

## Δομή Δέκτη για Διαφορική Μεταθετική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό

### ΥΠΟΒΑΘΡΟ ΤΗΣ ΕΦΕΥΡΕΣΗΣ

5 Η παρούσα εφεύρεση σχετίζεται με τη διαφορικά σύμφωνη λήψη Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό (Offset Differential Quadrature Phase Shift Keying) και μερικά σχήματα σηματοδοσίας Συνεχούς Διαμόρφωσης Φάσης (Continuous Phase Modulation) και πιο συγκεκριμένα με διατάξεις και μεθόδους αποδιαμόρφωσης σημάτων ODQPSK, MSK, GMSK και TFM με τρόπο διαφορικά σύμφωνο, καθώς επίσης και με την ταυτόχρονη εκτέλεση εξίσωσης καναλιού και ευέλικτη διαφορική αποκωδικοποίηση για αυτά τα σήματα.

10 Δύο από τους σημαντικότερους παράγοντες που καθορίζουν την απόδοση των σύγχρονων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων είναι το εύρος του εκπεμπόμενου φάσματος και η κατανάλωση. Η Διαφορική Μεταθετική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό προσεγγίζει τη χαρακτηριστική σταθερού φακέλου (constant envelop). Για το λόγο αυτό μπορεί να οδηγήσει ενισχυτική μονάδα εξόδου (power amplifier) μικρής μείωσης ισχύος (low output back-off) ή ενίσχυση στο 1dB από το σημείο κόρου (1dB compression point), με τίμημα μια μικρή μόνο αύξηση του εκπεμπόμενου φάσματος, πράγμα που  
15 συντελεί σε σημαντικό περιορισμό της κατανάλωσης. Επιπλέον, η διαμόρφωση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με περιορισμό πλάτους (amplitude limiter) στο δέκτη με αμεληταία επίπτωση στην απόδοση του συστήματος. Για όλους αυτούς τους λόγους η Διαφορική Μεταθετική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό (OQPSK) έχει  
20 υιοθετηθεί σε πλήθος ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, όπως στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες. Η χρήση ασύμφωνου (non-coherent) ή διαφορικά σύμφωνου (differential coherent) δέκτη προσφέρει το προσόν της γρήγορης επανάκτησης μιας σύνδεσης, ιδιαίτερα όταν έχουμε μετάδοση σε κανάλι που παρουσιάζει διαλήψεις, ή μετάδοση σε ρυπές δεδομένων (burst data) όπως σε συστήματα TDMA (Time Division Multiple Access). Τα  
25 χαρακτηριστικά αυτά είναι σημαντικά και συνήθως επιτυγχάνονται με τίμημα μια μικρή μείωση της απόδοσης στην καμπύλη BER (Bit Error Rate) ως προς SNR (Signal to Noise Ratio). Ειδικά όμως στη διαμόρφωση OQPSK, αν χρησιμοποιήσουμε ασύμφωνη ή διαφορικά σύμφωνη αποδιαμόρφωση, στο δέκτη παρουσιάζεται αλληλεπικάλυψη συμβόλων (Inter-Symbol Interference) μεταξύ των επονομαζόμενων ορθογώνιων συμβόλων I και Q. Για  
30 αυτό το λόγο, παρ'όλο που στο παρελθόν είχαν προταθεί τέτοια σχήματα αποδιαμόρφωσης, η απώλεια στην απόδοση ήταν σημαντική και κατά συνέπεια στους δέκτες OQPSK που έχουν υλοποιηθεί χρησιμοποιούνται αποκλειστικά σύμφωνοι (coherent) αποδιαμορφωτές.

35 Τα διαδοχικά στάδια των συστημάτων μετάδοσης που θεωρούμε εδώ περιγράφονται στο σχήμα 1.1. Ένας πομπός (110) αποτελείται από έναν διαφορικό κωδικοποιητή (115) ο οποίος δέχεται μια διαδική ακολουθία  $\{b_n\}$  και παράγει τη διαφορικά κωδικοποιημένη ακολουθία  $\{a_n\}$ , από ένα μέσον για απεικόνιση αστερισμού (constellation mapping) (120) το οποίο δέχεται την ακολουθία  $\{a_n\}$  και παράγει μια ακολουθία συμβόλων  $\{s_n\}$  και από ένα φίλτρο μορφοποίησης παλμού (125) ακολουθούμενο από ένα μέσον αναβάθμισης  
40 συχνότητας (up-converter) (130) υπεύθυνο για τη διαμόρφωση του φορέα. Το σήμα που προκύπτει στέλνεται σε ένα ενθόρυβο κανάλι (135) το οποίο ενδεχομένως εισάγει και διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference - ISI). Στην πλευρά του δέκτη το σήμα περνά από ένα φίλτρο καναλιού (138) ώστε να διαχωριστεί από τα σήματα που εκπέμπονται σε γειτονικά κανάλια. Το φίλτρο (138) παράγει το σήμα  $r(t)$  το οποίο τροφοδοτεί τη  
45 συσκευή δέκτη (140). Σ' αυτήν εκτελούνται πέντε λειτουργίες. Πρώτη, υποβιβασμός συχνότητας (down-conversion) η οποία αφαιρεί τη συχνότητα του φορέα, δεύτερη,

διαφορική αποκωδικοποίηση η οποία αφαιρεί τη διαφόριση φάσης, τρίτη, εξίσωση καναλιού η οποία αφαιρεί τη διασυμβολική παρεμβολή που εισάγεται από το κανάλι καθώς και τις διαδικασίες φιλτραρίσματος σε όλο το μονοπάτι πομπού-δέκτη, τέταρτη, λήψη απόφασης και πέμπτη, διαφορική αποκωδικοποίηση. Η στάθμη τεχνικής που αφορά τον υποβιβασμό συχνότητας και την αποδιαμόρφωση ODQPSK και κάποιους συγγενείς τύπους διαμόρφωσης, καθώς και την εφαρμογή ενός εξισωτή καναλιού που βασίζεται σε αποστάσεις από κέντρα, παρατίθενται περιληπτικά ακολούθως.

- 10 Στο άρθρο J.H. Colin et al., 1993 (J.H. Colin, G. Englefield, P.A. Goud, "Performance of SRC-filtered ODQPSK in mobile radio communications", Proceedings of the 43rd IEEE Vehicular Technology Conference, pp.668-671, 1993) περιγράφεται η δομή ενός δέκτη DOQPSK που δέχεται σαν είσοδο σήμα βασικής ζώνης (baseband). Το φίλτρο δέκτη είναι τέταρτη ρίζα του φίλτρου Nyquist. Ακολουθούν ένας πραγματικός συσχετιστής (real correlator), ένα κατωπερατό φίλτρο και ένας συγκριτής για λήψη απόφασης. Μια παρόμοια
- 15 προσέγγιση ακολουθείται στην ευρεσιτεχνία U.S.Pat. No 4,989,220 του M.J.Segone, 1991, όπου μια αρχιτεκτονική χτισμένη γύρω από έναν διαχωριστή φάσης (phase splitter) χρησιμοποιείται για την αποδιαμόρφωση σημάτων MPSK όπου η διαμόρφωση περιορίζεται σε μεταβάσεις φάσεων μεταξύ γειτονικών καταστάσεων, συμπεριλαμβανόμενης και της διαμόρφωσης ODQPSK. Μια πιο συστηματική προσέγγιση υιοθετείται από τον G.K.Kaleh,
- 20 1989 ("A Differentially Coherent Receiver for Minimum Shift Keying Signal", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 7, No 1, pp.99-106, Jan. 1989), ο οποίος διερευνά δύο παραλλαγές της δομής διαφορικά σύμφωνου δέκτη για ODQPSK. Στην πρώτη το σήμα εισόδου είναι στη ζώνη βάσης (baseband) και περνά από ένα φίλτρο δέκτη που εμπεριέχει έναν εξισωτή καναλιού zero forcing και ακολουθείται από ένα μιγαδικό
- 25 συσχετιστή (complex correlator). Στη δεύτερη το σήμα εισόδου είναι ζωνοπερατό (bandpass). Το φίλτρο δέκτη εμπεριέχει και πάλι έναν εξισωτή καναλιού και ακολουθείται από έναν μετασχηματισμό Hilbert, ένα κατωπερατό φίλτρο, και έναν υποβιβασμό συχνότητας (down-conversion) για να παραχθεί το αποδιαμορφωμένο σήμα βάσης. Η διάταξη αυτή μπορεί να απλοποιηθεί σε ένα φίλτρο δέκτη, έναν πραγματικό συσχετιστή
- 30 (real correlator) και ένα κατωπερατό φίλτρο σε σειρά, εφόσον ικανοποιείται κάποια συνθήκη που αφορά την επιλογή της κεντρικής συχνότητας εισόδου και της καθυστέρησης του συσχετιστή. Τα κυκλώματα αυτά εμπεριέχονται και στην ευρεσιτεχνία U.S.Pat. No 5,048,058 του G.K.Kaleh, 1991. Η όλη δομή συμπληρώθηκε από τον G.K.Kaleh, 1992
- 35 ("Differential Detection via the Viterbi Algorithm for Offset Modulation and MSK-Type Signals", IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 41, No 4, pp. 401-406, Nov. 1992) με έναν αλγόριθμο Viterbi δύο καταστάσεων, ο οποίος χρησιμοποιείται για διαφορική αποκωδικοποίηση και λήψη απόφασης. Η δομή δέκτη που προκύπτει εικονίζεται στο σχήμα 1.2. Διαφορετική αντιμετώπιση του προβλήματος ακολουθεί ο C.G. Gunther et al, 1994
- 40 (C.G. Gunther and J. Haberman, "DOQPSK-differential demodulation of filtered offset QPSK", IEEE 44<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference Proceedings, vol. 3, pp.1542-1546, 1994). Αναφορικά με με το σχήμα 1.2, ένας απλός υποβιβαστής συχνότητας ο οποίος χρησιμοποιεί τις ορθογώνιες φάσεις ενός ελεύθερου τοπικού ταλαντωτή και ένα ζευγάρι φίλτρων τετραγωνική ρίζας Nyquist, που ακολουθείται από έναν μιγαδικό συσχετιστή συνιστούν τη βαθμίδα (145). Το εξαγόμενο σήμα ζώνης βάσης  $X_c(t)$  δειγματοληπτείται και
- 45 τροφοδοτεί έναν αλγόριθμο Viterbi (155) επιφορτισμένο με τις λειτουργίες της διαφορικής αποκωδικοποίησης, της εξάλειψης της διασυμβολικής παρεμβολής και της λήψης απόφασης. Χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο αυτό, ο οποίος έχει 16 καταστάσεις, αποφεύγεται η χρήση εξισωτή καναλιού τύπου zero forcing και επιτυγχάνεται καλύτερη απόδοση. Θεωρείται ότι το κανάλι είναι γραμμικό με απόκριση Nyquist. Για τέτοιο κανάλι οι παράμετροι του
- 50 αλγορίθμου Viterbi δεν χρειάζονται εκπαίδευση, αλλά μπορούν να υπολογιστούν με αναλυτικό τρόπο. Η μέθοδος αυτή περιγράφεται και στην ευρεσιτεχνία U.S.Pat. No 5,615,230 του Gunther et al., 1997. Όλες οι πιο πάνω μέθοδοι παρουσιάζουν μια μείωση

απόδοσης SNR-BER τουλάχιστον κατά 4dB σε σχέση με την απόδοση του σύμφωνου δέκτη OQPSK. Επιπλέον, αυτή η μείωση απόδοσης είναι πιο εμφανής για μετάδοση σε κανάλια περιορισμένης ζώνης (band limited) ή όταν χρησιμοποιούνται δέκτες με μη γραμμικότητες όπως αυστηρό περιορισμό πλάτους (hard limiting).

5

Μια πιο ευέλικτη υλοποίηση του εξισωτή καναλιού και της λογικής για λήψη απόφασης σε διαφορετικά σύμφωνο δέκτη ODQPSK επιτυγχάνεται με άμεση εφαρμογή του θεωρητικού υποβάθρου του άρθρου S.Theodoridis et al., 1995 (S.Theodoridis, C.F.N.Cowan, C.P.Callender, C.M.S.See, "Schemes for equalization of communication channels with nonlinear impairments", IEE Proceedings on Communications, Vol.142, No 3, pp.165-171, 1995), το οποίο διαπραγματεύεται το πρόβλημα της εξίσωσης καναλιού. Η δομή του δέκτη που προκύπτει εικονίζεται στο σχήμα 1.4. Το λαμβανόμενο σήμα  $r(t)$  περνά από μια βαθμίδα υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης (145) η οποία παράγει ένα σήμα ζώνης βάσης  $X_b(t)$ . Αυτό υπόκειται σε δειγματοληψία οπότε παράγεται το σήμα  $X_b(nT)$ , όπου το  $T$  συμβολίζει την περίοδο ενός bit. Το σήμα  $X_b(nT)$  τροφοδοτεί τη βαθμίδα (165) η οποία είναι υπεύθυνη για εξίσωση καναλιού και λήψη απόφασης. Η παραγόμενη ακολουθία  $\{\hat{a}_n\}$  καθώς και το δειγματοληπτημένο σήμα  $X_b(nT)$  τροφοδοτούν μια συσκευή εκπαίδευσης (175) η οποία υπολογίζει ένα σύνολο κέντρων που χρησιμοποιούνται σαν παράμετροι στην βαθμίδα (165). Η λαμβανόμενη ακολουθία  $\{\hat{b}_n\}$  παράγεται από έναν διαφορικό αποκωδικοποιητή (170) ο οποίος λαμβάνει σαν είσοδο την ακολουθία  $\{\hat{a}_n\}$ .

20

### ΑΠΟΚΑΛΥΨΗ ΤΗΣ ΕΦΕΥΡΕΣΗΣ

Σύμφωνα με την εφεύρεση, περιγράφονται μια μέθοδος και μια συσκευή οι οποίες προσδιορίζουν ευέλικτους και καλύτερης απόδοσης διαφορικά σύμφωνους δέκτες για ODQPSK και κάποια συγγενή σχήματα σηματοδοσίας. Πιο συγκεκριμένα, η βασική αρχή λειτουργίας έχει ως εξής: Ο αποδιαμορφωτής τροφοδοτεί τη λογική λήψης απόφασης με 25 διδιάστατα δεδομένα για κάθε εκπεμπόμενο bit  $b_n$  τα οποία φέρουν πληροφορία σχετιζόμενη με δύο χρονικές στιγμές που διαφέρουν κατά ένα χρονικό διάστημα ίσο με το μισό της περιόδου ενός bit  $T/2$ , ενώ η λογική λήψης απόφασης διατηρεί τον πολλαπλό ρόλο που είχε υιοθετηθεί στη βαθμίδα (155), δηλαδή την ταυτόχρονη εξίσωση καναλιού και 30 ευέλικτη (soft) διαφορική αποκωδικοποίηση. Παρ'όλ'αυτά, εδώ η λογική για λήψη απόφασης χρησιμοποιεί μια αναδρομική διαδικασία ελαχιστοποίησης αποστάσεων από κάποια κέντρα, διαδικασία όμοια με αυτήν που αναφέρεται στο πιο πάνω άρθρο Theodoridis et al., 1995. Συνεπώς το πλεονέκτημα της ευέλικτης εκπαίδευσης του αλγορίθμου μπορεί να αξιοποιηθεί, ώστε να αντιμετωπιστούν μια ενδεχόμενη μη- 35 γραμμικότητα του συστήματος ή χρονική μεταβλητότητα, χωρίς να απαιτείται η εκπεφρασμένη εκτίμηση της απόκρισης του καναλιού.

35

Πιο συγκεκριμένα για τον τύπο σηματοδοσίας ODQPSK και κάποιους τύπους Συνεχούς Διαμόρφωσης Φάσης (Continuous Phase Modulation - CPM), προσδιορίζονται δύο 40 εναλλακτικές δομές διαφορικά σύμφωνης αποδιαμόρφωσης. Η πρώτη αποτελείται από δύο πραγματικούς πολλαπλασιαστές για το συσχετισμό του σήματος εισόδου  $r(t)$  με δύο καθυστερημένες εκδόσεις του οι οποίες διαφέρουν κατά ένα χρονικό διάστημα ίσο με το μισό της περιόδου ενός bit  $T/2$ , όπως φαίνεται στο σχήμα 6. Ακολουθούν δύο παράλληλα κατωπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής ίση με τη συχνότητα μετάδοσης συμβόλου τα 45 οποία παράγουν τα σήματα βασικής ζώνης  $X_b(t)$  και  $X_{b,T/2}(t)$ . Η δεύτερη δομή αποδιαμόρφωσης περιλαμβάνει έναν απλό υποβιβαστή συχνότητας ο οποίος χρησιμοποιεί τις ορθογώνιες φάσεις ενός ελεύθερου τοπικού ταλαντωτή και ένα ζευγάρι προσαρμοσμένων φίλτρων (matched filters), που ακολουθούνται από έναν τελεστή αντίστροφης εφαιπτομένης και έναν τελεστή διαφοράς modulo- $2\pi$ , ο οποίος παράγει ένα

σήμα βασικής ζώνης  $X_f(t)$ . Το σήμα  $X_{f,72}(t)$  παράγεται με απλή καθυστέρηση του σήματος  $X_f(t)$  κατά ένα χρονικό διάστημα ίσο με  $T/2$ .

- 5 Η οικογένεια δεκτών που βασίζονται στα πιο πάνω δομικά στοιχεία, για την περίπτωση σηματοδοσίας ODQPSK φθάνουν απόδοση SNR-BER η οποία απέχει μόλις 1.5dB από την απόδοση της σύμφωνης αποδιαμόρφωσης. Αυτή η βελτίωση απόδοσης μπορεί να αξιοποιηθεί είτε για να απλοποιηθεί το κύκλωμα του ραδίου, ώστε να μειωθεί το συνολικό κόστος υλοποίησης, είτε για να εκπεμφθεί στον αέρα μικρότερη ισχύς, πράγμα που συνεπάγεται σημαντική μείωση κατανάλωσης στην ενισχυτική μονάδα εξόδου. Σε κάθε περίπτωση η απόδοση είναι καλύτερη από αυτήν συστημάτων που είχαν προταθεί στο παρελθόν για ασύμφωνη (non-coherent) και διαφορικά σύμφωνη αποδιαμόρφωση σήματος OQPSK ανεξάρτητα από τα φίλτρα καναλιού που χρησιμοποιούνται και ανεξάρτητα από το διαθέσιμο φάσμα. Κατά συνέπεια, ο σχεδιασμός ενός πομποδέκτη που θα συνδιάζει τα εξής στοιχεία είναι εφικτή: πομπός στενού φάσματος, ενισχυτική μονάδα εξόδου (power amplifier) μικρής μείωσης ισχύος (low output back-off), δέκτης με ασύμφωνη αποδιαμόρφωση. Επίσης, αυξάνεται η ανθεκτικότητα του συστήματος σε παρεμβολές που προέρχονται είτε από γειτονικό κανάλι, είτε από την ίδια μπάντα, καθώς και η ανοχή στις ατέλειες των φίλτρων. Τέλος, η χρήση του αλγορίθμου Viterbi παρέχει τη δυνατότητα προσαρμογής παραμέτρων σε πραγματικό χρόνο. Με αυτόν τον τρόπο βελτιώνεται η αξιοπιστία μετάδοσης δεδομένων σε χρονικά μεταβαλλόμενα κανάλια, όπως αυτά που παρουσιάζουν διάλψη (fading).

- 25 Οι δομές δέκτη που έχουμε συζητήσει εκτός από την διαφορικά σύμφωνη αποδιαμόρφωση σηματοδοσίας ODQPSK εφαρμόζονται επίσης στην αποδιαμόρφωση σηματοδοσίας Ελάχιστης Μετατόπισης Φάσης (Minimum Shift Keying - MSK), Gaussian MSK (GMSK), Ήπιας Διαμόρφωσης Συχνότητας (Tamed Frequency Modulation - TFM) καθώς και όλων των σχημάτων διαμόρφωσης που είναι συμβατά με OQPSK, δηλαδή σχήματα τα οποία επιδέχονται σύμφωνη αποδιαμόρφωση από έναν σύμφωνο αποδιαμορφωτή OQPSK. Παραδείγματα τέτοιων σχημάτων αποτελούν οι διαμορφώσεις JF-OQPSK (T.Le-Ngoc, K.Feher and H.Pham-Van, "New Modulation Techniques for Low-Cost Power and Bandwidth Efficient Satellite Earth Station", IEEE Trans. On Communications, vol.30, pp.275-283, Jan.1982) και FQPSK (H.Mehdi and K.Feher, "FQPSK, Power and Spectral Efficient Family of Modulations for Wireless Communication Systems", Proceedings of the 44th IEEE Vehicular Technology Conference, vol.3, pp.1562-1566, 1994).

35

### ΣΥΝΤΟΜΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΩΝ ΣΧΕΔΙΩΝ

- 40 Τα χαρακτηριστικά και τα πλεονεκτήματα της εφεύρεσης γίνονται πιο εμφανή από μια λεπτομερειακή περιγραφή η οποία δίνεται πιο κάτω σε συνδιασμό με τα σχέδια που την συνοδεύουν, όπου:
- Το σχήμα 1.1 παρουσιάζει τα διαδοχικά στάδια επεξεργασίας ενός συστήματος μετάδοσης στο οποίο εφαρμόζεται η εφεύρεση.
- Τα σχήματα 1.2 ως 1.4 παρουσιάζουν τα σχηματικά διαγράμματα δεκτών που αναφέρονται στο σχήμα 1.1 σύμφωνα με την υπάρχουσα στάθμη τεχνικής.
- 45 Το σχήμα 2 παρουσιάζει μια πρώτη υλοποίηση μιας δομής δέκτη σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση.
- Το σχήμα 3 παρουσιάζει μια δεύτερη υλοποίηση μιας δομής δέκτη σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση.
- Το σχήμα 4 παρουσιάζει το διάγραμμα trellis που χαρακτηρίζει τον αλγόριθμο Viterbi ο οποίος χρησιμοποιείται από ένα συγκεκριμένο παράδειγμα κυκλώματος εξίσωσης καναλιού και διαφορικής αποκωδικοποίησης.
- 50 Το σχήμα 5 παρουσιάζει το σχηματικό διάγραμμα του αλγορίθμου Viterbi ο οποίος

χρησιμοποιείται από ένα συγκεκριμένο παράδειγμα κυκλώματος εξίσωσης καναλιού και διαφορικής αποκωδικοποίησης.

- Το σχήμα 6 παρουσιάζει ένα πρώτο συγκεκριμένο παράδειγμα κυκλώματος υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση.
- 5 Το σχήμα 7 παρουσιάζει ένα δεύτερο συγκεκριμένο παράδειγμα κυκλώματος υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση.

### ΛΕΠΤΟΜΕΡΕΙΑΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΩΝ

- 10 Η περιγραφή που ακολουθεί προτείνει παραδείγματα υλοποιήσεων της εφεύρεσης χωρίς να συνιστά οποιοδήποτε περιορισμό. Μια συγκεκριμένη υλοποίηση του δέκτη (144) σε συμφωνία με την παρούσα εφεύρεση φαίνεται στο σχήμα 2. Ο δέκτης (144) δέχεται το σήμα εισόδου  $r(t)$ , το περνά από τη βαθμίδα υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης (21), παράγει δύο σήματα βασικής ζώνης  $X_i(t)$  και  $X_{i-T/2}(t)$  τα οποία φέρουν πληροφορία
- 15 σχετιζόμενη με δύο χρονικές στιγμές που διαφέρουν κατά ένα χρονικό διάστημα ίσο με το μισό της περιόδου ενός bit  $T/2$ . Αυτό το ζευγάρι σημάτων υπόκειται σε δειγματοληψία ώστε να παραχθούν τα σήματα  $X_i(nT)$  και  $X_{i-T/2}(nT)$ , όπου το  $T$  συμβολίζει την περίοδο ενός bit, τα οποία τροφοδοτούν τη βαθμίδα (23). Αυτή είναι υπεύθυνη για την παραγωγή των εκτιμήσεων  $\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots$  της ακολουθίας bit εκπομπής εκτελώντας τις λειτουργίες
- 20 εξίσωσης καναλιού, ευέλικτης διαφορικής αποκωδικοποίησης και λήψης απόφασης. Αυτές οι λειτουργίες υλοποιούνται μέσω μιας αναδρομικής ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους  $V(\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots)$  η οποία ορίζεται ως εξής

$$\sum_{k=-M}^{n+N} \left[ [X_i(kT) \quad X_{i-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right] W \left[ [X_i(kT) \quad X_{i-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right]^*$$

- όπου το σύμβολο "\*" υποδηλώνει την πράξη της αναστροφής (transposition) ενός
- 25 ανύσματος,  $N$  είναι ένας θετικός ακέραιος, το  $M$  είναι ίσο με  $M_1 + M_2 - 1$ , όπου  $M_1$  είναι το πλήθος των εκπεμπόμενων bit πληροφορίας  $b_k$ ,  $k=n, n-1, \dots, n-M_1+1$  που απαιτούνται για τον υπολογισμό ενός συμβόλου  $s_n$  και το  $M_2$  δηλώνει την έκταση της δια-συμβολικής παρεμβολής σε bit του συνδιασμού του φίλτρου μορφοποίησης παλμού (125), του καναλιού μετάδοσης (135) και του φίλτρου καναλιού (138) στο σχήμα 1.1. Επίσης,  $W$  είναι ένας
- 30 τετραγωνικός, θετικά ορισμένος πίνακας με διάσταση 2,  $C(b_0 b_1 \dots b_{M-1})$  είναι ένα άνυσμα γραμμής δύο στοιχείων σε έναν πίνακα  $C$  με διάσταση  $2^M \times 2$ , όπου η γραμμή διευθυνσιοδοτείται από έναν δείκτη με  $M$  bits  $b_0 b_1 \dots b_{M-1}$ . Η ακολουθία bit  $\{\hat{b}_n\}$  που προκύπτει αποτελεί την έξοδο του δέκτη. Αυτή η έξοδος, καθώς επίσης και τα δειγματοληπτημένα σήματα  $X_i(nT)$  και  $X_{i-T/2}(nT)$  τροφοδοτούν τη βαθμίδα εκπαίδευσης (24)
- 35 η οποία υπολογίζει ένα σύνολο από διδιάστατα κέντρα  $C(I)$ ,  $I=0, 1, \dots, 2^M - 1$ , που χρησιμοποιούνται σαν παράμετροι στην βαθμίδα (23). Κάθε χρονική στιγμή  $n$  εκτελείται αυτός ο υπολογισμός σύμφωνα με τον τύπο

$$C_{new}(I) = C_{old}(I) + \lambda \left( [X_i(nT) \quad X_{i-T/2}(nT)] - C_{old}(I) \right)$$

- όπου το  $\lambda$  παίρνει μια μικρή θετική τιμή και το  $I$  είναι ο αριθμός με διαδικτή αναπαράσταση
- 40  $\hat{b}_n \hat{b}_{n-1} \hat{b}_{n-2} \dots \hat{b}_{n-M+1}$ .

- Τα κέντρα  $C(I)$ ,  $I=0, 1, \dots, 2^M - 1$  μπορούν επίσης να υπολογιστούν από ένα μη αναδρομικό μέσον (31) ορίζοντας εκτός από την κατάσταση κανονικής λειτουργίας του δέκτη και μια κατάσταση λειτουργίας για εκπαίδευση όπως φαίνεται στο σχήμα 3. Σε αυτήν την
- 45 περίπτωση εισάγεται μια χρονική καθυστέρηση κατά  $d \cdot T$  από μια βαθμίδα καθυστέρησης (32) ώστε ένα εκπεμπόμενο bit  $b_n$  να ευθυγραμμίζεται με τα σήματα βασικής ζώνης  $[X_i(nT) \quad X_{i-T/2}(nT)]$  του δέκτη. Η διαδικασία εκπαίδευσης περιλαμβάνει δύο βήματα. Πρώτο, για μια δεδομένη ακολουθία εκπαίδευσης  $S$  μήκους  $L$  αποτελούμενη από bit πληροφορίας  $b_n$ ,

- 5  $b_1, \dots, b_{L-1}$ , παράγονται  $2^M$  αμοιβαία ξένα μεταξύ τους σύνολα  $S_I$ ,  $I=0,1,\dots, 2^M -1$  συσχετίζοντας σε κάθε σύνολο  $S_I$  τις χρονικές στιγμές  $n$ ,  $0 \leq n < L - M$  οι οποίες προσδιορίζουν τις υπο-ακολουθίες  $\{b_n, b_{n+1}, \dots, b_{n+M-1}\}$  όπου  $b_n, b_{n+1}, \dots, b_{n+M-1}$  είναι η διαδικτή αναπαράσταση του δείκτη  $I$ . Δεύτερο, οι τιμές  $C(I)$ ,  $I=0,1,\dots, 2^M -1$  υπολογίζονται με βάση την έκφραση:

$$\frac{1}{|S_I|} \sum_{n \in S_I} [X_n((n+d)T) - X_{n-T/2}((n+d)T)]$$

όπου το  $|S_I|$  συμβολίζει το πλήθος στοιχείων του συνόλου  $S_I$ .

- 10 Η αναδρομική ελαχιστοποίηση της συνάρτησης κόστους  $V(\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots)$  υλοποιείται από έναν αλγόριθμο Viterbi (Viterbi algorithm - VA). Μια μετάβαση στο διάγραμμα trellis που προσδιορίζει τον VA αντιστοιχεί σε μια ομάδα από  $M$  διαδοχικά εκτιμώμενα bit. Συνεπώς, έχουμε  $2^M$  δυνατές μεταβάσεις οι οποίες ορίζουν έναν VA με  $2^{M-1}$  καταστάσεις. Για παράδειγμα, αν το  $M$  πάρει την τιμή 4, μια μετάβαση στο διάγραμμα trellis του VA αντιστοιχεί σε μια τετράδα από bits  $\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \hat{b}_{n-3}$  και η σχετική μετρική κόστους είναι

15 
$$metric(I) = \left[ [X_n(nT) \quad X_{n-T/2}(nT)] - C(I) \right] W \left[ [X_n(nT) \quad X_{n-T/2}(nT)] - C(I) \right]^T$$

- όπου το  $I$  είναι ο αριθμός με διαδικτή αναπαράσταση  $\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \hat{b}_{n-3}$ . Αν  $W$  είναι ο ταυτοτικός πίνακας η μετρική κόστους ανάγεται στη συνάρτηση Ευκλείδειας απόστασης. Για την ελαχιστοποίηση του κόστους απαιτείται ένας VA 8 καταστάσεων ο οποίος προσδιορίζεται από ένα διάγραμμα trellis με 16 μεταβάσεις, όπως φαίνεται στο σχήμα 4. Η αρχή λειτουργίας του VA περιγράφεται λεπτομερειακά στο άρθρο του G.D.Forney, 1973 ("The Viterbi algorithm", Proceedings of the IEEE, vol.61, no 3, March 1973, pp.268-278). Στο σχήμα 5 δίνεται ένα γενικό διάγραμμα ροής για τον VA 8 καταστάσεων. Μια βαθμίδα υπολογισμού κόστους διακλάδοσης (Branch Metric Unit - BMU) (51) παίρνει τα δειγματοληπτημένα από τη βαθμίδα (150) σήματα  $[X_n(nT) \quad X_{n-T/2}(nT)]$  και τα κέντρα  $C(I)$ ,  $I=0,1,\dots,15$  από ένα μέσον εξαγωγής κέντρων (24) ή (31) και υπολογίζει τις μετρικές μετάβασης  $metric(I)$ ,  $I=0,1,\dots,15$  που σχετίζονται με τις μεταβάσεις του διαγράμματος trellis στο σχήμα 4. Μια βαθμίδα πρόσθεσης-σύγκρισης-επιλογής (Add-Compare-Select - ACS) (52) υπολογίζει αναδρομικά τις νέες μετρικές μονοπατιών προσθέτοντας τις κατάλληλες μετρικές μεταβάσεων στις παλιές μετρικές των υποψήφιων μονοπατιών σύμφωνα με το διάγραμμα trellis, συγκρίνοντας και στη συνέχεια επιλέγοντας τα επιζώντα μονοπάτια. Οι εξαγόμενες μετρικές των 8 επιζώντων μονοπατιών  $P_0, P_1, \dots, P_7$  αποθηκεύονται σε μια τράπεζα καταχωρητών (53), ενώ οι διαδικτές αποφάσεις από τις 8 συγκρίσεις εξάγονται σε ένα σήμα  $sel$ . Μια βαθμίδα επιλογής ελαχίστου (54) παράγει ένα δείκτη  $min\_indx$  τριών bit ο οποίος προσδιορίζει τη μετρική μονοπατιού με τη μικρότερη τιμή. Μια βαθμίδα μνήμης των επιζώντων μονοπατιών (Survivor Memory Unit - SMU) (55) παίρνει το σήμα  $sel$  από τη βαθμίδα ACS (52) και το  $min\_indx$  από τη βαθμίδα επιλογής ελαχίστου (54), διατηρεί τις επιζώσες ακολουθίες όπως αυτές υπαγορεύονται από το σήμα  $sel$  και είναι υπεύθυνη για την εξαγωγή του αποκωδικοποιημένου bit  $\hat{b}_n$ . Οι ακολουθίες που επιζούν συγκλίνουν με μεγάλη πιθανότητα, πράγμα που εκμεταλλεύεται η βαθμίδα SMU ώστε να υπολογίζει το αποκωδικοποιημένο bit χρησιμοποιώντας πεπερασμένη μνήμη βάθους  $N$ .

- Ένα παράδειγμα υλοποίησης των λειτουργιών υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση φαίνεται στο σχήμα 6. Το λαμβανόμενο σήμα  $r(t)$  τροφοδοτεί δύο στοιχεία καθυστέρησης (61) και (62), καθώς και δύο πραγματικούς πολλαπλασιαστές (63) και (64). Το στοιχείο καθυστέρησης (61) παράγει ένα σήμα  $r(t-D)$  και τροφοδοτεί τον πολλαπλασιαστή (63), ενώ το στοιχείο καθυστέρησης (62) παράγει ένα σήμα  $r(t-D-T/2)$  και τροφοδοτεί τον πολλαπλασιαστή (64). Η έξοδος του

πολλαπλασιαστή (63) περνά από ένα κατωπερατό φίλτρο (65) και παράγει το σήμα  $X_H(t)$ , ενώ η έξοδος του πολλαπλασιαστή (64) περνά από ένα κατωπερατό φίλτρο (66) και παράγει το σήμα  $X_{L/2}(t)$ .

- 5 Ένα άλλο παράδειγμα υλοποίησης των λειτουργιών υποβιβασμού συχνότητας και αποδιαμόρφωσης σύμφωνα με την παρούσα εφεύρεση φαίνεται στο σχήμα 7. Το λαμβανόμενο σήμα  $r(t)$  τροφοδοτεί δύο πραγματικούς πολλαπλασιαστές (715) και (720). Οι πολλαπλασιαστές (715) και (720) λαμβάνουν επίσης τις ορθογώνιες φάσεις μιας κυματομορφής αναφοράς που παράγεται από έναν κρύσταλλο που τρέχει ελεύθερα (705)
- 10 ακολουθούμενο από μια βαθμίδα καθυστέρησης φάσης (710). Η έξοδος  $r_i(t)$  του πολλαπλασιαστή (715) τροφοδοτεί ένα προσαρμοσμένο φίλτρο (725) και παράγει ένα σήμα  $i(t)$ , ενώ η έξοδος  $r_q(t)$  του πολλαπλασιαστή (720) τροφοδοτεί ένα ταυτόσημο προσαρμοσμένο φίλτρο (730) και παράγει ένα σήμα  $q(t)$ . Ένας τελεστής αντίστροφης επαπτομένης (735) με δύο εισόδους λαμβάνει τα σήματα  $i(t)$  και  $q(t)$  και παράγει ένα σήμα
- 15 φάσης βασικής ζώνης  $\varphi(t)$ . Ένα στοιχείο καθυστέρησης (740) εισάγει στο σήμα φάσης μια χρονική καθυστέρηση ίση με την περίοδο  $T$  ενός bit. Το καθυστερημένο σήμα  $\varphi(t-T)$  αφαιρείται από το  $\varphi(t)$  σε έναν αφαιρέτη (745) και το αποτέλεσμα περνά από μια βαθμίδα modulo- $2\pi$  (750) η οποία παράγει το σήμα  $X_H(t)$ . Το σήμα  $X_{L/2}(t)$  παράγεται με
- 20 καθυστέρηση του  $X_H(t)$  κατά μια χρονική περίοδο ίση με  $T/2$  από ένα στοιχείο καθυστέρησης (755).

## ΑΞΙΩΣΕΙΣ

1. Μια μέθοδος για διαφορικά σύμφωνη αποδιαμόρφωση ενός σήματος  $r(t)$ , το οποίο σήμα είναι το αποτέλεσμα της επεξεργασίας μιας ακολουθίας συμβόλων πληροφορίας  $\{s_n\}$ , η οποία επεξεργασία περιλαμβάνει διαδοχικά βήματα φιλτραρίσματος με ένα φίλτρο μορφοποίησης παλμού, διαμόρφωση ενός φορέα συχνότητας  $f_0$ , μετάδοση σε ένα κανάλι που εισάγει θόρυβο και διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference - ISI) και φιλτράρισμα με ένα φίλτρο διαχωρισμού καναλιού, όπου η ακολουθία  $\{s_n\}$  εξάγεται με διαφορική κωδικοποίηση και απεικόνιση αστερισμού (constellation mapping) μιας ακολουθίας bit πληροφορίας  $\{b_n\}$  και ο υπολογισμός ενός συμβόλου  $s_n$  απαιτεί τις τιμές του συμβόλου  $s_{n-1}$  και  $M_1$  bit πληροφορίας  $b_k$ ,  $k=n, n-1, \dots, n-M_1+1$  παραγόμενα σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$ , όπου η διασυμβολική παρεμβολή του συνδιασμού του φίλτρου μορφοποίησης παλμού, του καναλιού μετάδοσης και του φίλτρου διαχωρισμού καναλιού εκτείνεται σε  $M_2$  διαδοχικά bit πληροφορίας και όπου η μέθοδος χαρακτηρίζεται από:

αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  ώστε να παραχθεί το ζευγάρι σημάτων  $[X_i(t), X_{i-T/2}(t)]$  δειγματοληψία των σημάτων  $[X_i(t), X_{i-T/2}(t)]$  σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$  ώστε να παραχθεί το ζευγάρι σημάτων  $[X_i(nT), X_{i-T/2}(nT)]$  σε κάθε χρονική στιγμή  $n$ .

ελαχιστοποίηση της ποσότητας  $V(\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots)$  τη χρονική στιγμή  $n$  όπου

$$\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots \text{ είναι μια ημι-άπειρη ακολουθία bit, η οποία ποσότητα ισούται με } \sum_{k=-N}^{n+N} \left[ [X_i(kT) \ X_{i-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right] W \left[ [X_i(kT) \ X_{i-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right]^*$$

όπου το σύμβολο "\*" υποδηλώνει την πράξη της αναστροφής (transposition) ενός ανύσματος, το  $N$  είναι ένας θετικός ακέραιος, το  $M$  είναι ίσο με  $M_1+M_2-1$ ,  $W$  είναι ένας τετραγωνικός, θετικά ορισμένος πίνακας με διάσταση 2,  $C(b_0 b_1 \dots b_{M-1})$  είναι ένα άνυσμα γραμμής δύο στοιχείων σε έναν πίνακα  $C$  με διάσταση  $2^M \times 2$ , όπου η γραμμή αυτή διευθυνσιοδοτείται από έναν δείκτη με  $M$  bits  $b_0 b_1 \dots b_{M-1}$ , η οποία ελαχιστοποίηση επιτυγχάνεται μέσω κάποιου αναδρομικού αλγόριθμου· υπολογισμό των τιμών των στοιχείων του αναφερθέντος πίνακα  $C$ .

2. Μια μέθοδος σύμφωνα με το αξίωμα 1, στην οποία η διαμόρφωση είναι του τύπου Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό - ODQPSK ή Ελάχιστης Μετατόπισης Φάσης - MSK ή Gaussian MSK ή Ήπιας Διαμόρφωσης Συχνότητας - TFM, όπου η αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες διαδοχικές ενέργειες:

παράγονται τα καθυστερημένα σήματα  $r(t-D)$  και  $r(t-D-T/2)$ , όπου το  $D$  συμβολίζει μια θετική χρονική καθυστέρηση· παράγονται τα σήματα  $r(t) \cdot r(t-D)$  και  $r(t) \cdot r(t-D-T/2)$ · τα τελευταία υπόκεινται κατωπερατό φιλτράρισμα ώστε να παραχθούν τα σήματα  $X_i(t)$  και  $X_{i-T/2}(t)$ .

3. Μια μέθοδος σύμφωνα με το αξίωμα 1, στην οποία η διαμόρφωση είναι του τύπου Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό - ODQPSK ή Ελάχιστης Μετατόπισης Φάσης - MSK ή Gaussian MSK ή Ήπιας Διαμόρφωσης Συχνότητας - TFM, όπου η αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες διαδοχικές ενέργειες:

ένα πρώτο σήμα  $r_i(t)$  παράγεται με πολλαπλασιασμό του σήματος  $r(t)$  με μια πρώτη κυματομορφή αναφοράς η οποία έχει μια πρώτη φάση και συχνότητα ίση με το φορέα του σήματος εισόδου  $r(t)$  και ένα δεύτερο σήμα  $r_q(t)$  παράγεται με πολλαπλασιασμό





- του σήματος  $r(t)$  με μια δεύτερη κυματομορφή αναφοράς η οποία έχει τη συχνότητα του φορέα και φάση ορθογώνια στην πρώτη·  
 τα σήματα  $r_i(t)$  και  $r_q(t)$  υπόκεινται φιλτράρισμα από προσαρμοσμένα φίλτρα, ώστε να παραχθούν τα σήματα  $i(t)$  και  $q(t)$ ·
- 5 παράγεται το σήμα ανάστροφης εφαιπτομένης  $\varphi(t)$  του διδιάστατου σήματος  $(i(t), q(t))$ ·  
 παράγεται το καθυστερημένο σήμα  $\varphi(t-T)$ ·  
 παράγεται το σήμα  $X_i(t)$  υπολογίζοντας τη διαφορά modulo- $2\pi$  των σημάτων  $\varphi(t)$  και  $\varphi(t-T)$ ·  
 το σήμα  $X_{i-T/2}(t)$  παράγεται σαν μια καθυστερημένη έκδοση  $X_i(t-T/2)$  του  $X_i(t)$ ·
- 10
4. Μια μέθοδος σύμφωνα με το αξίωμα 1, όπου ο αναδρομικός αλγόριθμος είναι ένας αλγόριθμος Viterbi με πλήρη χώρο κατάστασης μεγέθους  $2^{M-1}$ , ή ένας αλγόριθμος Viterbi ο οποίος σε κάθε χρονική στιγμή διατηρεί μόνο ένα υποσύνολο του χώρου κατάστασης.
- 15
5. Μια μέθοδος σύμφωνα με το αξίωμα 1, όπου ο υπολογισμός του πίνακα  $C$  χαρακτηρίζεται από τις ακόλουθες διαδοχικές ενέργειες:  
 μια πηγή διαδικών ψηφίων παράγει μια ακολουθία εκπαίδευσης  $S$  μήκους  $L$  από bit πληροφορίας  $b_0, b_1, \dots, b_{L-1}$  σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$ ·
- 20 δημιουργούνται  $2^M$  αμοιβαία ξένα μεταξύ τους σύνολα  $S_I, I=0,1,\dots, 2^M-1$  συσχετίζοντας με κάθε σύνολο  $S_I$  με δείκτη  $I$  τις χρονικές στιγμές  $n$  οι οποίες καθορίζουν τις υπο-ακολουθίες  $\{b_n, b_{n+1}, \dots, b_{n+M-1}\}$  όπου  $b_n b_{n+1} \dots b_{n+M-1}$  είναι η διαδική αναπαράσταση του δείκτη  $I$  και το  $n$  ορίζεται στο διάστημα  $0 \leq n < L - M$ ·  
 τα σήματα  $X_i(nT)$  και  $X_{i-T/2}(nT)$  παράγονται υποβάλλοντας την ακολουθία  $S$  στη διαδικασία μετάδοσης όπως αυτή περιγράφεται στο αξίωμα 1, όπου το  $n$  ορίζεται για τις χρονικές στιγμές  $d, d+1, d+2, \dots, d+L-1$  και το  $d$  συμβολίζει τη σταθερή χρονική καθυστέρηση ανάμεσα στο bit πληροφορίας με δείκτη  $n$  και τα δειγματοληπτημένα σήματα εξόδου με δείκτη  $n$ ·
- 25 η γραμμή  $C(I)$  με δείκτη  $I=0,1,\dots, 2^M-1$  προκύπτει με βάση την έκφραση
- 30
- $$\frac{1}{|S_I|} \sum_{n \in S_I} [X_i((n+d)T) X_{i-T/2}((n+d)T)]$$
- όπου το  $|S_I|$  συμβολίζει το πλήθος στοιχείων του συνόλου  $S_I$ ·
6. Μια μέθοδος σύμφωνα με το αξίωμα 1, όπου ο υπολογισμός του πίνακα  $C$  χαρακτηρίζεται από μια αναδρομική διαδικασία η οποία παράγει τη νέα τιμή  $C_{new}(I)$  της γραμμής με δείκτη  $I$  κατά τη χρονική στιγμή  $n$  ως εξής:
- 35 αν τη χρονική στιγμή  $n$  η διαδική αναπαράσταση του πιο πάνω δείκτη  $I$  είναι  $\hat{b}_n \hat{b}_{n-1} \hat{b}_{n-2} \dots \hat{b}_{n-M+1}$  τότε η τιμή  $C_{new}(I)$  προκύπτει με βάση την έκφραση
- $$C_{old}(I) + \lambda \left( [X_i(nT) X_{i-T/2}(nT)] - C_{old}(I) \right)$$
- όπου το  $\lambda$  έχει μια μικρή θετική τιμή and το  $C_{old}(I)$  συμβολίζει την τιμή της γραμμής κατά τη χρονική στιγμή  $n-1$ ·
- 40 διαφορετικά, η τιμή  $C_{new}(I)$  της γραμμής με δείκτη  $I$  κατά τη χρονική στιγμή  $n$  διατηρεί την τιμή  $C_{old}(I)$  αυτής της γραμμής που είχε τη χρονική στιγμή  $n-1$ ·

7. Μια συσκευή για διαφορικά σύμφωνη αποδιαμόρφωση ενός σήματος  $r(t)$ , το οποίο σήμα είναι το αποτέλεσμα της επεξεργασίας μιας ακολουθίας συμβόλων πληροφορίας  $\{s_n\}$ , η οποία επεξεργασία περιλαμβάνει διαδοχικά βήματα φιλτραρίσματος με ένα φίλτρο μορφοποίησης παλμού, διαμόρφωση ενός φορέα συχνότητας  $f_0$ , μετάδοση σε ένα κανάλι που εισάγει θόρυβο και διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference - ISI) και φιλτράρισμα με ένα φίλτρο διαχωρισμού καναλιού, όπου η ακολουθία  $\{s_n\}$  εξάγεται με διαφορική κωδικοποίηση και απεικόνιση αστερισμού (constellation mapping) μιας ακολουθίας bit πληροφορίας  $\{b_n\}$  και ο υπολογισμός ενός συμβόλου  $s_n$  απαιτεί τις τιμές του συμβόλου  $s_{n-1}$  και  $M_1$  bit πληροφορίας  $b_k$ ,  $k=n, n-1, \dots, n-M_1+1$  παραγόμενα σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$ , όπου η διασυμβολική παρεμβολή του συνδιασμού του φίλτρου μορφοποίησης παλμού, του καναλιού μετάδοσης και του φίλτρου διαχωρισμού καναλιού εκτείνεται σε  $M_2$  διαδοχικά bit πληροφορίας και όπου η συσκευή χαρακτηρίζεται από:

μέσον για αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  ώστε να παραχθεί το ζευγάρι σημάτων  $[X_n(t), X_{t-T/2}(t)]$ .

μέσον για δειγματοληψία των σημάτων  $[X_n(t), X_{t-T/2}(t)]$  σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$  ώστε να παραχθεί το ζευγάρι σημάτων  $[X_n(nT), X_{t-T/2}(nT)]$  σε κάθε χρονική στιγμή  $n$ .

μέσον για ελαχιστοποίηση της ποσότητας  $V(\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots)$  τη χρονική στιγμή  $n$  όπου

$$\hat{b}_n, \hat{b}_{n-1}, \hat{b}_{n-2}, \dots \text{ είναι μια ημι-άπειρη ακολουθία bit, η οποία ποσότητα ισούται με } \sum_{k=-N}^{n+N} \left[ [X_t(kT) \ X_{t-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right] W \left[ [X_t(kT) \ X_{t-T/2}(kT)] - C(\hat{b}_k \hat{b}_{k-1} \dots \hat{b}_{k-M+1}) \right]^T$$

όπου το σύμβολο “ $\cdot$ ” υποδηλώνει την πράξη της αναστροφής (transposition) ενός ανύσματος, το  $N$  είναι ένας θετικός ακέραιος, το  $M$  είναι ίσο με  $M_1+M_2-1$ ,  $W$  είναι ένας τετραγωνικός, θετικά ορισμένος πίνακας με διάσταση 2,  $C(b_0 b_1 \dots b_{M-1})$  είναι ένα άνυσμα γραμμής δύο στοιχείων σε έναν πίνακα  $C$  με διάσταση  $2^M \times 2$ , όπου η γραμμή αυτή διευθυνσιοδοτείται από έναν δείκτη με  $M$  bits  $b_0 b_1 \dots b_{M-1}$ , η οποία ελαχιστοποίηση επιτυγχάνεται μέσω κάποιου μέσου για αναδρομικό αλγόριθμο.

μέσον για υπολογισμό των τιμών των στοιχείων του αναφερθέντος πίνακα  $C$ .

8. Μια συσκευή σύμφωνα με το αξίωμα 7, στην οποία η διαμόρφωση είναι του τύπου Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό - ODQPSK ή Ελάχιστης Μετατόπισης Φάσης - MSK ή Gaussian MSK ή Ήπιας Διαμόρφωσης Συχνότητας - TFM, όπου η αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  χαρακτηρίζεται από:

δύο στοιχεία καθυστέρησης καθυστερήσεις οι οποίες παράγουν τα καθυστερημένα σήματα  $r(t-D)$  και  $r(t-D-T/2)$ , όπου το  $D$  συμβολίζει μια θετική χρονική καθυστέρηση· δύο πολλαπλασιαστές οι οποίοι παράγουν τα σήματα  $r(t) \cdot r(t-D)$  και  $r(t) \cdot r(t-D-T/2)$ · δύο κατωπερατά φίλτρα τα οποία λαμβάνουν σαν είσοδο τα πιο πάνω σήματα και παράγουν τα σήματα  $X_n(t)$  και  $X_{t-T/2}(t)$ .

9. Μια συσκευή σύμφωνα με το αξίωμα 7, στην οποία η διαμόρφωση είναι του τύπου Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό - ODQPSK ή Ελάχιστης Μετατόπισης Φάσης - MSK ή Gaussian MSK ή Ήπιας Διαμόρφωσης Συχνότητας - TFM, όπου η αποδιαμόρφωση του σήματος  $r(t)$  χαρακτηρίζεται από:

ένα πρώτο πολλαπλασιαστή ο οποίος παράγει το σήμα  $r_1(t)$  με πολλαπλασιασμό του σήματος  $r(t)$  με μια πρώτη κυματομορφή αναφοράς η οποία έχει μια πρώτη φάση και συχνότητα ίση με το φορέα του σήματος εισόδου  $r(t)$  και ένα δεύτερο πολλαπλασιαστή ο οποίος παράγει το σήμα  $r_2(t)$  με πολλαπλασιασμό του σήματος  $r(t)$  με μια δεύτερη

κυματομορφή αναφοράς η οποία έχει τη συχνότητα του φορέα και φάση ορθογώνια στην πρώτη·

- 5 ένα πρώτο προσαρμοσμένο φίλτρο το οποίο λαμβάνει σαν είσοδο το σήμα  $r_i(t)$  και παράγει το φιλτραρισμένο σήμα  $i(t)$  και ένα δεύτερο προσαρμοσμένο φίλτρο το οποίο λαμβάνει σαν είσοδο το σήμα  $r_q(t)$  και παράγει το φιλτραρισμένο σήμα  $q(t)$ ·  
 ένα τελεστή ανάστροφης εφαιπτομένης ο οποίος δέχεται σαν είσοδο τα σήματα  $i(t)$  και  $q(t)$  και παράγει το σήμα  $\varphi(t)$ ·  
 ένα στοιχείο καθυστέρησης το οποίο δέχεται σαν είσοδο το σήμα  $\varphi(t)$  και παράγει το σήμα  $\varphi(t-T)$ ·  
 10 έναν τελεστή που υλοποιεί τη διαφορά modulo- $2\pi$  δύο σημάτων, δέχεται σαν είσοδο τα σήματα  $\varphi(t)$  και  $\varphi(t-T)$  και παράγει το σήμα  $X_n(t)$ ·  
 ένα στοιχείο καθυστέρησης το οποίο δέχεται σαν είσοδο το σήμα  $X_n(t)$ , εισάγει μια καθυστέρηση ίση με μισή περίοδο ενός bit  $T/2$  και παράγει το σήμα  $X_{n-T/2}(t)$ ·

- 15 **10.** Μια συσκευή σύμφωνα με το αξίωμα 7, στην οποία ο αναδρομικός αλγόριθμος είναι ένας αλγόριθμος Viterbi με πλήρη χώρο κατάστασης μεγέθους  $2^{M-1}$ , ή ένας αλγόριθμος Viterbi ο οποίος σε κάθε χρονική στιγμή διατηρεί μόνο ένα υποσύνολο του χώρου κατάστασης.

- 20 **11.** Μια συσκευή σύμφωνα με το αξίωμα 7, στην οποία ο υπολογισμός του πίνακα  $C$  χαρακτηρίζεται από:

μια πηγή διαδικών ψηφίων η οποία παράγει μια ακολουθία εκπαίδευσης  $S$  μήκους  $L$  από bit πληροφορίας  $b_0, b_1, \dots, b_{L-1}$  σε διαδοχικές χρονικές στιγμές που απέχουν μεταξύ τους κατά ένα χρονικό διάστημα  $T$ ·

- 25 ένα μέσον για τη δημιουργία  $2^M$  αμοιβαία ξένων μεταξύ τους συνόλων  $S_I, I=0,1,\dots, 2^M-1$  το οποίο συσχετίζει κάθε σύνολο  $S_I$  με δείκτη  $I$  τις χρονικές στιγμές  $n$  οι οποίες καθορίζουν τις υπο-ακολουθίες  $\{b_n, b_{n+1}, \dots, b_{n+M-1}\}$  όπου  $b_n b_{n+1} \dots b_{n+M-1}$  είναι η διαδική αναπαράσταση του δείκτη  $I$  και το  $n$  ορίζεται στο διάστημα  $0 \leq n < L - M$ ·

- 30 ένα στοιχείο καθυστέρησης το οποίο δέχεται σαν είσοδο την αναφερθείσα ακολουθία  $S$  εισάγει μια καθυστέρηση ίση με  $d$  περιόδους  $T$ , όπου  $d \cdot T$  προσδιορίζει το χρόνο που μεσολαβεί μεταξύ της χρονικής στιγμής που γεννάται ένα bit  $b_n$  για να τροφοδοτηθεί στον πομπό και να περάσει τα στάδια της διαδικασίας που περιγράφεται στο αξίωμα 7 και της χρονικής στιγμής που παράγονται τα συσχετιζόμενα δειγματοληπτημένα αποδιαμορφωμένα σήματα ζώνης βάσης·

- 35 μέσον το οποίο με τον υπολογισμό της έκφρασης

$$\frac{1}{|S_I|} \sum_{n \in S_I} [X_n((n+d)T) X_{n-T/2}((n+d)T)]$$

προσδιορίζει την τιμή της γραμμής  $C(I)$  με δείκτη  $I = 0, 1, \dots, 2^M - 1$ , όπου το  $|S_I|$  συμβολίζει το πλήθος στοιχείων του συνόλου  $S_I$ ·

- 40 **12.** Μια συσκευή σύμφωνα με το αξίωμα 7, στην οποία ο υπολογισμός του πίνακα  $C$  χαρακτηρίζεται από:

μέσον για προσπέλαση της γραμμής  $C(I)$  με δείκτη  $I$  σε κάθε χρονική στιγμή  $n$ , όπου η διαδική αναπαράσταση του δείκτη  $I$  είναι  $\hat{b}_n \hat{b}_{n-1} \hat{b}_{n-2} \dots \hat{b}_{n-M+1}$ ·

μέσον για τον υπολογισμό της αναδρομικής έκφρασης

- 45 
$$C_{old}(I) + \lambda ([X_n(nT) X_{n-T/2}(nT)] - C_{old}(I))$$

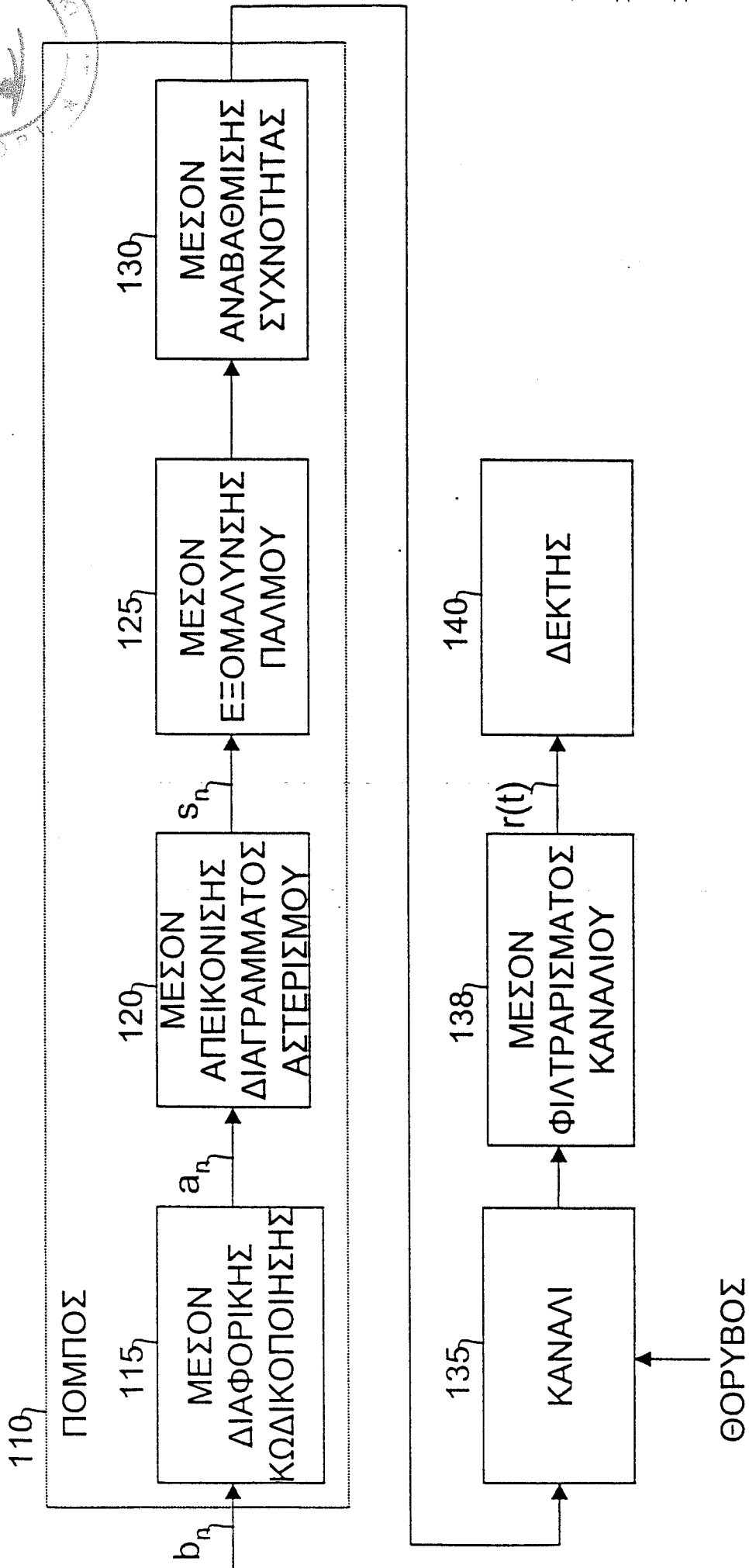
όπου το  $\lambda$  έχει μια μικρή θετική τιμή and το  $C_{old}(I)$  συμβολίζει την τιμή της γραμμής κατά τη χρονική στιγμή  $n-1$ ·



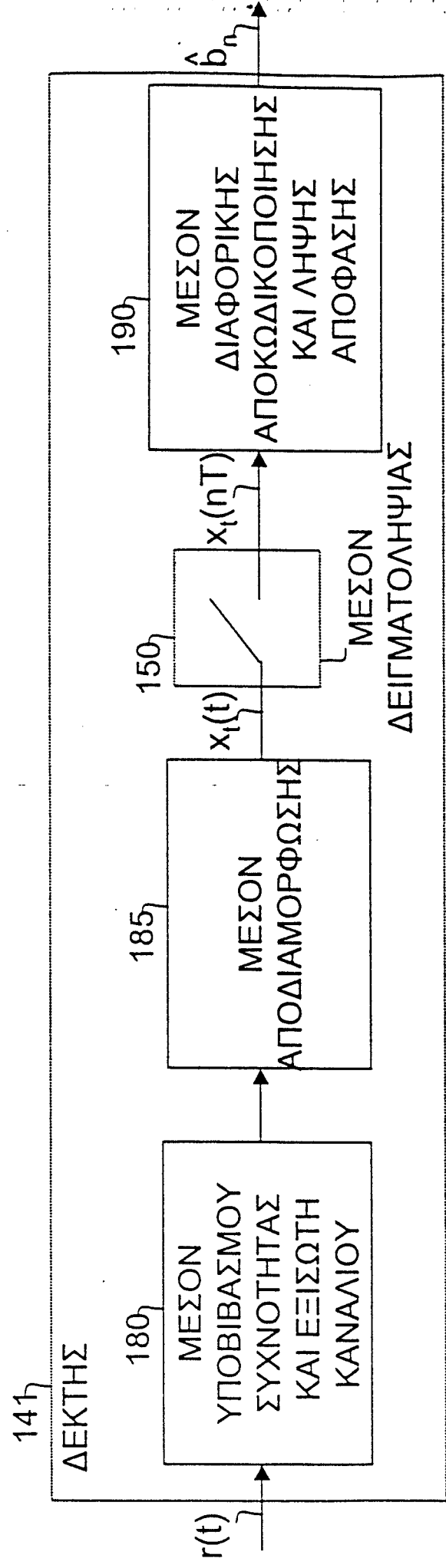
## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

**Δομή Δέκτη για Διαφορική Μεταθετική Διαμόρφωση  
Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό**

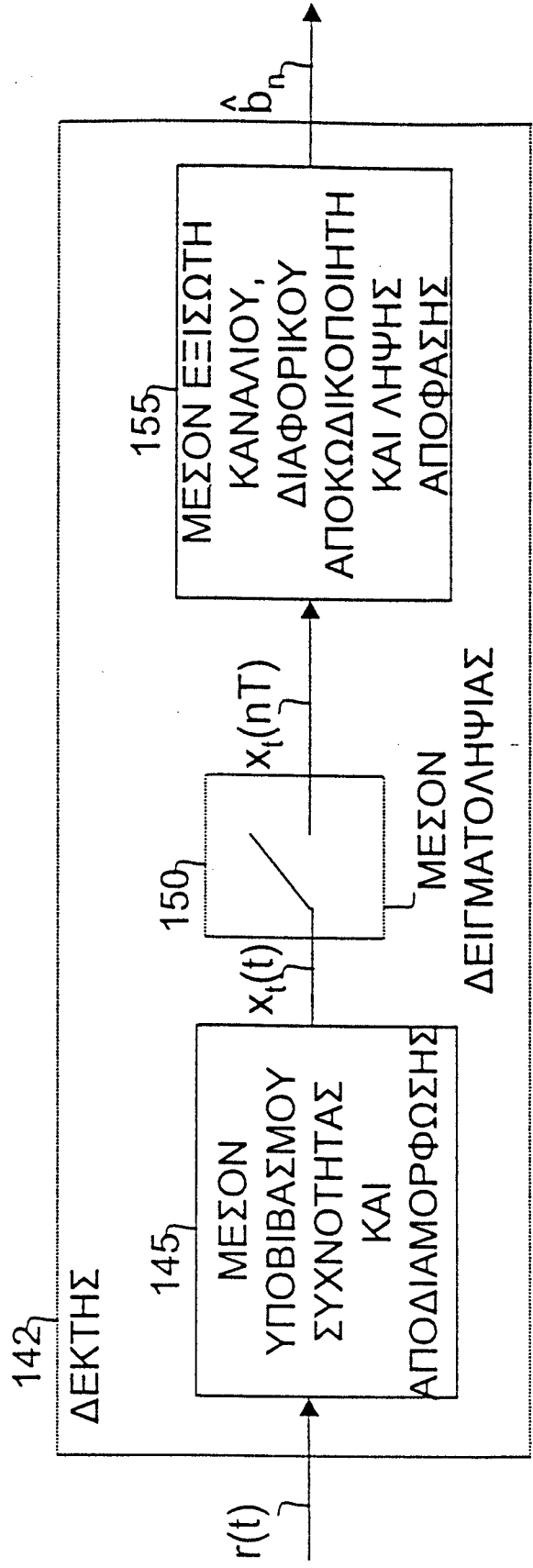
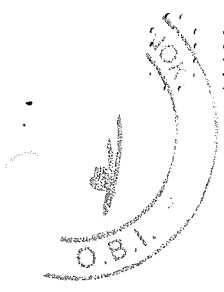
- 5 Η παρούσα εφεύρεση αφορά μια μέθοδο και μια συσκευή για διαφορικά σύμφωνη λήψη Διαφορικής Μεταθετικής Διαμόρφωσης Μετατόπισης Φάσης σε Ορθογωνισμό (ODQPSK) και μερικά σχήματα σηματοδοσίας Συνεχούς Διαμόρφωσης Φάσης (CPM). Η μέθοδος εφαρμόζεται σε μια δομή δέκτη η οποία ουσιαστικά χαρακτηρίζεται από έναν από δύο εναλλακτικούς τύπους διαφορικά σύμφωνου αποδιαμορφωτή που ακολουθείται από ένα μέσον αναδρομικού υπολογισμού δύο εισόδων επιφορτισμένο με την ταυτόχρονη εξίσωση
- 10 καναλιού και ευέλικτη διαφορική αποκωδικοποίηση. Ο ένας τύπος αποδιαμορφωτή περιλαμβάνει συσχετισμό ενός σήματος δέκτη σε ενδιάμεση συχνότητα με δύο καθυστερημένες εκδόσεις του που διαφέρουν κατά μισή περίοδο bit και κατωπερατό φιλτράρισμα. Ο δεύτερος τύπος αποδιαμορφωτή περιλαμβάνει διαδοχικά στάδια υποβιβασμού συχνότητας του σήματος δέκτη χρησιμοποιώντας έναν ελεύθερο τοπικό
- 15 ταλαντωτή, προσαρμοσμένο φιλτράρισμα, εξαγωγή και διαφόριση φάσης και καθυστέρηση φάσης κατά μισή περίοδο bit. Η εφεύρεση πιο συγκεκριμένα βρίσκει εφαρμογή στις ασύρματες τοπικές επικοινωνίες καθώς και σε δορυφορικές και κινητές επικοινωνίες.



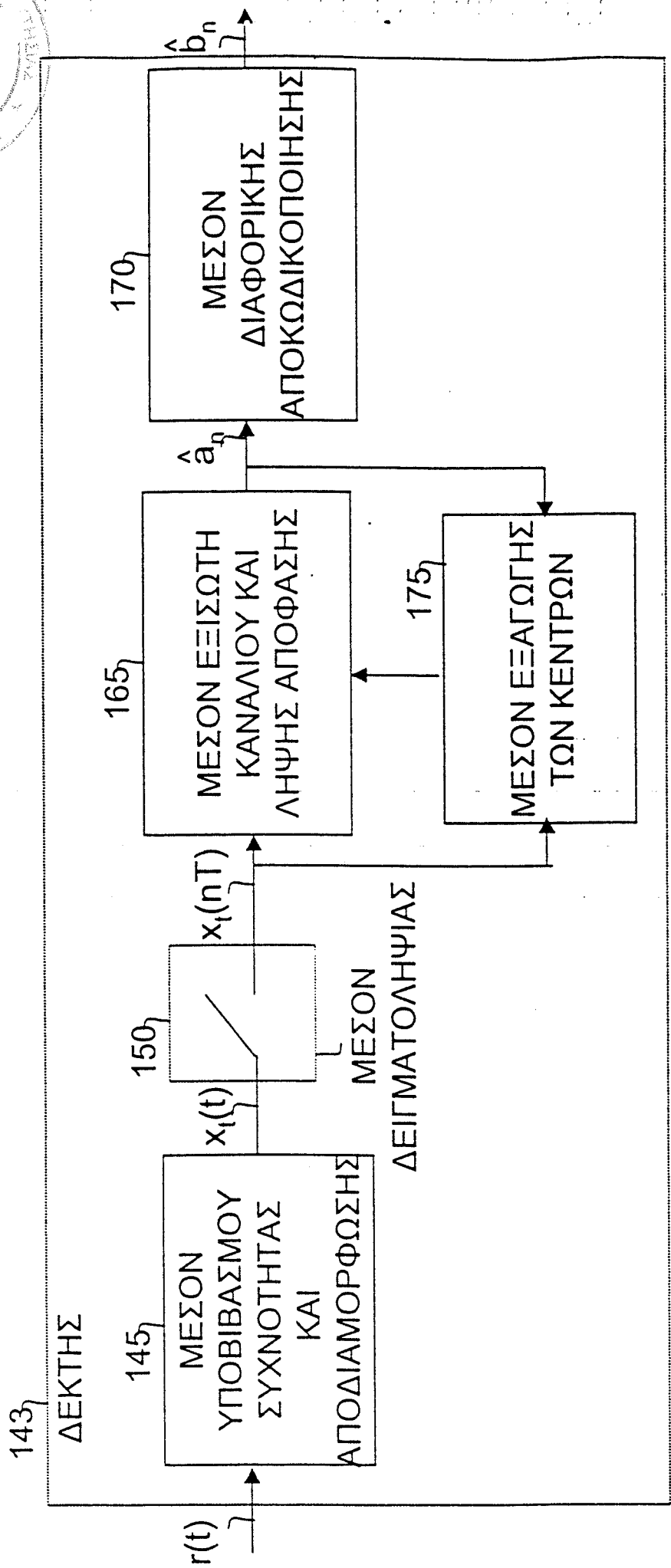
**ΣΧ 1.1** ΣΤΑΘΜΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ



ΣΧ 1.2 ΣΤΑΘΜΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ



ΣΧ 1.3 ΣΤΑΘΜΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ



ΣΧ 1.4 ΣΤΑΘΜΗ ΤΕΧΝΙΚΗΣ



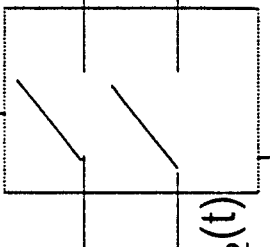
144

RECEIVER

21  
ΜΕΣΟΝ  
ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ  
ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ  
ΚΑΙ  
ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

$x_i(t)$

22



$x_i(nT)$

$x_{i-T/2}(nT)$

ΜΕΣΟΝ  
ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑΣ

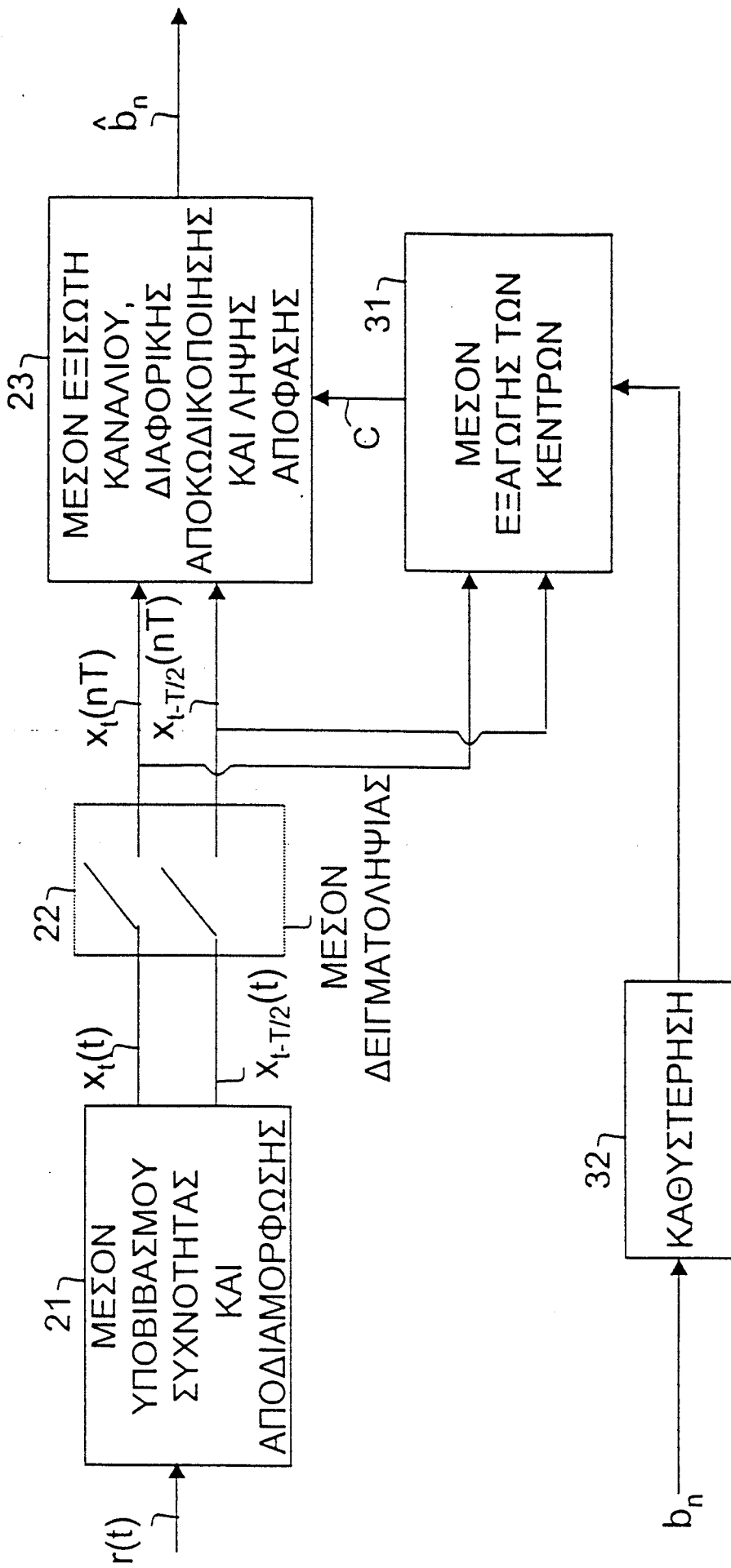
23  
ΜΕΣΟΝ ΕΞΙΣΩΤΗ  
ΚΑΝΑΛΙΟΥ,  
ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΛΗΨΗΣ  
ΑΠΟΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ

24  
ΜΕΣΟΝ  
ΕΞΑΓΩΓΗΣ  
ΤΩΝ ΚΕΝΤΡΩΝ

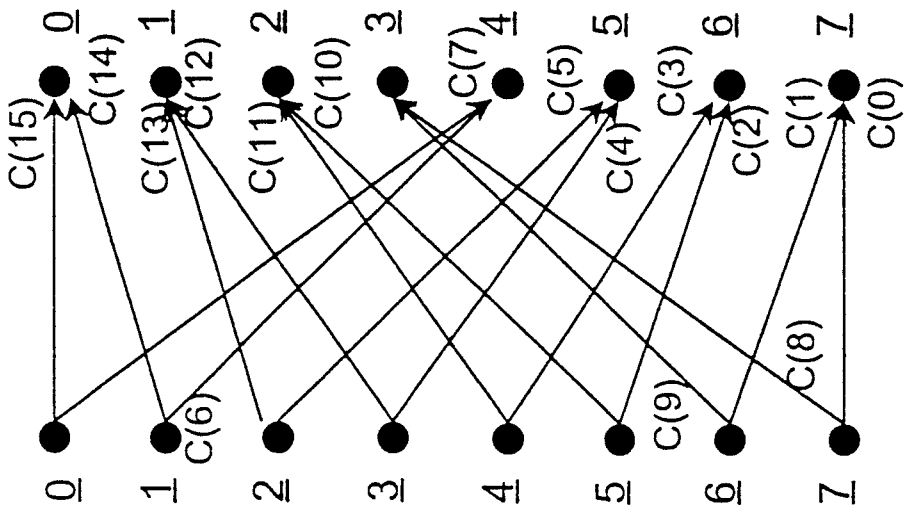
c

$\hat{b}_n$

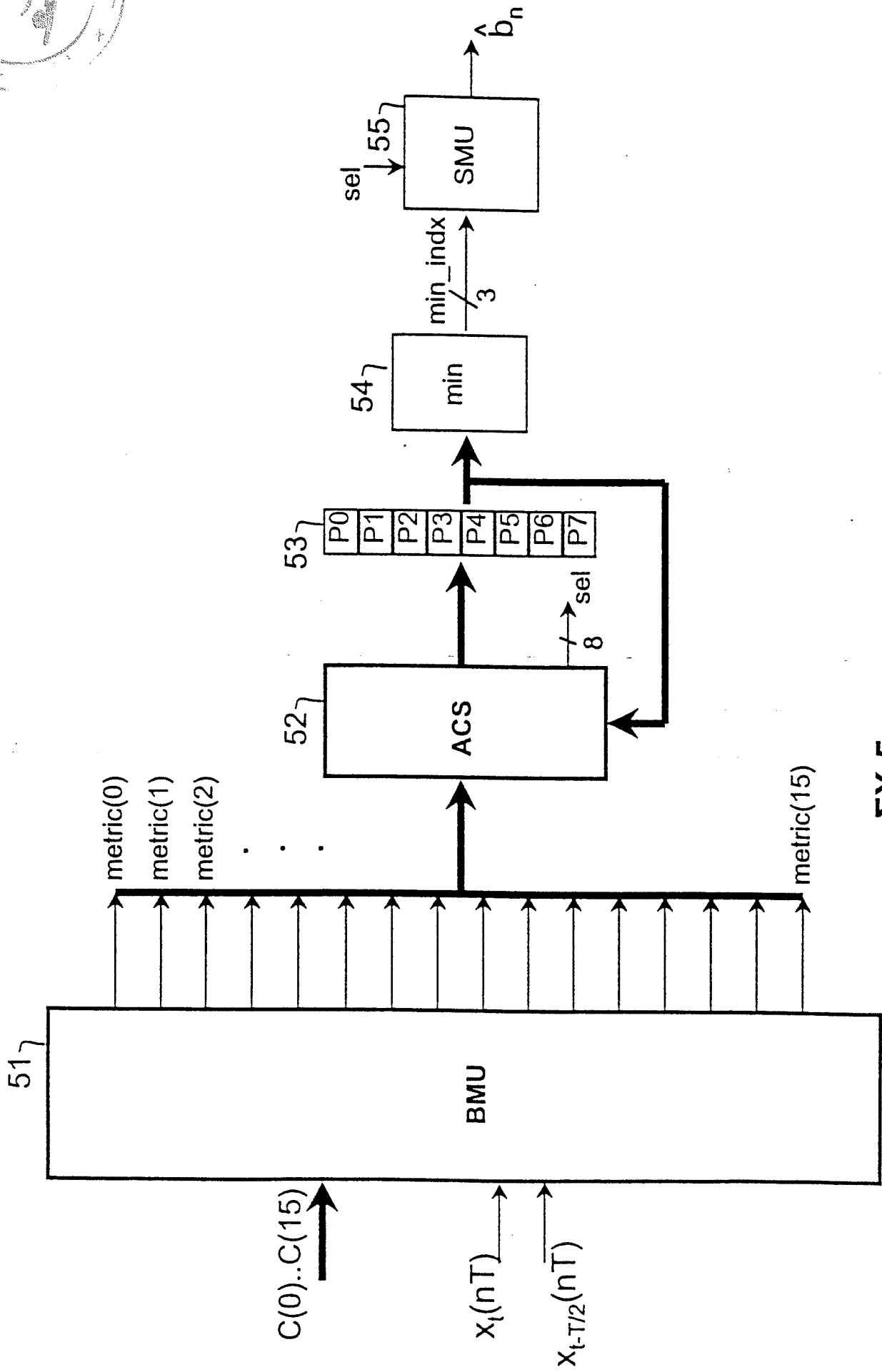
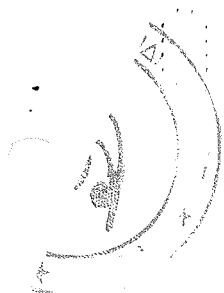
ΣΧ 2



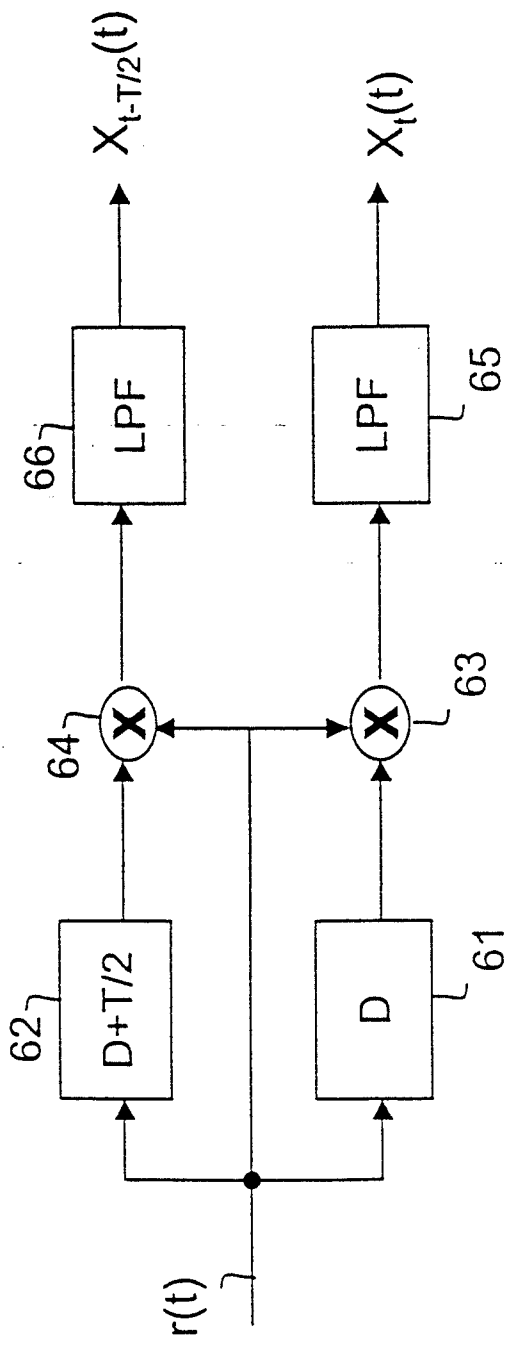
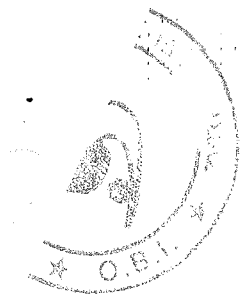
ΣΧ 3



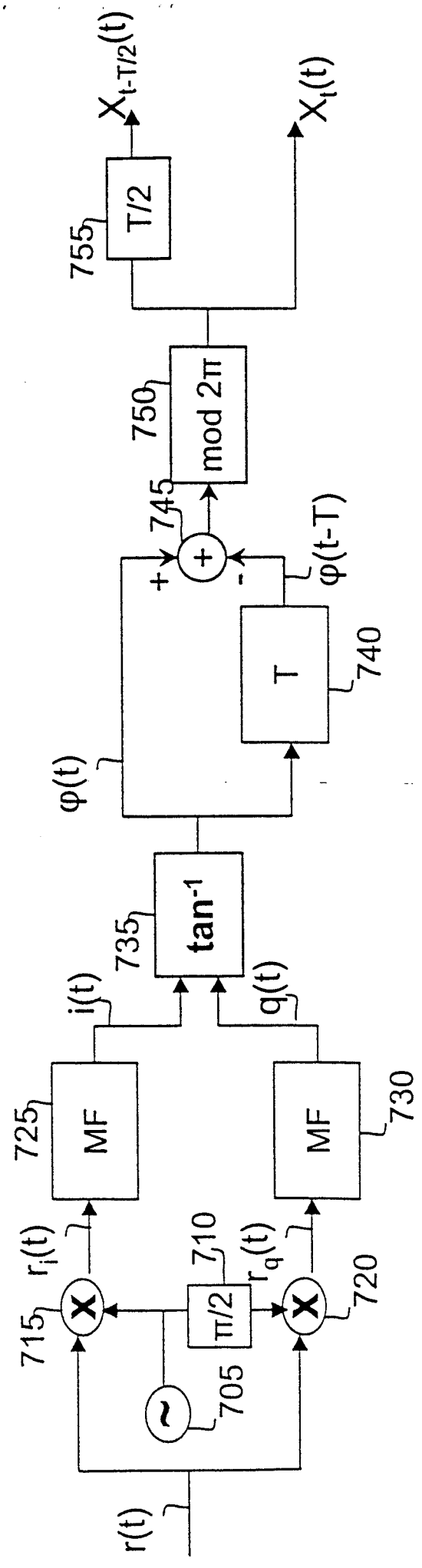
**ΣX 4**



$\Sigma X 5$



ΣX 6



ΣX 7