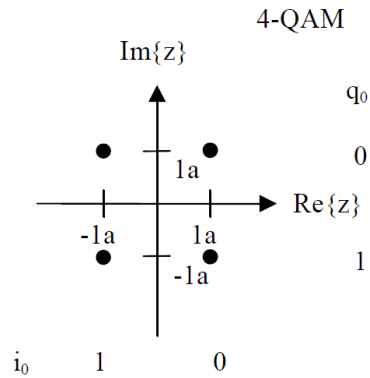
Σχήμα 16. Figure 34. Συνελκτικός κωδικοποιητής

Στο τμήμα διεμπλοκής σε επίπεδο bit (*bit interleaving – Interl. I_i*) εφαρμόζεται μία αναδιάταξη των bit δεδομένων αλλάζοντας τη σειρά διαδοχής τους στη ροή δεδομένων.

3.27 Διαμόρφωση QAM

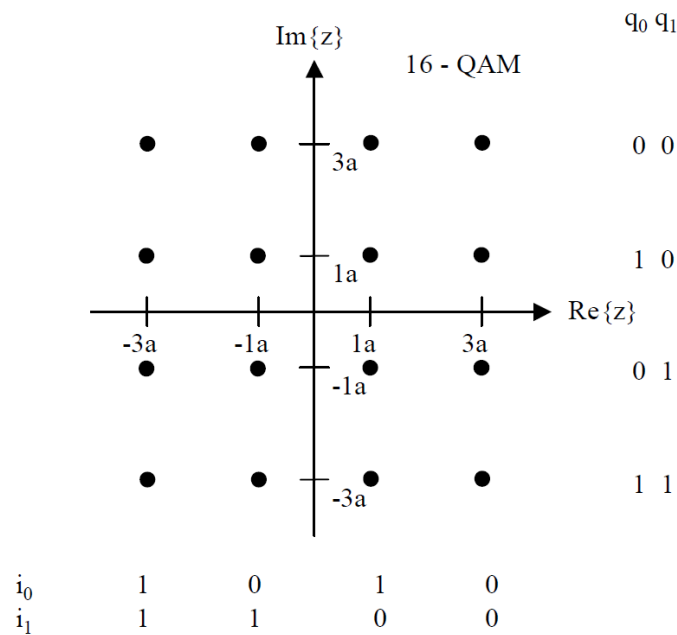
Τα δεδομένα αναπαρίστανται στο χώρο σήματος με μοναδικό τρόπο. Η εισερχόμενη ροή δεδομένων τμηματοποιείται και κάθε τμήμα αντιστοιχίζεται σε ένα σημείο στο χώρο σήματος.

Στη περίπτωση της διαμόρφωσης 64-QAM ένα τμήμα δεδομένων αποτελούμενο από 6 bit ($2^6=64$) αντιστοιχεί σε ένα διακριτό σημείο. Το ίδιο ισχύει και για τις διαμορφώσεις τύπου 16-QAM και 4-QAM. Επίσης πρέπει να σημειωθεί πως η αντιστοίχιση των δεδομένων με ένα σημείο μπορεί να γίνει με πολλούς τρόπους και γι αυτό το λόγο προκαθορίζεται.



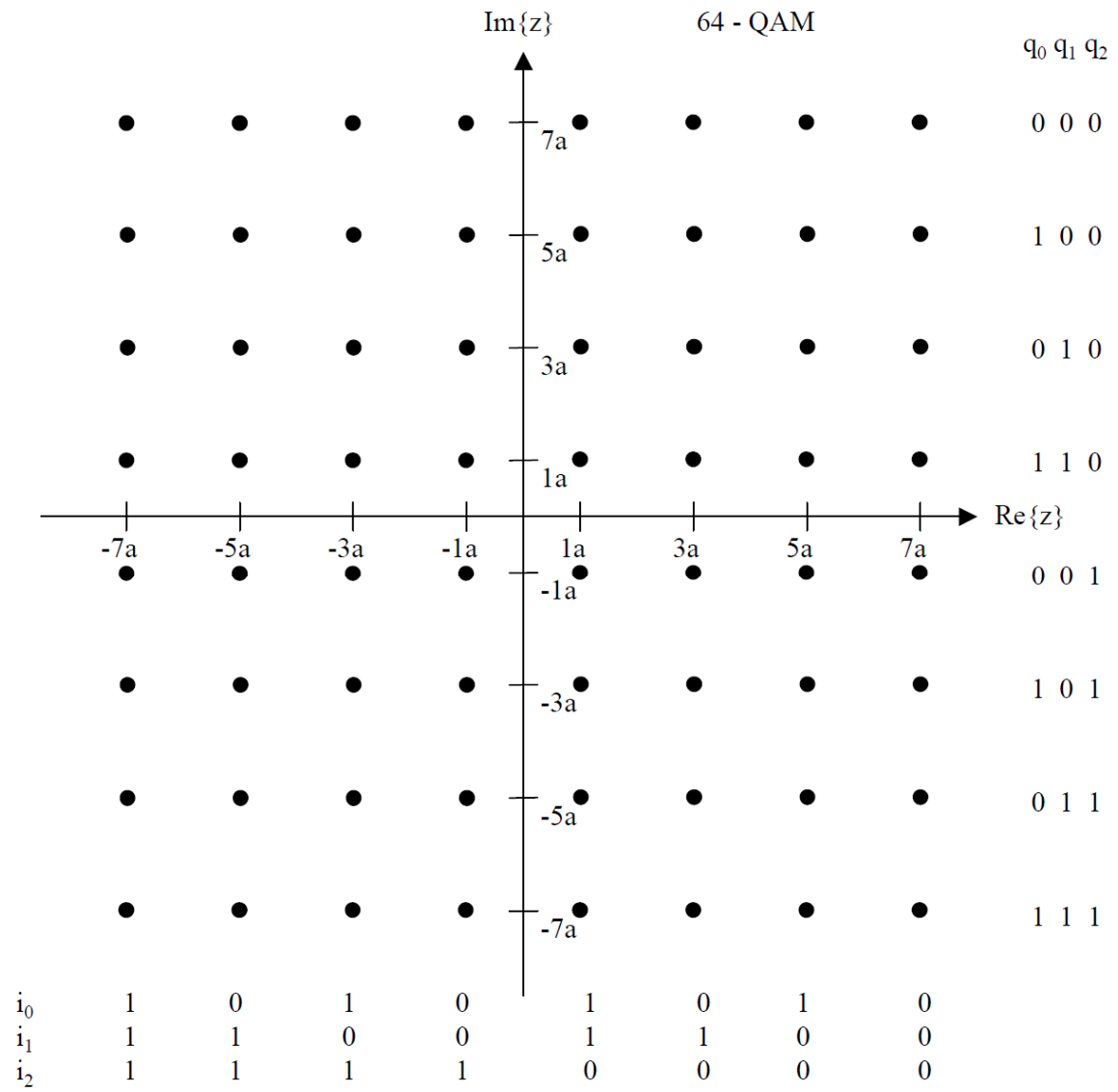
Bit ordering: $\{i_0 q_0\} = \{y'_0 y'_1\}$

Σχήμα 17. Σχήμα 39. SM 4-QAM



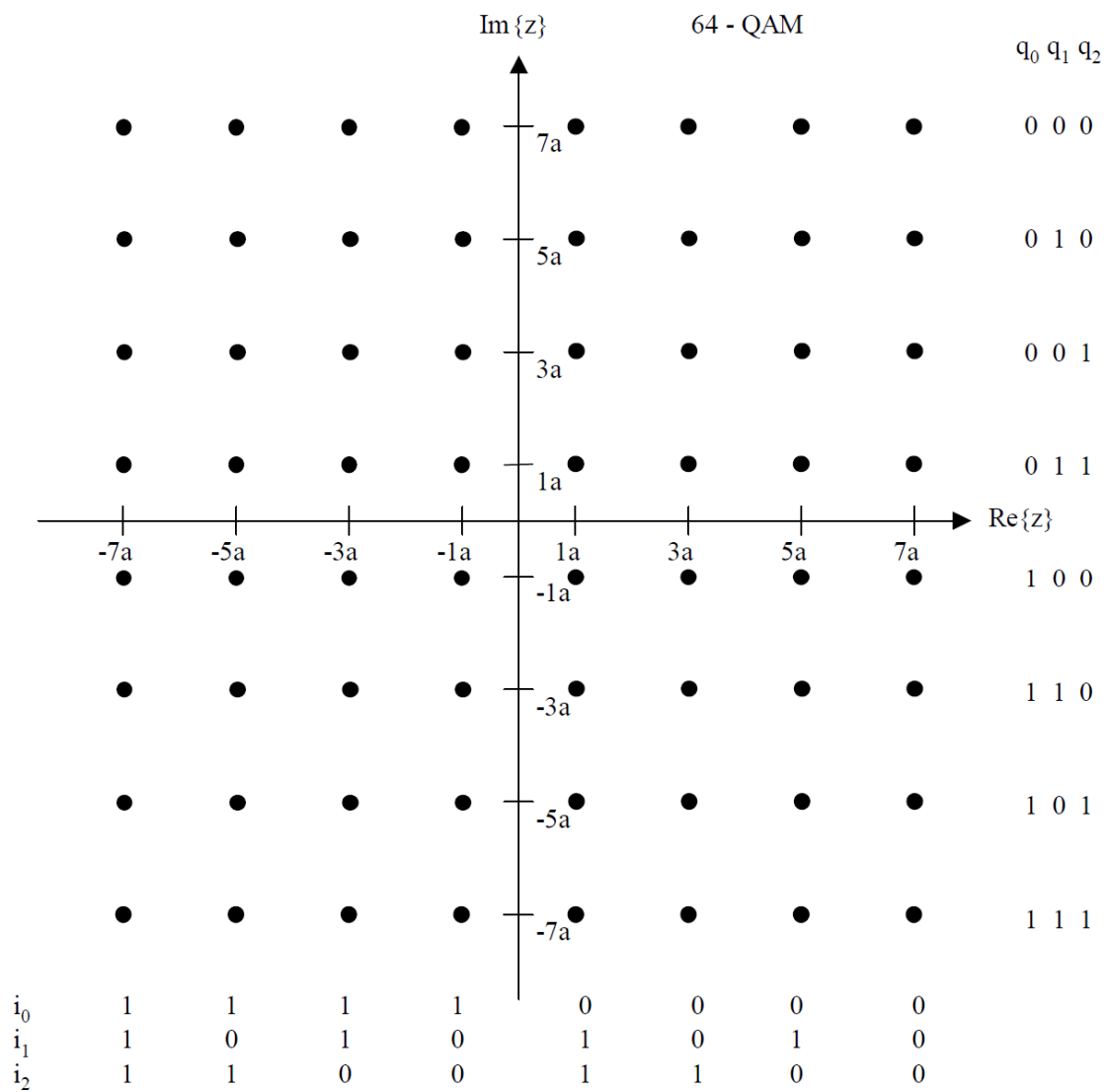
Bit ordering: $\{i_0 i_1 q_0 q_1\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3\}$

Σχήμα 18. Σχήμα 38. SM 16-QAM



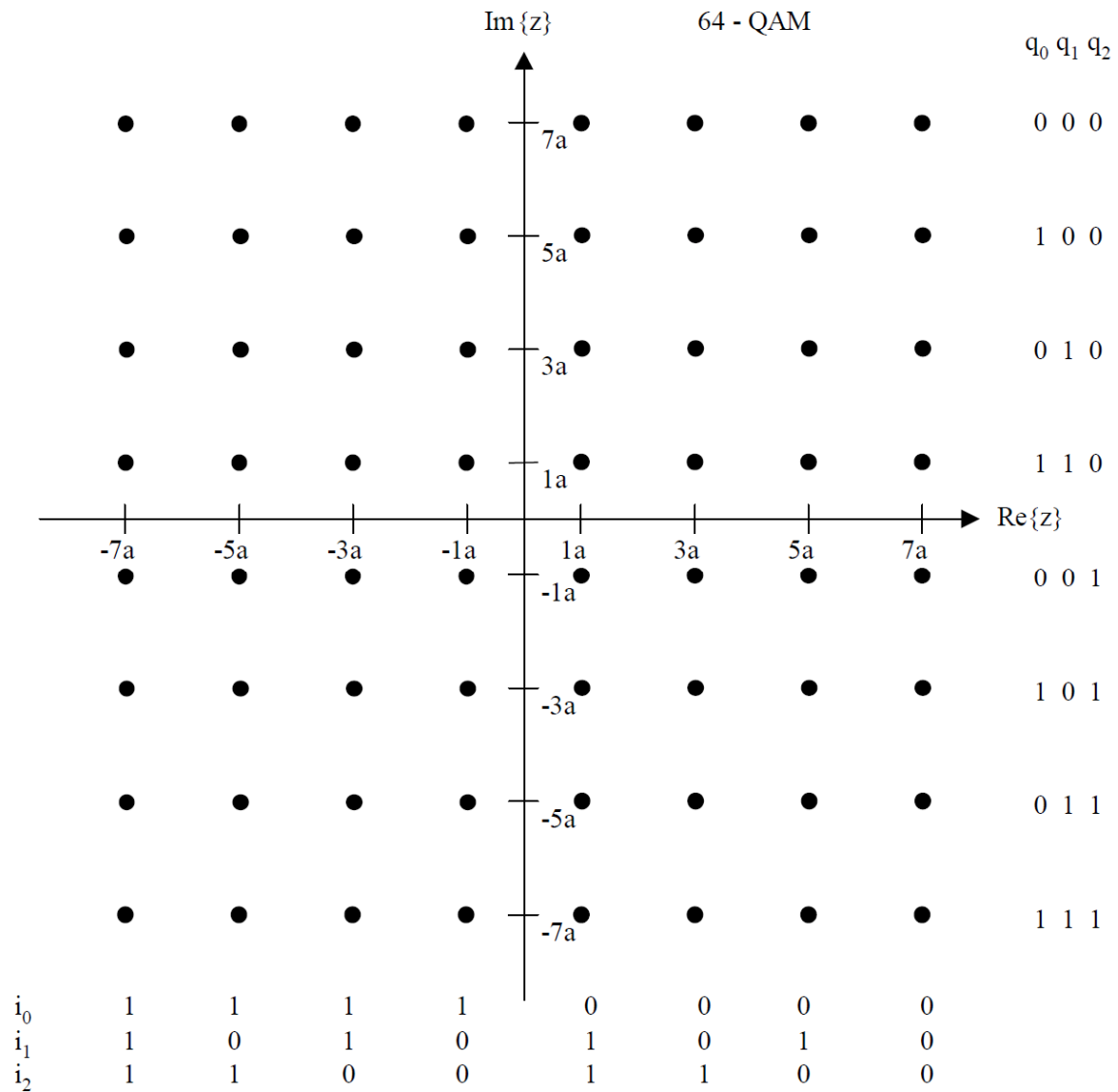
Bit ordering: $\{i_0 i_1 i_2 q_0 q_1 q_2\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5\}$

Σχήμα 19. Σχήμα 35. SM 64-QAM



Bit ordering: $\{i_0 i_1 i_2 q_0 q_1 q_2\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5\}$

Σχήμα 20. HMsym 64-QAM



Bit ordering: $\{i_0 i_1 i_2 q_0 q_1 q_2\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5\}$

Σχήμα 21. Figure 37. HMmix 64-QAM

3.28 Διεμπλοκές κελιών MSC

Εκτός από τη διεμπλοκή (interleaving) των δεδομένων σε επίπεδο bit, στο κανάλι MSC επιτελείται και διεμπλοκή σε επίπεδο κελιών μετά τη επεξεργασία από τους πολυεπίπεδους κωδικοποιητές. Για τους τύπους σπιβαρότητας μετάδοσης A, B, C και D υπάρχει η δυνατότητα επιλογής του βάθους της διεμπλοκής (interleaving depth) μεταξύ βραχείας ή μακράς διεμπλοκής (short ή long interleaving αντίστοιχα).

3.29 Δομή Δεδομένων Μετάδοσης

3.29.1 Δομή Πλαισίου Μετάδοσης και Τύπου Στιβαρότητας Μετάδοσης

Για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A, B, C και D κάθε υπερπλαίσιο μετάδοσης (transmission superframe) αποτελείται από τρία πλαίσια μετάδοσης, ενώ για το τύπο στιβαρότητας μετάδοσης E κάθε υπερπλαίσιο μετάδοσης αποτελείται από τέσσερα πλαίσια μετάδοσης.

Κάθε πλαίσιο μετάδοσης έχει διάρκεια T_f και αποτελείται από N_s σύμβολα OFDM. Κάθε σύμβολο OFDM αποτελείται από K φέρονες και μεταδίδεται σε χρόνο T_s . Αφού το διαμορφωμένο OFDM μπορεί να διαιρεθεί σε κελιά, με κάθε κελί να αντιστοιχεί στη διαμόρφωση μιας φέρουσας για όσο διαρκεί η μετάδοση ενός συμβόλου OFDM.

Κάθε πλαίσιο OFDM περιέχει:

- Πιλοτικά κελιά (pilot cells)
- Κελιά ελέγχου (control cells)
- Κελιά πληροφορίας (data cells)

Τα πιλοτικά κελιά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για συγχρονισμό πλαισίων, συχνότητας και χρόνου, για προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του καναλιού μετάδοσης και για αναγνώριση του τύπου στιβαρότητας μετάδοσης από το δέκτη.

Το μεταδιδόμενο σήμα μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_R t} \sum_{r=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{N_s-1} \sum_{K=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{r,s,k} \Psi_{r,s,k}(t) \right\}$$

με

$$\Psi_{r,s,k} = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{K}{T_u}(t-T_g-sT_s-N_s r T_s)} & , (s + N_s r)T_s \leq t \leq (s + N_s r + 1)T_s \\ 0 & , \text{αλλιού} \end{cases}$$

όπου

N_s : πλήθος συμβόλων OFDM ανά πλαίσιο μετάδοσης

k : ο αύξων αριθμός της φέρουσας ($K_{\min}$ ως $K_{\max}$)

s : ο αύξων αριθμός του συμβόλου OFDM (από 0 ως N_s-1)

r : ο αύξων αριθμός του πλαισίου μετάδοσης (0 ως άπειρο)

K : ο αριθμός των φερουσών ($\leq K_{\max} - K_{\min}$)

T_s : η διάρκεια του συμβόλου OFDM

T_u : η διάρκεια του ωφέλιμου περιεχομένου του συμβόλου

T_g : η διάρκεια του διαστήματος ασφαλείας guard interval

f_R : η RF συχνότητα αναφοράς του μεταδιδόμενου σήματος

$c_{r,s,k}$: η μιγαδική τιμή του κελιού για τη φέρουσα k του συμβόλου s του πλαισίου μετάδοσης r

Η τιμή της μεταβλητής $c_{r,s,k}$ εξαρτάται από το τύπο του κελιού στο οποίο αντιστοιχεί. Για κελιά ελέγχου και δεδομένων $c_{r,s,k} = z$, όπου z η τιμή που προκαθορίζεται από το αντίστοιχο σημείο του διαγράμματος QAM. Για τα πιλοτικά κελιά χρησιμοποιούνται προκαθορισμένες τιμές πλάτους και φάσης:

$$c_{r,s,k} = a_{s,k} U_{s,k}$$

$a_{s,k}$: λαμβάνει τιμές $\{1, \sqrt{2}, 2\}$

και

$U_{s,k} = e^{j2\pi \theta_{s,k}}$: μοναδιαίος φασιθέτης φάσης $\theta_{s,k}$

3.30 Διάδοση Σήματος και Παράμετροι OFDM

Οι παράμετροι OFDM επιλέγονται ανάλογα τις συνθήκες διάδοσης και το μέγεθος της περιοχής που είναι επιθυμητή η λήψη του σήματος. Βασικά χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης OFDM παρατίθενται στο πίνακα 21

Robustness mode	Duration T_u	Carrier spacing $1/T_u$	Duration of guard interval T_g	Duration of symbol $T_s = T_u + T_g$	T_g/T_u	Number of symbols per frame N_s
A	24 ms	$41^{2/3}$ Hz	2,66 ms	26,66 ms	1/9	15
B	21,33 ms	$46^{7/8}$ Hz	5,33 ms	26,66 ms	1/4	15
C	14,66 ms	$68^{2/11}$ Hz	5,33 ms	20 ms	4/11	20
D	9,33 ms	$107^{1/7}$ Hz	7,33 ms	16,66 ms	11/14	24
E	2,25 ms	$444^{4/9}$ Hz	0,25 ms	2,5 ms	1/9	40

Πίνακας 21. Παράμετροι OFDM

3.31 Εύρος Ζώνης Σήματος και Σχετικές Παράμετροι

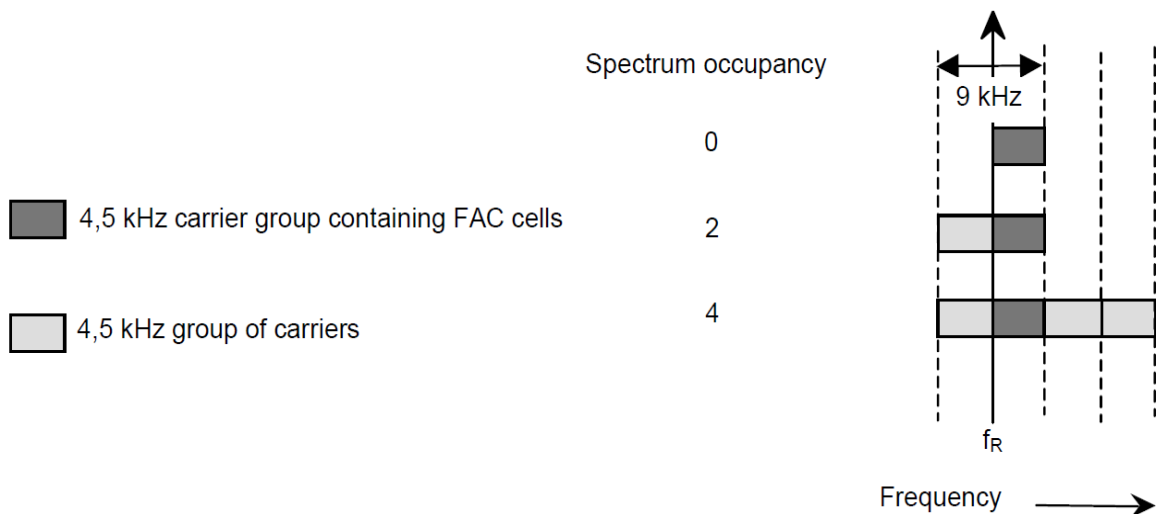
Οι παράμετροι OFDM εξαρτώνται από το διαθέσιμο εύρος ζώνης, το πλήθος των φερουσών και τη θέση τους σε σχέση με τη συχνότητα αναφοράς που κατ' αντιστοιχία με τις αναλογικές μεταδόσεις ονομάζεται DC συχνότητα φέρουσας.

Για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A,B,C και D οι φέρουσες του καναλιού FAC είναι πάντα υψηλότερης συχνότητας σε σχέση με τη συχνότητα αναφοράς f_R , ενώ για το τύπο E είναι εκατέρωθεν της συχνότητας αναφοράς.

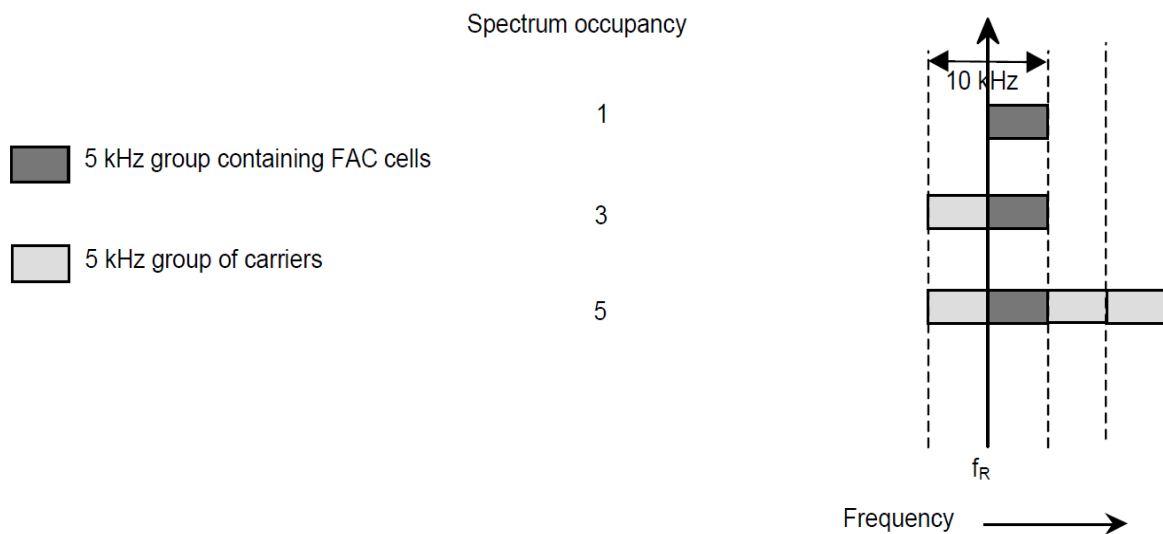
Στο πίνακα 22 συσχετίζεται η παράμετρος κατοχής φάσματος (spectrum occupancy parameter) που σηματοδοτείται από το κανάλι FAC με το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το σήμα και τα σχήματα 22, 23, που απεικονίζουν το εύρος ζώνης και τη σχετική θέση των φερουσών που είναι διαμορφωμένες από τα δεδομένα του καναλιού FAC, ως προς τη συχνότητα αναφοράς f_R .

	Spectrum occupancy					
	0	1	2	3	4	5
Channel bandwidth (kHz) robustness modes A, B, C and D	4,5	5	9	10	18	20
Channel bandwidth (kHz) robustness mode E	100	-	-	-	-	-

Πίνακας 22. Εύρος ζώνης καναλιού συναρτήσει του τύπου στιβαρότητας μετάδοσης



Σχήμα 22. Κανάλι 9KHz



Σχήμα 23. Κανάλι 10KHz

Σε κάθε φέρουσα αντιστοιχεί ένας αριθμός $k \in [K_{\min}, K_{\max}]$ με $k=0$ να αντιστοιχεί στη συχνότητα αναφοράς f_R (συχνότητα DC). Οι φέρουσες με δείκτη $k < 0$ έχουν μικρότερη συχνότητα από τη συχνότητα αναφοράς ενώ οι φέρουσες με $k > 0$ έχουν μεγαλύτερη συχνότητα. Στο πίνακα 23 περιέχονται οι πληροφορίες που συσχετίζουν τη παράμετρο κατοχής φάσματος (οπότε και το εύρος ζώνης του σήματος) με το τύπο στιβαρότητας μετάδοσης και τις τιμές των $K_{\min}$ και $K_{\max}$. Πρέπει να σημειωθεί πως κάποιες φέρουσες δε μεταφέρουν πληροφορία ανάλογα με το τύπο στιβαρότητας μετάδοσης (πίνακας 24).

Robustness mode	Carrier	Spectrum occupancy					
		0	1	2	3	4	5
A	$K_{\min}$	2	2	-102	-114	-98	-110
	$K_{\max}$	102	114	102	114	314	350
B	$K_{\min}$	1	1	-91	-103	-87	-99
	$K_{\max}$	91	103	91	103	279	311
C	$K_{\min}$	-	-	-	-69	-	-67
	$K_{\max}$	-	-	-	69	-	213
D	$K_{\min}$	-	-	-	-44	-	-43
	$K_{\max}$	-	-	-	44	-	135
E	$K_{\min}$	-106	-	-	-	-	-
	$K_{\max}$	106	-	-	-	-	-

Πίνακας 23. Πλήθος φερουσών για κάθε τύπο στιβαρότητας μετάδοσης

Robustness mode	Unused carrier(s)
A	$k \in \{-1, 0, 1\}$
B	$k \in \{0\}$
C	$k \in \{0\}$
D	$k \in \{0\}$
E	none

Πίνακας 24. Τύπος στιβαρότητας δεδομένων και αχρησιμοποίητες φέρουσες

3.32 Πιλοτικά κελιά

Κάποια κελιά του πλαισίου μετάδοσης OFDM είναι διαμορφωμένα με γνωστές και προκαθορισμένες τιμές πλάτους και φάσης. Η χρήση τους γίνεται για λόγους συγχρονισμού και εκτίμησης των χαρακτηριστικών του φυσικού καναλιού μετάδοσης (channel estimation). Η φάσης τους είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του $1/1024$ του κύκλου:

$$U_{s,k} = e^{j2\pi\theta_{s,k}} = e^{j\frac{2\pi\theta_{1024}[s,k]}{1024}}$$

με τη μεταβλητή $\theta_{1024}[s,k]$ να λαμβάνει ακέραιες τιμές.

3.33 Κελιά Συχνότητας Αναφοράς

Τα κελιά συχνότητας αναφοράς (frequency reference cells) χρησιμοποιούνται από το δέκτη για να ανιχνεύσει το εκπεμπόμενο σήμα (δε γίνεται χρήση τους για το τύπο σιβαρότητας μετάδοσης E). Τα κελιά αναφοράς συχνότητα έχουν προκαθορισμένες θέσεις και διαφέρουν από τη συχνότητα αναφοράς κατά 750Hz, 2250Hz και 3000Hz (πίνακας 25)

Robustness mode	Carrier numbers
A	18, 54, 72
B	16, 48, 64
C	11, 33, 44
D	7, 21, 28
E	none

Πίνακας 25. Αύξοντες αριθμοί κελιών συχνότητας αναφοράς

Επίσης τα κελιά μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως αναφορά χρόνου. Σε αυτή τη περίπτωση σηματοδοτούν το πρώτο σύμβολο ενός πλαισίου μετάδοσης μιας και περιέχονται μόνο σε αυτό.

3.33.2 Κελιά Αναφοράς Πλάτους

Τα κελιά αναφοράς πλάτους (gain reference cells) χρησιμοποιούνται για την ομόδυνη αποδιαμόρφωση από το δέκτη και για το προσδιορισμό της απόκρισης του φυσικού καναλιού μετάδοσης.

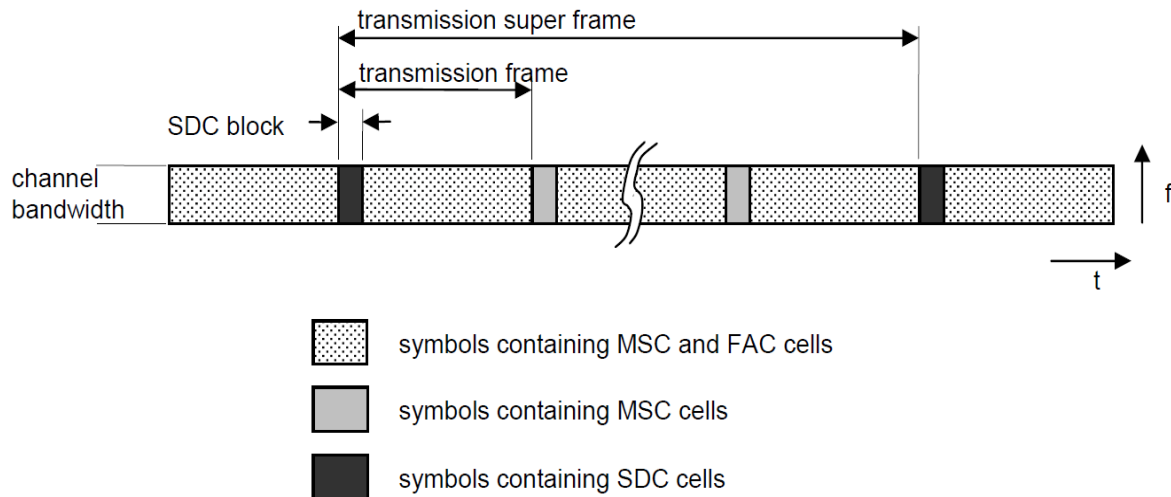
3.33.3 Κελιά Ελέγχου

Τα κελιά ελέγχου (control cells) όπως αυτά απεικονίζονται στο σχήμα 24 αποτελούνται από:

- Το κανάλι FAC που περιέχει τις απαραίτητες πληροφορίες ώστε ο δέκτης να είναι σε θέση να αποδιαμορφώσει χωρίς καθυστέρηση το λαμβανόμενο σήμα DRM.
- Το κανάλι SDC, τα δεδομένα του οποίου επαναλαμβάνονται σε κάθε υπερπλαίσιο μετάδοσης και περιγράφει όλες τις διαθέσιμες μεταδιδόμενες υπηρεσίες.

3.34 Κελιά FAC

Μεταφέρουν σύμβολα QAM με υψηλή προστασία που επιτρέπουν τη γρήγορη αναγνώριση του τύπου του λαμβανόμενου σήματος DRM από το δέκτη. Η θέση και το πλήθος των κελιών FAC είναι προκαθορισμένη και εξαρτάται από το τύπο σιβαρότητας μετάδοσης (65 κελιά FAC για τους τύπους A, B, C, D και 244 για το τύπο E) ενώ η διαμόρφωσή τους είναι τύπου 4-QAM.



Σχήμα 24. Σχετική θέση δεδομένων SDC και FAC ως προς τη συχνότητα και το χρόνο

3.35 Κελιά SDC

Τα κελιά SDC μεταφέρουν τις πληροφορίες του καναλιού SDC και δεν αποτελούν κελιά αναφοράς συχνότητας, χρόνου ή κέρδους. Για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A και B τα σύμβολα SDC είναι τα σύμβολα 0 και 1 κάθε υπερπλαισίου μετάδοσης, για τους τύπους C και D είναι τα κελιά 0,1 και 2 κάθε υπερπλαισίου μετάδοσης ενώ για το τύπο E είναι τα σύμβολα από 0 ως 4 κάθε υπερπλαισίου μετάδοσης. Η διαμόρφωσή τους για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης είναι 16-QAM ή 4-QAM ενώ για το τύπο E έχουν διαμόρφωση 4-QAM.

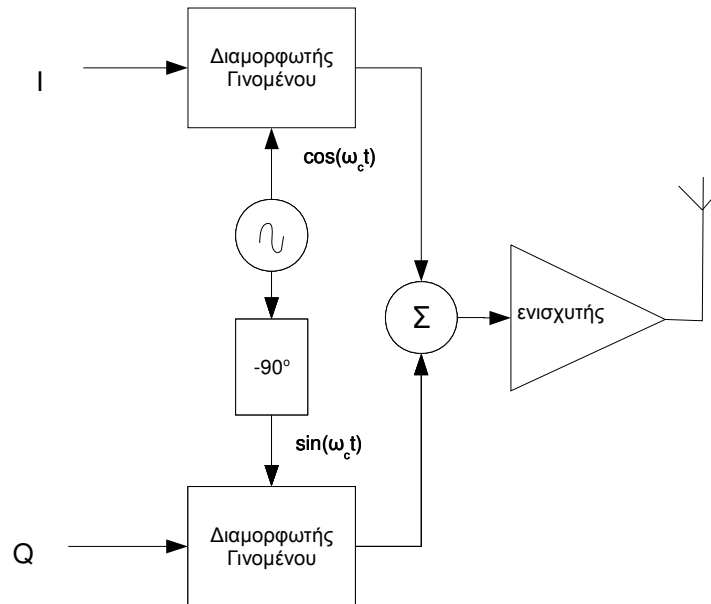
3.36 Κελιά Δεδομένων

Τα κελιά δεδομένων δεν είναι ούτε πιλοτικά κελιά ούτε κελιά ελέγχου, αντιστοιχούν σε φέρουσες παραμέτρου k με $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ που δεν ανήκει στο υποσύνολο των αχρησιμοποίητων φερουσών (πίνακας 24) ενώ έχουν διαμόρφωση 64-QAM ή 16-QAM για τους τύπους στιβαρότητας μετάδοσης A, B, C, D και διαμόρφωση 16-QAM ή 4-QAM για το τύπο E.

4 Κατασκευή

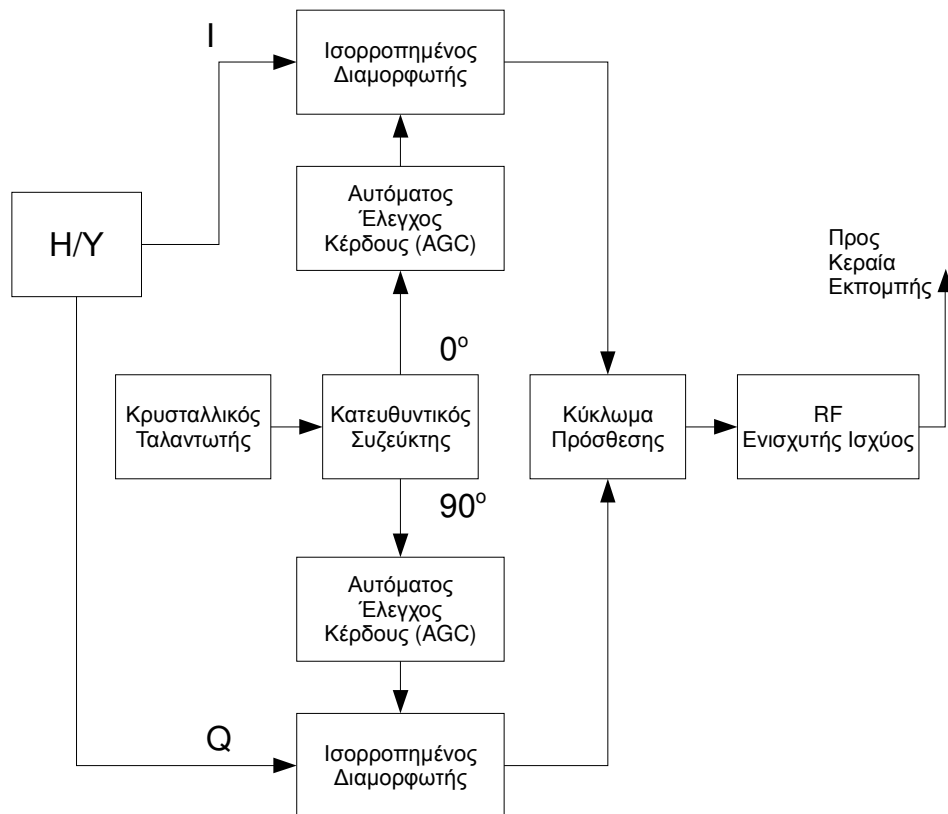
4.1 Εισαγωγή

Η κατασκευή είναι ένας διαμορφωτής I/Q η βασική δομή του οποίου περιγράφεται στο σχήμα 1.



Σχήμα 1. Διαμορφωτής I/Q

Από τη κάρτα ήχου του υπολογιστή παράγονται τα σήματα I και Q τα οποία εν συνεχεία διαμορφώνουν τις δύο ορθογώνιες φέρουσες (έχουν φάσεις που διαφέρουν μεταξύ τους κατά 90 μοίρες). Τα δύο σήματα προστίθενται μεταξύ τους και το άθροισμά τους αφού ενισχυθεί εκπέμπεται. Το δομικό διάγραμμα της κατασκευής παρουσιάζεται στο σχήμα 2. Η φέρουσα παράγεται από ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή. Η ανάγκη παραγωγής των δύο ορθογώνιων συνιστωσών καλύπτεται από ένα τετράθυρο δίκτυο (κατευθυντικό συζεύκτη) υλοποιημένο με διακριτά στοιχεία. Λόγω των χαρακτηριστικών του κατευθυντικού συζεύκτη γίνεται χρήση κυκλώματος αυτομάτου ελέγχου κέρδους ώστε να προκύπτουν δύο φέρουσες ίσου πλάτους με διαφορά φάσης 90 μοιρών. Οι δύο φέρουσες διαμορφώνονται από τα σήματα I και Q με τη χρήση ενός ισορροπημένου διαμορφωτή ανά σκέλος και στη συνέχεια αθροίζονται από έναν αθροιστή υλοποιημένο με τελεστικό RF. Το σήμα τελικά οδηγείται σε έναν RF ενισχυτή ισχύος τάξης A ώστε να εκπεμφθεί.



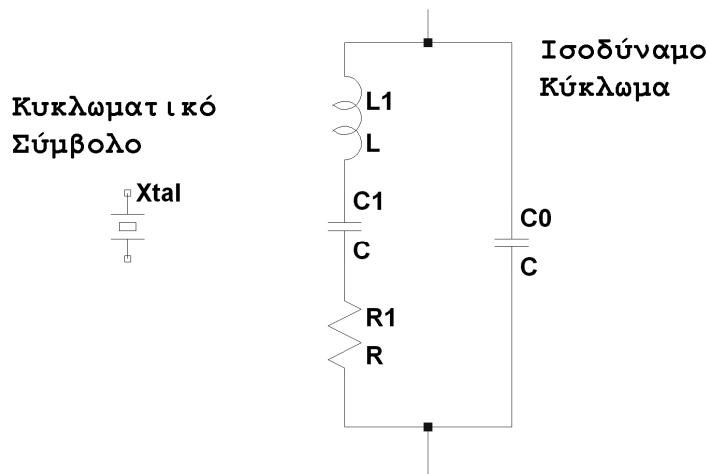
Σχήμα 2. Δομικό Διάγραμμα Κατασκευής

4.2 Κρυσταλλικός ταλαντωτής

4.2.1 Βασικά Χαρακτηριστικά Κρυστάλλων Quartz

Εκτός από τα συνηθισμένα επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία L και C που χρησιμοποιούνται συχνά για το καθορισμό της συχνότητας λειτουργίας ενός ταλαντωτή, συνήθως όταν απαιτείται σταθερότητα της συχνότητας λειτουργίας γίνεται χρήση των κρυστάλλων χαλαζία (quartz crystal ή xtal για συντομία). Ο χαλαζίας που συναντάται σε μορφή φυσικού ορυκτού ή τεχνητού κρυστάλλου έχει πιεζοηλεκτρικές ιδιότητες και η συχνότητα λειτουργίας του καθορίζεται από τις φυσικές του διαστάσεις καθώς και από το τρόπο κοπής του σε συνάρτηση με το προσανατολισμό του κρυσταλλικού πλέγματος. Το βασικό πλεονέκτημα των ταλαντωτών που κάνουν χρήση κρυστάλλου είναι η σταθερότητα της συχνότητας λειτουργίας και η σχετική αναισθησία σε μεταβολές της θερμοκρασίας που μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας κατάλληλες διατάξεις ελέγχου της θερμοκρασίας λειτουργίας του κρυστάλλου, καθώς και η συμπαγής μορφή και μικρό μέγεθος της συσκευασίας. Το αρνητικό χαρακτηριστικό είναι πως η συχνότητα λειτουργίας δε μπορεί να μεταβληθεί με την ευκολία που συναντάται στα κυκλώματα LC που κάνουν χρήση πηνίων και πυκνωτών μεταβλητής τιμής.

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κρυστάλλου quartz (σχήμα 3) αποτελείται από τα στοιχεία L1, C1, R1 συνδεδεμένα σε σειρά και μία φυσική παρασιτική χωρητικότητα C0, παράλληλα συνδεδεμένη που οφείλεται στους ακροδέκτες και τη συσκευασία του κρυστάλλου.



Σχήμα 3. Κρύσταλλος - Κυκλωματικό σύμβολο και ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα

Η εμπέδηση του ισοδύναμου κυκλώματος δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{\text{xtal}}(s) = \frac{\frac{1}{sC_0} \left(R_1 + \frac{1}{sC_1} + sL_1 \right)}{\frac{1}{sC_0} + R_1 + \frac{1}{sC_1} + sL_1}$$

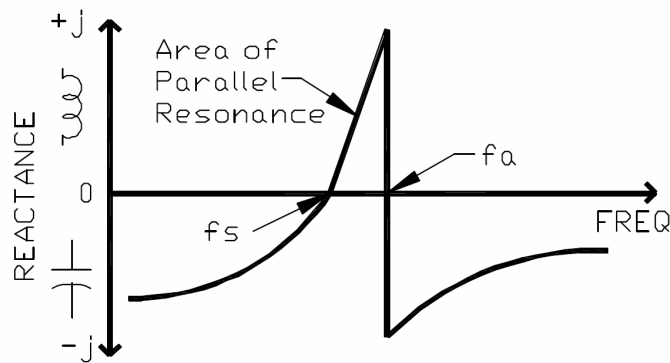
Οι τιμές των στοιχείων του κυκλωματικού ισοδύναμου ενός κρυστάλλου μεταβάλλονται ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας του. Τυπικές τιμές για ένα κρύσταλλο συχνότητας 14,318MHz είναι $C_0=4\text{pF}$, $C_1=13,616\text{pF}$, $L_1=9,076\text{mH}$, $R_1=25\Omega$.

Το μέγεθος ενδιαφέροντος είναι το μιγαδικό μέρος $\text{Im}\{Z_{\text{xtal}}(s)\}$ της $Z_{\text{xtal}}(s)$ η οποία έχει χαρακτηριστική μορφή συναρτήσεως της συχνότητας (σχήμα 4). Η συχνότητα λειτουργίας ανάλογα με το εν σειρά χωρητικό φορτίο του κρυστάλλου μεταβάλλεται από τη τιμή της συχνότητας συντονισμού εν σειρά f_s (series resonance) ως τη συχνότητα παράλληλου συντονισμού f_a (parallel resonance) που ορίζονται από τις σχέσεις:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1}}}$$

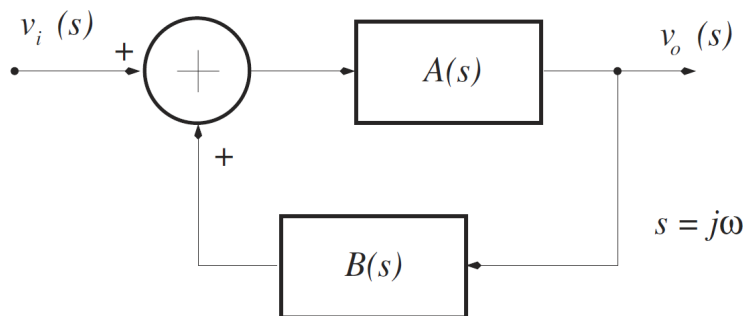
Όσο μειώνεται το χωρητικό φορτίο του κρυστάλλου, το σημείο λειτουργίας μετακινείται από τη συχνότητα f_s προς τη συχνότητα f_a και κατ' αυτό το τρόπο επιτυγχάνεται το λεγόμενο frequency pulling. Επίσης με επιλογή κατάλληλων κυκλωματικών στοιχείων μπορεί να επιτευχθεί λειτουργία του κρυστάλλου σε υψηλότερες συχνότητες που δεν αποτελούν ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας f_s αλλά βρίσκονται κοντά στις περιττές αρμονικές της θεμελιώδους ($3^{\text{η}}$, $5^{\text{η}}$ κοκ overtone)



Σχήμα 4. Διάγραμμα εμπέδησης κρυστάλλου

4.2.2 Ταλαντωτής

Κάθε ταλαντωτής μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα με ανάδραση (σχήμα 5)



Σχήμα 5. Ταλαντωτής – Κύκλωμα με ανάδραση

Για να λειτουργήσει το σύστημα αυτό ως ταλαντωτής πρέπει σύμφωνα με το κριτήριο Barkhausen το μέτρο του κέρδους βρόχου να είναι ίσο με τη μονάδα και η φάση του κέρδους βρόχου να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π :

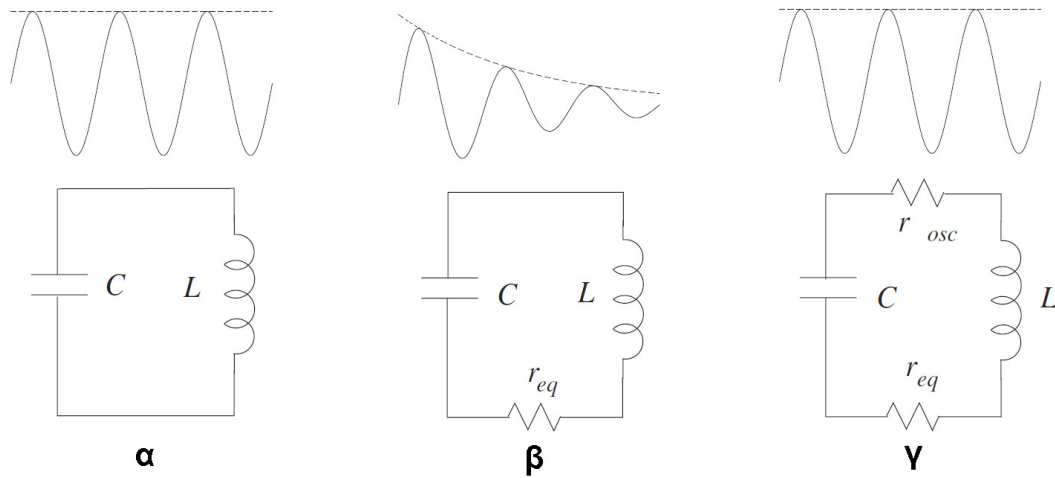
$$|A(s)B(s)| > 1,$$

$$\angle A(s)B(s) = \pm 2n\pi, n \in \mathbb{N}$$

Στη πράξη η πρώτη συνθήκη δεν είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί λόγω των διακυμάνσεων των χαρακτηριστικών των ενεργών και παθητικών στοιχείων συναρτήσει εξωτερικών παραγόντων όπως η θερμοκρασία. Αν το μέτρο του κέρδους βρόχου είναι μικρότερο της μονάδας τότε το σύστημα θα εκτελέσει φθίνουσα ταλάντωση που δεν εξυπηρετεί το ζητούμενο σκοπό του κυκλώματος. Αν είναι μεγαλύτερο της μονάδας τότε οι ταλαντώσεις θα συντηρούνται και οι μη γραμμικότητες των ενεργών στοιχείων θα περιορίσουν το πλάτος των ταλαντώσεων, αφού αυξανόμενου του πλάτους θα μειωθεί το κέρδος του ενεργού στοιχείου και θα επέλθει ισορροπία. Επομένως καταλήγουμε πως πρακτικά το ζητούμενο είναι το κέρδος βρόχου να είναι ελαφρά μεγαλύτερο της μονάδας.

Ο υπολογισμός του κέρδους βρόχου ενός πρακτικού κυκλώματος ταλαντωτή είναι δύσκολο και γι αυτό το λόγο είναι επιθυμητή η χρήση εναλλακτικών μεθόδων για την ανάλυση του κυκλώματος. Μια τέτοια προσέγγιση είναι και η χρήση της έννοιας της αρνητικής αντίστασης. Ας θεωρήσουμε ένα ιδανικό κύκλωμα LC χωρίς απώλειες, με συντελεστή ποιότητας Q που τείνει στο άπειρο, το οποίο εκτελεί αμείωτες ταλαντώσεις στη συχνότητα συντονισμού. Αν στο κύκλωμα εισαχθεί μια ωμική αντίσταση ο συντελεστής Q είναι πλέον πεπερασμένος και οι απώλειες οδηγούν σε φθίνουσα ταλάντωση. Αν εισάγουμε στο κύκλωμα μία αρνητική αντίσταση με αντίθετη τιμή από αυτή του αντιστάτη, που παράγει ενέργεια ίση με αυτή που μετατρέπει ο αντιστάτης σε θερμότητα τότε οι ταλαντώσεις θα παραμείνουν αμείωτες, που είναι και το ζητούμενο από ένα κύκλωμα ταλαντωτή. Ο

συντελεστής ποιότητας Q είναι ανάλογος του πηλίκου της αποθηκευμένης ενέργειας του κυκλώματος προς την ενέργεια που χάνεται ανά περίοδο.



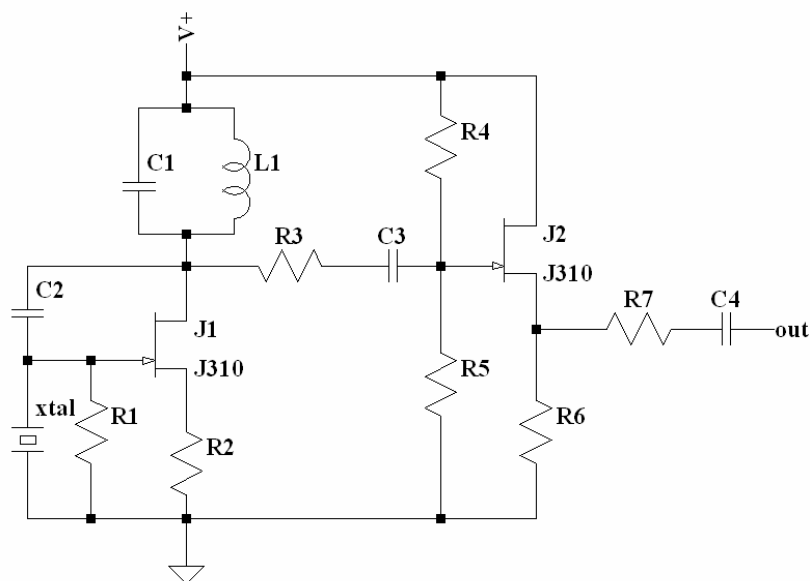
Σχήμα 6. Σχήμα . (α) Ιδανικό κύκλωμα LC (β) Κύκλωμα LCR με απώλειες (γ) Κύκλωμα LCR με αρνητική αντίσταση

Στο σχήμα 6γ τα στοιχεία r_{eq} , C και L αποτελούν το ισοδύναμο ενός κρύσταλλου quartz ενώ r_{osc} είναι η αρνητική αντίσταση που εισάγεται στο κύκλωμα με $|r_{osc}| = r_{eq}$ και αντισταθμίζει την επίδραση της r_{eq} .

4.2.3 Ταλαντωτής Miller

Για τη παραγωγή της φέρουσας του σήματος DRM επιλέχθηκε η τοπολογία του ταλαντωτή Miller (σχήμα 7). Οι πυκνωτές $C1$ και $C2$ επιλέχθηκαν να είναι μεταβλητοί ώστε το κύκλωμα να μπορεί να λειτουργήσει σε ένα ευρύ πεδίο συχνοτήτων καλύπτοντας ολόκληρη τη ζώνη συχνοτήτων που λειτουργεί το σύστημα DRM. Ο πυκνωτής $C1$ μαζί με το πηνίο $L1$ ρυθμίζονται ώστε να έχουν συχνότητα συντονισμού σχεδόν ίση με τη συχνότητα συντονισμού του κρυστάλλου. Η αντιστάσεις $R1$ και $R2$ καθορίζουν το DC ρεύμα πόλωσης του JFET. Τέλος, ο πυκνωτής $C2$ ανατροφοδοτεί την έξοδο του ταλαντωτή στην είσοδό του.

Η έξοδος του ταλαντωτή απομονώνεται από το υπόλοιπο κύκλωμα μέσω ενός σταδίου κοινής υποδοχής.



Σχήμα 7. Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή Miller

4.3 Κατευθυντικός Συζεύκτης

Για τις ανάγκες του διαμορφωτή χρειαζόμαστε δύο φέρουσες του ίδιου πλάτους και της ίδιας συχνότητας με μεταξύ τους διαφορά φάσης 90 μοιρών. Για να επιτευχθεί ο στόχος αυτό υλοποιήθηκε ένας κατευθυντικός συζεύκτης με συγκεντρωμένα παθητικά στοιχεία (πυκνωτές και μετασχηματιστή RF συχνοτήτων).

4.3.1 Εύρεση Κατάλληλου Πολύθυρου Δικτύου

Το πολύθυρο δίκτυο και η μήτρα σκέδασης S που το περιγράφει έχει κάποια επιθυμητά χαρακτηριστικά:

- Είναι αμφίδρομο δηλαδή ισχύει $s_{ij}=s_{ji}$, με αποτέλεσμα η μήτρα σκέδασης S να είναι συμμετρική ως προς τη διαγώνιο και η μήτρα S ταυτίζεται με την ανάστροφό της S_a .
- Όλες οι θύρες είναι προσαρμοσμένες στη χαρακτηριστική αντίσταση οπότε η ανακλώμενη ισχύς σε κάθε θύρα είναι μηδενική ή ισοδύναμα $s_{ii}=0$, συνεπώς η μήτρα σκέδασης S έχει μηδενική διαγώνιο.
- Δεν έχει απώλειες οπότε όπως αποδεικνύεται πρέπει να ισχύει $S_a^* S = I$, με I τον μοναδιαίο πίνακα και S_a^* το μιγαδικό συζυγή του S_a και αφού $S_a^* = S^*$ αρκεί να ισχύει $S^* S = I$.

Το πρώτο ερώτημα που τίθεται είναι αν υπάρχει τρίθυρο δίκτυο το οποίο να ικανοποιεί τις παραπάνω προϋποθέσεις, αφού χρειαζόμαστε συνολικά τρεις θύρες εκ των οποίων η μία θύρα αποτελεί είσοδο και οι υπόλοιπες δύο θύρες αποτελούν την έξοδο.

Έστω λοιπόν ότι υπάρχει τρίθυρο αμφίδρομο δίκτυο, χωρίς απώλειες με τερματισμένες όλες τις θύρες στη χαρακτηριστική αντίσταση.

Η μήτρα σκέδασης θα έχει τη μορφή:

$$S_3 = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} \\ S_{21} & 0 & S_{32} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}$$

και η μιγαδική συζυγής της:

$$S_3^* = \begin{bmatrix} 0 & S_{21}^* & S_{31}^* \\ S_{21}^* & 0 & S_{32}^* \\ S_{31}^* & S_{32}^* & 0 \end{bmatrix}$$

Η απαίτηση για μηδενικές απώλειες μέσω της σχέσης:

$$S_3^* S_3 = I$$

έχει ως αποτέλεσμα τις παρακάτω ισότητες:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 &= |S_{21}|^2 + |S_{32}|^2 = |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (1) \\ S_{31}^* S_{32} &= S_{32}^* S_{21} = S_{21}^* S_{32} = S_{31}^* S_{21} = S_{21}^* S_{31} = 0 \quad (2) \end{aligned}$$

Οι 1 και 2 δύο είναι αδύνατο να ισχύουν ταυτόχρονα αφού η (1) απαιτεί όλοι οι συντελεστές s_{ij} να είναι μη μηδενικοί, ενώ από τη (2) προκύπτει πως τουλάχιστον δύο πρέπει να είναι ίσοι με 0.

Άρα δεν είναι δυνατό να υπάρξει αμφίδρομο τρίθυρο δίκτυο χωρίς απώλειες με όλες τις θύρες τερματισμένες στη χαρακτηριστική αντίσταση.

Έστω λοιπόν πως υπάρχει τετράθυρο δίκτυο που πληροί τις προϋποθέσεις της αμφιδρομικότητας, των μηδενικών απωλειών και της προσαρμογής όλων των θυρών στη χαρακτηριστική αντίσταση.

Το τετράθυρο θα έχει μήτρα σκέδασης S_4 :

$$S_4 = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}$$

Αφού οι απώλειες είναι μηδενικές θα ισχύει:

$$S_4^* S_4 = I \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{21}^* & S_{31}^* & S_{41}^* \\ S_{21}^* & 0 & S_{32}^* & S_{42}^* \\ S_{31}^* & S_{32}^* & 0 & S_{43}^* \\ S_{41}^* & S_{42}^* & S_{43}^* & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Εξισώνοντας τους διαγώνιους όρους προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 &= 1 \\ |S_{21}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{42}|^2 &= 1 \\ |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{43}|^2 &= 1 \\ |S_{41}|^2 + |S_{42}|^2 + |S_{43}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (3)$$

σύμφωνα με τις οποίες σε κάθε στήλη και σε κάθε γραμμή της μήτρας S_4 ένα τουλάχιστον στοιχείο πρέπει να είναι διάφορο του μηδενός.

Εξισώνοντας τους μη διαγώνιους όρους προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$S_{31}^* S_{32} + S_{41}^* S_{42} = 0 \quad (4)$$

$$S_{21}^* S_{32} + S_{41}^* S_{43} = 0 \quad (5)$$

$$S_{21}^* S_{42} + S_{31}^* S_{43} = 0 \quad (6)$$

Από τις σχέσεις (3) κάνοντας αντικαταστάσεις, προσθέτοντας και αφαιρώντας τις σχέσεις μεταξύ τους προκύπτουν οι ισότητες:

$$|S_{42}| = |S_{31}| \quad (7)$$

$$|S_{32}| = |S_{41}| \quad (8)$$

$$|S_{21}| = |S_{43}| \quad (9)$$

Μία λύση είναι μία από τις σχέσεις (7), (8) ή (9) να ισούται με μηδέν ώστε να προκύπτουν δύο μηδενικοί όροι. Σε αυτή τη περίπτωση για κάθε ζεύγος μηδενικών όρων προκύπτει και μία μήτρα σκέδασης:

$$S_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{31} & S_{41} \\ 0 & 0 & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{όταν } S_{21}=S_{43}=0 \quad (10)$$

ή

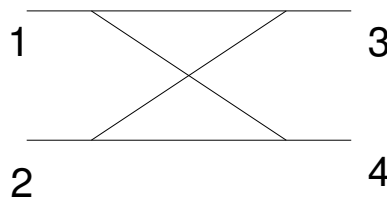
$$S_4 = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{42} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{43} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}, \text{όταν } S_{32}=S_{41}=0 \quad (11)$$

ή

$$S_4 = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & 0 & S_{41} \\ S_{21} & 0 & S_{32} & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 & S_{43} \\ S_{41} & 0 & S_{43} & 0 \end{bmatrix}, \text{όταν } S_{31}=S_{42}=0 \quad (12)$$

Από τις (11) και (12) αν επαναριθμήσουμε τις θύρες προκύπτει μήτρα σκέδασης της μορφής που περιγράφεται στη σχέση 10. Επομένως οι τρεις λύσεις είναι ισοδύναμες μεταξύ τους και περιγράφουν το ίδιο πολύθυρο.

Από τις σχέσεις (9) και (10) προκύπτει το συμπέρασμα πως η θύρα 1 είναι αποσυζευγμένη από τη θύρα 2 και η θύρα 3 είναι αποσυζευγμένη από τη θύρα 4 που σημαίνει πως ένα σήμα εισόδου σε μία από τις θύρες 1 ή δύο εμφανίζεται μόνο στις θύρες 3 και 4 και ένα σήμα εισόδου στις θύρες 3 ή 4 εμφανίζεται μόνο στις θύρες 1 και 2. Για το λόγο αυτό το τετράθυρο που περιγράφει η σχέση 10 ονομάζεται κατευθυντικός συζεύκτης (σχήμα 8). Θεωρούμε τη θύρα 1 ως είσοδο, τη θύρα 2 ως απομονωμένη θύρα που τερματίζεται με τη χαρακτηριστική της αντίσταση και τις θύρες 3 και 4 ως θύρες εξόδου.



Σχήμα 8. Κατευθυντικός Συζεύκτης

4.3.2 Υλοποίηση του Κατευθυντικού Συζεύκτη

Ένας κατευθυντικός συζεύκτης μπορεί να υλοποιηθεί είτε ως κατανεμημένο κύκλωμα με τη χρήση ταινιογραμμών είτε με ως συγκεντρωμένο κύκλωμα με τη χρήση χωρητικοτήτων και κατάλληλων RF μετασχηματιστών, ανάλογα με τις συχνότητες λειτουργίας. Για το σκοπό της κατασκευής έγινε υλοποίηση με συγκεντρωμένο κύκλωμα λόγω των χαμηλών RF συχνοτήτων στις οποίες θα λειτουργήσει το κύκλωμα.

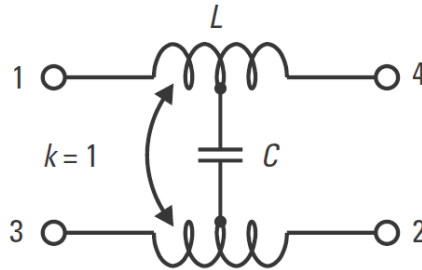
Ανάλογα με την υλοποίηση, μπορεί να επιτευχθεί σταθερή διαφορά φάσης 90 μοιρών μεταξύ των εξόδων 3 και 4 του τετράθυρου σε ένα εύρος συχνοτήτων με το πλάτος των σημάτων στις εξόδους να μην έχει σταθερό λόγο ή τα σήματα των εξόδων 3 και 4 να έχουν σταθερά πλάτη αλλά η διαφορά φάσης τους να κυμαίνεται γύρω από τις 90 μοίρες.

Οι ανάγκες της κατασκευής επιβάλλουν τη σταθερή διαφορά φάσης των 90 μοιρών, και για την ισοστάθμιση των πλατών τους γίνεται χρήση κυκλώματος αυτόματου έλεγχου κέρδους που θα περιγραφεί στην επόμενη ενότητα. Ο ζητούμενος κατευθυντικός συζεύκτης μπορεί να κατασκευαστεί με τη χρήση ενός μετασχηματιστή 1:1 με μεσαίες λήψεις των τυλιγμάτων που συνδέονται μεταξύ τους μέσω ενός πυκνωτή (σχήμα 9). Ο μετασχηματιστής αποτελείται από δύο τυλίγματα μονωμένων αγωγών τα οποία είναι συνεστραμμένα ώστε να επιτυγχάνεται η καλύτερη δυνατή σύζευξη μεταξύ τους.

Ο συντελεστής σύζευξης (coupling factor) μεταξύ της θύρας εισόδου 1 και της θύρας εξόδου 3 (αντίστοιχα ορίζεται ο συντελεστής σύζευξης για τη θύρα 4) ορίζεται ως :

$$\text{Coupling}_{13}(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) \quad (13)$$

όπου P_1 και P_3 η ισχύς στις θύρες 1 και 3 αντίστοιχα.



Σχήμα 9. Κατευθυντικός συζεύκτης με διακριτά (συγκεντρωμένα) στοιχεία

Ο συντελεστής σύζευξης μεταβάλλεται, συναρτήσει της συχνότητας, για τη συγκεκριμένη υλοποίηση. Συγκεκριμένα ισχύουν οι σχέσεις:

$$\frac{P_1}{P_3} = 1 + \left(\frac{f_0}{f} \right)^2 \quad (14)$$

$$\frac{P_1}{P_4} = 1 + \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \quad (15)$$

Στη συχνότητα $f=f_0$ η ισχύς εισόδου ισοκατανέμεται στις θύρες 3 και 4 ενώ όσο αυξάνεται η συχνότητα το ποσοστό της ισχύος που κατευθύνεται στη θύρα 3.

Έστω πως θέλουμε να σχεδιάσουμε ένα τετράθυρο κατευθυντικό συζεύκτη του οποίου οι έξοδοι στις θύρες 3 και 4 έχουν διαφορά φάσης 90 μοιρών ενώ τα πλάτη τους είναι ίσα για δεδομένη συχνότητα f_0 . Αν βραχυκυκλώσουμε τις θύρες 1, 3 και τις θύρες 2, 4 ο πυκνωτής μπορεί να βραχυκυκλωθεί, αφού οι ακροδέκτες του έχουν ίσα δυναμικά, οπότε προκύπτει μία αυτεπαγωγή L , ενώ αν βραχυκυκλωθούν οι θύρες 1, 4 και 2, 3 προκύπτει ένας πυκνωτής χωρητικότητας C . Αν Z_0 (συνήθως τιμή 50Ω) είναι η χαρακτηριστική αντίσταση των θυρών, τότε ισχύουν οι σχέσεις:

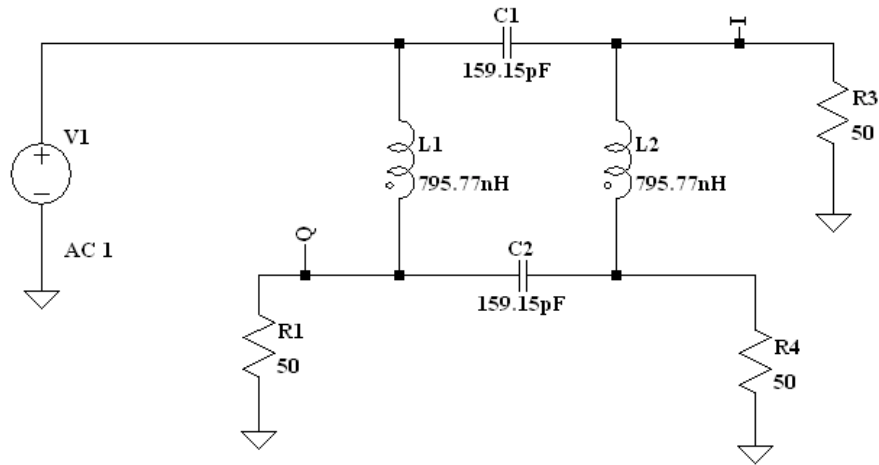
$$2\pi f_0 L = Z_0 \quad (16)$$

$$\frac{1}{2\pi f_0 C} = Z_0 \quad (17)$$

Ο πυρήνας του μετασχηματιστή είναι από κατάλληλο υλικό για λειτουργία στις συχνότητες RF που μας ενδιαφέρουν (2-30MHz) και έχει τοροειδές σχήμα. Λόγω της μεσαίας λήψης εμφανίζεται δυσκολία στη κατασκευή η οποία μπορεί να ξεπεραστεί χωρίς να μεταβληθούν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του κυκλώματος, αντικαθιστώντας το πυκνωτή που συνδέει τις μεσαίες λήψεις με δύο πυκνωτές ίσης χωρητικότητας μεταξύ των θυρών 1, 3 και 4, 2, ο παράλληλος συνδυασμός των οποίων ισούται με τη τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή που αντικαθιστούν.

Στα σχήματα 10 και 11 απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός κατευθυντικού συζεύκτη με συχνότητα f_0 ίση με 10MHz και των συναρτήσεων μεταφοράς των εξόδων I και Q που προέκυψαν από τη προσομοίωση του κυκλώματος με τη χρήση του λογισμικού LTspice IV, αντίστοιχα.

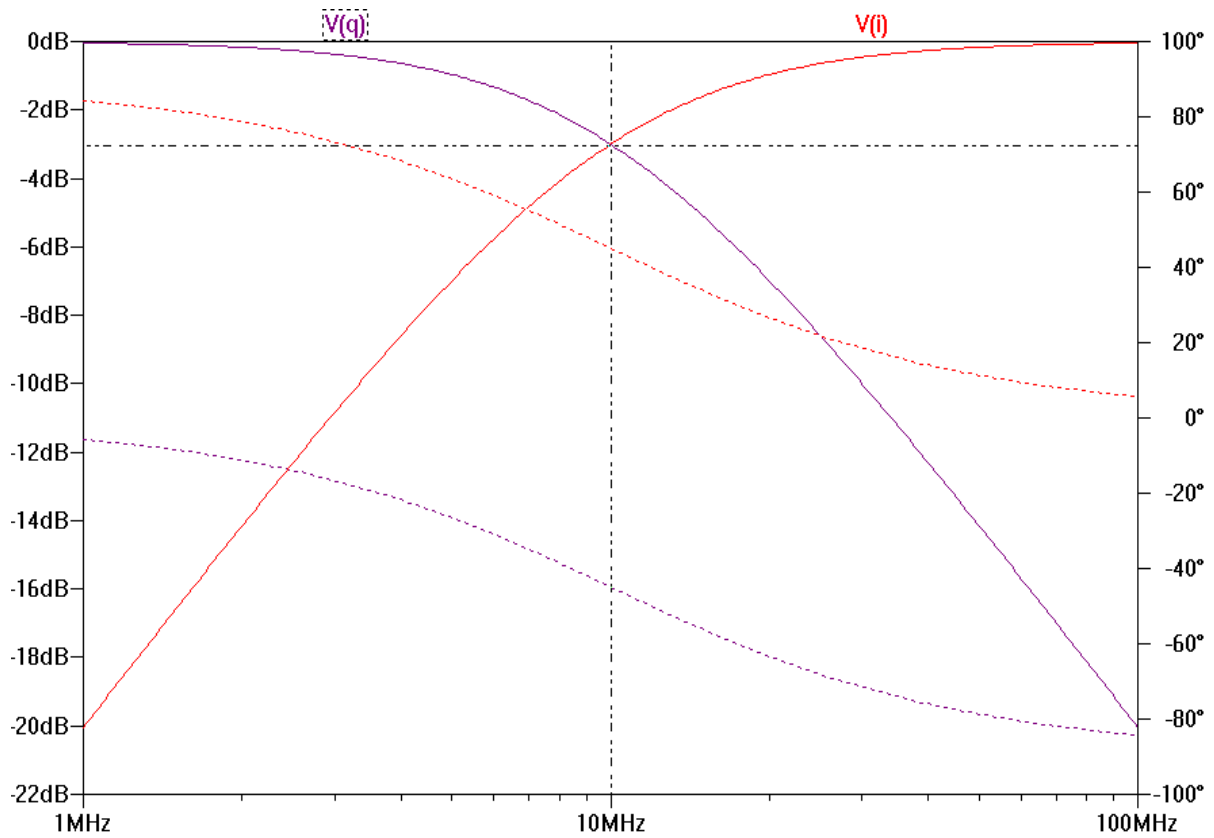
.ac dec 100 1Meg 100Meg



K1 L1 L2 0.999999

Ideal Transformer (mutual inductance): K# L#1 L#2 "coupling factor 0 to 1"

Σχήμα 10. Σχηματικό τετράθυρου κατευθυντικού συζεύκτη



Σχήμα 11. Προσομοίωση (με συνεχείς γραμμές το πλάτος και με διακεκομμένες η φάση)

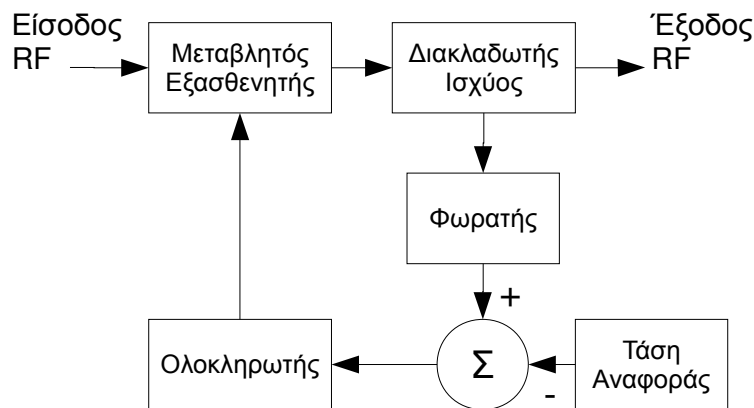
4.4 Αυτόματη Ρύθμιση Πλάτους

Σύμφωνα με τις απαιτήσεις της διαμόρφωσης οι δύο φέρουσες πρέπει να έχουν δύο κύρια χαρακτηριστικά:

- Διαφορά φάσης μεταξύ τους ίση με 90 μοίρες.
- Ίσο πλάτος.

Η πρώτη συνθήκη ικανοποιείται για τις εξόδους του κατευθυντικού συζεύκτη, όχι όμως και η δεύτερη. Για το λόγο αυτό υλοποιήθηκε ένα κύκλωμα αυτόματης ρύθμισης του πλάτους ή AGC (Automatic Gain Control). Ένα κύκλωμα AGC ρυθμίζει το πλάτος του σήματος είτε ενισχύοντάς το είτε εξασθενώντας το ώστε να προσαρμοστεί σε μια προκαθορισμένη τιμή αναφοράς και έχει ευρεία εφαρμογή στις τηλεπικοινωνίες. Για τη παρούσα εργασία υλοποιήθηκε ένα κύκλωμα που εισάγει εξασθένηση του σήματος χωρίς να είναι ικανό να παρέχει κέρδος.

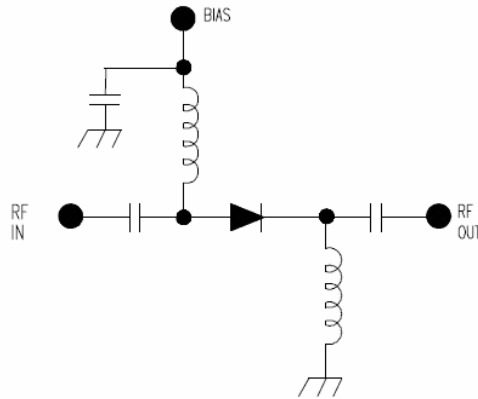
Το σήμα εισόδου διέρχεται από έναν εξασθενητή, ο οποίος εισάγει εξασθένηση ελεγχόμενη από συνεχές ρεύμα. Η έξοδος του εξασθενητή δειγματοληπτείται μέσω ενός παθητικού διακλαδωτή και μέσω ενός φωρατή μετατρέπεται σε συνεχή τάση που αποτελεί συνάρτηση του σήματος εξόδου. Παράγεται η διαφορά της τάσης εξόδου του φωρατή με μία τάση αναφοράς και οδηγείται στην είσοδο ενός ολοκληρωτή του οποίου η τάση εξόδου ελέγχει τον εξασθενητή (σχήμα 12).



Σχήμα 12. Δομικό Διάγραμμα AGC

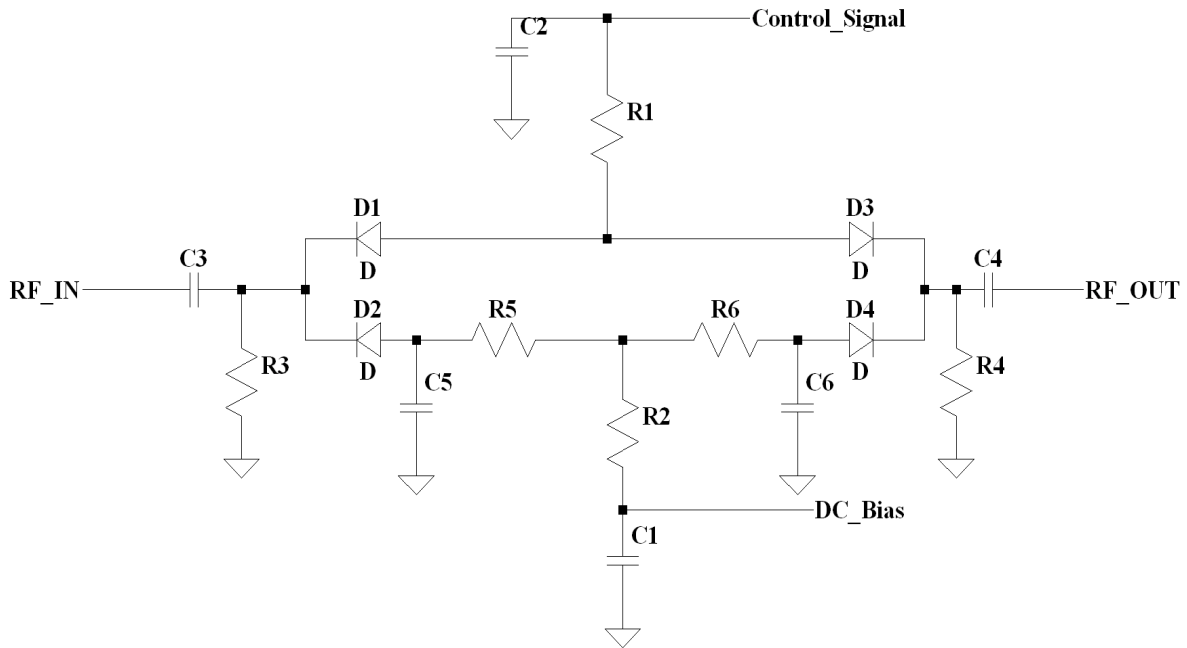
4.4.2 Μεταβλητός Εξασθενητής με τη Χρήση Διόδων PIN

Ο μεταβλητός εξασθενητής υλοποιείται με τη χρήση διόδων PIN. Η δίοδος PIN έχει την ιδιότητα να συμπεριφέρεται σε συχνότητες RF, ως μεταβλητή αντίσταση της οποίας η τιμή ελέγχεται από ένα συνεχές ρεύμα πόλωσης. Η δίοδος PIN διαφέρει κατασκευαστικά από τη δίοδο ένωσης PN, αφού μεταξύ των νοθευμένων περιοχών P και N παρεμβάλλεται μία περιοχή I που ιδανικά αποτελείται από καθαρό πυρίτιο χωρίς προσμίξεις. Πρακτικά λόγω της διαδικασίας κατασκευής η περιοχή I προκύπτει τελικά ελαφρώς νοθευμένη. Το αποτέλεσμα αυτής της κατασκευαστικής ιδιαιτερότητας είναι ο αυξημένος χρόνος ζωής τ , των οπών και των ηλεκτρονίων στη περιοχή τύπου I που μεσολαβεί μέχρι την επανασύνδεση τους, όταν η δίοδος PIN είναι ορθά πολωμένη. Η πυκνότητα του φορτίου εξαρτάται από το ρεύμα πόλωσης και καθορίζει την αντίσταση της διόδου PIN, ενώ ο χρόνος τ που αποτελεί κατασκευαστική παράμετρο που αναφέρεται στο φύλλο δεδομένων της συσκευής, καθορίζει την ελάχιστη συχνότητα για την οποία η δίοδος PIN συμπεριφέρεται ως αντίσταση. Ακόμη η δίοδος PIN μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως διακόπτης RF, και μπορεί να άγει πλήρως RF ρεύματα τα οποία είναι πολύ μεγαλύτερα από τη τιμή του συνεχούς ρεύματος πόλωσης, το οποίο δεν ξεπερνά συνήθως τις μερικές δεκάδες μιλιμπέρ, ενώ αντίθετα μία συνηθισμένη δίοδος PN θα πρέπει να πολωθεί τουλάχιστον με το μέγιστο ρεύμα που καλείται να άγει για να χρησιμοποιηθεί ως διακόπτης.

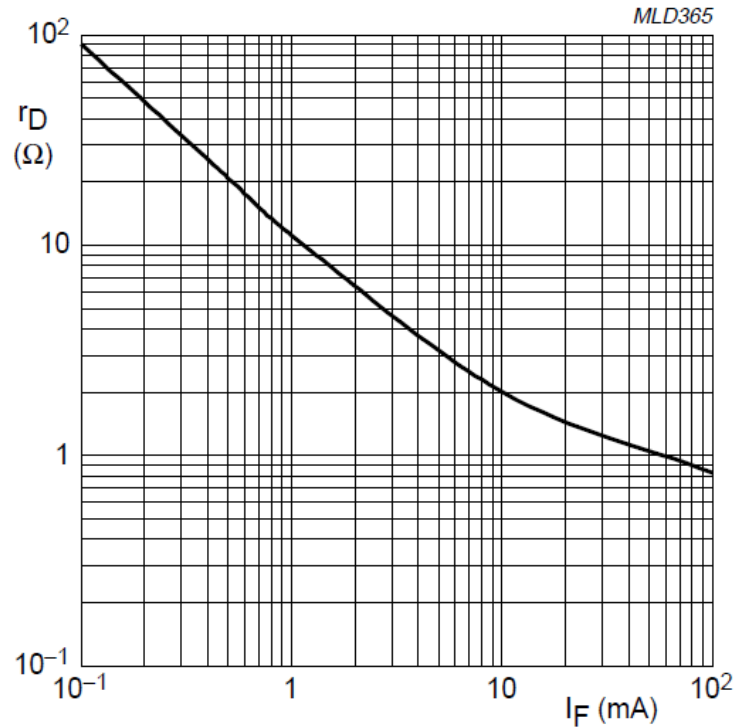


Σχήμα 13. Τυπική Χρήση Διόδου PIN και DC πόλωση

Για τον εξασθενητή της κατασκευής (σχήμα 14) χρησιμοποιήθηκαν διόδοι PIN τύπου BAP64-05W κατασκευής NXP (Philips) σε συσκευασία SOT323, τριών ακροδεκτών που περιέχει δύο διόδους PIN με κοινή κάθοδο. Οι αντιστάσεις R1 ως και R6 καθορίζουν το ρεύμα ελέγχου και την εξασθένηση που εισάγει το κύκλωμα και επίσης επηρεάζουν την αντίσταση εισόδου και εξόδου. Οι πυκνωτές C3 και C4 απομονώνουν τα εξωτερικά κυκλώματα από τις συνεχείς τάσεις που εμφανίζονται στις κοινές καθόδους των διόδων, οι πυκνωτές C5 και C6 γειώνουν τα σήματα RF, ενώ οι πυκνωτές C1 και C2 σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις R1 και R2 σχηματίζουν βαθυπερατό κύκλωμα με συχνότητα αποκοπής $f=1/2\pi RC$ ώστε να απομονώσουν τα ανεπιθύμητα RF σήματα από τις συνεχείς τάσεις ελέγχου και πόλωσης.



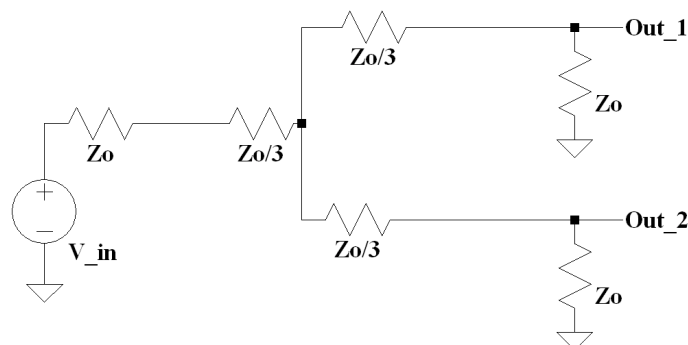
Σχήμα 14. Εξασθενητής



Σχήμα 15. Αντίσταση Διόδου PIN BAP64-05W συναρτήσεως του ρεύματος πόλωσης

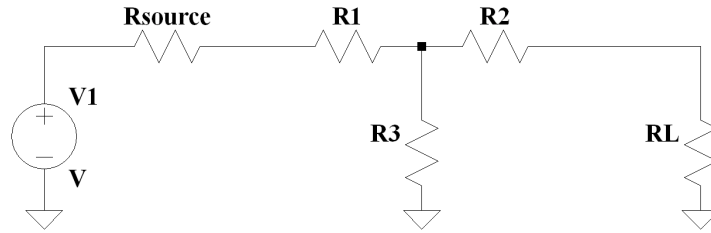
4.4.3 Διακλαδωτής ισχύος

Η έξοδος του εξασθενητή αποτελεί είσοδο ενός παθητικού διακλαδωτή ισχύος. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι για να οδηγηθεί μία είσοδος σε πολλαπλές εξόδους, αλλά για τους σκοπούς της κατασκευής επιλέχθηκε ένας παθητικός διακλαδωτής ισχύος με άνισο λόγο εξόδων (unequal power splitter). Οι λόγοι επιλογής του συγκεκριμένου τύπου διακλαδωτή είναι δύο. Πρώτον, παρουσιάζει σταθερή συμπεριφορά από dc ως και μικροκυματικές συχνότητες λόγω της αποκλειστικής χρήσης αντιστάσεων για τη κατασκευή του και δεύτερον εισάγει διαφορετική εξασθένηση στις δύο εξόδους του. Στο σχήμα 16 αν Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση τότε για να πετύχουμε ίση ισχύ στις εξόδους 1 και 2 και ταυτόχρονα προσαρμογή όλων των θυρών κάνουμε χρήση δικτυώματος τριών αντιστάσεων που η καθεμία τους έχει τιμή ίση με το ένα τρίτο της χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 . Με αυτό το τρόπο εισάγουμε εξασθένηση 6dB σε κάθε έξοδο σε σχέση με το σήμα εισόδου.



Σχήμα 16. Διακλαδωτής ισχύος -6dB

Αν όμως επιθυμούμε να εισάγουμε εξασθένηση μικρότερη από 6dB σε μία από τις εισόδους τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί άλλη τοπολογία. Ας θεωρήσουμε ένα παθητικό εξασθενητή τύπου T που αποτελείται από τις τρεις αντιστάσεις R_1 , R_2 και R_3 (σχήμα 17).



Σχήμα 17. Εξασθενητής Ταυ

Αν Z_{in} και Z_{out} ($Z_{in} \geq Z_{out}$) είναι οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου αντίστοιχα και A είναι η επιθυμητή εξασθένηση σε dB (χωρίς να περιλαμβάνονται οι απώλειες 6dB που εισάγονται από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζει η αντίσταση της πηγής που ισούται με Z_o και η αντίσταση εισόδου Z_o του διακλαδωτή ισχύος), τότε οι τιμές των αντιστάσεων R_1 , R_2 και R_3 υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$R_3 = \frac{2\sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out} \cdot 10^{\frac{A}{10}}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1} \quad (18)$$

$$R_2 = \frac{10^{\frac{A}{10}} + 1}{10^{\frac{A}{10}} - 1} Z_{out} - R_3 \quad (19)$$

$$R_1 = \frac{10^{\frac{A}{10}} + 1}{10^{\frac{A}{10}} - 1} Z_{in} - R_3 \quad (20)$$

Η χαρακτηριστική αντίσταση του συστήματος είναι 50Ω και γι αυτό το λόγο επιλέγουμε $Z_{in}=Z_{out}=Z_o=50\Omega$, οπότε αντικαθιστώντας στις (18), (19) και (20) έχουμε:

$$R_p = R_3 = \frac{2\sqrt{10^{\frac{A}{10}}}}{10^{\frac{A}{10}} - 1} Z_o \quad (21)$$

$$R_s = R_1 = R_2 = \frac{10^{\frac{A}{10}} + 1}{10^{\frac{A}{10}} - 1} Z_o - R_3 \quad (22)$$

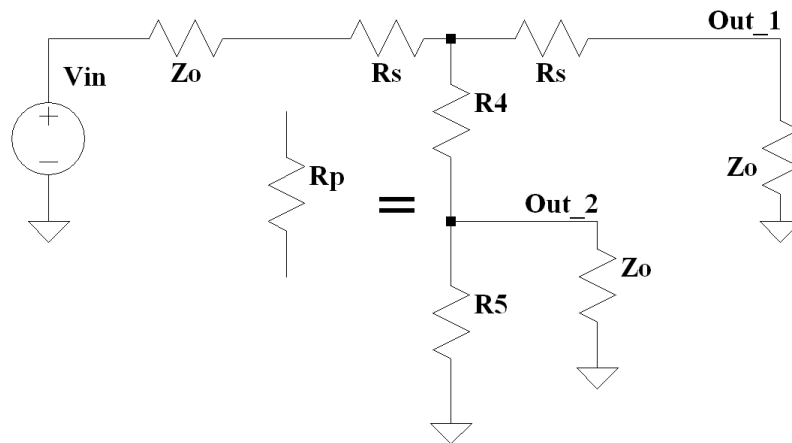
Με αυτό το τρόπο έχουμε καθορίσει την εξασθένηση A της μίας εξόδου. Η δεύτερη έξοδος προκύπτει αν θεωρήσουμε την R_p ως την ισοδύναμη αντίσταση ενός δικτυώματος μίας αντίστασης σε σειρά με το παράλληλο συνδυασμό δύο αντιστάσεων (σχήμα 18) εκ των οποίων η μία είναι το φορτίο της δεύτερης εξόδου και έχει τιμή ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_o του συστήματος:

$$R_4 + \frac{Z_o \cdot R_5}{Z_o + R_5} = R_p \quad (23)$$

Επιπλέον η αντίσταση εξόδου της δεύτερης θύρας θα πρέπει να ισούται με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_o , οπότε πρέπει να ικανοποιείται η ισότητα:

$$\frac{\left(R_4 + \frac{R_s + Z_o}{2}\right) \cdot R_5}{R_4 + \frac{R_s + Z_o}{2} + R_5} = Z_o \quad (24)$$

Από το σύστημα των εξισώσεων (23) και (24) προκύπτουν οι τιμές των αντιστάσεων R4 και R5.



Σχήμα 18. Διακλαδωτής ισχύος (Resistive Unequal Power Divider)

Η εξασθένηση B σε dB που εισάγεται στη δεύτερη έξοδο (συμπεριλαμβάνει απώλειες 6dB λόγω του διαιρέτη τάσης της αντίστασης της ιδανικής πηγής τάσης και της αντίστασης εισόδου του διαιρέτη) ισούται με:

$$B(\text{dB}) = 20 \log \left[\frac{Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_o + R_s) \cdot (Z_2 + R_4)} \right]$$

$$\text{όπου } Z_1 = \frac{(R_s + Z_o) R_p}{R_s + Z_o + R_p}$$

$$\text{και } Z_2 = \frac{Z_o R_5}{Z_o + R_5}$$

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την εύρεση των επιθυμητών τιμών των αντιστάσεων του διακλαδωτή ισχύος (σχήμα 18) ήταν η εξής:

- Επιλέχθηκε η τιμή της εξασθένησης της μίας εξόδου.
- Υπολογίστηκαν οι τιμές των αντιστάσεων R_s και R_p .
- Η R_p αναλύθηκε σε ένα δίκτυωμα αντιστάσεων αποτελούμενο από τις αντιστάσεις R4, R5 και το φορτίο Z_o της δεύτερης θύρας, υπό την προϋπόθεση πως όλες οι θύρες είναι τερματισμένες στη χαρακτηριστική αντίσταση Z_o .

4.4.4 Φωρατής

Η δεύτερη έξοδος του διακλαδωτή (κοινός κόμβος μεταξύ R4 και R5) οδηγείται στην είσοδο ενός φωρατή ο οποίος μετατρέπει το εισερχόμενο σήμα σε συνεχή τάση. Η συνάρτηση που συνδέει τη συνεχή τάση εξόδου του φωρατή και το σήμα εισόδου ορίζει και το τύπο του φωρατή.

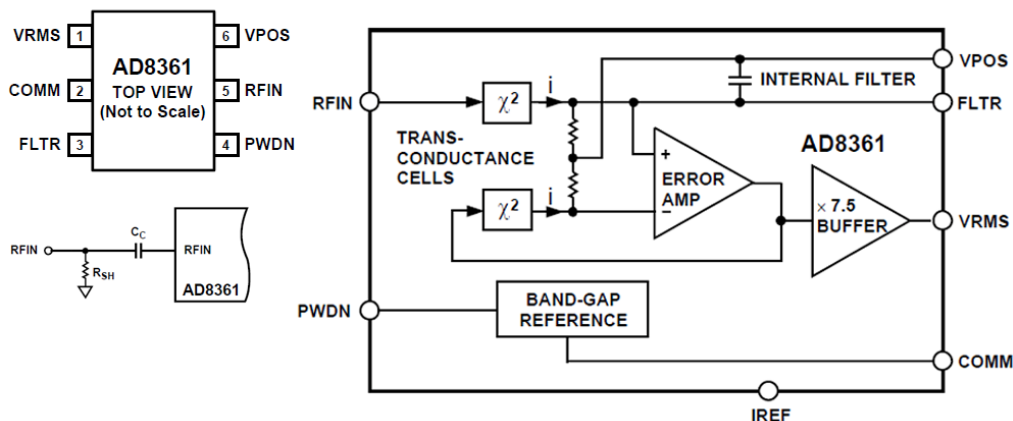
Οι πιο συνηθισμένοι τύποι φωρατή που συναντώνται είναι οι ακόλουθοι:

- Ανιχνευτής κορυφής, του οποίου η έξοδος είναι ανάλογη του πλάτους του σήματος.
- Φωρατής τετραγωνικού νόμου, με έξοδο ανάλογη του τετραγώνου του πλάτους του σήματος και επομένως ανάλογη της ισχύος του.
- Φωρατής RMS, του οποίου η έξοδος είναι ανάλογη της τιμής RMS του σήματος και έχει αρκετές ομοιότητες με το φωρατή τετραγωνικού νόμου.
- Λογαριθμικός φωρατής που έχει έξοδο ανάλογη του λογαρίθμου του πλάτους του εισερχόμενου σήματος.

Για την κατασκευή επιλέχθηκε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο έχει έξοδο ανάλογη της RMS τιμής του σήματος εισόδου. Πρόκειται για το ολοκληρωμένο AD8361 (σχήμα 19) σε συσκευασία

SOT-23 έξι ακροδεκτών με τάση τροφοδοσίας από 2.7V ως 5V , που παράγει η Analog Devices με έξοδο που δίνεται από τη σχέση:

$$VRMS = 7.5 \cdot RFIN_{RMS} \quad (25)$$

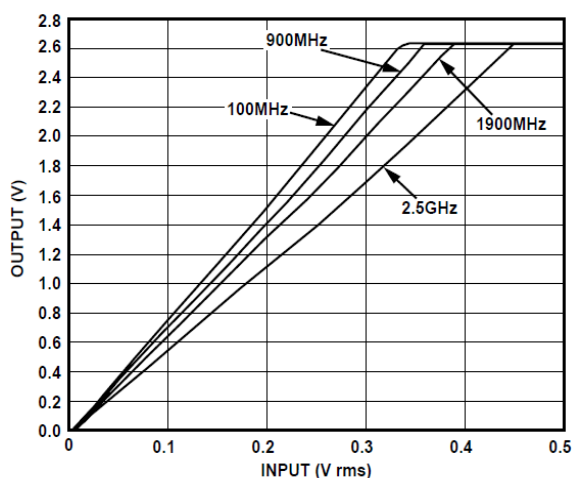


Σχήμα 19. AD8361, Σύμβολο και εσωτερική δομή

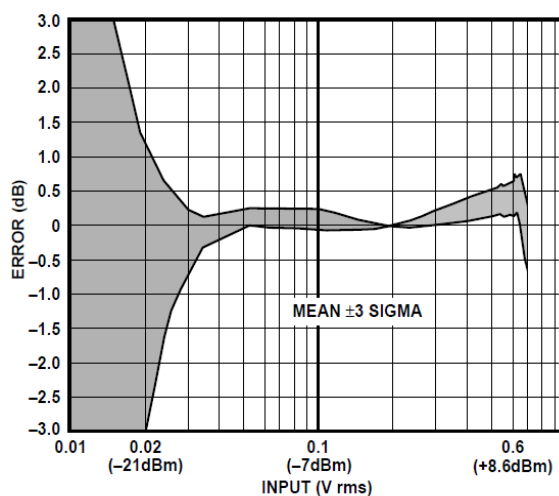
Στους ακροδέκτες VPOS και COMM συνδέονται οι τάση τροφοδοσίας και η γείωση του κυκλώματος, RFIN και VRMS αποτελούν τους ακροδέκτες εισόδου και εξόδου, ο ακροδέκτης FLTR δίνει τη δυνατότητα για απόρριψη των ανεπιθύμητων υψίσυχνων συνιστωσών που εμφανίζονται στην έξοδο του κυκλώματος, ενώ ο ακροδέκτης PWDN όταν έχει υψηλό δυναμικό θέτει σε κατάσταση αναμονής το κύκλωμα.

Η είσοδος RFIN έχει αντίσταση εισόδου ίση με 225Ω (ανοχή +/- 20%) και ο κατασκευαστής προτείνει τη σύνδεση ενός πυκνωτή C_C για dc απομόνωση της εισόδου, κατάλληλης τιμής ώστε το υψιπερατό που σχηματίζει μαζί με την αντίσταση εισόδου να μη εμποδίζει τη λειτουργία στις χαμηλότερες συχνότητες λειτουργίας. Για να παρουσιάζει η είσοδος αντίσταση εισόδου ίση με 50Ω σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων, προστίθεται η αντίσταση R_{SH} , ώστε ο παράλληλος συνδυασμός της με την αντίσταση εισόδου να ισούται με 50 Ω. Κατάλληλες για τη προσαρμογή σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων είναι αντιστάσεις με τιμή από 64Ω ως και 75Ω

Για την απαλλαγή της συνεχούς τάσης εξόδου από RF συχνότητες, εκτός από το ενσωματωμένο φίλτρο που αποτελείται από το παράλληλο συνδυασμό μίας αντίστασης 2KΩ και ενός πυκνωτή 27pF, υπάρχει η δυνατότητα να συνδεθεί ένας πυκνωτής μεταξύ των ακροδεκτών VPOS και FLTR, για λειτουργία σε χαμηλές συχνότητες. Τιμές από 10nF έως και 100nF είναι κατάλληλες για το σκοπό αυτό.

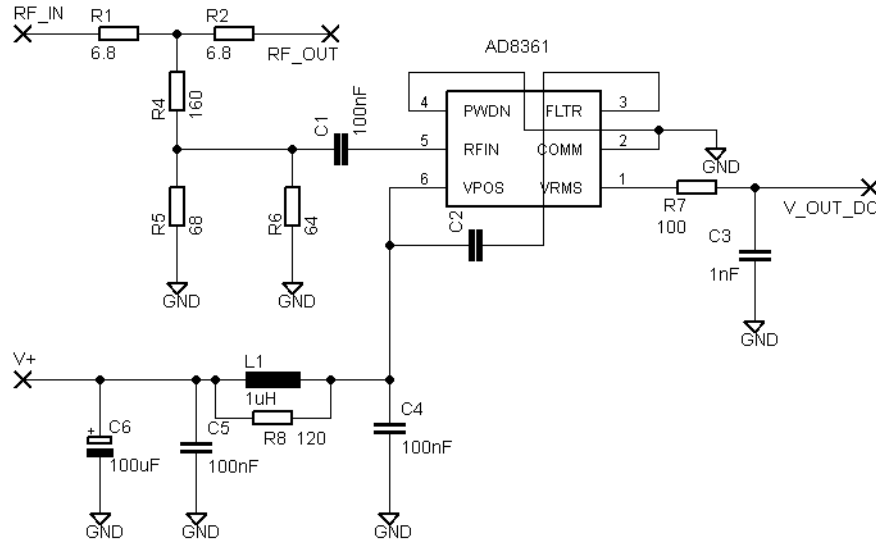


(α)



(β)

Σχήμα 20. (α) Επίπεδο της τάσης εξόδου συναρτήσει της RMS τιμής του σήματος εισόδου για διάφορες συχνότητες λειτουργίας
(β) Σφάλμα σε dB της εξόδου συναρτήσει του επιπέδου του σήματος εισόδου (VPOS=5V)



Σχήμα 21. Σχηματικό Διάγραμμα AD8361 και διακλαδωτή ισχύος

4.4.5 Παραγωγή Τάσης Αναφοράς Vref

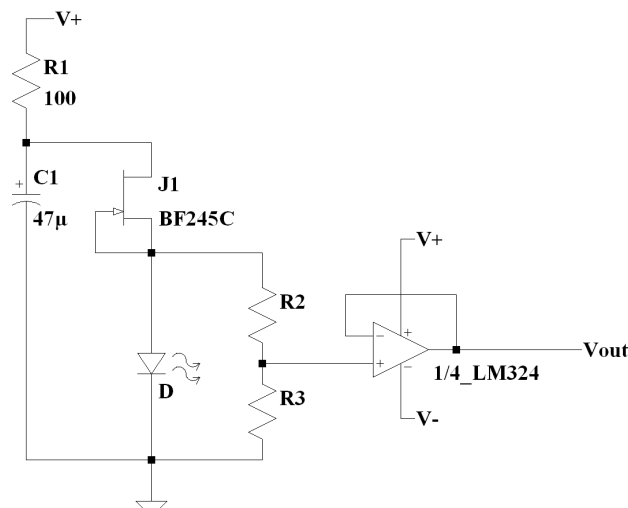
Για τη λειτουργία του κυκλώματος αυτόματης ρύθμισης εξασθένησης απαιτείται η παραγωγή μίας τάσης αναφοράς με την οποία συγκρίνεται η τάση εξόδου του φωρατή και παράγεται το σήμα ελέγχου.

Για τη παραγωγή της τάσης αναφοράς γίνεται χρήση μιας διόδου LED η οποία όταν πολωθεί ορθά παρουσιάζει μια πτώση τάσης από 1.7V ως και 4V, ανάλογα με τις προσμίξεις που παραμένει σχετικά σταθερή για μεταβαλλόμενο ρεύμα πόλωσης. Για τη παρούσα κατασκευή η διόδος LED D πολώνεται με τη χρήση ενός τρανζίστορ n-JFET (BF245C) συνδεδεμένου ως πηγή ρεύματος I_D που δίνεται από τη σχέση:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (26)$$

Αφού $V_{GS}=0$, το ρεύμα πόλωσης I_D του LED θα ισούται με I_{DSS} , που για το τρανζίστορ BF245C κυμαίνεται μεταξύ 12mA και 25mA.

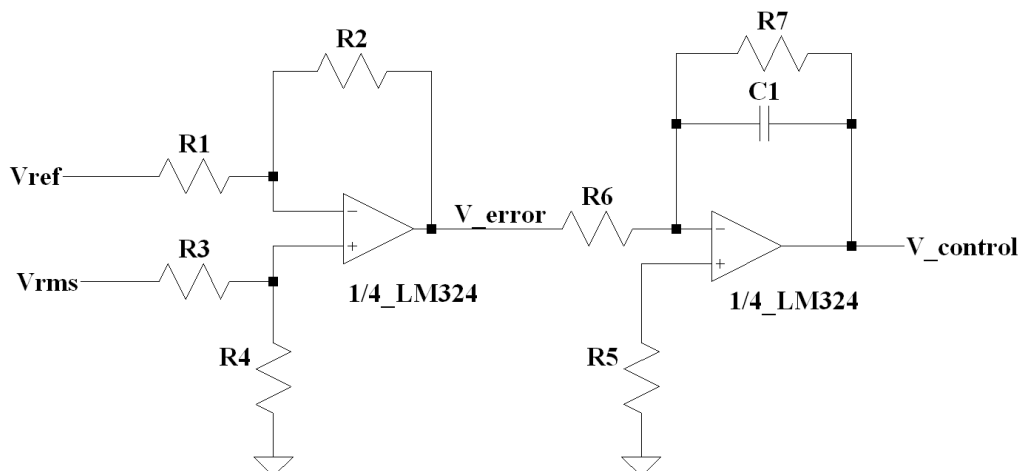
Ακολουθεί μεταβλητός διαιρέτης τάσης (R2, R3) για ρύθμιση της τάσης εξόδου, η οποία απομονώνεται από το υπόλοιπο κύκλωμα μέσω ενός ακόλουθου τάσης (τελεστικός ενισχυτής με κέρδος +1).



Σχήμα 22. Παραγωγή Τάσης Αναφοράς Vref

4.4.6 Ενισχυτής Σφάλματος και Ολοκληρωτής

Η διαφορά των τάσεων εξόδου V_{RMS} του φωρατή AD8361 και αναφοράς V_{ref} αποτελεί το σφάλμα που καλείται να μηδενίσει το κύκλωμα αυτόματης ρύθμισης εξασθένησης. Το κύκλωμα αποτελείται από έναν ενισχυτή διαφοράς και έναν αναστρέφοντα ολοκληρωτή (σχήμα 23).



Σχήμα 23. Ενισχυτής Διαφοράς και Αναστρέφων Ολοκληρωτής

- Ενισχυτής Σφάλματος:

Στη γενική περίπτωση η τάση V_{error} ισούται με:

$$V_{error} = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_4 + R_3)} \cdot V_{rms} - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{ref}$$

Αν $A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, όπου A ονομάζουμε το διαφορικό κέρδος, τότε η τάση εξόδου V_{error} του ενισχυτή σφάλματος γίνεται ίση με:

$$V_{error} = A(V_{rms} - V_{ref}) \quad (27)$$

Για τη κατασκευή επιλέχθηκαν ίσες αντιστάσεις $R_1=R_2=R_3=R_4=1K\Omega$ οπότε το κέρδος A είναι μοναδιαίο και η τάση σφάλματος τελικά ισούται με:

$$V_error = V_{rms} - V_{ref}$$

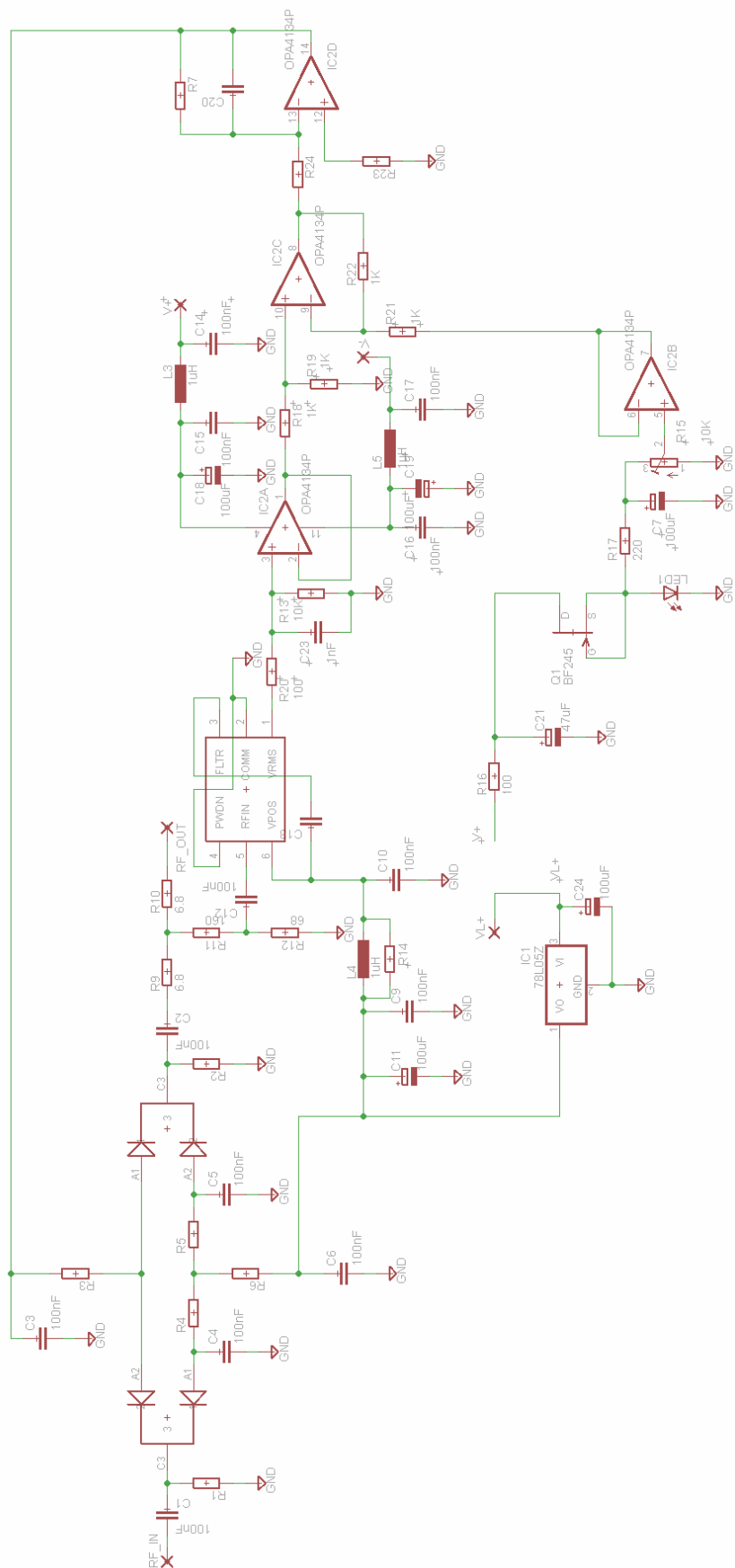
- Αναστρέφων Ολοκληρωτής:

Η τάση εξόδου V_error του ενισχυτή σφάλματος αποτελεί την είσοδο του ολοκληρωτή ενώ η τάση $V_control$ αποτελεί την έξοδο του κυκλώματος που ελέγχει το μεταβλητό εξασθενητή PIN. Η συνάρτηση μεταφοράς του ολοκληρωτή ισούται με:

$$\frac{V_control}{V_error} = -\frac{R7}{R6 + s \cdot R6 \cdot R7 \cdot C1} \quad (28)$$

όπου s η μιγαδική συχνότητα ($s=j\omega$).

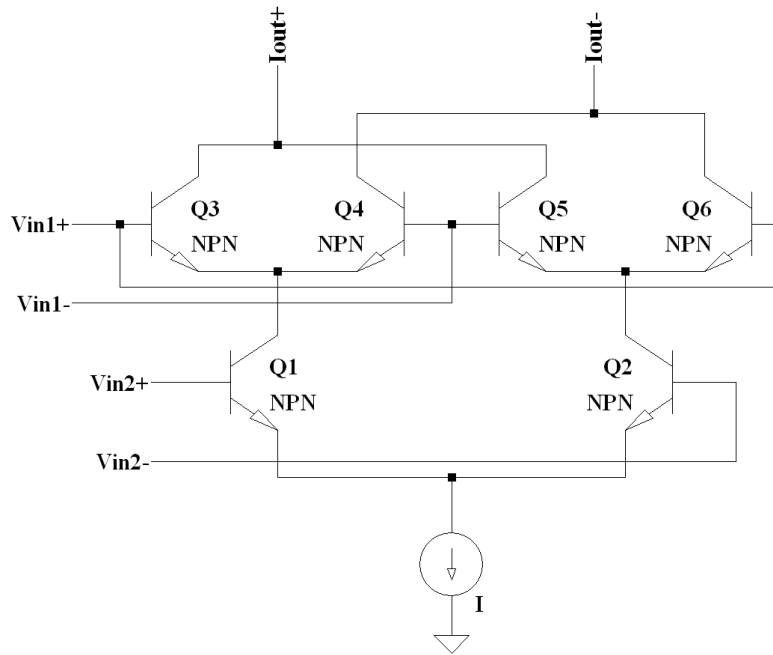
Η $R5$ ισούται με το παράλληλο συνδυασμό των $R6$ και $R7$, για να ελαττωθεί η επίδραση του ρεύματος εκτροπής και των ρευμάτων πόλωσης των εισόδων του τελεστικού ενισχυτή που υλοποιούνται με διπολικά τρανζίστορ.



Σχήμα 24. Σχηματικό Διάγραμμα του κυκλώματος Αυτόματου Έλεγχου Εξασθένησης

4.5 Ισοσταθμισμένος Διαμορφωτής

Αφού εξισωθούν τα πλάτη των φερουσών, στη συνέχεια διαμορφώνονται από τα σήματα I και Q που παρέχονται από την έξοδο της κάρτας ήχου του ηλεκτρονικού υπολογιστή. Για τη διαμόρφωσή γίνεται χρήση του ολοκληρωμένου κυκλώματος MC1496 που κατασκευάζεται από την On Semiconductors (παλιότερα από τη Motorola). Το ολοκληρωμένο MC1496 αποτελεί υλοποίηση ενός κυκλώματος (σχήμα 25) που ονομάζεται δομική μονάδα ή πολλαπλασιαστής Gilbert (Gilbert cell) και έχει πάρει την ονομασία του από το σχεδιαστή που το επινόησε.



Σχήμα 25. Πολλαπλασιαστής Gilbert

4.5.2 DC Ανάλυση Δομική Μονάδας Gilbert

Για την απλοποίηση της ανάλυσης του κυκλώματος χωρίς βλάβη της γενικότητας, θεωρούμε όλα τα τρανζίστορ όμοια μεταξύ τους, τα ρεύματα βάσης αμελητέα, την αντίσταση βάσης κάθε τρανζίστορ r_b μηδενική, την αντίσταση εξόδου r_o κάθε τρανζίστορ άπειρη και τη πηγή ρεύματος I ιδανική. Θεωρούμε τα διαφορικά σήματα τάσης V_1 και V_2 με:

$$V_1 = V_{in1+} - V_{in1-} \quad (29)$$

$$V_2 = V_{in2+} - V_{in2-} \quad (30)$$

Θα μπορούσαμε να απλοποιήσουμε τη δομή του πολλαπλασιαστή Gilbert και να θεωρήσουμε τα τρανζίστορ Q1, Q2 και τη πηγή ρεύματος I ως ένα διαφορικό ζεύγος. Με βάση τις παραπάνω παραδοχές ισχύουν οι σχέσεις:

$$V_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_S} \quad (31)$$

$$V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_S} \quad (32)$$

$$I_{C1} + I_{C2} = I \quad (33)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_2 \quad (34)$$

από τις οποίες προκύπτουν οι σχέσεις για τα ρεύματα συλλέκτη των τρανζίστορ Q1 και Q2:

$$I_{C1} = \frac{I}{1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)} \quad (35)$$

$$I_{C2} = \frac{I}{1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)} \quad (36)$$

Αντίστοιχα, θεωρούμε τα τρανζίστορ Q3, Q4 και ως διαφορικό ζεύγος που πολώνεται από το ρεύμα συλλέκτη του Q1. Ισχύουν αντίστοιχα οι σχέσεις:

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \quad (37)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \quad (38)$$

Και τέλος θεωρώντας τα Q5, Q6 διαφορικό ζεύγος που πολώνεται από το ρεύμα συλλέκτη του Q2 έχουμε:

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \quad (39)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \quad (40)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των ρευμάτων I_{C1} , I_{C2} από τις (35) και (36) στις (37) ως (40) καταλήγουμε σε σχέσεις των ρευμάτων συλλέκτη των τρανζίστορ Q3 ως Q6 συναρτήσει των διαφορικών τάσεων εισόδου V_1 , V_2 και της πηγής ρεύματος I :

$$I_{C3} = \frac{I}{\left(1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right) \cdot \left(1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right)} \quad (41)$$

$$I_{C4} = \frac{I}{\left(1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right) \cdot \left(1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right)} \quad (42)$$

$$I_{C5} = \frac{I}{\left(1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right) \cdot \left(1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right)} \quad (43)$$

$$I_{C6} = \frac{I}{\left(1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right) \cdot \left(1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right)} \quad (44)$$

Από τις (41) ως (44) θεωρώντας το διαφορικό ρεύμα εξόδου $\Delta I = I_{out+} - I_{out-}$ προκύπτει η έκφραση του συναρτήσει των διαφορικών τάσεων V_1 , V_2 και I :

$$\Delta I = I \cdot \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \quad (45)$$

Όπως παρατηρούμε το διαφορικό ρεύμα εξόδου ΔI είναι ανάλογο με το γινόμενο συναρτήσεων

υπερβολικής εφαπτομένης των διαφορικών τάσεων εισόδου V_1 και V_2 .
Η υπερβολική εφαπτομένη μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Taylor:

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2x^5}{15} - \frac{17x^7}{315} + \dots$$

Αν το x είναι αρκετά μικρότερο της μονάδας τότε κατά προσέγγιση ισχύει η εξίσωση:

$$\tanh x \approx x \quad (46)$$

και η (45) απλοποιείται στην εξίσωση:

$$\Delta I = I \cdot \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \cdot \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) \quad V_1, V_2 \ll 2V_T \quad (47)$$

Στη περίπτωση που η διαφορική τάση V_1 είναι μεγάλη σε σύγκριση με τη την τάση $2V_T$, τότε τα τρανζίστορ Q3 ως Q6 λειτουργούν ως διακόπτες και είτε άγουν πλήρως είτε αποκόπτουν. Το αποτέλεσμα είναι ο πολλαπλασιασμός του σήματος εισόδου V_2 με ένα σήμα τετραγωνικών παλμών. Ένα πλεονέκτημα του ισοσταθμισμένου διαμορφωτή είναι η απουσία συνιστωσών συχνότητας ίσης με τη συχνότητα του φέροντος αν μηδενιστεί η dc συνιστώσα του σήματος που διαμορφώνει το φέρον, οπότε το διαμορφωμένο σήμα που προκύπτει είναι διπλής πλευρικής ζώνης με καταπιεσμένο φέρον ή

DSB-SC (Double Sideband Suppressed Carrier).

4.5.3 Ισοσταθμισμένος διαμορφωτής με το ολοκληρωμένο MC1496 και Αθροιστής I/Q

Το εσωτερικό διάγραμμα του MC1496 φαίνεται στο σχήμα 26 ενώ ακολουθήθηκε το προτεινόμενο από το φύλλο δεδομένων κύκλωμα για την υλοποίηση του ισορροπημένου διαμορφωτή του σχήματος 27.

Για τη DC ανάλυση που ακολουθεί, υποθέτουμε πως τα τρανζίστορ είναι όμοια μεταξύ τους και πως τα ρεύματα βάσης είναι αμελητέα.

Αντίσταση R_5 (ακροδέκτης 5) και ρεύμα πόλωσης I_5 :

$$I_5 = \frac{|V_{EE}| - 0.75}{R_5 + 500} \quad (48)$$

Προτεινόμενη τιμή του κατασκευαστή για το ρεύμα I_5 είναι το 1mA, τιμή που επιτυγχάνεται επιλέγοντας $V_{EE} = -8V$ και $R_5 = 6.8K\Omega$.

Τα ρεύματα dc πόλωσης, I_6 και I_{12} θα είναι ίσα με το ρεύμα I_5 αφού υποθέσαμε όμοια τρανζίστορ. Με αντίσταση R_L (ακροδέκτες 6 και 12), που μετατρέπει το σήμα ρεύματος σε τάση, η dc συνιστώσα των τάσεων εξόδου $+V_o$ και $-V_o$ θα ισούται με:

$$I_6 = I_{12} = I_5 \quad (49)$$

$$+V_o = -V_o = V_+ - I_5 \cdot R_L \quad (50)$$

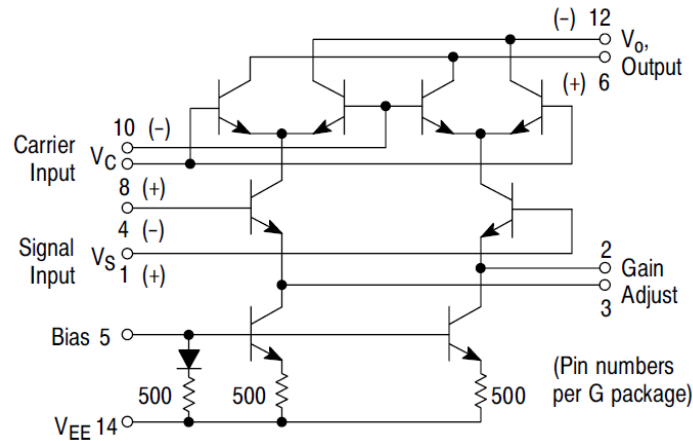
Οπότε για τις επιλεχθείσες τιμές αντιστάσεων $R_L = 3.9K\Omega$ και θετικής τάσης τροφοδοσίας $V_+ = 12V$, η dc συνιστώσα των $+V_o$ και $-V_o$ είναι ίση με

$$+V_{o,dc} = -V_{o,dc} \approx 8.13V$$

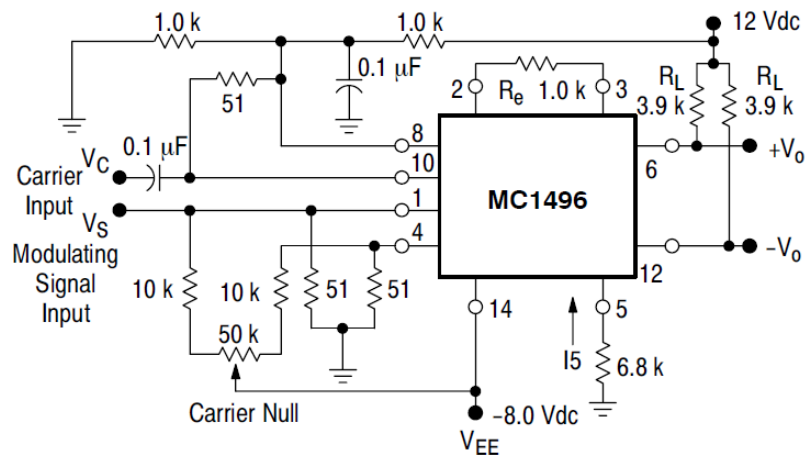
Τέλος για λειτουργία στη γραμμική περιοχή το σήμα διαμόρφωσης (signal input στο σχήμα 26) πρέπει να έχει πλάτος V_S με μέγιστη τιμή που καθορίζεται από το ρεύμα πόλωσης I_5 και την αντίσταση R_E που συνδέεται μεταξύ των ακροδεκτών 2 και 3 με:

$$V_S \leq I_5 \cdot R_E \quad (51)$$

Για $I_5 = 1mA$ και $R_E = 1K\Omega$, το σήμα εισόδου V_S θα πρέπει να έχει πλάτος μικρότερο του 1V.



Σχήμα 26. Εσωτερικό Κυκλωματικό Διάγραμμα MC1496



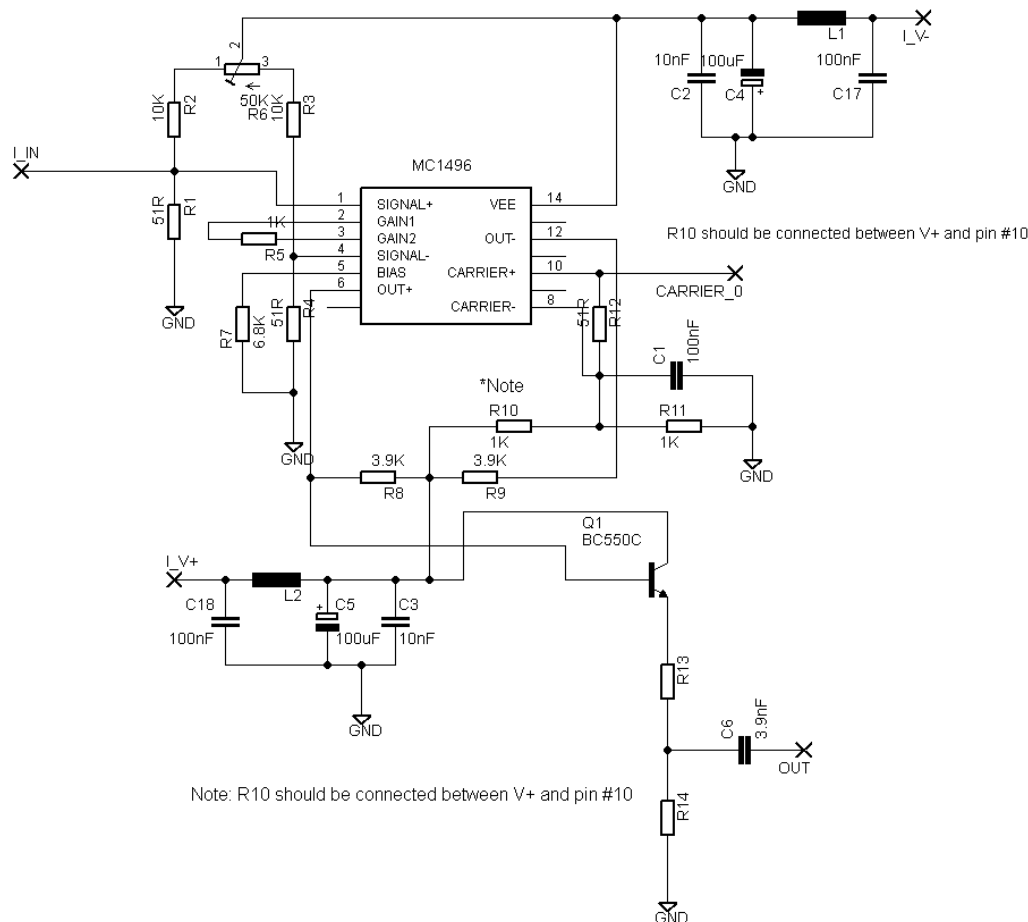
Σχήμα 27. Ισορροπημένος Διαμορφωτής MC1496

Οι είσοδοι (ακροδέκτες 1, 4 και 10) τερματίζονται με αντιστάσεις των 51Ω εκτός από τον ακροδέκτη 8 που γειώνεται στις υψηλές συχνότητες μέσω πυκνωτή 100nF, ενώ γίνεται χρήση μεταβλητής αντίστασης για να μειωθεί στο ελάχιστο η συνιστώσα της φέρουσας στην έξοδο, που οφείλεται στην παρουσία dc τάσης στο σήμα διαμόρφωσης V_S . Τέλος όπως φαίνεται στο σχηματικό του κυκλώματος που υλοποιήθηκε (σχήμα 28) η έξοδος από τον ακροδέκτη 6, απομονώνεται από το επόμενο κύκλωμα με ένα στάδιο κοινού συλλέκτη (τρανζίστορ Q1).

Το ρεύμα ηρεμίας $I_{C,1}$ του Q1 καθορίζεται από τη τάση της βάσης του που δίνεται από την εξίσωση (50) και ισούται με περίπου 8V και τις αντιστάσεις R13, R14:

$$I_{C,1} = \frac{V_{BB,1} - V_{BE,1}}{R_{13} + R_{14}} \approx \frac{7.43}{R_{13} + R_{14}} \text{ A}$$

Τέλος τα δύο σήματα I και Q που αποτελούν την έξοδο των δύο διαμορφωτών, προστίθενται με τη χρήση ενός κυκλώματος αθροιστή, υλοποιημένου με τελεστικό ενισχυτή κατάλληλων προδιαγραφών που επιτρέπουν τη λειτουργία σε συχνότητες RF.



Σχήμα 28. Σχηματικό του Ισορροπημένου Διαμορφωτή

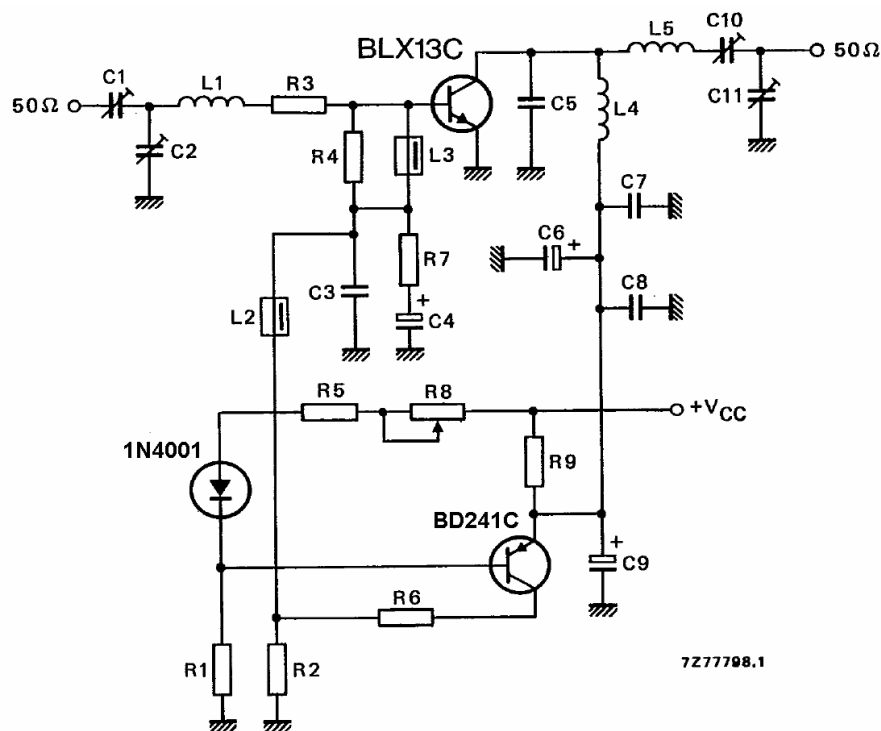
4.6 Ενισχυτής RF συχνοτήτων

Για την ενίσχυση του διαμορφωμένου σήματος και τη τροφοδότηση επόμενου σταδίου ενίσχυσης για μεγαλύτερη ισχύ εκπομπής ή την εκπομπή του μέσω κεραίας, επιλέχθηκε το τρανζίστορ συχνοτήτων RF, BLX13C κατασκευής Philips, σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, πολωμένο σε τάξη A.

Το τρανζίστορ είναι ικανό να παρέχει κέρδος ισχύος μεγαλύτερο από 20dB στη περιοχή συχνοτήτων από 2 ως 30MHz, με τυπική ισχύ P.E.P (Peak Envelope Power) ίση με 10W, με τάση τροφοδοσίας 26V και ρεύμα ηρεμίας 1.25A. Για ισχύ εξόδου 10W με κέρδος ισχύος 20dB, απαιτείται ισχύς εισόδου 100mW με προσαρμοσμένη είσοδο σε χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω, που μπορεί να επιτευχθεί με σήμα εισόδου πλάτους 3.16V.

Το κύκλωμα του ενισχυτή (σχήμα 29) που κατασκευάστηκε, είναι το προτεινόμενο από το κατασκευαστή του τρανζίστορ με κάποιες μικρές αλλαγές (αντί της διόδου BY206 και του pnp τρανζίστορ BD204 χρησιμοποιήθηκαν η διόδος 1N4001 και το τρανζίστορ BD241C).

Το ρεύμα ηρεμίας του τρανζίστορ ισχύος καθορίζεται από το τρανζίστορ BD241C, τη διόδο 1N4001, τις αντιστάσεις R1, R2, R5, R6, R9 και τη μεταβλητή αντίσταση ισχύος R8, μεταβάλλοντας την τάση V_{BE} του BLX13C. Τα ενεργά στοιχεία είναι θερμικά συζευγμένα ώστε να ελαττωθεί η επίδραση της θερμοκρασίας στο σημείο πόλωσης του ενισχυτή.



Σχήμα 29. Γραμμικός RF Ενισχυτής Ισχύος Τάξης A με το BLX13C

4.6.2 Υπολογισμός Απαγωγού Θερμότητας

Σε κατάσταση ηρεμίας (μηδενικό σήμα εισόδου) το BLX13C καταναλώνει ισχύ ίση με 30W (ρεύμα συλλέκτη 1.25A και τάση 24V) και απαιτείται ψύξη του με χρήση απαγωγού θερμότητας (ψύκτρα αλουμινίου). Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων της συσκευής ισχύουν τα παρακάτω:

- Μέγιστη επιτρεπτή θερμοκρασία ένωσης συλλέκτη βάσης ίση με 200°C.
- Θερμική αντίσταση μεταξύ ημιαγωγού και μηχανικής βάσης στήριξης, $R_{th,jB}=3.55K/W$.
- Θερμική αντίσταση μεταξύ βάσης στήριξης και απαγωγού, $R_{th,BH}=0.45K/W$.

Αν η θερμική αντίσταση του απαγωγού τεθεί ίση με x , θεωρώντας θερμοκρασία περιβάλλοντος ίση με 50°C ισχύει η εξίσωση:

$$P = \frac{T_j - T_{amb}}{R_{th,jB} + R_{th,BH} + x} \quad (52)$$

όπου T_j η θερμοκρασία του ημιαγωγού, P η ισχύς που καταναλώνει ο ημιαγωγός και T_{amb} η θερμοκρασία περιβάλλοντος.

Αντικαθιστώντας στη (52) τα δεδομένα και λύνοντας ως προς x προκύπτει πως η θερμική αντίσταση του απαγωγού θερμότητας προς το περιβάλλον πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση από 1K/W. Για τη κατασκευή επιλέχθηκε ένας απαγωγός θερμότητας με θερμική αντίσταση ίση με 0.9K/W. Με δεδομένο πως η θερμοκρασία περιβάλλοντος θα είναι μικρότερη από 50°C και με την επιπρόσθετη ψύξη μέσω ανεμιστήρα, το σύστημα ψύξης κρίνεται ικανοποιητικό για την ασφαλή λειτουργία του ενισχυτή.

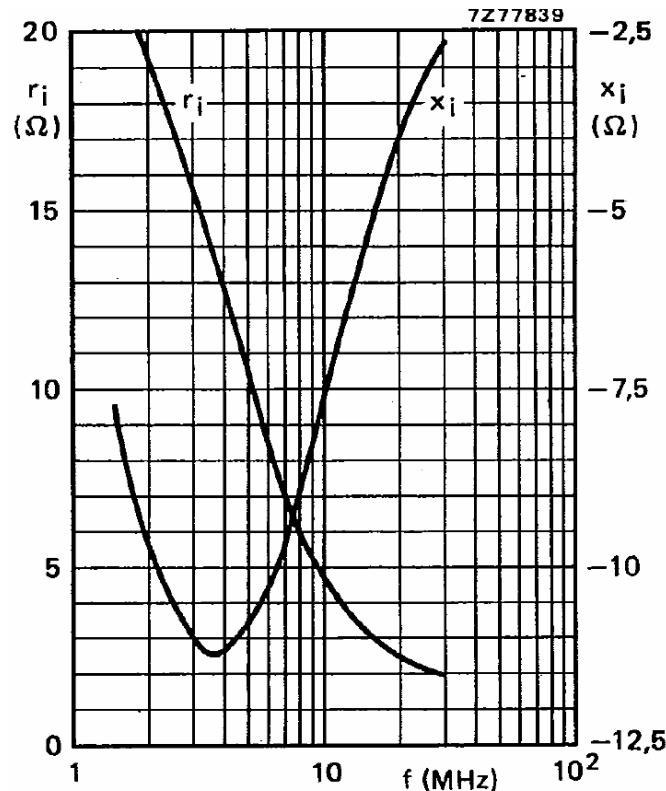
4.6.3 Προσαρμογή Εισόδου και Εξόδου του Ενισχυτή

Για τη μέγιστη μεταφορά ισχύος δεδομένης της αντίστασης εξόδου Z_{out} , του προηγούμενου σταδίου, η αντίσταση εισόδου Z_{in} , του επόμενου σταδίου πρέπει να ισούται με τη μιγαδική συζυγή της Z_{out} . Στη περίπτωση που η Z_{out} είναι πραγματικός αριθμός τότε θα πρέπει οι αντιστάσεις εισόδου και

εξόδου Z_{in} και Z_{out} να είναι ίσες.

Το τρανζίστορ BLX13C παρουσιάζει εμπέδηση εισόδου και εξόδου που μεταβάλλεται συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας και για το λόγο αυτό απαιτούνται δικτυώματα προσαρμογής στην είσοδο και την έξοδο το ενισχυτή για προσαρμογή στη χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 (50Ω). Η σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_{in} είναι ίση με τον εν σειρά συνδυασμό των τιμών r_i και x_i :

$$Z_{in} = r_i + jx_i$$



Σχήμα 30. Πραγματικό και Φανταστικό Μέρος Εμπέδησης Εισόδου του BLX13C

Για τη προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης εισόδου στα 50Ω γίνεται χρήση του δικτυώματος που αποτελείται από τους μεταβλητούς πυκνωτές C1, C2 και το πηνίο L1, ενώ για τη προσαρμογή της εξόδου και τη μέγιστη μεταφορά ισχύος προς το φορτίο (κεραία ή ενισχυτής) γίνεται χρήση του δικτυώματος που αποτελείται από τους μεταβλητούς πυκνωτές C11, C10, το πυκνωτή C5 και τα πηνία L4 και L5.

4.7 Τροφοδοσία

Για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων έγινε χρήση δύο σταθεροποιημένων τροφοδοτικών. Το ένα τροφοδοτικό πολλαπλών τάσεων εξόδου προορίζεται για όλα τα κυκλώματα εκτός του ενισχυτή ισχύος ενώ ο ενισχυτής ισχύος τροφοδοτείται από ξεχωριστό τροφοδοτικό.

Για το τροφοδοτικό πολλαπλών εξόδων έγινε χρήση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σταθεροποίησης θετικής τάσης τροφοδοσίας τύπου LM78xx και αρνητικής τάσης τύπου LM79xx (όπου xx 08, 12 και 15). Ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιήθηκε είναι ισχύος 50VA με δύο δευτερεύοντα τάσης 15Vrms. Μετά την ανόρθωση με ανορθωτή γέφυρας και την εξομάλυνση με φίλτρα ηλεκτρολυτικών πυκνωτών, η τάση που υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$V_{dc,unreg} = V_{ac,rms} \sqrt{2} - 2 \cdot V_d \quad (53)$$

όπου $V_{ac,rms}$ η rms τάση του δευτερεύοντος και $V_d=0,7V$ (ίση με τη πτώση τάσης μιας ορθά πολωμένης διόδου), ανέρχεται στα 20V.

Για τη τροφοδοσία του ενισχυτή έγινε χρήση ολοκληρωμένου σταθεροποιητή τάσης υψηλής ισχύος,

τύπου LT1083, ενώ έγινε χρήση μετασχηματιστή ισχύος 100VA, με τα δύο δευτερεύοντα τυλίγματα τάσης 12Vrms το καθένα, συνδεδεμένα σε σειρά ώστε μετά την ανόρθωση και την εξομάλυνση να παραχθεί συνεχής τάση τροφοδοσίας με τιμή που υπολογίζεται από την εξίσωση (53) και ισούται με 32V.

Οι σταθεροποιητές τάσης για να λειτουργήσουν ορθά χρειάζονται μία ελάχιστη διαφορά τάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Για τα ολοκληρωμένα LM78xx και LM79xx η τάση αυτή έχει τυπική τιμή ίση με 2V, ενώ για το LT1083 η τυπική τιμή είναι 1.5V. Λόγω μεταβολών της τάσης του δικτύου ηλεκτροδότησης που επιτρέπεται να εμφανίσει πτώση ως και 10% είναι προτιμότερο η διαφορά τάσης εισόδου και εξόδου να είναι μεγαλύτερη της ελάχιστης επιτρεπτής ώστε να είναι εξασφαλισμένη η ορθή λειτουργία όταν η τάση του δικτύου παίρνει την ελάχιστη επιτρεπτή τιμή της.

4.8 Η Τελική Κατασκευή

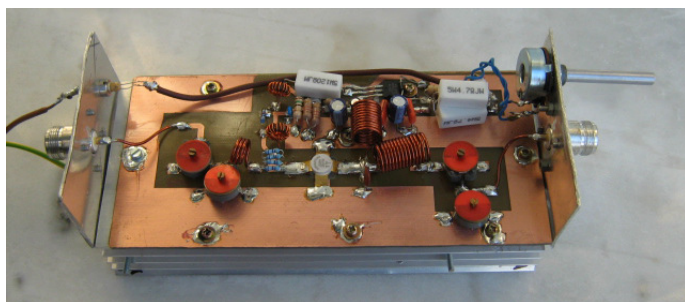
Αρχικά επιβεβαιώθηκε η ορθή λειτουργία με τη κατασκευή ενός πρόχειρου πρωτότυπου (κατασκευή χωρίς πλακέτες με τα εξαρτήματα στον «αέρα» και ένα φύλλο χαλκού που εξυπηρετούσε το ρόλο της γείωσης – ground plane). Ένας παλιός δέκτη που είχε τη δυνατότητα να λαμβάνει σήμα σε μεσαία MW και βραχεία SW, τροποποιήθηκε κατάλληλα ώστε να μπορεί να γίνει μετατόπιση της ενδιάμεσης συχνότητας IF των 455KHz στα 12KHz και να αποκωδικοποιηθεί το σήμα DRM από τον ηλεκτρονικό υπολογιστή με τη χρήση του λογισμικού Dream. Η λήψη ήταν εφικτή αλλά υπήρχαν αρκετές διακοπές του ήχου που αποδόθηκαν στη προχειρότητα του πρωτοτύπου και τη ποιότητα του δέκτη.

Ακολούθησε η τελική κατασκευή που υλοποιήθηκε με τυπωμένα κυκλώματα μονής και διπλής όψης. Η κατασκευή των πλακετών πραγματοποιήθηκε με τη «φωτογραφική» μέθοδο και φωτοευαίσθητες πλακέτες. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η εξής:

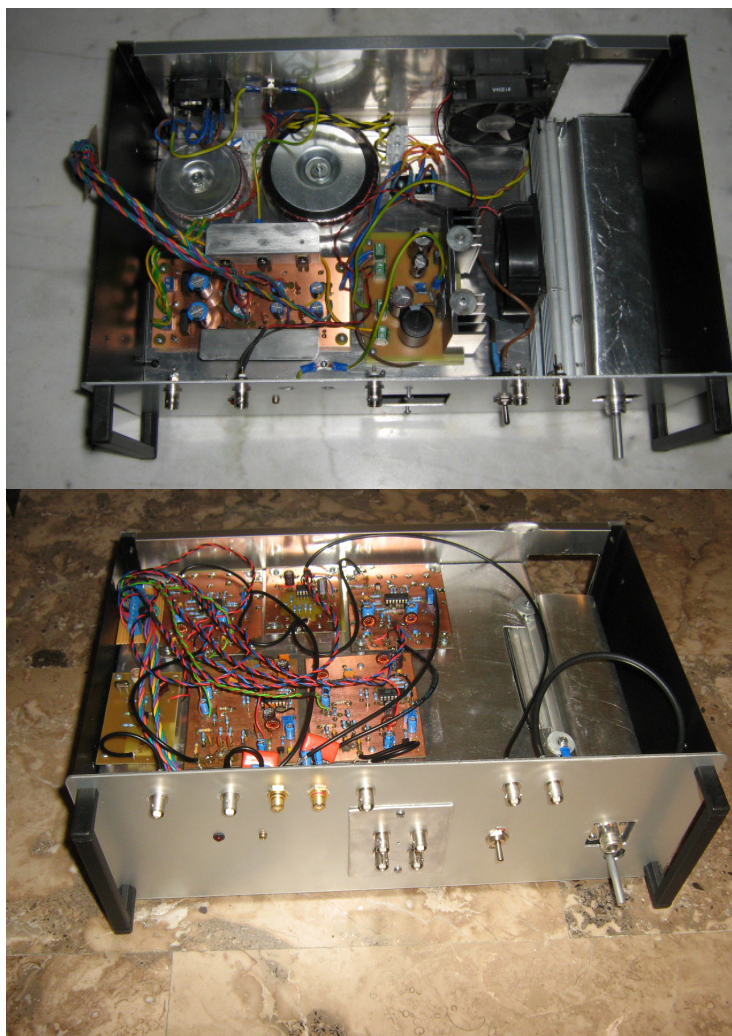
- Το σχέδιο τυπώνεται σε διαφάνεια.
- Η διαφάνεια τοποθετείται πάνω στη φωτοευαίσθητη πλακέτα και γίνεται έκθεση σε ακτινοβολία UV.
- Η πλακέτα εναποτίθεται σε διάλυμα καυστικής σόδας (NaOH) που απομακρύνει από την επιφάνεια της πλακέτας τις περιοχές του φωτοευαίσθητου φιλμ που εκτέθηκαν στην ακτινοβολία UV.
- Αφού η πλακέτα ξεπλυθεί με τη χρήση απιονισμένου νερού εναποτίθεται σε διάλυμα τριχλωριούχου σιδήρου ή άλλου κατάλληλου χημικού με το φωτοευαίσθητο φιλμ που παραμένει στις επιλεγμένες περιοχές της πλακέτας να δρα ως προστατευτικό που εμποδίζει τη διάβρωση του χαλκού.
- Η πλακέτα ξεπλένεται με απιονισμένο νερό, απομακρύνεται το φωτοευαίσθητο φιλμ με τη χρήση οργανικού διαλύτη ακετόνης και αφού καθαριστεί η επιφάνεια τρίβοντας ελαφρά με λεπτόκοκκο γυαλόχαρτο καλύπτεται η επιφάνεια ψεκάζοντας με κατάλληλο σπρέι για να αποτραπεί η οξείδωση του χαλκού.
- Γίνονται οι τρύπες (τυπικές τιμές διαμέτρου 0,8 ως 1,2 χιλιοστά).

Η άνω όψη στις πλακέτες της κατασκευής εκτελεί χρέη γείωσης και συνδέεται με την γείωση της κάτω όψης με τη χρήση μικρών αγωγών και κόλλησης σε αρκετά σημεία. Τα συμβατικά εξαρτήματα (through hole) τοποθετήθηκαν στην άνω όψη της πλακέτας ενώ τα εξαρτήματα επιφανειακής στήριξης (SMD) τοποθετήθηκαν στη κάτω όψη. Το κύκλωμα του διαμορφωτή κατασκευάστηκε τμηματικά για να ελέγχεται κάθε φορά η ορθή λειτουργία των επιμέρους κυκλωμάτων.

Το μεταλλικό κουτί που φιλοξενεί τη κατασκευή έχει διαστάσεις 42x25x15 (ΠxΒxΥ) ενώ εσωτερικά χωρίστηκε καθ' ύψος σε δύο επίπεδα. Στο κάτω επίπεδο βρίσκονται τα σταθεροποιημένα τροφοδοτικά, ο ενισχυτής RF και οι ανεμιστήρες για τη ψύξη της κατασκευής, Στο επάνω επίπεδο τοποθετήθηκε το κύκλωμα διαμόρφωσης.



Εικόνα 25. Ενισχυτής RF

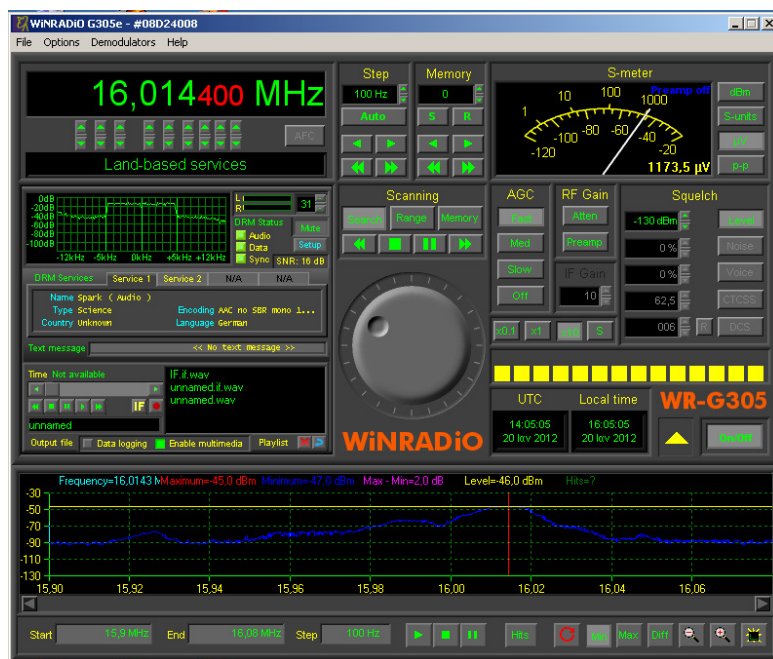


Εικόνα 26. Τελική κατασκευή

4.9 Δοκιμαστική Εκπομπή

Αφού ολοκληρώθηκε η κατασκευή, έγινε δοκιμή λήψης με το τροποποιημένο αναλογικό ραδιόφωνο που είχε χρησιμοποιηθεί αρχικά, στη συχνότητα των 16,012MHz. Η συχνότητα αυτή προκύπτει από τη πρόσθεση του σήματος βασικής ζώνης με κεντρική συχνότητα τα 12KHz και της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή στα 16MHz. Η λήψη είχε την ίδια συμπεριφορά με αυτή του δοκιμαστικού πρωτότυπου. Για την επιβεβαίωση της αρχικής υπόθεσης που απέδιδε τη προβληματική λήψη στη ποιότητα του δέκτη έγινε χρήση του SDR δέκτη Winradio G305e και του συνοδευτικού λογισμικού για τον έλεγχο του δέκτη και την αποκωδικοποίηση του λαμβανόμενου σήματος μέσω ηλεκτρονικού υπολογιστή. Η λήψη ήταν επιτυχής χωρίς διακοπές ενώ έγιναν διάφορες δοκιμές μεταξύ των οποίων

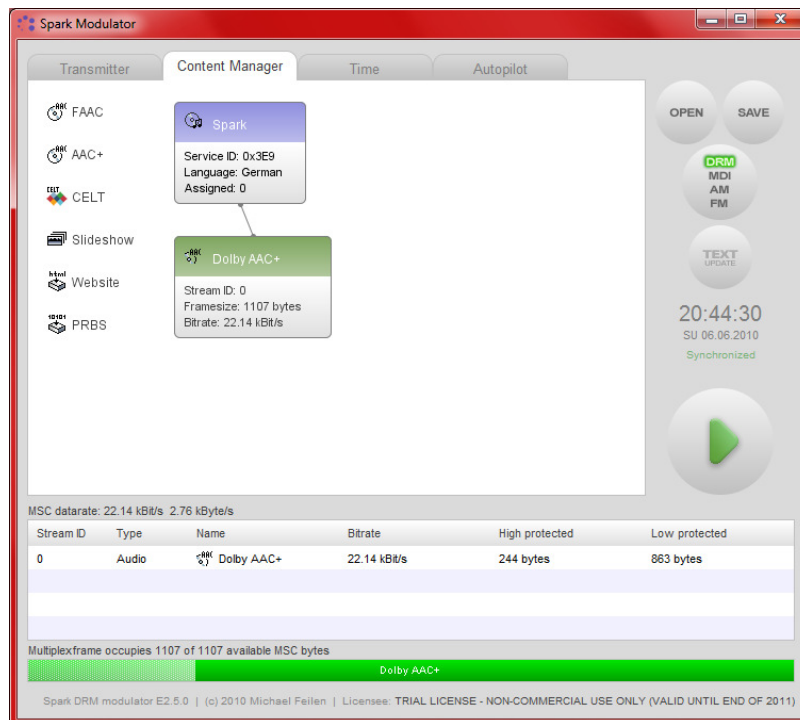
και ταυτόχρονη εκπομπή δύο διαφορετικών προγραμμάτων και αποστολή μηνυμάτων κειμένου. Επίσης το συγκεκριμένο συνοδευτικό πρόγραμμα δίνει τη δυνατότητα μετρήσεων που αφορούν την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος και το φασματικό περιεχόμενο εντός ρυθμιζόμενου εύρους ζώνης. Το σήμα στην είσοδο του δέκτη είχε ισχύ -49dBm, πλάτος 2.3mVp-p και μέση τετραγωνική τιμή RMS ίση με 700μV. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο SNR μετρήθηκε ίσος με 17dB. Το εύρος ζώνης ήταν ίσο με 10KHz ενώ η κεντρική συχνότητα του σήματος ήταν ίση με 16,0144MHz. Στη φασματική ανάλυση στη περιοχή συχνοτήτων από 15,9MHz ως 16,08MHz το λαμβανόμενο σήμα είχε μέση ισχύ ίση με -45dBm. Στη ζώνη συχνοτήτων που αποτελεί τη συμμετρική «εικόνα» του φάσματος του λαμβανόμενου σήματος (16,0144MHz $\pm$ 5KHz) περί τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή (16,0144MHz -0,012MHz) η ισχύς του σήματος μετρήθηκε ίση με -61dBm) ενώ το κατώφλι θορύβου βρέθηκε ίσο με -89dBm. Παρατηρούμε πως ο διαμορφωτής καταπιέζει τη συμμετρική εικόνα ως προς τη φέρουσα κατά 16dB με αποτέλεσμα η ισχύς της να είναι 40 φορές μικρότερη σε σύγκριση με την ισχύ του σήματος που επιθυμούμε να εκπέμψουμε.



Εικόνα 27. Λήψη μέσω του δέκτη Winradio G305e

4.10 Λογισμικό Επεξεργασίας Και Παραγωγής Σήματος DRM

Για τη παραγωγή του σήματος βασικής ζώνης έγινε χρήση της δοκιμαστικής έκδοσης του προγράμματος Spark (Πανεπιστήμιο Εφαρμοσμένων Επιστημών, Kaiserslautern). Δίνεται η δυνατότητα να ρυθμιστούν όλες οι παράμετροι του εκπεμπόμενου σήματος (εύρος ζώνης, τύπος εφαρμοζόμενης προστασίας, κτλ). Η έξοδος του επεξεργασμένου σήματος δίνεται από τη στερεοφωνική αναλογική έξοδο της κάρτας ήχου του υπολογιστή σε μορφή I/Q.



Εικόνα 28. Λογισμικό Spark DRM Transmitter

4.11 Προτάσεις Για Βελτίωση

Η κατασκευή λειτούργησε χωρίς προβλήματα αλλά υπάρχουν κάποια σημεία τα οποία θα μπορούσαν να βελτιωθούν. Ο τοπικός ταλαντωτής στη παρούσα κατασκευή είναι σταθερής συχνότητας. Για να γίνει αλλαγή της συχνότητας εκπομπής θα πρέπει να γίνει αλλαγή του κρυστάλλου, όμως οι συχνότητες που είναι διαθέσιμες είναι συγκεκριμένες. Θα μπορούσε να γίνει παραγωγή της συχνότητας εκπομπής καθώς και της ορθογώνιας συνιστώσας από κυκλώματα DDS (Direct Digital Synthesizer) ελεγχόμενα από μικροελεγκτή. Κατ' αυτό το τρόπο δε θα ήταν αναγκαία η χρήση των κυκλωμάτων AGC και του κατευθυντικού συζεύκτη. Θα εξακολουθούσε όμως να είναι απαραίτητη η προσαρμογή της εισόδου και εξόδου του ενισχυτή ισχύος ανάλογα της συχνότητας λειτουργίας.

Στη περίπτωση που ήταν επιθυμητή η χρήση κατευθυντικού συζεύκτη για τη παραγωγή των ορθογώνιων φερουσών θα μπορούσε να γίνει χρήση ενός πιο πολύπλοκου δικτυώματος συνδυάζοντας περισσότερους κατευθυντικούς συζεύκτες με διαφορετική συχνότητα λειτουργίας (η συχνότητα στην οποία η διαθέσιμη ισχύς είναι ίση στις δύο θύρες εξόδου) με αποτέλεσμα να επιτυγχάνεται μεγαλύτερο εύρος λειτουργίας και μικρότερη διαφορά του πλάτους του σήματος στις δύο θύρες σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων (οι δύο θύρες εξόδου του κατευθυντικού συζεύκτη που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζουν χαρακτηριστικά βαθυπερατού και υψιπερατού φίλτρου με αποτέλεσμα να είναι περιορισμένο το εύρος λειτουργίας).

Στο κατασκευαστικό μέρος έγινε χρήση 6 τυπωμένων κυκλωμάτων (τοπικός ταλαντωτής, δύο AGC, δύο ισορροπημένοι διαμορφωτές και ένας αναλογικός αθροιστής των σημάτων I και Q) μιας που η τμηματική κατασκευή έκανε ευκολότερη την αποσφαλμάτωση και σε περίπτωση λάθους δεν ήταν απαραίτητη η επανασχεδίαση και κατασκευή του κυκλώματος. Αφού ολοκληρώθηκε η κατασκευή θα μπορούσε να φιλοξενηθεί το κύκλωμα του διαμορφωτή σε μία πλακέτα, ελαχιστοποιώντας τον αριθμό των διασυνδέσεων σήματος και τάσεων τροφοδοσίας με σταθεροποίηση τάσεων επί του τυπωμένου κυκλώματος.

5 Συμπεράσματα

Στη παρούσα εργασία αναλύθηκε το πρότυπο DRM καθώς και τα χαρακτηριστικά και οι δυνατότητες που προσφέρονται από αυτό για την εκπομπή ραδιοφωνικού σήματος και κατασκευάστηκε ένας πομπός μικρής ισχύος για την εκπομπή σήματος DRM. Αφορμή για την ανάληψη αυτής της εργασίας αποτέλεσε η επιθυμία για ενασχόληση με ένα αντικείμενο που θα παρουσίαζε ταυτόχρονα θεωρητικό και πρακτικό ενδιαφέρον και θα είχε κάποια πρακτική εφαρμογή. Η κατασκευή αποτέλεσε ευκαιρία για την απόκτηση νέων γνώσεων από το γράφοντα, ενώ το μεγαλύτερο ενδιαφέρον παρουσίασε το κύκλωμα αυτόματου ελέγχου κέρδους AGC και τα υποκυκλώματα που αυτό περιλαμβάνει. Προβληματισμό προκάλεσε κυρίως η ποιότητα της λήψης του πρόχειρου δέκτη που χρησιμοποιήθηκε αρχικά για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας της κατασκευής και η παράλειψη δύο πυκνωτών σύζευξης στη τελική κατασκευή που μετέβαλε τη πόλωση του ενός διαμορφωτή και τη μη ορθή του λειτουργία.

Σχετικά με το σύστημα DRM, αν θα καταφέρει να καθιερωθεί για τη μετάδοση ψηφιακού ραδιοφώνου στις συχνότητες των AM, ο γράφοντας πιστεύει πως θα εξαρτηθεί από τη διάθεση οικονομικά προσιτών φορητών δεκτών στις αγορές στις οποίες απευθύνεται. Η φορητότητα και η προσιτή τιμή ήταν τα βασικά χαρακτηριστικά που επέτρεψαν στο αναλογικό ραδιόφωνο να έχει μεγάλη απήχηση σε ολόκληρο τον κόσμο ακόμα και σε αναπτυσσόμενες χώρες και μη προνομιούχα κοινωνικά στρώματα, αφού αποτελεί μέσο ενημέρωσης, διασκέδασης, ψυχαγωγίας, εκπαίδευσης και επικοινωνίας.

Βιβλιογραφία

- [1] Chris Bowick, “RF Circuit Design”, Newnes, 2007
- [2] Simon Haykin, “Συστήματα Επικοινωνίας”, Εκδόσεις Παπασπηρίου, 1995
- [3] Π.Ν. Παρασκευόπουλος, “Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου – Θεωρία και Εφαρμογές, Τόμος Α”, Εκδόσεις Συμμετρία, 2007
- [4] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Lewis, R.G. Meyer, “Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων”, Εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2007
- [5] Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου, “Εισαγωγή στα Μικροκύματα”, Εκδόσεις Παπασπηρίου, 1994
- [6] Ν. Ουζούνογλου, Δ. Κακλαμάνη, “Σημειώσεις Τηλεπικοινωνιακής Ηλεκτρονικής”, ΕΜΠ, 1994
- [7] David Andrews, “Lumped Element Quadrature Hybrids”, Artech House, 2006
- [8] Irving Gottlieb, “Practical Oscillator Handbook”, Newnes, 1997
- [9] “ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08) Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification”, www.etsi.org , 2009
- [10] “ETSI TS 101 968 V1.3.1 (2009-04) Digital Radio Mondiale (DRM); Data Applications Directory”, www.etsi.org , 2009
- [11] “ETSI TS 102 358 V1.1.1 (2005-01) Digital Radio Mondiale (DRM); Specific Restrictions for the use of the Distribution and Communication Protocol”, www.etsi.org, 2005
- [12] “ETSI TS 102 818 V1.3.1 (2006-02) Digital Audio Broadcasting (DAB); Digital Radio Mondiale (DRM); XML Specification for DAB Electronic Programme Guide (EPG)”, www.etsi.org , 2006
- [13] “ETSI TS 102 820 V1.2.1 (2005-10) Digital Radio Mondiale (DRM); Multiplex Distribution Protocol”, www.etsi.org , 2005
- [14] “ETSI TS 102 821 V1.2.1 (2005-10) Digital Radio Mondiale (DRM); Distribution and Communication Protocol (DCP)”, www.etsi.org , 2005
- [15] F. Hoffman, C. Hansen, W. Schäfer, “Digital Radio Mondiale (DRM) Digital Sound Broadcasting in the AM Bands”, IEEE Transactions on Broadcasting, VOL. 49, NO. 3, 09/2003, pp. 319-328
- [16] D. Guerra, U. Gil, D.de la Vega, G. Prieto, A. Arrinda, J.L. Ordiales, P. Angueira, “Medium Wave Digital Radio Mondiale (DRM) Field Strength Time Variation in Different Reception Environments”, IEEE Transactions On Broadcasting, VOL. 52, NO. 4, 12/2006, pp. 483-491
- [17] G. Prieto, D. Guerra, J.M. Matias, M.M. Velez, A. Arrinda, “Digital Radio Mondiale (DRM) Measurement - System Design and Measurement Methodology for Fixed and Mobile Reception”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 57, NO.3, 03/2008, pp. 567-570
- [18] S.-J. Kim, K.-W. Park, K.-W. Kwon, J.-H. Palk, “An effective frame detection and FFT window point tracking algorithm for Digital Radio Mondiale receivers”, IEEE Digest of Technical Papers, International Conference of Consumer Electronics, 2009, pp. 1-2

- [19] K.-T. Lee, S.-J. Kim, J.-H. Palk, J.-J. Seo, "Implementation of a portable Digital Radio Mondiale (DRM) receiver", IEEE 13th International Symposium on Consumer Electronics, 2009, pp. 150-154
- [20] Y.-H. You, J.-B. Kim, "Improved and low-complexity sampling frequency offset estimation scheme for DRM systems", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), 2011, pp. 489-492
- [21] Karlheinz Brandenburg, "MP3 and AAC Explained", AES, 17th International Conference on High Quality Audio Coding, www.aes.org , 1999
- [22] "ISO/IEC 14496-3:2005(E), Third Edition, Information Technology – Coding of audio-visual objects – Part 3: Audio", www.iec.ch , 2005
- [23] DRM Consortium, "Digital Radio Receiver Profiles", www.drm.org , 2009
- [24] DRM Consortium, "Digital Radio Mondiale (DRM), A Broadcaster's Guide", www.drm.org , 2010
- [25] N. Μήτρου, Ε.Συκάς, "Διαμόρφωση AM-DSBSC", ΕΜΠ, courses.cn.ntua.gr , 2008
- [26] R. Cerda, "Quartz Crystal Primer – Part 1", Raltron, www.raltron.com
- [27] Adam Chen, "Kick start a crystal oscillator in Spice", EDN Magazine, www.edn.com , 05/1999 pp. 110-12
- [28] Louis Moura, "An intuitive method for oscillator analysis using Miller's theorems", International Journal of Electrical Engineering Education 39/1, www.manchesteruniversitypress.co.uk , 2002 pp. 32-41
- [29] Reed Fisher, "Twisted-Wire Quadrature Hybrid Directional Couplers", QST Magazine, 01/1978, pp.21-23
- [30] Dana Whitlow, "Design and operation of automatic gain control loops for receivers in modern communications systems", Analog Devices Inc, www.analog.com
- [31] Avago Technologies, "A low-cost surface mount PIN diode π-attenuator, Application Note 1048", www.avago.com , 2010
- [32] Greg Adams, "Designing Resistive Unequal Power Dividers", Summit Technical Media, High Frequency Electronics Magazine, www.highfrequencyelectronics.com , 05/2007
- [33] Gary Breed, "Designing at Frequencies Bellow 100MHz", Summit Technical Media, High Frequency Electronics Magazine, www.highfrequencyelectronics.com , 04/2011
- [34] Isaac Martinez G., "Automatic Gain Control (AGC) Circuits – Theory and Design", University of Toronto, 2001
- [35] Don Rotolo, "Software Defined Radios", www.cq-amateur-radio.com, 10/2003, pp.56-61
- [36] Dan Tayloe, "Ultra Low Noise, High Performance, Zero IF, Quadrature Product Detector and Preamplifier", Mobile Dev & Design, www.mobiledevdesign.com , 2003
- [37] Burkhard Kainka, "Ραδιόφωνο υποστηριζόμενο από λογισμικό με διασύνδεση USB", Περιοδικό Ελέκτορ, 06/2007, pp. 12-17
- [39] Hewlett Packard, "Application Note 922 – Applications of PIN Diodes"
- [40] W. E. Doherty, Jr., R. D. Joos, "The PIN diode circuits designers' handbook", Microsemi Corporation, www.microsemi.com , 1998
- [41] R. D. Joos, "RF Application Note MPD-103A – Selection of PIN Diodes in designing matched bridged TEE attenuators for low frequency distortion", Microsemi Corporation, www.microsemi.com ,

1995

[42] BBC Research & Development Department Publications, (<http://www.bbc.co.uk/rd/>), White Papers:
WHP016, WHP022, WHP032, WHP049, WHP059, WHP064, WHP094, WHP109, WHP139, WHP140, WHP174, WHP199