



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**Τεχνικές Ελέγχου Ορθής Λειτουργίας και Διόρθωσης
Επιδόσεων Τηλεπικοινωνιακών Ολοκληρωμένων
Κυκλωμάτων Υψηλών Συχνοτήτων**

Ιωάννης Γ. Λιαπέρδος

ΑΘΗΝΑ

ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2014

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Τεχνικές Ελέγχου Ορθής Λειτουργίας και Διόρθωσης Επιδόσεων Τηλεπικοινωνιακών
Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων Υψηλών Συχνοτήτων

Ιωάννης Γ. Λιαπέρδος

ΕΠΙΒΛΕΠΟΥΣΑ ΚΑΘΗΓΗΤΡΙΑ: Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια ΕΚΠΑ

ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΕΠΙΤΡΟΠΗ ΠΑΡΑΚΟΛΟΥΘΗΣΗΣ:

Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια ΕΚΠΑ

Γιώργος Τσιατούχας, Αναπλ. Καθηγητής Πανεπ. Ιωαννίνων

Γιώργος Αλεξάκης, Επίκ. Καθηγητής ΕΚΠΑ

ΕΠΤΑΜΕΛΗΣ ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ



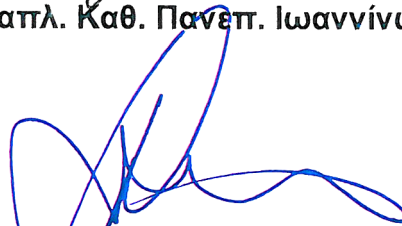
Αγγελική Αραπογιάννη,
Καθηγήτρια ΕΚΠΑ



Γιώργος Τσιατούχας,
Αναπλ. Καθ. Πανεπ. Ιωαννίνων



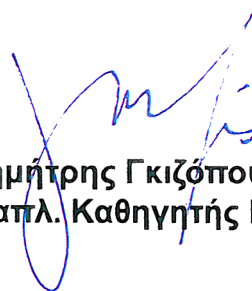
Γιώργος Αλεξάκης,
Επίκ. Καθηγητής ΕΚΠΑ



Δημήτρης Συβρίδης,
Καθηγητής ΕΚΠΑ



Αντώνης Πασχάλης,
Καθηγητής ΕΚΠΑ



Δημήτρης Γκιζόπουλος,
Αναπλ. Καθηγητής ΕΚΠΑ



Γεώργιος Παπαϊωάννου,
Αναπλ. Καθηγητής ΕΚΠΑ

Ημερομηνία εξέτασης 27/02/2014

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στη διατριβή αυτή παρουσιάζονται τεχνικές ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης επιδόσεων κατάλληλες για αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων.

Συγκεκριμένα στοιχεία που έχουν επίδραση στις επιδόσεις των κυκλωμάτων σχεδιάζονται ώστε να μπορούν να ρυθμίζονται ψηφιακά, παρέχοντας τη δυνατότητα μεταβολής των χαρακτηριστικών επίδοσης γύρω από τις τιμές που αυτά εμφανίζουν αμέσως μετά τη διαδικασία κατασκευής, μέσω ενός συνόλου διακριτών καταστάσεων λειτουργίας. Για τη διενέργεια του ελέγχου ορθής λειτουργίας και για τη διόρθωση των επιδόσεων υιοθετείται η μεθοδολογία του εναλλακτικού ελέγχου, με βάση την οποία χρησιμοποιείται ένα σύνολο βέλτιστα επιλεγμένων παρατηρήσιμων μεγεθών για την ανάπτυξη μοντέλων πρόγνωσης των χαρακτηριστικών επίδοσης σε κάθε κατάσταση λειτουργίας. Στη φάση του ελέγχου, λαμβάνονται μετρήσεις από ένα υποσύνολο των καταστάσεων του κυκλώματος. Η επεξεργασία των παρατηρήσιμων μεγεθών ελέγχου παρέχει ακριβή πρόγνωση των επιδόσεων σε όλες τις διαθέσιμες καταστάσεις, και επιτρέπει την ανίχνευση ελαττωμάτων με την αξιοποίηση ενός διευρυμένου υπερσυνόλου των παρατηρήσιμων μεγεθών. Επιπλέον, οι προγνώσεις των επιδόσεων χρησιμοποιούνται για την εξέταση της συμμόρφωσης του κυκλώματος προς τις προδιαγραφές, καθώς και για τη διόρθωση της συμπεριφοράς του, με την εξαναγκασμένη μετάπτωσή του στην κατάσταση στην οποία όλα τα χαρακτηριστικά επίδοσης αποκαθίστανται σε αποδεκτές τιμές.

Προκειμένου να αντιμετωπισθεί το πρόβλημα της προσβασιμότητας σε παρατηρήσιμα μεγέθη ελέγχου που αντιστοιχούν σε εσωτερικούς κόμβους των κυκλωμάτων, προτείνεται ενσωματωμένη τεχνική συλλογής μετρήσεων συνεχών τάσεων, οι οποίες χρησιμεύουν στη διόρθωση των επιδόσεων μικτών ραδιοσυχνοτήτων. Οι μετρήσεις πραγματοποιούνται με τη βοήθεια ενός απλού μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, ο οποίος αποτελείται από ταλαντωτή δακτυλίου και ψηφιακό απαριθμητή. Προτείνεται, επιπλέον, μέθοδος για την ελαχιστοποίηση της αβεβαιότητας που υπεισέρχεται στο ίδιο το σύστημα μέτρησης, εξαιτίας κατασκευαστικών διακυμάνσεων και ανομοιομορφιών των διατάξεων.

Διερευνάται, επίσης, η εφαρμογή αλγορίθμων επιλογής με σκοπό την μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων μεγεθών που απαιτούνται για τη διατήρηση ανεκτής ακρίβειας εναλλακτικού ελέγχου, μέσω μιας διαδικασίας βελτιστοποίησης η οποία οδηγεί σε μείωση του κόστους ελέγχου με τον περιορισμό της πολυπλοκότητας και της χρονικής διάρκειας διεξαγωγής του.

Η αποδοτικότητα των προτεινόμενων μεθόδων επιβεβαιώνεται με την εφαρμογή τους στις διαδικασίες ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων ενός τυπικού διαφορικού μίκτη υψηλών συχνοτήτων τεχνολογίας 0.18μm CMOS, από τον οποίο λαμβάνονται αποτελέσματα προσομοιώσεων που αξιολογούνται και συγκρίνονται με αντίστοιχες συμβατικές τεχνικές.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Μικροηλεκτρονική

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: Ανίχνευση Ελαττωμάτων, Ασύρματοι Πομποδέκτες, Διόρθωση Επιδόσεων, Μίκτες, Ολοκληρωμένα Κυκλώματα

ABSTRACT

Testing and performance calibration techniques suitable for integrated radio frequency circuits are presented in this dissertation.

Certain performance-affecting circuit elements are designed to be digitally controllable, providing the capability to adjust the performance characteristics of a circuit's instance around their post-fabrication values, throughout a set of discrete states of operation. The alternate test methodology is adopted for both test and calibration, while a set of optimally selected test observables is used to develop regression models for the prediction of the circuit's performance characteristics in each state of operation. In the test phase, measurements of the test observables are obtained from a subset of the circuit's states. The processing of these observables provides accurate prediction of the RF circuit's performance characteristics in all available states and also enables the discrimination of defect-free from defective circuits. The latter is further accomplished by the exploitation of an extended superset of the test observables, the use of which intends to maximize fault coverage. Moreover, the predicted performance characteristics are also used for the examination of compliance with the specifications and to allow calibration of the RF circuit by identifying the appropriate state of operation at which all specifications are met and, consequently, by forcing the circuit to operate in this specific state.

In order to address the problem of accessibility to test observables that correspond to internal circuit nodes, a built-in technique is proposed that provides digital readings for the DC levels that are commonly exploited for the calibration of RF mixers. Voltage acquisition is implemented by a simple analog to digital converter that consists of a ring-type voltage-controlled oscillator and a counter. A reading correction method to minimize the uncertainty introduced by process variations and device mismatches in the acquisition circuit itself is described, as well.

The application of selection algorithms is also explored, aiming to reduce the number of test observables that are required in order to maintain a tolerable alternate test accuracy, through an optimization procedure that leads to test cost savings due to the reduction of the test conduction complexity and time.

The efficiency of the proposed techniques is validated by their application to the testing and calibration procedures of a typical differential RF Mixer designed in a 0.18 μm CMOS technology. Simulation results are obtained and assessed, while comparison with similar conventional methodologies is also provided.

SUBJECT AREA: Microelectronics

KEYWORDS: Defect Detection, Integrated Circuits, Mixers, Performance Calibration, Wireless Transceivers

Στους γονείς μου

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη της τριμελούς επιτροπής παρακολούθησης της διατριβής μου για την ουσιαστική τους συμβολή στην εξέλιξη της έρευνας την οποία παρουσιάζουμε σήμερα ολοκληρωμένη, καθώς και στην αξιολόγηση και την ανάδειξη των αποτελεσμάτων της.

Ιδιαίτερα ευχαριστώ την Καθηγήτρια *Αγγελική Αραπογιάννη*, επιβλέπουσα τη διατριβή μου, για την πολύπλευρη επιστημονική της καθοδήγηση, τη διαρκή της υποστήριξη, το κλίμα ακαδημαϊκής ελευθερίας στο οποίο μου έδωσε την ευκαιρία να εργαστώ αλλά, κυρίως, για το γεγονός ότι αποτελεί για εμένα πρότυπο σεμνότητας, ήθους και καλοσύνης.

Τον Αναπληρωτή Καθηγητή *Γιώργο Τσιατούχα* ευχαριστώ για την ακούραστη συμπαράστασή του. Τη μεθοδικότητά του και την αναζήτηση της τελειότητας προσπαθώ να μιμηθώ.

Ευχαριστώ τον *Λάμπρο Δερμεντζόγλου*, της διατριβής του οποίου η παρούσα εργασία αποτελεί επέκταση, για τη βοήθεια και τη συνεργασία του.

Στον *Σωτήρη Ματακιά* είμαι υπόχρεος για την ενθάρρυνσή του αλλά και για την πρόθυμη βοήθειά του στη χρήση των εργαλείων σχεδίασης.

Ευχαριστίες απευθύνονται στον Πρόεδρο του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής Τ.Ε. του ΤΕΙ Πελοποννήσου, Επίκουρο Καθηγητή *Πάνο Φιλιππόπουλο*, και στους προκατόχους του Επίκουρο Καθηγητή *Γρηγόρη Καραγιώργο* και Καθηγητή *Γιάννη Παπουτσή*, για τη διευκόλυνση των μετακινήσεών μου στην Αθήνα κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής αυτής, αλλά και για τη γενικότερη στήριξή τους.

Τέλος, ευχαριστώ τους γονείς μου οι οποίοι συνεχίζουν να με υποστηρίζουν, όπως όταν ήμουν παιδί.

Σπάρτη, Φεβρουάριος 2014

Γιάννης Λιαπέρδος

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

• Άρθρα σε Διεθνή Επιστημονικά Περιοδικά

1. J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "Adjustable RF Mixers' Alternate Test Efficiency Optimization by the Reduction of Test Observables", *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 32, no 9, pp. 1383-1394, Sep. 2013.
2. J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "A Built-In Voltage Measurement Technique for the Calibration of RF Mixers", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no 4, pp. 732-742, Apr. 2013.
3. J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "A Test and Calibration Strategy for Adjustable RF Circuits", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 74, no 1, pp. 175-192, Jan. 2013.
4. J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "A Method for the Estimation of Defect Detection Probability of Analog/RF Defect-Oriented Tests", *ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems*, (υπό κρίση).

• Ανακοινώσεις σε Διεθνή Επιστημονικά Συνέδρια

1. J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "A Method to Adjust the Accuracy of Analog/RF Alternate Tests", *28th Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, pp. 493-498, 2013.
2. L. Dermentzoglou, J. Liaperdos, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "Testing Wireless Transceivers' RF Front-Ends Utilizing Defect-Oriented BIST Techniques", *19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, 2012.
3. I. Liaperdos, L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "Fault Detection in RF Mixers Combining Defect-Oriented and Alternate Test Strategies", *26th Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, Nov. 2011.
4. I. Liaperdos, L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "A Test Technique and a BIST Circuit to Detect Catastrophic Faults in RF Mixers", *6th International Conference on Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era (DTIS)*, 2011.

• Ανακοινώσεις σε Εθνικά Επιστημονικά Συνέδρια

1. I. Liaperdos, L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, Y. Tsiatouhas, "An Alternate Test Strategy for Differential RF Mixers", *2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications (PACET)*, 2012, p.1.3

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	29
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	31
1.1 Πεδίο της διατριβής	31
1.2 Συνεισφορά της διατριβής	32
1.3 Δομή της διατριβής	34
2. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	35
2.1 Γενικά	35
2.2 Χαρακτηριστικά επίδοσης	35
2.2.1 Απολαβή	35
2.2.2 Χαρακτηριστικά γραμμικότητας	36
2.2.2.1 Σημείο συμπίεσης απολαβής 1dB	36
2.2.2.2 Ενδοδιαμόρφωση (Intermodulation)	38
2.2.2.3 Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης	39
2.2.3 Παράμετροι σκέδασης (S-parameters)	41
2.2.4 Παράγοντας θορύβου – εικόνα θορύβου	43
2.3 Δομικές βαθμίδες	47
2.3.1 Ενισχυτές χαμηλού θορύβου	47
2.3.2 Μίκτες	47
2.3.2.1 Γενικά	48
2.3.2.2 Αρχές λειτουργίας των κυκλωμάτων μίξης	50
2.3.2.3 Κυκλώματα μικτών	54
2.3.2.4 Μελέτη μίκτη στην ομόδουνη λειτουργία	62
2.3.3 Ενισχυτές ισχύος	64
2.3.4 Ενισχυτές μεταβλητής απολαβής	64
2.3.5 Ταλαντωτές	65
2.3.5.1 Αρχή λειτουργίας ταλαντωτών – κριτήριο Barkhausen	65
2.3.5.2 Ταλαντωτής συντονιζόμενου κυκλώματος LC	66
2.3.5.3 Ταλαντωτής δακτυλίου	68
2.3.5.4 Ταλαντωτής δακτυλίου ελεγχόμενος από τάση	73
2.4 Αρχιτεκτονικές πομποδεκτών	74
2.4.1 Υπερετερόδυνος πομποδέκτης	75
2.4.2 Πομποδέκτης μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας	75
3. ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	77
3.1 Γενικά	77
3.2 Ορισμοί	78
3.2.1 Ελαττώματα και σφάλματα	78
3.2.2 Προδιαγραφές	79

3.2.3	Έλεγχος ορθής λειτουργίας	79
3.2.4	Σφάλματα ταξινόμησης	79
3.2.4.1	Επίπεδο ελαττωμάτων	80
3.2.4.2	Απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης	80
3.3	Ο έλεγχος στα διάφορα στάδια κατασκευής ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος	80
3.3.1	Έλεγχος στο στάδιο του προτύπου	81
3.3.2	Έλεγχος στο στάδιο της παραγωγής	82
3.4	Συμβατικές μέθοδοι ελέγχου	82
3.4.1	Τεχνικές μέτρησης χαρακτηριστικών επίδοσης	82
3.4.1.1	Μέτρηση S-παραμέτρων	82
3.4.1.2	Μέτρηση απολαβής	83
3.4.1.3	Μέτρηση 1dB-CP	83
3.4.1.4	Μέτρηση IP3	84
3.4.2	Αξιολόγηση	85
3.5	Έλεγχος προσανατολισμένος στην ανίχνευση ελαττωμάτων	85
3.5.1	Περιγραφή	85
3.5.2	Τύποι και μοντέλα ελαττωμάτων	87
3.5.3	Τεχνικές	87
3.5.4	Αξιολόγηση	88
3.6	Εναλλακτικός έλεγχος	88
3.6.1	Περιγραφή	89
3.6.2	Τεχνικές	90
3.6.3	Αξιολόγηση	90
3.7	Σχεδίαση για ελεγχιμότητα	91
3.7.1	Ενσωματωμένος έλεγχος/αυτοέλεγχος	91
3.8	Έλεγχος πομποδεκτών RF	92
4.	ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗ- ΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	95
4.1	Γενικά	95
4.2	Παραμετρικές διακυμάνσεις	95
4.2.1	Κατάταξη	96
4.2.1.1	Κατάταξη ως προς τη χρονική διασπορά	96
4.2.1.2	Κατάταξη ως προς τη χωρική διασπορά	96
4.2.1.3	Κατάταξη ως προς τη φύση των αιτίων	97
4.2.2	Αίτια	97
4.2.2.1	Αίτια τυχαίων διακυμάνσεων	97
4.2.2.2	Αίτια συστηματικών διακυμάνσεων	98
4.2.3	Επιπτώσεις	100
4.2.4	Αντιμετώπιση	101
4.3	Τεχνικές διόρθωσης επιδόσεων κυκλωμάτων RF	102
4.3.1	Σκοπός	102
4.3.2	Αρχή	102

4.3.3	Ρυθμιζόμενα κυκλώματα	103
4.3.4	Διόρθωση	104
4.3.5	Αυτοδιόρθωση	105
4.3.5.1	Παράδειγμα τεχνικής για την αυτοδιόρθωση ενισχυτή χαμηλού θορύβου	107
5.	ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ RF	109
5.1	Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα	109
5.2	Περιγραφή της μεθοδολογίας	113
5.2.1	Φάση εκμάθησης των προγνωστικών μοντέλων	115
5.2.2	Φάση καθορισμού των ζωνών διακύμανσης	116
5.2.3	Φάση ανίχνευσης ελαττωμάτων	116
5.2.4	Φάση διόρθωσης	118
5.3	Μελέτη περίπτωσης μίκτη RF – αποτελέσματα προσομοίωσης	119
5.3.1	Επιλογή παρατηρήσιμων τάσεων	121
5.3.2	Συλλογή παρατηρήσιμων τάσεων	124
5.3.3	Εκμάθηση – κατασκευή προγνωστικών μοντέλων	127
5.3.4	Επέκταση παρατηρήσιμων μεγεθών και ζώνες διακύμανσης	130
5.3.5	Ανίχνευση ελαττωμάτων	130
5.3.6	Διόρθωση επιδόσεων	133
5.3.7	Πρακτικά θέματα	135
5.4	Σύνοψη	137
6.	ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΗΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΤΩΝ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΜΙΚΤΩΝ RF	139
6.1	Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα	139
6.2	Περιγραφή του υπό εξέταση μίκτη RF	143
6.2.1	Σχεδίαση μίκτη RF	143
6.2.2	DC παρατηρήσιμες τάσεις	143
6.3	Το ενσωματωμένο κύκλωμα μέτρησης τάσεων	144
6.3.1	Απαιτήσεις	144
6.3.2	Σχεδίαση και υλοποίηση	145
6.3.3	Διόρθωση ενδείξεων	147
6.4	Τοπολογία λήψης μετρήσεων μίκτη	150
6.4.1	Περιγραφή	150
6.4.2	Λειτουργία	151
6.4.3	Σχεδιαστικές μέριμνες και ανίχνευση ελαττωμάτων	152
6.5	Διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη	153
6.6	Αποτελέσματα και αξιολόγηση	155
6.6.1	Μεθοδολογία αξιολόγησης	155

6.6.2	Αποτελέσματα	156
6.6.2.1	Ακρίβεια εναλλακτικού ελέγχου	156
6.6.2.2	Αποδοτικότητα διόρθωσης επιδόσεων	157
6.6.3	Σχολιασμός αποτελεσμάτων	158
6.7	Σύνοψη	159
7.	ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΩΝ ΜΙΚΤΩΝ RF ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΛΗΘΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑ- ΤΗΡΗΣΙΜΩΝ ΜΕΓΕΘΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ	161
7.1	Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα	161
7.2	Μεθοδολογία	166
7.2.1	Αρχή	166
7.2.1.1	Επιμέρους προσέγγιση	167
7.2.1.2	Καθολική προσέγγιση	168
7.2.1.3	Πρακτικά θέματα	168
7.2.2	Αλγόριθμοι	170
7.2.2.1	Πρόσθια ακολουθιακή επιλογή (SFS)	170
7.2.2.2	Ανάστροφη ακολουθιακή επιλογή (SBS)	172
7.2.2.3	Επιλογή με τον αλγόριθμο MARS	173
7.2.3	Συνάρτηση κόστους	174
7.3	Μελέτη περίπτωσης – αποτελέσματα προσομοίωσης	175
7.3.1	Προγνωστικά μοντέλα εναλλακτικού ελέγχου	175
7.3.2	Επιλογή παρατηρήσιμων τάσεων	175
7.3.3	Αποτελέσματα	176
7.3.3.1	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο MARS – επιμέρους προσέγγιση	177
7.3.3.2	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο MARS – καθολική προσέγγιση	178
7.3.3.3	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SFS – επιμέρους προσέγγιση	178
7.3.3.4	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SFS – καθολική προσέγγιση	179
7.3.3.5	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SBS – επιμέρους προσέγγιση	179
7.3.3.6	Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SBS – καθολική προσέγγιση	180
7.3.3.7	Επιλογή παρατηρήσιμων με συνδυασμό των αλγορίθμων SFS και SBS – – επιμέρους προσέγγιση	181
7.3.3.8	Επιλογή παρατηρήσιμων με συνδυασμό των αλγορίθμων SFS και SBS – – καθολική προσέγγιση	181
7.3.4	Σχολιασμός αποτελεσμάτων	182
7.3.4.1	Αξιολόγηση μεθόδων επιλογής	182
7.3.4.2	Σχέση ακρίβειας πρόγνωσης και πολυπλοκότητας ελέγχου	183
7.3.4.3	Κόστος ελέγχου	184
7.4	Σύνοψη	184
8.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ	187
	ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ	189
	ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ	193
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι Τριγωνομετρικές ταυτότητες	195

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ Χαρακτηριστικά μεγέθη κατευθυντικού συζεύκτη	197
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ Απόδειξη των σχέσεων (7.4), (7.6) και (7.7)	199
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙV Πολυμεταβλητοί προσαρμοστικοί ιχνηθέτες παλινδρόμησης	201
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	209
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ	217

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 2.1	Λειτουργία ιδανικού δέκτη RF	35
Σχήμα 2.2	Μοντέλο μη γραμμικού συστήματος	36
Σχήμα 2.3	Ορισμός του σημείου συμπίεσης απολαβής 1dB	37
Σχήμα 2.4	Επίδραση παρεμβολών στο ωφέλιμο σήμα λόγω μη γραμμικότητας	39
Σχήμα 2.5	Ορισμός του σημείου ανάσχεσης τρίτης τάξης	40
Σχήμα 2.6	Παράμετροι σκέδασης (S-παράμετροι) δίθυρου δικτυώματος	41
Σχήμα 2.7	Παράγοντας θορύβου συστήματος με απολαβή G	44
Σχήμα 2.8	Υπολογισμός ολικού παράγοντα θορύβου συστήματος n βαθμίδων συνδεδεμένων σε σειρά	45
Σχήμα 2.9	Ιδανική λειτουργία μίκτη και κυκλωματικό του σύμβολο	48
Σχήμα 2.10	Υποβιβασμός/αναβιβασμός συχνότητας με χρήση μίκτη	49
Σχήμα 2.11	Μίξη σε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα (συμβολισμοί)	49
Σχήμα 2.12	Μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της μίξης	49
Σχήμα 2.13	Ιδανική μίξη αρμονικών σημάτων	50
Σχήμα 2.14	Αρχή μίξης τετραγωνικού νόμου	51
Σχήμα 2.15	Αρχή μίξης με μεταγωγή (1/2)	52
Σχήμα 2.16	Αρχή μίξης με μεταγωγή (2/2)	53
Σχήμα 2.17	Διάκριση κυκλωμάτων μίξης με βάση τη μορφή των σημάτων εισόδου/εξόδου	55
Σχήμα 2.18	Πρακτικό κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με δίοδο	56
Σχήμα 2.19	Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με MOSFET	57
Σχήμα 2.20	Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με απομονωμένες θύρες RF και LO	57
Σχήμα 2.21	Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με δακτύλιο διόδων	58
Σχήμα 2.22	Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ	59
Σχήμα 2.23	Κυκλώματα μικτών μεταγωγής με MOSFETs	60
Σχήμα 2.24	Λειτουργία μίκτη κυττάρου Gilbert	60
Σχήμα 2.25	Μοντέλο συμπεριφοράς μίκτη	62
Σχήμα 2.26	Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση	65
Σχήμα 2.27	Αρχή λειτουργίας ταλαντωτή LC με δικτύωμα αρνητικής αντίστασης για την αντιστάθμιση των ωμικών απωλειών	66
Σχήμα 2.28	Διαφορικό ζεύγος τεχνολογίας MOS με χιαστί σύζευξη	67
Σχήμα 2.29	Κύκλωμα ταλαντωτή LC με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας	68
Σχήμα 2.30	Γενική μορφή ταλαντωτή δακτυλίου	68
Σχήμα 2.31	Ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες ιδανικών αναστροφών	69
Σχήμα 2.32	Διάγραμμα και κυματομορφές ταλαντωτή δακτυλίου με N πύλες NOT	72
Σχήμα 2.33	Αδυναμία εκκίνησης ταλαντώσεων σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών NOT	73
Σχήμα 2.34	Εκκίνηση ταλαντώσεων σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT	73
Σχήμα 2.35	Τοπολογίες βαθμίδων ταλαντωτή δακτυλίου που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τεχνικές ελέγχου της καθυστέρησης διάδοσης	74
Σχήμα 2.36	Διάγραμμα υπερετερόδунου πομποδέκτη	75
Σχήμα 2.37	Διάγραμμα πομποδέκτη μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας	76
Σχήμα 3.1	Σχέση κόστους κατασκευής ολοκληρωμένου κυκλώματος και απόσβεσης κόστους του εξοπλισμού ελέγχου	78
Σχήμα 3.2	Απλουστευμένο διάγραμμα βαθμίδων τυπικής διάταξης για τον έλεγχο κυκλωμάτων RF	78

Σχήμα 3.3	Ταξινόμηση κυκλωμάτων με βάση την απόκρισή τους στον έλεγχο ορθής λειτουργίας	80
Σχήμα 3.5	Τυπική διάταξη για τη μέτρηση των S-παραμέτρων	83
Σχήμα 3.6	Αρχή μέτρησης του IP3	84
Σχήμα 3.7	Αναπαράσταση τρισδιάστατου φίλτρου ελαττωμάτων	86
Σχήμα 3.8	Τυπικά μοντέλα ατελειών βραχυκυκλώματος και ανοικτοκυκλώματος	88
Σχήμα 3.9	Αρχή εναλλακτικού ελέγχου αναλογικών κυκλωμάτων	89
Σχήμα 3.10	Σχέση μεταξύ κατασκευαστικών διακυμάνσεων, επιδόσεων και απο- κρίσεων	90
Σχήμα 3.11	Έλεγχος κυκλώματος/συστήματος RF με τη βοήθεια προσαρμοστι- κού φίλτρου	92
Σχήμα 3.12	Ενιαίος έλεγχος πομποδέκτη RF με την αποκατάσταση κλειστού βρόχου μεταξύ πομπού και δέκτη	93
Σχήμα 4.1	Χρονολογική εξέλιξη του φωτο-λιθογραφικού μήκους κύματος και του βαθμού ολοκλήρωσης	99
Σχήμα 4.2	Διασπορά των επιδόσεων ως συνάρτηση του βαθμού ολοκλήρωσης	101
Σχήμα 4.3	Κατανομή τιμών χαρακτηριστικού επίδοσης <i>πριν</i> και <i>μετά</i> τη διαδι- κασία διόρθωσης	103
Σχήμα 4.4	Εύρος/χώρος λειτουργίας κυκλωμάτων RF με (a) ένα και (b) δύο ψη- φιακά ρυθμιζόμενα στοιχεία, υπό διαφορετικές διακυμάνσεις διεργα- σίας (“1”, “2” και “3”)	104
Σχήμα 4.5	Αναπαράσταση συστήματος διόρθωσης επιδόσεων με ανάδραση .	105
Σχήμα 4.6	Λειτουργία επαναληπτικού αλγορίθμου διόρθωσης	105
Σχήμα 4.7	Τυπική μορφή βρόχου αυτοδιόρθωσης	106
Σχήμα 4.8	Ενισχυτής χαμηλού θορύβου με ψηφιακά ρυθμιζόμενα στοιχεία για τη διόρθωση της προσαρμογής εισόδου και τη μεταβολή του φόρτου	107
Σχήμα 5.1	Γραμμική προσέγγιση για τη συσχέτιση μεταξύ χαρακτηριστικού επί- δοσης και τιμής ρυθμιζόμενου στοιχείου	110
Σχήμα 5.2	Διόρθωση επιδόσεων με βάση την τεχνική εναλλακτικού ελέγχου ‘μέσου σημείου’ (midpoint)	111
Σχήμα 5.3	Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμο μέγεθος χρησιμοποιείται η τάση εξόδου από κορυφή σε κορυφή ($v_{out pp}$ στην ομόδυνη λειτουργία)	112
Σχήμα 5.4	Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμο μέγεθος χρησιμοποιείται η συνεχής συ- νιστώσα της τάσης εξόδου σε ομόδυνη λειτουργία	112
Σχήμα 5.5	Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμα μεγέθη χρησιμοποιούνται η τάση εξό- δου από κορυφή σε κορυφή ($v_{out pp}$) και η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος του μίκτη ($I_{SS DC}$) στην ομόδυνη λειτουργία	113
Σχήμα 5.6	Διάγραμμα ροής ελέγχου και διόρθωσης	114
Σχήμα 5.7	Διαδικασία μετρήσεων, ανίχνευσης ελαττωμάτων και διόρθωσης (επι- σκόπηση)	115
Σχήμα 5.8	Διαδικασία (a) για τον καθορισμό των ζωνών διακύμανσης (έντονα σκιασμένες περιοχές) και (b) για την ανίχνευση ελαττωμάτων	117
Σχήμα 5.9	Αρχή διόρθωσης επιδόσεων	118
Σχήμα 5.10	Ο υπό εξέταση ρυθμιζόμενος μίκτης RF	120
Σχήμα 5.11	Υλοποίηση μεταβλητής αντίστασης	121

Σχήμα 5.12	Μεταβολή απολαβής για τρία κυκλώματα του ίδιου μήκην, υποκείμενα σε διαφορετικές διακυμάνσεις διεργασίας και ανομοιομορφίες διατάξεων	121
Σχήμα 5.13	Επίδραση της επιλογής παρατηρήσιμων τάσεων στην αποδοτικότητα της πρόγνωσης των επιδόσεων	123
Σχήμα 5.14	Επίδραση της χρήσης παρατηρήσιμων τάσεων από διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας στην αποδοτικότητα της πρόγνωσης των επιδόσεων	124
Σχήμα 5.15	Τροποποιήσεις σχεδίασης για ελεγχιμότητα (DFT)	125
Σχήμα 5.16	Αναλογικός διακόπτης για την επιλογή του σήματος εισόδου του μήκην	125
Σχήμα 5.17	Απλουστευμένο διάγραμμα χρονισμού για τον μήκην σε λειτουργία συλλογής τάσεων	127
Σχήμα 5.18	Γραφική αναπαράσταση της ακρίβειας πρόγνωσης επιδόσεων (κεντρική κατάσταση λειτουργίας)	129
Σχήμα 5.19	Βελτίωση της ανίχνευσης ελαττωμάτων εξαιτίας της επέκτασης των παρατηρήσιμων μεγεθών	130
Σχήμα 5.20	Στοιβες ελαττωμάτων (κανονικοποιημένες ζώνες, όλα τα εξεταζόμενα ελαττώματα)	132
Σχήμα 5.21	Κατανομές των προγνωσθέντων χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη φάση διόρθωσης	134
Σχήμα 5.22	Κατανομές των πραγματικών χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη φάση διόρθωσης	134
Σχήμα 6.1	Σημεία πρόσβασης σε εσωτερικούς κόμβους των βαθμίδων δέκτη RF (περίπτωση SoC)	140
Σχήμα 6.2	Αρχή λειτουργίας ολοκληρωμένου πυρήνα ελέγχου αναλογικών ή μικτού σήματος βαθμίδων	140
Σχήμα 6.3	Διάγραμμα βαθμίδων ολοκληρωμένου κυκλώματος για τα αναλογικά υποσυστήματα του οποίου παρέχεται η δυνατότητα ελέγχου με χρήση του πρωτοκόλλου IEEE 1149.4	141
Σχήμα 6.4	Κύκλωμα συλλογής τάσεων (VAC)	145
Σχήμα 6.5	Ταλαντωτής δακτυλίου στο κύκλωμα του VAC	145
Σχήμα 6.6	Τυπική καμπύλη απόκρισης VAC	146
Σχήμα 6.7	Τυπική καμπύλη ευαισθησίας του VAC	147
Σχήμα 6.8	Αρχή διόρθωσης των ενδείξεων του VAC	148
Σχήμα 6.9	Αβεβαιότητα στην διορθωμένη απόκριση του VAC	148
Σχήμα 6.10	Ακρίβεια του μοντέλου διόρθωσης των ενδείξεων του VAC (συσχέτιση μεταξύ <i>πραγματικού</i> και <i>προβλεφθέντος Count</i>)	149
Σχήμα 6.11	Καμπύλες για τα RMSE και RRMSE που αφορούν τη διόρθωση των ενδείξεων του VAC	149
Σχήμα 6.12	Τοπολογία για την υλοποίηση της φάσης μετρήσεων του μήκην RF .	150
Σχήμα 6.13	Απλουστευμένο διάγραμμα χρονισμού που περιγράφει τη συλλογή των DC τάσεων	151
Σχήμα 6.14	Αναπαράσταση τετραδιάστατου φίλτρου ελαττωμάτων για τον υπό εξέταση μήκην RF (συμπεριλαμβανομένων των βοηθητικών κυκλωμάτων)	153
Σχήμα 6.15	Διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του μήκην RF	154
Σχήμα 6.16	Λειτουργικότητα προγνωστικού μοντέλου	155
Σχήμα 6.17	Κατανομές των χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη διόρθωση	158
Σχήμα 7.1	Μεθοδολογία εναλλακτικού ελέγχου προσαρμοστικού συστήματος .	162

Σχήμα 7.2	Εξέλιξη της τιμής του σφάλματος πρόγνωσης της απολαβής (G) κατά τη διάρκεια διαδοχικών επαναλήψεων αλγόριθμου επιλογής	163
Σχήμα 7.3	Σχέση σφάλματος απόφασης αποδοχής/απόρριψης (pass/fail) και πλήθους ‘μη RF’ χαρακτηριστικών επίδοσης τα οποία χρησιμοποιούνται για τη λήψη της απόφασης	164
Σχήμα 7.4	Διαθέσιμα σημεία τοποθέτησης αισθητήρων για τη λήψη μετρήσεων της απόκρισης εναλλακτικού ελέγχου βαθμίδων πομποδέκτη RF (περίπτωση δέκτη)	164
Σχήμα 7.5	Αλγόριθμος βέλτιστης επιλογής των σημείων τοποθέτησης αισθητήρων του Σχήματος 7.4	165
Σχήμα 7.6	Μείωση του πλήθους των τάσεων σε ένα σύνολο παρατηρήσιμων ATR (επιμέρους, και καθολική προσέγγιση)	166
Σχήμα 7.7	Αρχή περικοπής ATR (επιμέρους προσέγγιση)	167
Σχήμα 7.8	Αρχή περικοπής ATR (καθολική προσέγγιση)	168
Σχήμα 7.9	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του μέγιστου αριθμού συναρτήσεων βάσης (MARS, επιμέρους προσέγγιση)	177
Σχήμα 7.10	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του μέγιστου αριθμού συναρτήσεων βάσης (MARS, καθολική προσέγγιση)	178
Σχήμα 7.11	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS, επιμέρους προσέγγιση).	179
Σχήμα 7.12	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS, καθολική προσέγγιση).	180
Σχήμα 7.13	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SBS, επιμέρους προσέγγιση).	180
Σχήμα 7.14	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SBS, καθολική προσέγγιση).	181
Σχήμα 7.15	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS/SBS, επιμέρους προσέγγιση).	182
Σχήμα 7.16	Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS/SBS, καθολική προσέγγιση).	182
Σχήμα II.1	Αναπαράσταση κατευθυντικού συζεύκτη	197
Σχήμα IV.1	Προέλευση των όρων spline (ιχνηθέτης) και knot (κόμβος)	202
Σχήμα IV.2	Γραμμική προσαρμογή καμπύλης, κατά τμήματα	204
Σχήμα IV.3	Γραφικές παραστάσεις συναρτήσεων συναρμογής	204
Σχήμα IV.4	Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (1/3)	204
Σχήμα IV.5	Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (2/3)	205
Σχήμα IV.6	Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (3/3)	206
Σχήμα IV.7	Αρχή λειτουργίας αλγόριθμου κατασκευής μοντέλου MARS	207

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικόνα 4.1	Υποβάθμιση της ποιότητας λιθογραφικής εκτύπωσης με την αύξηση του βαθμού ολοκλήρωσης	99
Εικόνα 4.2	Κατανομή επίδοσης ψηφιακού κυκλώματος σε σχέση με τη θέση του κυκλώματος στην επιφάνεια της ψηφίδας	100

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 2.1	Τυπικά χαρακτηριστικά ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA)	47
Πίνακας 2.2	Τυπικά χαρακτηριστικά μίκτη RF	48
Πίνακας 2.3	Φασματικές συνιστώσες στην έξοδο μίκτη με τετραγωνικό νόμο	51
Πίνακας 2.4	Τυπικά χαρακτηριστικά ενισχυτή ισχύος	64
Πίνακας 4.1	Αίτια τυχαίων και συστηματικών διακυμάνσεων των κατασκευαστικών παραμέτρων (περίπτωση MOSFET)	98
Πίνακας 5.1	Χαρακτηριστικά επίδοσης μίκτη RF	120
Πίνακας 5.2	Καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη RF	121
Πίνακας 5.3	Κατάλογος στοιχείων του διανύσματος των παρατηρήσιμων τάσεων	122
Πίνακας 5.4	Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης (κεντρική κατάσταση λειτουργίας – S_c) για διαφορετικά διανύσματα παρατηρήσιμων τάσεων (\mathbf{O})	127
Πίνακας 5.5	Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη	129
Πίνακας 5.6	Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (μη ιδανικό σήμα τοπικού ταλαντωτή)	129
Πίνακας 5.7	Κατάλογος στοιχείων του επεκτεταμένου διανύσματος παρατηρήσιμων (\mathbf{E})	131
Πίνακας 5.8	Πιθανότητες ανίχνευσης ελαττωμάτων	132
Πίνακας 5.9	Επίδραση της διόρθωσης στην $\delta\sigma$ παραμετρική απόδοση, για διάφορες προδιαγραφές	135
Πίνακας 5.10	Συντελεστές προσδιορισμού πρόγνωσης (R^2) για ADC διαφορετικής ανάλυσης	136
Πίνακας 5.11	Επίδραση της διόρθωσης στην $\delta\sigma$ παραμετρική απόδοση, για ADC διαφορετικής ανάλυσης	136
Πίνακας 6.1	Εύρος τιμών παρατηρήσιμων τάσεων (3σ)	144
Πίνακας 6.2	Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (προτεινόμενη τεχνική)	156
Πίνακας 6.3	Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (άμεση πρόσβαση)	156
Πίνακας 6.4	Υποβιβασμός του συντελεστή προσδιορισμού (R^2) για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (προτεινόμενη τεχνική έναντι της άμεσης πρόσβασης)	157
Πίνακας 6.5	Επίδραση της διόρθωσης στην $\delta\sigma$ παραμετρική απόδοση	158
Πίνακας 7.1	Μέγιστο κόστος υπολογισμού για διάφορες μεθόδους επιλογής παρατηρήσιμων	176
Πίνακας 7.2	Σφάλμα πρόγνωσης έναντι της πολυπλοκότητας ελέγχου για ATR προερχόμενα από διαφορετικές καθολικές μεθόδους επιλογής παρατηρήσιμων	183

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Μικροηλεκτρονικής του Τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών κατά το διάστημα μεταξύ Ιουλίου 2009 και Σεπτεμβρίου 2013.

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα που μελετήθηκαν σχεδιάστηκαν σε τεχνολογία RFCMOS 0.18 μm της *United Microelectronics Corporation (UMC)* [1] και η λειτουργία τους προσομοιώθηκε με τη βοήθεια του αναλογικού προσομοιωτή *Spectre* της *Cadence* [2]. Οι αλγόριθμοι ανίχνευσης ελαττωμάτων και διόρθωσης των επιδόσεων των κυκλωμάτων αναπτύχθηκαν στο *Matlab* [3], τα δε μοντέλα πρόγνωσης κατασκευάστηκαν με τη βοήθεια του *ARESlab* [4].

Το κείμενο της διατριβής στοιχειοθετήθηκε στο \LaTeX .

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Πεδίο της διατριβής

Η ανάγκη για τη διαρκή βελτίωση και εξέλιξη των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών επιβάλλει την ενσωμάτωση των ψηφιακών και των αναλογικών βαθμίδων των αντίστοιχων πομποδεκτών σε ένα και μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Παρόλο που η συμβολή των τεχνολογιών SoC (System on Chip) και SiP (System in Package) στην πλήρη ολοκλήρωση πολύπλοκων ασύρματων συστημάτων είναι αξιόλογη, το πρόβλημα του αυξημένου κόστους κατασκευής – κυρίως εξαιτίας του υψηλού κόστους ελέγχου ορθής λειτουργίας – παραμένει ένα από τα σοβαρότερα μειονεκτήματά τους.

Οι συμβατικές μέθοδοι ελέγχου ορθής λειτουργίας των αναλογικών βαθμίδων, ιδιαίτερα των βαθμίδων υψηλών συχνοτήτων, απαιτούν τη χρήση πολύπλοκου και ακριβούς εξοπλισμού και περιλαμβάνουν ένα σύνολο διαφορετικών διαδικασιών, η καθεμιά από τις οποίες εξειδικεύεται στον προσδιορισμό ενός συγκεκριμένου χαρακτηριστικού επίδοσης του υπό έλεγχο κυκλώματος. Αν ληφθεί ακόμη υπόψη το γεγονός ότι η εκτέλεση των διαδικασιών αυτών είναι σειριακή, καθώς και ότι ο αριθμός των χαρακτηριστικών επίδοσης που απαιτείται να προσδιοριστούν προκειμένου να εξεταστεί η συμμόρφωση ενός κυκλώματος προς τις προδιαγραφές του είναι μεγάλος, μπορούν να γίνουν εμφανείς οι λόγοι οι οποίοι καθιστούν τη μείωση της πολυπλοκότητας των αντίστοιχων ελέγχων βασική προτεραιότητα.

Τα κυριότερα προβλήματα που σχετίζονται με την ενσωμάτωση όλων των λειτουργιών ενός πομποδέκτη σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι εκείνα της ελεγκσιμότητας (controllability) και της παρατηρησιμότητας (observability). Σε αντίθεση με την περίπτωση των ψηφιακών βαθμίδων, για τις οποίες οι υπάρχουσες τεχνικές είναι επαρκείς, η δρομολόγηση των απαραίτητων για τον έλεγχο ορθής λειτουργίας σημάτων εισόδου προς τα ενσωματωμένα αναλογικά κυκλώματα, καθώς και η συλλογή των αντίστοιχων σημάτων απόκρισης, δεν είναι πάντοτε τετριμμένα.

Σημαντική ερευνητική προσπάθεια καταβάλλεται προς την κατεύθυνση της αντικατάστασης των συμβατικών μεθόδων άμεσης μέτρησης των επιδόσεων των αναλογικών κυκλωμάτων από εναλλακτικές τεχνικές, με στόχο την απλούστευση των διαδικασιών ελέγχου. Μια οικογένεια τέτοιων τεχνικών – που είναι γνωστές ως τεχνικές προσανατολισμένες στην ανίχνευση ελαττωμάτων (defect-oriented testing, DOT) – εγκαταλείπει την ιδέα της άμεσης μέτρησης των επιδόσεων αναζητώντας εύκολα μετρήσιμα θεμελιώδη μεγέθη τα οποία είναι ευαίσθητα στην παρουσία ελαττωμάτων, συμπεραίνοντας έμμεσα τη λειτουργική κατάσταση των υπό έλεγχο κυκλωμάτων. Η αναζήτηση των κατάλληλων μεγεθών για τη μεγιστοποίηση της ικανότητας ανίχνευσης ελαττωμάτων παραμένει αντικείμενο έρευνας. Μια άλλη οικογένεια – για την οποία τείνει να καθιερωθεί ο όρος ‘εναλλακτικός έλεγχος’ (alternate test) – επιδιώκει τη σύμπτυξη των πολλών διαφορετικών διαδικασιών μέτρησης σε μία, με την εφαρμογή κατάλληλου σήματος διέγερσης στην είσοδο του αναλογικού κυκλώματος, τη συλλογή μιας μοναδικής απόκρισης, και από αυτήν τον προσδιορισμό όλων των χαρακτηριστικών επίδοσης χρησιμοποιώντας τεχνικές στατιστικής πρόγνωσης. Το κύριο ζητούμενο, εδώ, είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος πρόγνωσης χωρίς την υπερβολική αύξηση της πολυπλοκότητας της μετρούμενης απόκρισης.

Η διαρκής σμίκρυνση των διαστάσεων των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αναδεικνύει την απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης (yield loss), λόγω των αβεβαιοτήτων που υπεισέρχονται στις διαδικασίες κατασκευής, σε θέμα που χρήζει αποτελεσματικής αντιμετώπισης. Οι υπάρχουσες προληπτικές τεχνικές αποδεικνύονται ανεπαρκείς, με αποτέλεσμα ασύμφορα μεγάλο ποσοστό των κυκλωμάτων που κατασκευάζονται να αδυνατεί να συμμορ-

φωθεί προς τις επιθυμητές προδιαγραφές, γεγονός που επιβαρύνει υπερβολικά το κόστος των κυκλωμάτων τα οποία διατίθενται στην αγορά. Για την επίλυση του προβλήματος, η έρευνα στρέφεται στην ανάπτυξη μεθοδολογιών διόρθωσης των επιδόσεων των αναλογικών κυκλωμάτων αφού αυτά κατασκευαστούν, γεγονός που επιβάλλει την ενσωμάτωση κατάλληλων μηχανισμών για την εκ των υστέρων ρύθμιση των επιδόσεών τους.

Εξαιρετικά οφέλη προκύπτουν από την ενσωμάτωση μέρους ή του συνόλου των διαδικασιών ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων στο ίδιο το ολοκληρωμένο κύκλωμα καθώς, αφενός, παρακάμπτεται το πρόβλημα της παρατηρησιμότητας και, αφετέρου, παύει η ανάγκη χρήσης του υψηλού κόστους εξωτερικού εξοπλισμού ελέγχου. Προς την κατεύθυνση αυτή προσανατολίζονται οι τεχνικές ενσωματωμένου ελέγχου (built-in test, BIT), ενσωματωμένου αυτοελέγχου (built-in self test, BIST) και ενσωματωμένης αυτοδιόρθωσης (built-in self calibration, BISC), οι οποίες αποτελούν σήμερα αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας.

1.2 Συνεισφορά της διατριβής

Η έρευνα η οποία πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής εστιάστηκε στην ενιαία θεώρηση των διαδικασιών ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων αναλογικών κυκλωμάτων, δίνοντας έμφαση στα κυκλώματα ραδιοσυχνοτήτων. Πιο συγκεκριμένα, προτάθηκε η αξιοποίηση των δυνατοτήτων ρύθμισης οι οποίες προσδίδονται σε ένα κύκλωμα προκειμένου αυτό να καταστεί διορθώσιμο, προς όφελος της ακρίβειας και της αποδοτικότητας του ελέγχου ορθής λειτουργίας του. Επιπλέον, διερευνήθηκαν τρόποι επίλυσης του προβλήματος της παρατηρησιμότητας, και αναζητήθηκαν μέθοδοι που εξασφαλίζουν μικρή πολυπλοκότητα και κόστος ελέγχου, χωρίς σημαντική επίπτωση στην αντίστοιχη ακρίβεια.

Ειδικότερα:

- Προτείνεται ενιαία μεθοδολογία ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων, κατάλληλη για εφαρμογή σε ενσωματωμένα συστήματα. Η μεθοδολογία εξασφαλίζει τη βελτιστοποίηση της διαδικασίας ελέγχου ορθής λειτουργίας συνδυάζοντας τις αρχές του ελέγχου που προσανατολίζεται στην ανίχνευση ελαττωμάτων και του εναλλακτικού ελέγχου. Η ακρίβεια του τελευταίου βελτιώνεται με την αξιοποίηση των μηχανισμών που ενσωματώνονται για την αποκατάσταση των επιδόσεων του κυκλώματος μετά την κατασκευή του, και περιλαμβάνουν μεταβλητά κυκλωματικά στοιχεία τα οποία ρυθμίζονται ψηφιακά.

Η πρωτοτυπία της προταθείσας μεθοδολογίας έγκειται, συνοπτικά, στα εξής:

- Οι διαδικασίες ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων των υπό εξέταση κυκλωμάτων ενοποιούνται, και για τη διεξαγωγή τους χρησιμοποιούνται τα ίδια θεμελιώδη μεγέθη, η μέτρηση των οποίων είναι κοινή για τις δύο διαδικασίες. Οι διαδικασίες αυτές διαφοροποιούνται μόνο ως προς την επεξεργασία των τιμών των θεμελιωδών μεγεθών προκειμένου να εξαχθούν τα αντίστοιχα συμπεράσματα.
- Η προτεινόμενη τεχνική ελέγχου ορθής λειτουργίας συνδυάζει τόσο τη μεθοδολογία του εναλλακτικού ελέγχου όσο και τη μεθοδολογία η οποία προσανατολίζεται στην ανίχνευση ελαττωμάτων, οδηγώντας σε υψηλότερη κάλυψη των αντίστοιχων σφαλμάτων. Τα θεμελιώδη μεγέθη που χρησιμοποιούνται κατά την πραγματοποίηση των σχετικών ελέγχων ταυτίζονται με εκείνα τα οποία υπεισέρχονται στην επακόλουθη διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του κυκλώ-

ματος, γεγονός που εξασφαλίζει μειωμένο συνολικό κόστος ελέγχου και διόρθωσης και μικρή επιβάρυνση της επιφάνειας του ολοκληρωμένου κυκλώματος σε βοηθητικά κυκλώματα.

- Με την εκμετάλλευση της δυνατότητας ρύθμισης των υπό εξέταση κυκλωμάτων σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας, λαμβάνονται πολλαπλές μετρήσεις των ίδιων θεμελιωδών μεγεθών σε κατάλληλα επιλεγμένες καταστάσεις. Η πληροφορία που συλλέγεται παρέχει τη δυνατότητα σχηματισμού πληρέστερης εικόνας τόσο για την ύπαρξη ή μη ελαττωμάτων, όσο και για το βαθμό επίδρασης των κατασκευαστικών διακυμάνσεων στις επιδόσεις του κυκλώματος, με αποτέλεσμα την αύξηση της ακρίβειας του ελέγχου ορθής λειτουργίας και της αποδοτικότητας της διόρθωσης των επιδόσεων. Εξαιτίας της κοινής φύσης των θεμελιωδών μεγεθών – η οποία συνεπάγεται κοινό τρόπο μέτρησής τους – η πολυπλοκότητα τόσο των διαδικασιών ελέγχου/διόρθωσης όσο και των αναγκαίων βοηθητικών κυκλωμάτων δεν παρουσιάζει αξιοσημείωτη επιβάρυνση.
- Τα μοντέλα πρόγνωσης των χαρακτηριστικών επίδοσης λαμβάνουν υπόψη τους τη μη γραμμική συσχέτιση των επιδόσεων ενός κυκλώματος με τις καταστάσεις λειτουργίας στις οποίες αυτό τίθεται, έχοντας ως αποτέλεσμα την αύξηση της ακρίβειας πρόγνωσης των επιδόσεων και, συνεπακόλουθα, τη βελτίωση της αποδοτικότητας διόρθωσής τους.
- Αναπτύσσεται ενσωματωμένη τεχνική μέτρησης των συνεχών τάσεων που αποτελούν τα παρατηρήσιμα μεγέθη με βάση τα οποία γίνεται πρόγνωση των επιδόσεων ενός μίκτη υψηλών συχνοτήτων και, στη συνέχεια, αποκατάσταση των επιδόσεων αυτών. Η τεχνική προβλέπει διαδικασία διόρθωσης των μετρήσεων, προκειμένου να ελαχιστοποιούνται τα σφάλματα που εισάγει το ίδιο το ενσωματωμένο μετρητικό σύστημα εξαιτίας διακυμάνσεων των διεργασιών κατασκευής.

Η πρωτοτυπία της προταθείσας τεχνικής έγκειται, συνοπτικά, στα ακόλουθα:

- Το κύκλωμα μέτρησης παρέχει καταγραφές σε ψηφιακή μορφή, οι οποίες μπορούν εύκολα να δρομολογηθούν για επεξεργασία είτε εκτός του ολοκληρωμένου, είτε προς τον ενσωματωμένο ψηφιακό επεξεργαστή σήματος, μέσω των υποδομών ελέγχου σάρωσης (scan test) οι οποίες διατίθενται για τα ψηφιακά υποσυστήματα. Με τον τρόπο αυτό αντιμετωπίζεται το πρόβλημα της παρατήρησης/δρομολόγησης των αποκρίσεων των αναλογικών βαθμίδων ενός ολοκληρωμένου συστήματος.
- Το κύκλωμα μέτρησης εξειδικεύεται στην ψηφιακή καταγραφή αναλογικών αποκρίσεων οι οποίες αντιστοιχούν σε συνεχείς τάσεις, με αποτέλεσμα να εμφανίζει χαμηλότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με παρόμοιες τεχνικές καταγραφής και δρομολόγησης αναλογικών αποκρίσεων γενικού σκοπού.
- Προτείνεται πρωτότυπη τεχνική διόρθωσης των λαμβανόμενων μετρήσεων, προκειμένου να αντισταθμίζονται οι αποκλίσεις που υπεισέρχονται λόγω κατασκευαστικών διακυμάνσεων οι οποίες επιδρούν στο ίδιο το σύστημα μέτρησης.
- Παρουσιάζεται μεθοδολογία περιορισμού της πολυπλοκότητας των τεχνικών εναλλακτικού ελέγχου που προτάθηκαν, με αμελητέα υποβάθμιση της ποιότητας του ελέγχου. Η μεθοδολογία αποσκοπεί στη μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων μεγεθών με βάση τα οποία γίνεται πρόγνωση των επιδόσεων του κυκλώματος, αξιοποιώντας αλγορίθμους σειριακής επιλογής.

Η πρωτοτυπία της προταθείσας μεθοδολογίας έγκειται, συνοπτικά, στα εξής:

- Στους στόχους της επιχειρούμενης βελτιστοποίησης περιλαμβάνεται, εκτός από την ακρίβεια πρόγνωσης, και η πολυπλοκότητα (επομένως και το οικονομικό κόστος) της αντίστοιχης διαδικασίας ελέγχου.
- Πέραν της εφαρμογής αλγορίθμων σειριακής επιλογής, οι οποίοι έχουν ήδη προταθεί για τη μεγιστοποίηση της ακρίβειας των επιμέρους μοντέλων πρόγνωσης των επιδόσεων ενός κυκλώματος, προτείνεται ‘καθολική’ μεθοδολογία για την από κοινού βελτιστοποίηση όλων των προγνωστικών μοντέλων, η οποία επιτρέπει την επίτευξη του ελάχιστου επιθυμητού σφάλματος με την ελάχιστη δυνατή πολυπλοκότητα ελέγχου.
- Στην προτεινόμενη μεθοδολογία αξιοποιούνται οι εγγενείς δυνατότητες των αλγορίθμων κατασκευής των προγνωστικών μοντέλων, με τις οποίες γίνεται η επιλογή εκείνων των παρατηρήσιμων μεγεθών τα οποία έχουν τη μεγαλύτερη συμβολή στην ακρίβεια της πρόγνωσης.

1.3 Δομή της διατριβής

Το υπόλοιπο της διατριβής διαρθρώνεται ως εξής:

- Το *δεύτερο κεφάλαιο* επιχειρεί μια γενική παρουσίαση των συστημάτων ασύρματων πομποδεκτών. Παρατίθενται τα κυριότερα χαρακτηριστικά επίδοσής τους, οι δομικές τους βαθμίδες (με ιδιαίτερη έμφαση στα κυκλώματα των μικτών, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για την αξιολόγηση των τεχνικών που προτάθηκαν), καθώς και οι επικρατέστερες αρχιτεκτονικές.
- Στο *τρίτο κεφάλαιο* γίνεται παρουσίαση και βιβλιογραφική ανασκόπηση των διαθέσιμων τεχνικών ελέγχου ορθής λειτουργίας κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων, με σκοπό την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων και των αδυναμιών καθεμιάς.
- Στο *τέταρτο κεφάλαιο* αναδεικνύεται το πρόβλημα της αυξημένης απώλειας κατασκευαστικής απόδοσης και τα αίτια που την προκαλούν, ενώ παρατίθεται βιβλιογραφική ανασκόπηση των τεχνικών που επιχειρούν να την αντιμετωπίσουν.
- Στο *πέμπτο κεφάλαιο* προτείνεται και αξιολογείται ενιαία μεθοδολογία ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων, κατάλληλη για κυκλώματα ραδιοσυχνοτήτων.
- Το *έκτο κεφάλαιο* παρουσιάζει τεχνική που αναπτύχθηκε για την ενσωματωμένη μέτρηση τάσεων, και την εφαρμογή της στη διόρθωση των επιδόσεων μικτών ραδιοσυχνοτήτων.
- Μια μεθοδολογία βελτιστοποίησης της αποδοτικότητας του εναλλακτικού ελέγχου προτείνεται στο *έβδομο κεφάλαιο*, και εφαρμόζεται για την μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων μεγεθών τα οποία χρησιμοποιούνται στον έλεγχο ρυθμιζόμενων μικτών RF.
- Τέλος, στο *όγδοο κεφάλαιο* συνοψίζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα έρευνα και προτείνονται ενδεχόμενες μελλοντικές προεκτάσεις της.

2. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

2.1 Γενικά

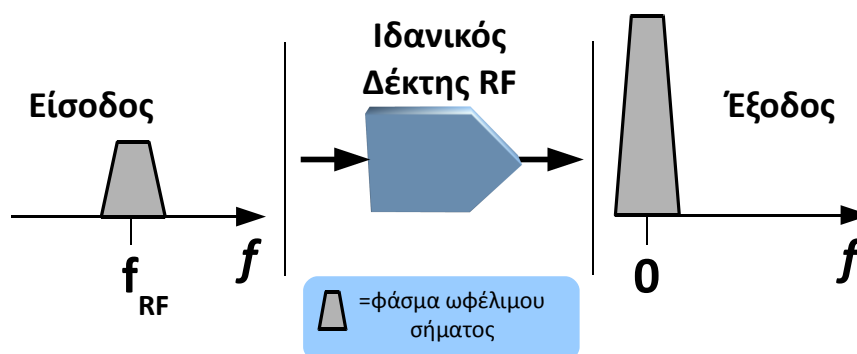
Δύο είναι οι βασικές λειτουργίες που επιτελεί ένας ασύρματος δέκτης υψηλών συχνοτήτων: Η μεταλλαγή του υψίσυχνου λαμβανόμενου σήματος (συχνότητας f_{RF}) στο σήμα βασικής ζώνης (baseband) και η ταυτόχρονη ενίσχυσή του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Στον πομπό, αντίστοιχα, το υψίσυχνο φέρον διαμορφώνεται από το σήμα βασικής ζώνης και ενισχύεται μέχρι να αποκτήσει στάθμη κατάλληλη για εκπομπή. Οι βασικές δομικές μονάδες των ασύρματων πομποδεκτών υλοποιούν εξολοκλήρου τουλάχιστον μία από τις πιο πάνω λειτουργίες (μεταλλαγή συχνότητας ή/και ενίσχυση), ή μέρος αυτών, όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Ενώ η συνολική επιδιωκόμενη ενίσχυση εξασφαλίζεται σταδιακά μέσω διαδοχικών ενισχυτικών βαθμίδων, η μεταλλαγή συχνότητας μπορεί να γίνει είτε σταδιακά είτε απευθείας.

2.2 Χαρακτηριστικά επίδοσης

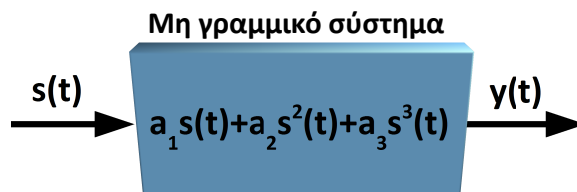
Για την αξιολόγηση των επιδόσεων ενός ασύρματου πομποδέκτη χρησιμοποιούνται διάφορα μεγέθη, η πλειοψηφία των οποίων αφορά τη λειτουργία της ενίσχυσης και το βαθμό εμφάνισης ανεπιθύμητων συχνοτήτων στην έξοδο του συστήματος, είτε λόγω μη γραμμικότητας, είτε λόγω μη ιδανικότητας στη διαδικασία μεταλλαγής συχνότητας. Τα χαρακτηριστικά μεγέθη επίδοσης αναφέρονται είτε στον πομποδέκτη συνολικά (ως σύστημα), είτε στα επιμέρους δομικά στοιχεία του.

2.2.1 Απολαβή

Στη γενική περίπτωση κατά την οποία ένα σύστημα επιτελεί ενίσχυση και ταυτόχρονη μεταλλαγή της συχνότητας εισόδου του (f_{in}) σε μια διαφορετική συχνότητα (f_{out}) στην έξοδό του, η *απολαβή* (Gain) ορίζεται ως το πηλίκο της RMS τιμής της τάσης (ή του ρεύματος, ή της ισχύος) του σήματος εξόδου στη συχνότητα f_{out} , προς την RMS τιμή της τάσης (ή του ρεύματος, ή της ισχύος) του σήματος εισόδου στη συχνότητα f_{in} . Ο προηγούμενος ορισμός ισχύει, φυσικά, και για την περίπτωση συστημάτων που δεν πραγματοποιούν μεταλλαγή συχνότητας (οπότε θα ισχύει $f_{out} = f_{in}$). Λόγω των συνήθως μεγάλων τιμών απολαβής, το μέτρο της εκφράζεται σε dB (decibel). Στην περίπτωση ίσων τιμών αντίστασης εισόδου



Σχήμα 2.1: Λειτουργία ιδανικού δέκτη RF



Σχήμα 2.2: Μοντέλο μη γραμμικού συστήματος

και εξόδου, η απολαβή ισχύος σε dB είναι προφανώς διπλάσια της απολαβής τάσης (ή ρεύματος).

Η απολαβή ενός συστήματος υψηλών συχνοτήτων είναι μιγαδική συνάρτηση της συχνότητας εξαιτίας, τόσο των ενδογενών χωρητικοτήτων των διατάξεων που το απαρτίζουν, όσο και των εξαρτώμενων από τη συχνότητα σύνθετων αντιστάσεων των πυκνωτών και των πηνίων που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα που το υλοποιούν.

2.2.2 Χαρακτηριστικά γραμμικότητας

Η έννοια της γραμμικότητας αποτελεί εξιδανίκευση των πραγματικών συστημάτων, τα οποία είναι όλα – σε κάποιο βαθμό – μη γραμμικά. Το ίδιο ισχύει και για τα συστήματα ραδιοσυχνοτήτων, όσο προσεκτική σχεδίαση κι αν ακολουθηθεί, μιας και οι ηλεκτρονικές διατάξεις στις οποίες βασίζουν τη λειτουργία τους είναι μη γραμμικές. Συχνά, η εκμετάλλευση της μη γραμμικής συμπεριφοράς μιας διάταξης παρέχει τη δυνατότητα υλοποίησης χρήσιμων διαδικασιών χειρισμού του ηλεκτρικού σήματος, όπως είναι η μεταλλαγή της συχνότητάς του. Σε κάθε περίπτωση, όλες οι βαθμίδες ενός ασύρματου πομποδέκτη είναι επιθυμητό να είναι γραμμικές ως προς το μέγεθος του ηλεκτρικού σήματος το οποίο φέρει την μεταδιδόμενη πληροφορία, προκειμένου αυτή να μην αλλοιώνεται. Αν η μεταδιδόμενη πληροφορία βρίσκεται κωδικοποιημένη στο πλάτος της ηλεκτρικής τάσης, θα πρέπει η σχέση πλάτους εισόδου-εξόδου κάθε βαθμίδας μέσω της οποίας διέρχεται το σήμα να είναι γραμμική, χωρίς να αποκλείεται η μεταλλαγή άλλων χαρακτηριστικών του σήματος, όπως η συχνότητα ή η φάση.

Γενικά, η σχέση που συνδέει το σήμα εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος με το αντίστοιχο σήμα εισόδου μπορεί να περιγραφεί [5, 6] από μια απειροσειρά της μορφής

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i s^i(t), \quad (2.1)$$

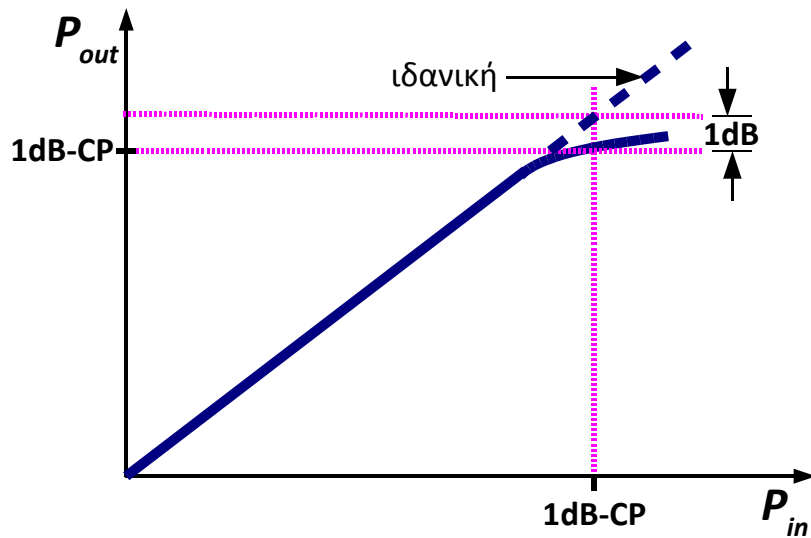
όπου $s(t)$ το σήμα εισόδου και $y(t)$ το σήμα εξόδου. Στην πράξη, και με τον κατάλληλο σχεδιασμό, η συμπεριφορά ενός τέτοιου συστήματος διαμορφώνεται από τους τρεις πρώτους όρους, οι οποίοι και επικρατούν:

$$y(t) = a_1 s(t) + a_2 s^2(t) + a_3 s^3(t), \quad (2.2)$$

όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 2.2.

2.2.2.1 Σημείο συμπίεσης απολαβής 1dB

Σύμφωνα με όσα αναφέραμε πιο πάνω, η σχέση μεταξύ εξόδου και εισόδου ενός ενισχυτή είναι επιθυμητό να είναι γραμμική, η απολαβή, δηλαδή, του ενισχυτή να είναι σταθερή. Παρόλο που ένας ενισχυτής κατασκευάζεται με μη γραμμικές διατάξεις (π.χ. διπολικά τρανζίστορ), το σήμα εισόδου εφαρμόζεται με κατάλληλη πόλωση του ενισχυτή ώστε το σημείο



Σχήμα 2.3: Ορισμός του σημείου συμπίεσης απολαβής 1dB (λογαριθμική κλίμακα)

λειτουργίας (quiescent point) να αντιστοιχεί σε γραμμικά τμήματα των χαρακτηριστικών καμπύλων των διατάξεων. Η προϋπόθεση αυτή εξασφαλίζεται εφόσον το πλάτος (ή η ισχύς) του σήματος εισόδου περιορίζεται εντός συγκεκριμένων ορίων. Όταν τα όρια αυτά παραβιάζονται, ο ενισχυτής αποκλίνει από τη γραμμική λειτουργία και εκδηλώνει μη γραμμική συμπεριφορά, οδηγώντας σε *συμπίεση* (compression) της εξόδου του, κατά την οποία εκτός από την επιθυμητή συχνότητα εμφανίζονται στην έξοδο ανεπιθύμητες αρμονικές, εξαιτίας της παραμόρφωσης την οποία υφίσταται το σήμα.

Είναι εμφανές πως το όριο πέραν του οποίου η έξοδος ενός ενισχυτή υφίσταται συμπίεση είναι επιθυμητό να είναι γνωστό. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε το *σημείο συμπίεσης 1dB* (1dB compression point, 1-dB CP ή P1dB), το οποίο ορίζεται ως η τιμή της ισχύος εισόδου για την οποία η ισχύς εξόδου του ενισχυτή συμπίεζεται κατά 1dB σε σχέση με την ιδανική τιμή της, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.3. Το σημείο συμπίεσης 1dB αποτελεί μέτρο της γραμμικότητας ενός ενισχυτή ή μιας ενεργού βαθμίδας, γενικότερα. Προκειμένου να αποφεύγεται η εκδήλωση μη γραμμικής συμπεριφοράς λόγω συμπίεσης, ένα κύκλωμα θα πρέπει να υποδέχεται σήματα εισόδου με ισχύ σημαντικά μικρότερη σε σχέση με το σημείο συμπίεσης 1dB.

Αν υποθέσουμε για το σύστημα που περιγράφεται από την (2.2) είσοδο της μορφής $s(t) = A \cos \omega t$, η έξοδος του συστήματος θα δίνεται από την

$$y(t) = a_1 A \cos \omega t + a_2 (A \cos \omega t)^2 + a_3 (A \cos \omega t)^3, \quad (2.3)$$

η οποία, με εφαρμογή γνωστών τριγωνομετρικών ταυτοτήτων (βλπ Παράρτημα I), γίνεται [6]:

$$y(t) = \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3\omega t. \quad (2.4)$$

Από την τελευταία έκφραση προκύπτει πως η απολαβή του συστήματος στη θεμελιώδη συχνότητα ω είναι

$$G = \frac{\left| a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right|}{A} = \left| a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4} \right|, \quad (2.5)$$

όπου $|a_1|$ η ιδανική απολαβή του συστήματος (απουσία μη γραμμικότητας, όταν, δηλαδή, $a_3 = 0$).

Εφαρμόζοντας τον ορισμό του σημείου συμπίεσης 1dB μπορούμε να γράψουμε

$$20 \log \left| a_1 + \frac{3a_3 A_{1dB}^2}{4} \right| = 20 \log |a_1| - 1dB, \quad (2.6)$$

από την οποία προκύπτει:

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}. \quad (2.7)$$

2.2.2.2 Ενδοδιαμόρφωση (Intermodulation)

Σε ένα γραμμικό σύστημα, τόνοι (συχνότητες) εκτός της φασματικής περιοχής του ωφέλιμου σήματος δεν έχουν καμία επίδραση στο σήμα εξόδου του συστήματος. Αντίθετα, σε ένα μη γραμμικό σύστημα τέτοιοι τόνοι μπορούν να λειτουργήσουν ως παρεμβολείς (interferers), παρεισφύροντας στη ζώνη του ωφέλιμου σήματος στην έξοδο του συστήματος και προκαλώντας παραμόρφωσή του.

Έστω δύο τόνοι με συχνότητες ω_1 και ω_2 , για τους οποίους θα υποθέσουμε, χωρίς βλάβη της γενικότητας, ίδιο πλάτος A και ίσο με το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας ω :

$$s_1(t) = A \cos \omega_1 t, \quad (2.8)$$

$$s_2(t) = A \cos \omega_2 t. \quad (2.9)$$

Επιπλέον, θα υποθέσουμε μη γραμμικό σύστημα με συμπεριφορά που περιγράφεται από τη σχέση (2.2). Τροφοδοτούμενο με τους δύο πιο πάνω τόνους, το σύστημα παρέχει στην έξοδο του σήμα της μορφής

$$y(t) = a_1 A (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + a_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + a_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3, \quad (2.10)$$

το οποίο, με εφαρμογή γνωστών τριγωνομετρικών ταυτοτήτων (βλπ Παράρτημα I), βρίσκεται πως εμπεριέχει τα εξής προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης τάξης:

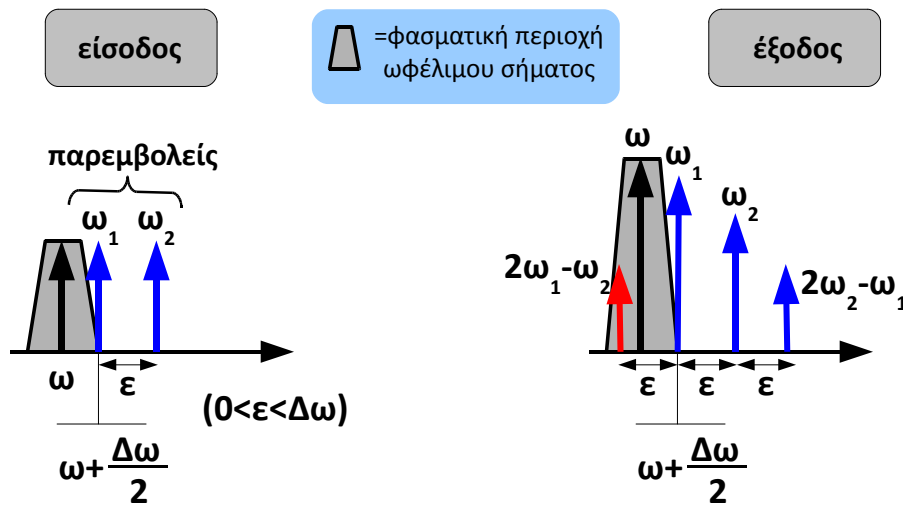
$$a_2 A^2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t], \quad (2.11)$$

και τρίτης τάξης:

$$\frac{3a_3 A^3}{4} [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t], \quad (2.12)$$

$$\frac{3a_3 A^3}{4} [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t]. \quad (2.13)$$

Από αυτά, τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ είναι ιδιαίτερα ανεπιθύμητα, καθώς ενδέχεται να παρεμβάλλουν στο ωφέλιμο σήμα, όπως φαίνεται στο παράδειγμα του Σχήματος 2.4. Για το συγκεκριμένο παράδειγμα υποθέτουμε πως η συχνότητα ω_1 του πρώτου παρεμβολέα βρίσκεται στο άνω όριο της φασματικής περιοχής του ωφέλιμου σήματος (εύρους $\Delta\omega$), ενώ η συχνότητα ω_2 του δεύτερου υπερβαίνει



Σχήμα 2.4: Επίδραση παρεμβολών στο ωφέλιμο σήμα λόγω μη γραμμικότητας

τη συχνότητα του πρώτου κατά ϵ . Στην περίπτωση αυτή οι συχνότητες των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης είναι ίσες με

$$2\omega_1 - \omega_2 = \omega + \frac{\Delta\omega}{2} - \epsilon, \quad (2.14)$$

και

$$2\omega_2 - \omega_1 = \omega + \frac{\Delta\omega}{2} + 2\epsilon. \quad (2.15)$$

Εάν ισχύει η συνθήκη $0 < \epsilon < \Delta\omega$, τότε θα έχουμε

$$\omega - \frac{\Delta\omega}{2} < 2\omega_1 - \omega_2 < \omega + \frac{\Delta\omega}{2}, \quad (2.16)$$

και, άρα, το πιο πάνω προϊόν ενδοδιαμόρφωσης θα υπερτίθεται της ωφέλιμης φασματικής περιοχής.

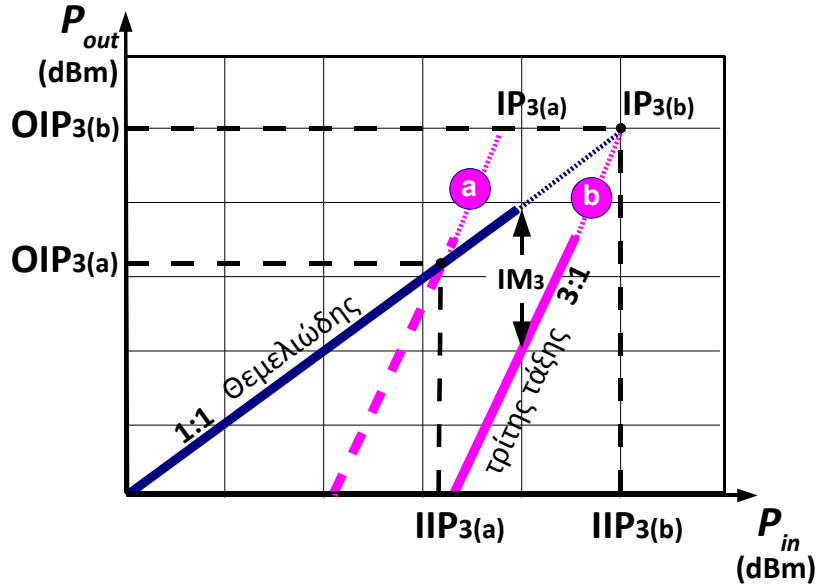
Ο βαθμός της παραμόρφωσης που προκαλείται από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης εξαρτάται προφανώς από το λόγο της ισχύος τους προς την ισχύ της θεμελιώδους (φέροντος) στην έξοδο του συστήματος. Μπορούμε, επομένως, να ορίσουμε την *ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης* (third order intermodulation, IM_3), εκφρασμένη σε dBc, ως εξής:

$$IM_3 = 10 \log \left(\frac{\frac{3}{4} |a_3| A^3}{|a_1| A} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{3}{4} \left| \frac{a_3}{a_1} \right| A^2 \right). \quad (2.17)$$

Είναι προφανές ότι η ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης είναι ίση με τη διαφορά της ισχύος των προϊόντων τρίτης τάξης (σε dBm) και της ισχύος του φέροντος (σε dBm).

2.2.2.3 Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης

Το *σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης* (third order intercept point, IP_3 ή TOI) προκύπτει γραφικά κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.5. Σε κοινό διάγραμμα με λογαριθμικούς άξονες χαράσσονται οι καμπύλες που παριστούν τη σχέση της ισχύος εξόδου με την ισχύ εισόδου του συστήματος, τόσο για την περίπτωση της θεμελιώδους συχνότητας, όσο και για την περίπτωση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης. Δεδομένου ότι το πλάτος της θεμελιώδους στην έξοδο του συστήματος είναι ίσο με $a_1 A$, ενώ το πλάτος των



Σχήμα 2.5: Ορισμός του σημείου ανάσχεσης τρίτης τάξης

προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης ισούται, σύμφωνα με τις (2.12) και (2.13), με $3a_3A^3/4$, οι καμπύλες αυτές θα είναι ευθείες, με την κλίση εκείνης που αντιστοιχεί στα προϊόντα τρίτης τάξης να είναι τριπλάσια της κλίσης της ευθείας που αντιστοιχεί στη θεμελιώδη συχνότητα. Η τομή των δύο ευθειών ορίζεται ως το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης. Η συντεταγμένη του σημείου αυτού στον άξονα της ισχύος εισόδου (σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης εκφρασμένο ως προς την είσοδο, input referred IP3, IIP3) εκφράζει την τιμή της ισχύος εισόδου για την οποία η ισχύς των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης είναι ίση με την ισχύ της θεμελιώδους στην έξοδο του συστήματος. Η αντίστοιχη τιμή ισχύος στην έξοδο ορίζεται ως το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης εκφρασμένο ως προς την έξοδο (output referred IP3, OIP3). Για ένα σύστημα με απολαβή G (σε dB) θα ισχύει, προφανώς,

$$OIP3 = G + IIP3. \quad (2.18)$$

Επιπλέον, από τον ορισμό του σημείου ανάσχεσης τρίτης τάξης προκύπτει:

$$20\log(a_1A_{IP3}) = 20\log\left(\frac{3a_3A_{IP3}^3}{4}\right) \Rightarrow A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|}, \quad (2.19)$$

από την οποία βρίσκουμε:

$$IIP3 = 20\log A_{IP3} = 10\log\left(\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|\right). \quad (2.20)$$

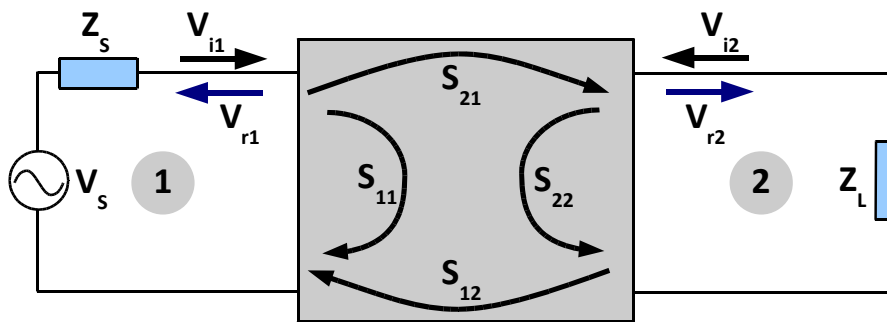
Η (2.17), σε συνδυασμό με την προηγούμενη, γράφεται:

$$IM_3 = 20\log\left(\frac{3}{4} \left| \frac{a_3}{a_1} \right|\right) + 20\log A^2 = -2IIP3 + 2P_{in}, \quad (2.21)$$

όπου P_{in} η ισχύς του φέροντος στην είσοδο του συστήματος.

Από την τελευταία προκύπτει ότι

$$IIP3 = P_{in} - \frac{IM_3}{2}, \quad (2.22)$$



Σχήμα 2.6: Παράμετροι σκέδασης (S-παράμετροι) δίθρου δικτυώματος

με βάση την οποία μπορεί να μετρηθεί το IIP3, όπως θα εξηγηθεί αναλυτικότερα στο επόμενο κεφάλαιο.

Από τη σχέση ορισμού (2.17) της ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης (IM_3) συνάγεται ότι, για δεδομένη τιμή ισχύος εισόδου P_{in} , το μέγεθος αυτό αντιστοιχεί στην κατακόρυφη απόσταση των ευθειών τρίτης και πρώτης τάξης στο λογαριθμικό διάγραμμα του Σχήματος 2.5.

Για δεδομένη απολαβή τάσης ασθενούς σήματος a_1 , μικρότερη τιμή IIP3 αντιστοιχεί σε μεγαλύτερο συντελεστή μη γραμμικότητας τρίτης τάξης a_3 . Επομένως, ένα σύστημα “a” με μικρότερο IIP3 είναι εντονότερα μη γραμμικό σε σχέση με σύστημα “b” με μεγαλύτερο IIP3, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.7) και (2.19) καταλήγουμε στην

$$\frac{A_{1dB}}{A_{IP3}} = \frac{\sqrt{0.145}}{\sqrt{4/3}} \simeq -9.6dB, \quad (2.23)$$

η οποία αναδεικνύει τη σχέση μεταξύ του σημείου συμπίεσης 1dB και του σημείου ανάσχεσης τρίτης τάξης, και ισχύει κατά προσέγγιση για τα κυκλώματα τα οποία θα εξετάσουμε στη συνέχεια.

Στα επόμενα, με το ακρωνύμιο “IP3” θα αναφερόμαστε στο σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης εκφρασμένο ως προς την είσοδο (IIP3), εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά.

2.2.3 Παράμετροι σκέδασης (S-parameters)

Στις υψηλές συχνότητες, η άμεση μέτρηση τάσεων ή ρευμάτων καθίσταται δυσχερής. Για το λόγο αυτό η περιγραφή ενός συστήματος που λειτουργεί στις συχνότητες αυτές είναι δύσκολη μέσω των συμβατικών παραμέτρων μοντελοποίησης των δίθρων δικτυωμάτων. Η χρήση, για παράδειγμα, των Z παραμέτρων απαιτεί την υλοποίηση ανοικτοκυκλωμάτων, τα οποία είναι αδύνατο να επιτευχθούν στην πράξη στην ιδανική τους μορφή, εξαιτίας των παρασιτικών χωρητικοτήτων και της διαρροής του σήματος μέσω ακτινοβολίας. Παρόμοια, η χρήση βραχυκυκλωμάτων η οποία επιβάλλεται για τη χρήση των Y παραμέτρων είναι, επίσης, αδύνατη στην πράξη λόγω της πεπερασμένης αυτεπαγωγής των αγωγών διασύνδεσης. Επιπλέον, ορισμένες ενεργές διατάξεις είναι δυνατόν να μεταπέσουν σε ταλάντωση υπό συνθήκες βραχυκύκλωσης ή ανοικτοκύκλωσης.

Για τους προηγούμενους λόγους επιβάλλεται η χρήση των παραμέτρων σκέδασης (S - παραμέτρων, scattering parameters, S-parameters) οι οποίες παρέχουν γραμμικές σχέσεις μεταξύ των εισόδων και των εξόδων μιας διάταξης υπό την έννοια προσπιπτόντων και ανακλώμενων κυμάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6.

Στη γενική περίπτωση ενός πολύθυρου συστήματος, οι παράμετροι αυτές περιγράφονται σε μορφή πινάκων από τη σχέση

$$[V_r] = [S] \cdot [V_i], \quad (2.24)$$

όπου $[V_r]$ ο πίνακας των ανακλωμένων τάσεων (r-reflected), $[V_i]$ ο πίνακας των προσπίπτουσών τάσεων (i-incident) και $[S]$ ο πίνακας των παραμέτρων σκέδασης.

Η πιο πάνω σχέση γράφεται για την περίπτωση της δίθυρης διάταξης του Σχήματος 2.6 ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

όπου V_{r1}, V_{r2} οι ανακλώμενες τάσεις στις θύρες 1 και 2, αντίστοιχα, V_{i1}, V_{i2} οι προσπίπτουσες τάσεις στις θύρες 1 και 2, αντίστοιχα, και $S_{ij}, i, j = 1, 2$ οι παράμετροι σκέδασης.

Η σχέση (2.25) γράφεται συνηθέστερα ως εξής:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2.26)$$

όπου

$$a_p = \frac{V_p + Z_p I_p}{2\sqrt{|Re\{Z_p\}|}}, b_p = \frac{V_p - Z_p^* I_p}{2\sqrt{|Re\{Z_p\}|}}, (p = 1, 2), \quad (2.27)$$

αντίστοιχα, το προσπίπτον και το ανακλώμενο κανονικοποιημένο μιγαδικό κύμα τάσης που αντιστοιχεί στη θύρα p (όπου V_p η τάση μεταξύ των ακροδεκτών της θύρας p , I_p το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα της θύρας p και Z_p αντιπροσωπεύει τη σύνθετη αντίσταση της ίδιας θύρας).

Υποθέτοντας πραγματική και θετική σύνθετη αντίσταση Z_0 , κοινή και για τις δύο θύρες, οι (2.27) γράφονται:

$$a_p = \frac{V_{ip}}{\sqrt{Z_0}}, b_p = \frac{V_{rp}}{\sqrt{Z_0}}, (p = 1, 2). \quad (2.28)$$

Με βάση τις (2.25) και (2.26) οι παράμετροι σκέδασης ορίζονται ως εξής:

- Συντελεστής ανάκλασης εισόδου (*input reflection coefficient*)

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0 (Z_L=Z_0)} = \frac{V_{r1}}{V_{i1}} = \Gamma_1 \quad (2.29)$$

- Πρόσθια απολαβή τάσης (*forward voltage gain*)

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0 (Z_L=Z_0)} = \frac{V_{r2}}{V_{i1}} \quad (2.30)$$

- Συντελεστής ανάκλασης εξόδου (*output reflection coefficient*)

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0 (Z_S=Z_0)} = \frac{V_{r2}}{V_{i2}} = \Gamma_2 \quad (2.31)$$

- Ανάστροφη απολαβή τάσης (*reverse voltage gain*)

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0 (Z_S=Z_0)} = \frac{V_{r1}}{V_{i2}} \quad (2.32)$$

Στην περίπτωση ενισχυτικών βαθμίδων, η μελέτη της ευστάθειάς τους μπορεί να γίνει μέσω των παραμέτρων σκέδασης. Πιο συγκεκριμένα, μια ενισχυτική βαθμίδα είναι ευσταθής όταν ο παράγοντας ευστάθειας κατά Rollet (Rollet stability factor - K factor) είναι μεγαλύτερος της μονάδας [7, 8]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1. \quad (2.33)$$

2.2.4 Παράγοντας θορύβου – εικόνα θορύβου

Κρίσιμο στοιχείο κατά τη σχεδίαση μιας βαθμίδας RF αποτελεί ο θόρυβος με τον οποίο η ίδια η βαθμίδα επιβαρύνει το ωφέλιμο σήμα. Ιδιαίτερα στις αρχικές βαθμίδες ενός πομποδέκτη υψηλών συχνοτήτων επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση του θορύβου που εισάγεται, καθώς, στην αντίθετη περίπτωση, ο θόρυβος διαδίδεται ενισχυόμενος προς τις επόμενες βαθμίδες, υποβαθμίζοντας τη λειτουργία του συστήματος, όπως θα δείξουμε στη συνέχεια.

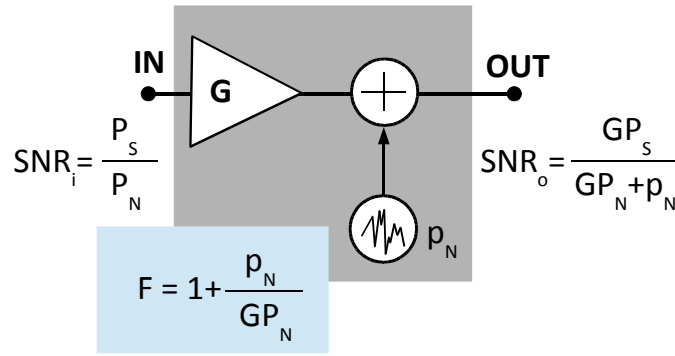
Για την αξιολόγηση της στάθμης του θορύβου που εισάγει ένα κύκλωμα RF γίνεται σύγκριση του λόγου σήματος προς θόρυβο (*signal to noise ratio, SNR*) στην έξοδο του κυκλώματος με τον αντίστοιχο λόγο στην είσοδό του. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο ορίζεται από την

$$SNR = \frac{P_S}{P_N}, \quad (2.34)$$

όπου P_S η ισχύς του ωφέλιμου σήματος και P_N η ισχύς του θορύβου μετρούμενη στη φασματική περιοχή του πρώτου.

Ως χαρακτηριστικό επίδοσης ενός συστήματος ως προς τον θόρυβο που το ίδιο εισάγει χρησιμοποιείται ο παράγοντας θορύβου (*noise factor, NF*), ο οποίος εκφράζει το πηλίκο του λόγου σήματος προς θόρυβο στην είσοδο, προς τον αντίστοιχο λόγο στην έξοδο:

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o}. \quad (2.35)$$



Σχήμα 2.7: Παράγοντας θορύβου συστήματος με απολαβή G

Ο παράγοντας θορύβου εκφρασμένος σε dB ονομάζεται *εικόνα θορύβου* (noise figure, NF):

$$NF = 10 \log F = 10 \log \frac{SNR_i}{SNR_o} = SNR_i|_{dB} - SNR_o|_{dB}, \quad (2.36)$$

και αντιστοιχεί στη διαφορά μεταξύ του θορύβου εξόδου του υπό εξέταση συστήματος και του θορύβου εξόδου ενός ιδανικού αθόρυβου συστήματος με την ίδια συνολική απολαβή και εύρος ζώνης, υπό την προϋπόθεση ότι και τα δύο πιο πάνω συστήματα συνδέονται σε προσαρμοσμένες πηγές σήματος οι οποίες βρίσκονται στην τυπική θερμοκρασία θορύβου (συνήθως 290K).

Από τη σχέση ορισμού του παράγοντα θορύβου προκύπτει άμεσα ότι για ένα αθόρυβο σύστημα αυτός ισούται με τη μονάδα, οπότε η εικόνα θορύβου θα είναι μηδενική.

Έστω το σύστημα με απολαβή ισχύος G του Σχήματος 2.7, στην είσοδο του οποίου εισέρχεται σήμα ισχύος P_S στη φασματική περιοχή του οποίου έχει επικαθίσει θόρυβος ισχύος P_N . Ας υποθέσουμε, επιπλέον, ότι το ίδιο το σύστημα παράγει θόρυβο ισχύος p_N , όπως μετράται στην έξοδό του και στην ωφέλιμη φασματική περιοχή. Ο παράγοντας θορύβου F του συστήματος υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\frac{P_S}{P_N}}{\frac{GP_S}{GP_N + p_N}} = 1 + \frac{p_N}{GP_N}, \quad (2.37)$$

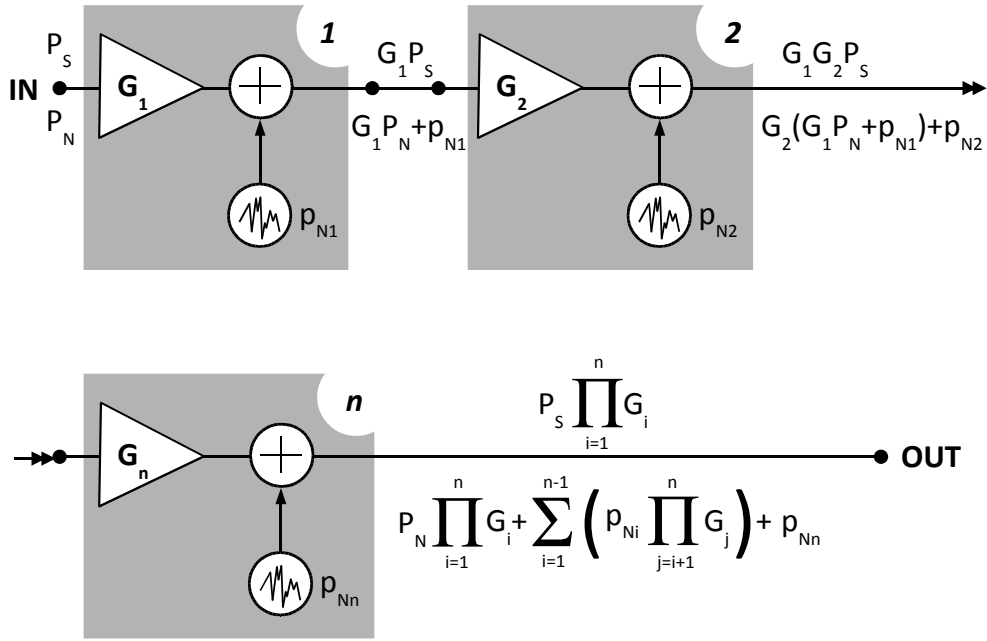
από την οποία προκύπτει, ισοδύναμα:

$$F - 1 = \frac{p_N}{GP_N}. \quad (2.38)$$

Έστω n βαθμίδες συνδεδεμένες σε σειρά, σύμφωνα με το Σχήμα 2.8, όπου στην είσοδο της πρώτης βαθμίδας εισέρχεται σήμα ισχύος P_S στη φασματική περιοχή του οποίου έχει επικαθίσει θόρυβος ισχύος P_N , και p_{Ni} η ισχύς του θορύβου που εισάγεται από την i -στή βαθμίδα. Θα υπολογίσουμε τον παράγοντα θορύβου του συνολικού συστήματος.

Με βάση το Σχήμα 2.8, η ισχύς του ωφέλιμου σήματος στην έξοδο του συστήματος δίνεται από τη σχέση

$$P_{S,tot} = P_S \prod_{i=1}^n G_i, \quad (2.39)$$



Σχήμα 2.8: Υπολογισμός ολικού παράγοντα θορύβου συστήματος n βαθμίδων συνδεμένων σε σειρά

ενώ η αντίστοιχη ισχύς του θορύβου από την

$$P_{N,tot} = P_N \prod_{i=1}^n G_i + \sum_{i=1}^{n-1} \left(p_{Ni} \prod_{j=i+1}^n G_j \right) + p_{Nn}. \quad (2.40)$$

Με βάση τις (2.39) και (2.40) προκύπτει ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του συστήματος:

$$SNR_o = \frac{P_{S,tot}}{P_{N,tot}} = \frac{\frac{P_S}{P_N}}{1 + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} \left(p_{Ni} \prod_{j=i+1}^n G_j \right) + p_{Nn}}{P_N \prod_{i=1}^n G_i}}, \quad (2.41)$$

από την οποία προκύπτει ο παράγοντας θορύβου του συνολικού συστήματος:

$$F_{tot} = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{P_S}{P_N} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} \left(p_{Ni} \prod_{j=i+1}^n G_j \right) + p_{Nn}}{P_N \prod_{i=1}^n G_i}. \quad (2.42)$$

Η τελευταία γράφεται με τη βοήθεια της (2.38) ως εξής:

$$F_{tot} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} \left((F_i - 1) \prod_{j=i}^n G_j \right) + (F_n - 1)G_n}{\prod_{i=1}^n G_i}, \quad (2.43)$$

ή

$$F_{tot} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} \left((F_i - 1) \prod_{j=i}^n G_j \right) + \sum_{i=n}^n \left((F_i - 1) \prod_{j=i}^n G_j \right)}{\prod_{i=1}^n G_i}, \quad (2.44)$$

ή

$$F_{tot} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^n \left((F_i - 1) \prod_{j=i}^n G_j \right)}{\prod_{j=1}^n G_j}, \quad (2.45)$$

ή

$$F_{tot} = 1 + \sum_{i=1}^n \left((F_i - 1) \frac{\prod_{j=i}^n G_j}{\prod_{j=1}^n G_j} \right), \quad (2.46)$$

ή

$$F_{tot} = F_1 + \sum_{i=2}^n \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^n G_j}. \quad (2.47)$$

Η τελευταία σχέση, η οποία είναι γνωστή και ως *εξίσωση του Friis* [9], οδηγεί στην εξής σημαντική παρατήρηση:

Στον συνολικό παράγοντα θορύβου ενός συστήματος που απαρτίζεται από βαθμίδες συνδεδεμένες σε σειρά, η συνεισφορά κάθε βαθμίδας είναι μεγαλύτερη όσο η βαθμίδα βρίσκεται πλησιέστερα προς την είσοδο του συστήματος, με τη συνεισφορά της πρώτης βαθμίδας να είναι η πλέον καθοριστική. Για το λόγο αυτό, ο θόρυβος που εισάγεται από τις πρώτες βαθμίδες είναι επιθυμητό να είναι ο ελάχιστος δυνατός. Επιπλέον, η εξίσωση του Friis υποδεικνύει ότι η μεγιστοποίηση της απολαβής των αρχικών βαθμίδων καθιστά ακόμα μικρότερη τη συνεισφορά των υπόλοιπων βαθμίδων στον συνολικό παράγοντα θορύβου.

Γίνεται, επομένως, εμφανές ότι η εξασφάλιση υψηλής απολαβής και μικρής συνεισφοράς ως προς τον θόρυβο αποτελεί βασικό στόχο κατά τη σχεδίαση των αρχικών βαθμίδων.

Πίνακας 2.1: Τυπικά χαρακτηριστικά ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA)

Χαρακτηριστικό	Τυπική τιμή
Εικόνα θορύβου (NF)	2dB
Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3)	-10dBm
Απολαβή (G)	15dB
Σύνθετη αντίσταση εισόδου/εξόδου	50Ω
Ανάστροφη απομόνωση (S_{12})	20dB
Παράγοντας ευστάθειας (K factor)	>1

2.3 Δομικές βαθμίδες

Στην ενότητα αυτή παρατίθενται οι βασικότερες δομικές μονάδες οι οποίες είναι αναγκαίες για την υλοποίηση συστημάτων ασύρματων πομποδεκτών υψηλών συχνοτήτων. Σε μεγαλύτερη έκταση παρουσιάζονται οι μίκτες (mixers) και οι ταλαντωτές (oscillators), μιας και κυκλώματα αυτού του τύπου χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα έρευνα, οι μεν μίκτες για τη μελέτη περίπτωσης των προτεινόμενων τεχνικών ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης επιδόσεων, οι δε ταλαντωτές για την πρακτική υλοποίηση των αναγκαίων βοηθητικών κυκλωμάτων.

2.3.1 Ενισχυτές χαμηλού θορύβου

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου (low noise amplifiers, LNAs) [6, 8] αποτελούν την πρώτη βαθμίδα υποδοχής του υψίσυχνου σήματος που λαμβάνεται από την κεραία ενός ασύρματου δέκτη. Σκοπός του ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι ο αναβιβασμός της στάθμης του λαμβανόμενου σήματος προκειμένου να είναι δυνατή η επεξεργασία του από τις επόμενες βαθμίδες του δέκτη. Με βάση την εξίσωση του Friis (2.47) η απολαβή του ενισχυτή χαμηλού θορύβου απαιτείται να είναι αρκετά υψηλή, η δε εικόνα θορύβου του μικρή. Επιπλέον, απαιτείται πολύ καλή γραμμικότητα και υψηλή ανάστροφη απομόνωση, όπως αυτή εκφράζεται από την ανάστροφη απολαβή τάσης (S_{12}). Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου κατασκευάζονται σε διπολική (bipolar) τεχνολογία ή σε τεχνολογία CMOS.

Στον Πίνακα 2.1 συγκεντρώνονται τα τυπικά χαρακτηριστικά ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου [10].

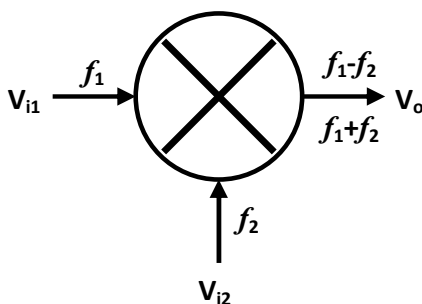
2.3.2 Μίκτες

Η βασική λειτουργία των μικτών (mixers) έγκειται στη μεταλλαγή της συχνότητας του σήματος, όπως θα εξηγηθεί αναλυτικά στα επόμενα. Κρίσιμες παράμετροι στον σχεδιασμό ενός τηλεπικοινωνιακού μίκτη είναι η γραμμικότητα, η εικόνα θορύβου και η απομόνωση μεταξύ των θυρών του, η οποία ορίζεται ως ο λόγος (εκφρασμένος σε dB) της ισχύος του σήματος η οποία είναι διαθέσιμη σε μια θύρα του μίκτη προς την μετρούμενη στάθμη ισχύος του ίδιου σήματος σε μια άλλη θύρα του κυκλώματος. Παρότι η λειτουργία της ενίσχυσης δεν είναι κρίσιμη, η απολαβή των μικτών είναι επιθυμητή. Οι τηλεπικοινωνιακοί μίκτες υψηλών συχνοτήτων κατασκευάζονται σε διπολική (bipolar) τεχνολογία ή σε τεχνολογία MOS.

Στον Πίνακα 2.2 συγκεντρώνονται τα τυπικά χαρακτηριστικά ενός μίκτη RF [10].

Πίνακας 2.2: Τυπικά χαρακτηριστικά μίκτη RF

Χαρακτηριστικό	Τυπική τιμή
Εικόνα θορύβου (NF)	12dB
Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3)	+5dBm
Απολαβή (G)	10dB
Σύνθετη αντίσταση εισόδου	50Ω
Απομόνωση θυρών	10-20dB

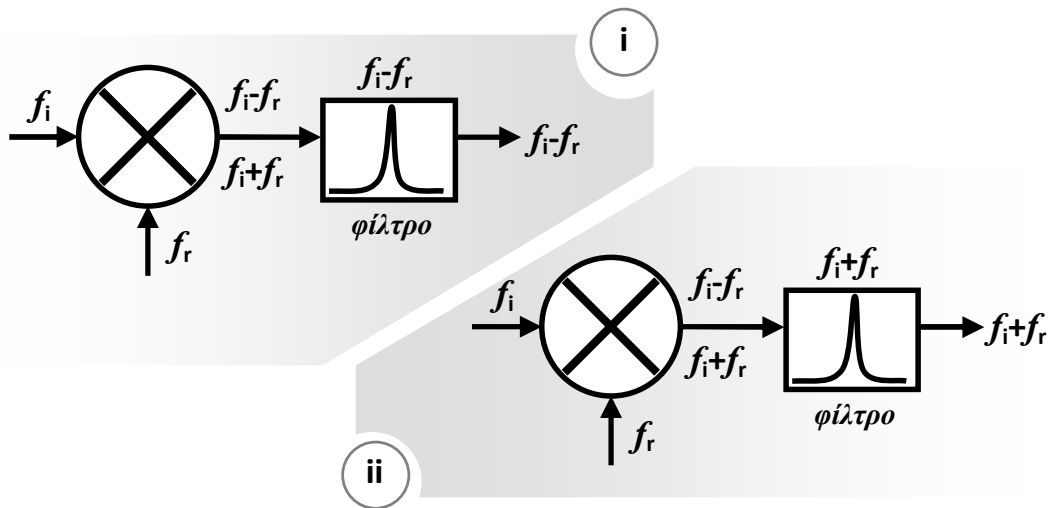


Σχήμα 2.9: Ιδανική λειτουργία μίκτη και κυκλωματικό του σύμβολο

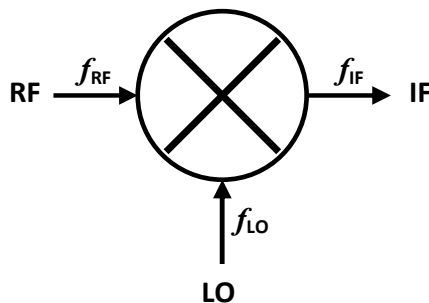
2.3.2.1 Γενικά

Μίκτες ονομάζονται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία δέχονται ως εισόδους δύο σήματα V_{i1} και V_{i2} με συχνότητες f_1 και f_2 ($f_1 > f_2$), αντίστοιχα, και παρέχουν στην έξοδό τους ένα σήμα που περιέχει συχνότητες διαφορετικές από εκείνες στις εισόδους του, συνήθως γραμμικούς συνδυασμούς τους. Στην ιδανική περίπτωση, το σήμα στην έξοδο του μίκτη περιέχει δύο φασματικές συνιστώσες που αντιστοιχούν στη διαφορά ($f_1 - f_2$) και στο άθροισμα ($f_1 + f_2$) των συχνοτήτων στις εισόδους του, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.9. Βασικός σκοπός των μικτών είναι η μεταλλαγή ενός σήματος συχνότητας f_i και, συνήθως, μεταβλητού πλάτους σε μια περιοχή υψηλότερης ή χαμηλότερης συχνότητας και επιτυγχάνεται με τη μίξη του σήματος με ένα σήμα αναφοράς συχνότητας f_r και σταθερού πλάτους, υπό την έννοια του Σχήματος 2.9. Δεδομένου ότι το σήμα εξόδου περιέχει δύο συνιστώσες που αντιστοιχούν στο άθροισμα και στη διαφορά των συχνοτήτων των δύο σημάτων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο στην έξοδο του μίκτη το οποίο θα απορρίπτει μία από τις δύο αυτές συνιστώσες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Αν το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση της συνιστώσας με συχνότητα $f_1 - f_2$, τότε το σήμα στην έξοδο του φίλτρου θα βρίσκεται σε χαμηλότερη περιοχή συχνοτήτων από εκείνη του σήματος f_i και θα λέμε πως έχουμε υποβιβασμό συχνότητας (down conversion), σύμφωνα και με το Σχήμα 2.10(i). Αν, αντίθετα, το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση της συνιστώσας με συχνότητα $f_1 + f_2$, όπως στο Σχήμα 2.10(ii), τότε το σήμα στην έξοδο του φίλτρου θα βρίσκεται σε υψηλότερη συχνότητα από εκείνη του σήματος f_i και θα λέμε πως έχουμε αναβιβασμό συχνότητας (up conversion). Στη συνέχεια θα αναφερόμαστε στη διαδικασία υποβιβασμού της συχνότητας, εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά.

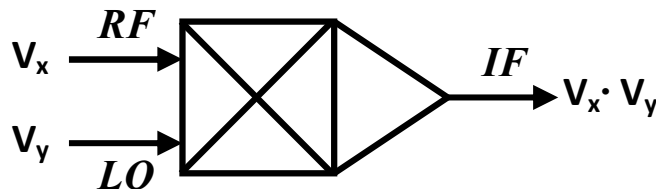
Η μίξη είναι συνήθης πρακτική στους ασύρματους τηλεπικοινωνιακούς δέκτες. Στην περίπτωση αυτή το σήμα προς μίξη βρίσκεται στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων (radio frequencies) και για το λόγο αυτό η αντίστοιχη θύρα ενός μίκτη χαρακτηρίζεται ως θύρα RF, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.11. Το σήμα αναφοράς το οποίο καθορίζει και τον βαθμό ολίσθησης της συχνότητας στην έξοδο του μίκτη παράγεται τοπικά στον δέκτη από ένα κύκλωμα ηλεκτρονικού ταλαντωτή και για το λόγο αυτό η αντίστοιχη θύρα του μίκτη χαρα-



Σχήμα 2.10: Υποβιβασμός/αναβιβασμός συχνότητας με χρήση μίκτη



Σχήμα 2.11: Μίξη σε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα (συμβολισμοί)



Σχήμα 2.12: Μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της μίξης

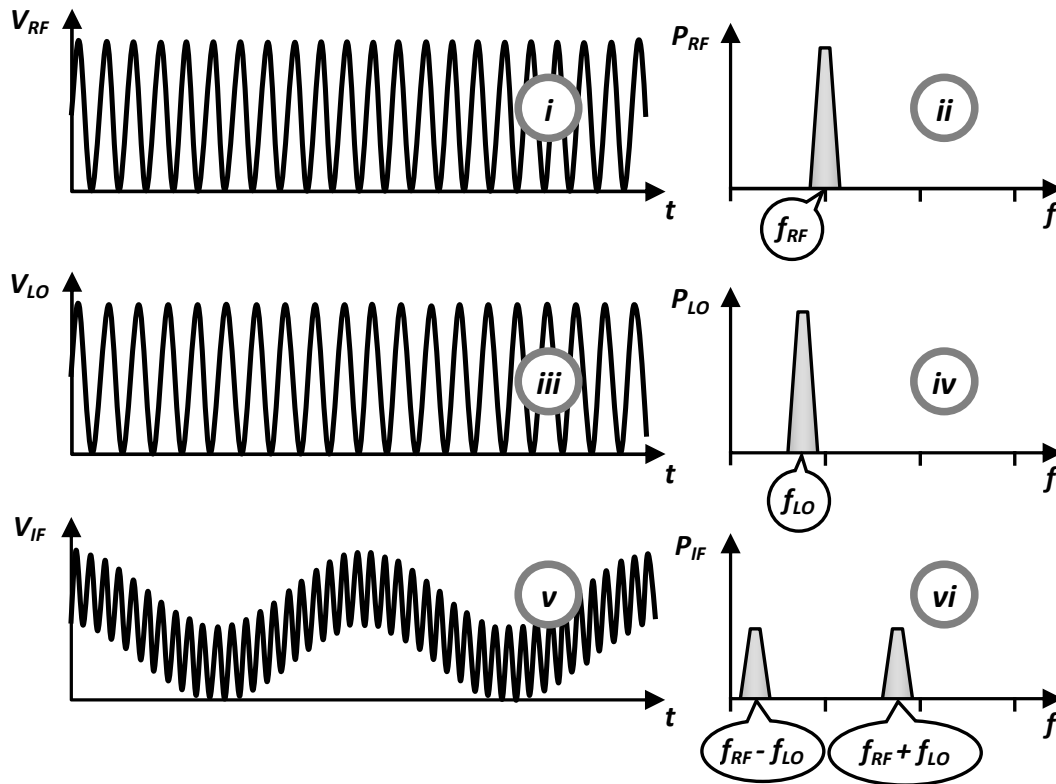
κτηρίζεται ως θύρα LO (local oscillator). Σε συγκεκριμένους τύπους δεκτών, για τη συχνότητα του σήματος στην έξοδο του μίκτη επιλέγεται μια ενδιάμεση τιμή μεταξύ συχνότητας RF και βασικής ζώνης, για λόγους που θα εξηγηθούν στη συνέχεια. Για το λόγο αυτό η συχνότητα του σήματος στην έξοδο του μίκτη ονομάζεται ενδιάμεση συχνότητα (intermediate frequency) και η αντίστοιχη θύρα χαρακτηρίζεται ως θύρα IF.

Η διαδικασία μίξης δύο σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων ονομάζεται ετεροδύνηση (heterodyning). Όταν τα δύο σήματα στις εισόδους ενός μίκτη έχουν την ίδια (ή πολύ κοντινή) συχνότητα, τότε η λειτουργία του υποβιβασμού συχνότητας θα δώσει σήμα με μηδενική συχνότητα (DC) στην έξοδο του μίκτη. Αναφερόμαστε, τότε, στην ομοδύνηση (homodyning) του σήματος.

Το μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της ιδανικής μίξης αντιστοιχεί στην πράξη του πολλαπλασιασμού των δύο σημάτων που συμμετέχουν σε αυτήν, όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 2.12.

Έστω τα αρμονικά σήματα

$$V_x = A_x \cos \omega_x t, \tag{2.48}$$



Σχήμα 2.13: Ιδανική μίξη αρμονικών σημάτων

και

$$V_y = A_y \cos \omega_y t. \quad (2.49)$$

Αν πολλαπλασιάσουμε τα σήματα αυτά και χρησιμοποιήσουμε τη γνωστή τριγωνομετρική ταυτότητα για το γινόμενο συνημιτόνων (βλπ Παράρτημα I), βρίσκουμε:

$$V_x \cdot V_y = A_x \cos \omega_x t \cdot A_y \cos \omega_y t = \frac{A_x A_y}{2} \cos (\omega_x - \omega_y) t + \frac{A_x A_y}{2} \cos (\omega_x + \omega_y) t. \quad (2.50)$$

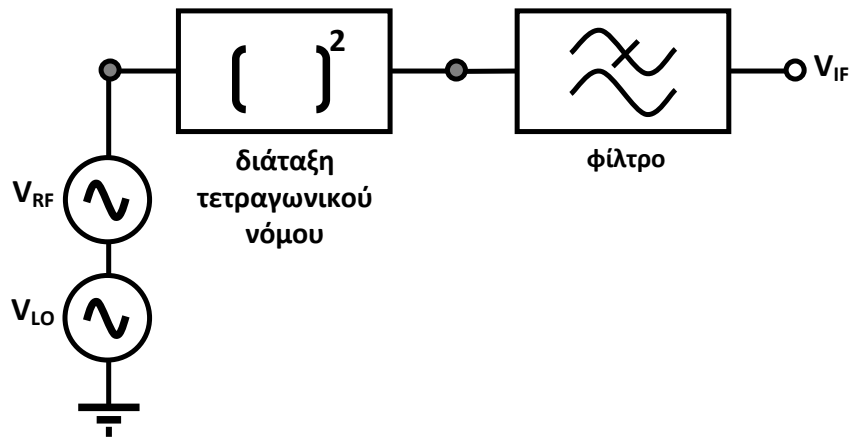
(Το γινόμενο δύο τάσεων παύει να έχει μονάδες τάσης, αλλά το γεγονός αυτό μπορεί να αγνοηθεί, μιας και πρόκειται για μαθηματική περιγραφή).

Από τη σχέση (2.50) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως το γινόμενο δύο αρμονικών σημάτων περιέχει τη διαφορά και το άθροισμα των συχνοτήτων τους, όπως ακριβώς και η έξοδος του ιδανικού μίκτη στην οποία αναφερθήκαμε προηγούμενα.

Στο Σχήμα 2.13 παρουσιάζονται δύο αρμονικά σήματα V_{RF} και V_{LO} καθώς και το προϊόν V_{IF} της ιδανικής μίξης τους, τόσο στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 2.13-(i), -(iii), -(v), αντίστοιχα) όσο και στο πεδίο της συχνότητας (Σχήμα 2.13-(ii), -(iv), -(vi), αντίστοιχα). Στην κυματομορφή του από μίξη σήματος V_{IF} [Σχήμα 2.13(v)] είναι εμφανής η συνύπαρξη της χαμηλής συχνότητας $f_{RF} - f_{LO}$ και της συνιστώσας υψηλής συχνότητας $f_{RF} + f_{LO}$.

2.3.2.2 Αρχές λειτουργίας των κυκλωμάτων μίξης

Οι δύο κύριες κατηγορίες στις οποίες διακρίνονται τα κυκλώματα των μίκτην, με βάση την αρχή λειτουργίας την οποία ακολουθούν, είναι οι μίκτες τετραγωνικού νόμου (square law mixers) και οι μίκτες μεταγωγής (switching mixers).



Σχήμα 2.14: Αρχή μίξης τετραγωνικού νόμου

Πίνακας 2.3: Φασματικές συνιστώσες στην έξοδο μίκτη με τετραγωνικό νόμο $V_o = kV_i^2$

Όρος στη σχέση 2.54	Μιγνυόμενες Συχνότητες		Προϊόντα μίξης	
	f_1	f_2	$f_1 - f_2$	$f_1 + f_2$
$V_{RF}V_{RF}$	f_{RF}	f_{RF}	0	$2f_{RF}$
$V_{LO}V_{LO}$	f_{LO}	f_{LO}	0	$2f_{LO}$
$2V_{RF}V_{LO}$	f_{RF}	f_{LO}	$f_{RF} - f_{LO}$	$f_{RF} + f_{LO}$

• Μίκτες τετραγωνικού νόμου

Στο Σχήμα 2.14 απεικονίζεται η γενική αρχή που ακολουθούν οι μίκτες τετραγωνικού νόμου. Το άθροισμα των τάσεων των πηγών των σημάτων RF και LO διοχετεύεται σε μια διάταξη τετραγωνικού νόμου. Με τον όρο αυτό εννοούμε ένα ηλεκτρονικό στοιχείο ή μια διάταξη για την οποία η σχέση της εξόδου (V_o) με την είσοδο (V_i) υπακούει σε έναν μη γραμμικό νόμο της μορφής

$$V_o = kV_i^2 \tag{2.51}$$

(ή περιέχει έναν όρο αυτής της μορφής).

Δεδομένου ότι στην είσοδο της διάταξης τετραγωνικού νόμου εφαρμόζεται το άθροισμα των τάσεων RF και LO, η έξοδος θα δίνεται από τη σχέση

$$V_o = k(V_{RF} + V_{LO})^2, \tag{2.52}$$

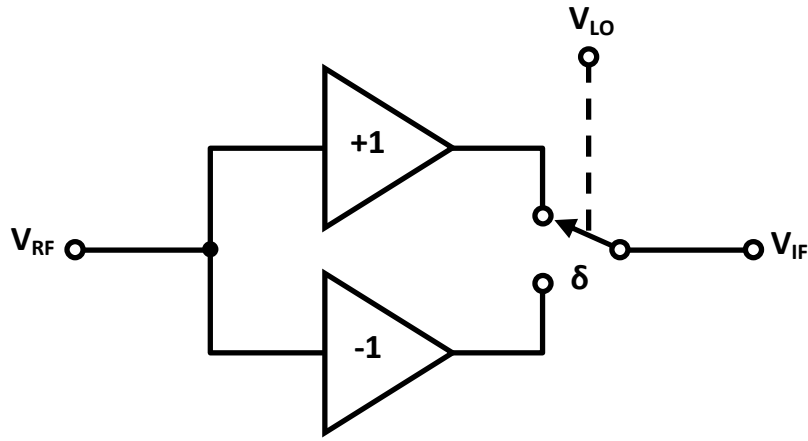
ή, ισοδύναμα,

$$V_o = k(V_{RF}^2 + V_{LO}^2 + 2V_{RF}V_{LO}), \tag{2.53}$$

ή

$$V_o = k(V_{RF} \cdot V_{RF} + V_{LO} \cdot V_{LO} + 2V_{RF}V_{LO}). \tag{2.54}$$

Αλλά, όπως είδαμε στα προηγούμενα, η πράξη του πολλαπλασιασμού δύο σημάτων αντιστοιχεί στην ιδανική μίξη τους, οπότε η σχέση (2.54) υποδεικνύει πως στην έξοδο της διάταξης τετραγωνικού νόμου που περιγράφεται από τη σχέση (2.51) συνυπάρχουν οι αρμονικές συνιστώσες του Πίνακα 2.3. Από το σύνολο των προϊόντων μίξης του Πίνακα 2.3, μπορούν να καταπνιγούν τα υψίσυχνα και να επιλεγεί η επιθυμητή συνιστώσα που αντιστοιχεί στη διαφορά $f_{RF} - f_{LO}$ των μιγνυόμενων σημάτων.



Σχήμα 2.15: Αρχή μίξης με μεταγωγή (1/2)

• Μίκτες μεταγωγής

Η αρχή της μίξης με μεταγωγή ακολουθεί το γενικό διάγραμμα του Σχήματος 2.15. Για τη λειτουργία της απαιτούνται δύο ανάτυπα του προς μεταλλαγή RF σήματος, σε διαφορά φάσης 180° . Το σήμα V_{LO} του τοπικού ταλαντωτή στην περίπτωση αυτή είναι (ιδανικά) μια τετραγωνική παλμοσειρά η οποία ελέγχει τον διακόπτη δ (βλπ Σχήμα 2.15) ο οποίος, σε κάθε ημιπερίοδο του σήματος LO, επιλέγει εναλλάξ το αντίστοιχο τμήμα από τα δύο αντιφασικά ανάτυπα του σήματος RF. Η λειτουργία της μίξης με μεταγωγή παρουσιάζεται αναλυτικά στα διαγράμματα του Σχήματος 2.16. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 2.16(i) απεικονίζεται το σήμα RF στο πεδίο του χρόνου και στο Σχήμα 2.16(ii) το αντεστραμμένο ανάτυπό του. Το ορθογώνιο σήμα του τοπικού ταλαντωτή φαίνεται στο διάγραμμα του Σχήματος 2.16(iii), όπου διακρίνεται η διαφορά της περιόδου του σε σχέση με την περίοδο της υπερκείμενης κυματομορφής του RF σήματος. Η εναλλάξ επιλογή τμημάτων των δύο αντίθετων ανατύπων του σήματος RF, όπως ελέγχεται από το σήμα LO, απεικονίζεται στο Σχήμα 2.16(iii). Εξαιτίας της διαφορετικής περιόδου των σημάτων RF και LO, το τμήμα του RF σήματος που επιλέγεται μεταξύ διαδοχικών ημιπεριοδών είναι διαφορετικό κάθε φορά. Με τον τρόπο αυτό αναδεικνύεται η «αργή» συνιστώσα της μίξης που αντιστοιχεί στη διαφορά συχνοτήτων $f_{RF} - f_{LO}$ των μιγνυόμενων σημάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.16(iii). Η μίξη με μεταγωγή μπορεί να περιγραφεί με μαθηματικούς όρους αν λάβουμε υπόψη μας πως στην περίπτωση αυτή έχουμε πολλαπλασιασμό του αρμονικού σήματος RF της μορφής

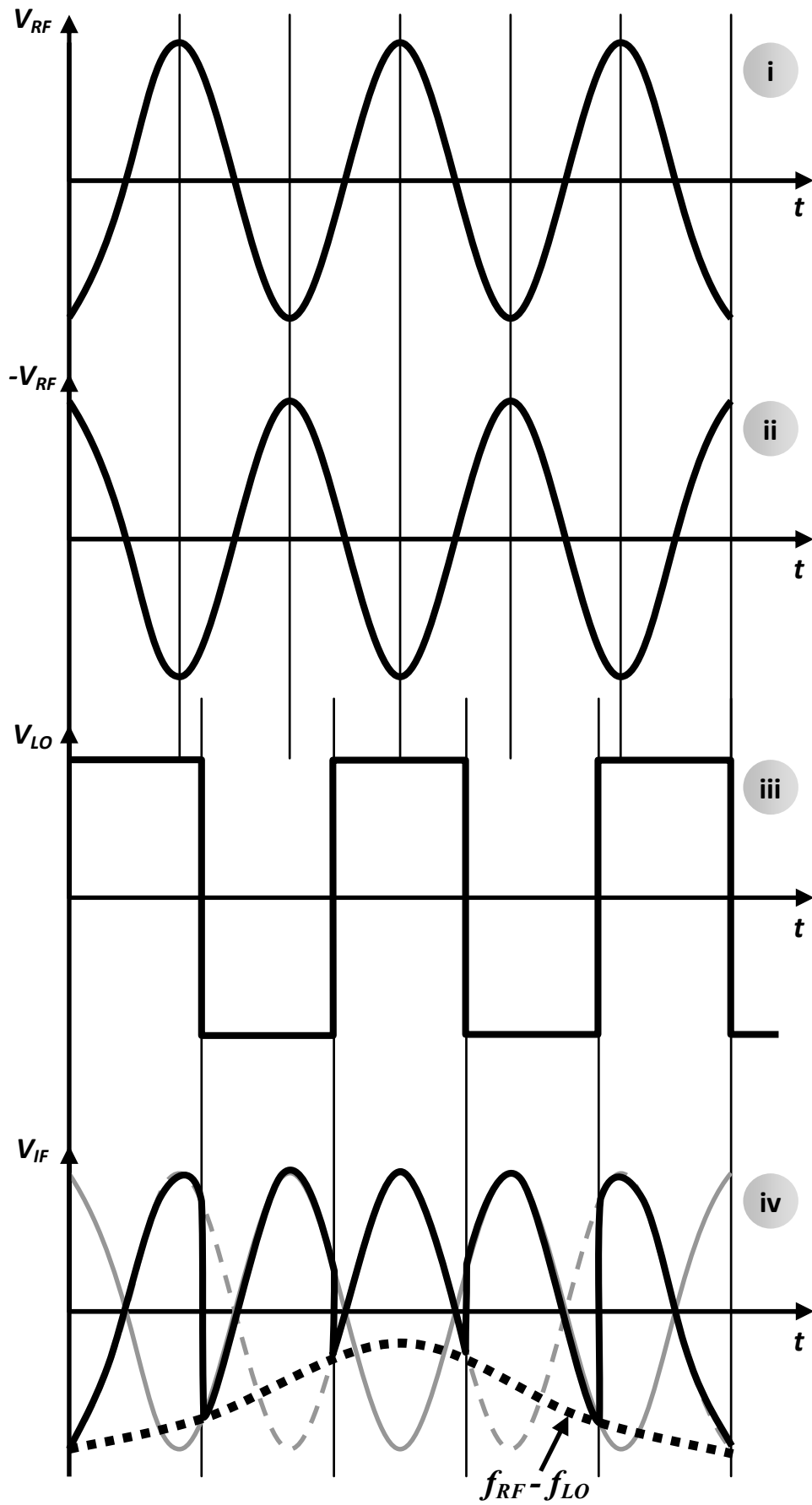
$$V_{RF} = A_{RF} \cos \omega_{RF} t, \quad (2.55)$$

με εναλλασσόμενο τετραγωνικό σήμα στη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή (LO) και μοναδιαίου πλάτους

$$V_{SW} = \frac{4}{\pi} \left(\cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots \right), \quad (2.56)$$

όπου η σχέση (2.56) αποτελεί έκφραση του τετραγωνικού σήματος σε μορφή σειράς Fourier. Τα προϊόντα της μίξης (V_{IF}) θα βρεθούν από το γινόμενο των σημάτων V_{RF} και V_{SW} , δηλαδή:

$$V_{IF} = V_{SW} \cdot V_{RF} = \frac{4}{\pi} A_{RF} \cos \omega_{RF} t \left(\cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots \right), \quad (2.57)$$



Σχήμα 2.16: Αρχή μίξης με μεταγωγή (2/2)

ή

$$V_{IF} = \frac{4}{\pi} A_{RF} \left(\cos\omega_{RF}t \cos\omega_{LO}t - \frac{1}{3} \cos\omega_{RF}t \cos 3\omega_{LO}t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos\omega_{RF}t \cos 5\omega_{LO}t - \dots \right), \quad (2.58)$$

ή

$$V_{IF} = \frac{2}{\pi} A_{RF} \left[\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t - \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t - \frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t - \dots \right]. \quad (2.59)$$

Από τη σχέση (2.59) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως μεταξύ των προϊόντων της μίξης περιλαμβάνεται, εκτός των συχνοτήτων $f_{RF} - f_{LO}$ και $f_{RF} + f_{LO}$ της ιδανικής περίπτωσης, και μεγάλος αριθμός αρμονικών της μορφής

$$V_{harm.} = \pm \frac{2A_{RF}}{n\pi} \cos(\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}), \quad (2.60)$$

(όπου n περιττός αριθμός), το πλάτος των οποίων μειώνεται με την αύξηση της τάξης n . Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνει τη διαφοροποίηση στη μορφή του σήματος IF μεταξύ της ιδανικής μίξης (Σχήμα 2.13) και της μίξης με μεταγωγή (Σχήμα 2.16).

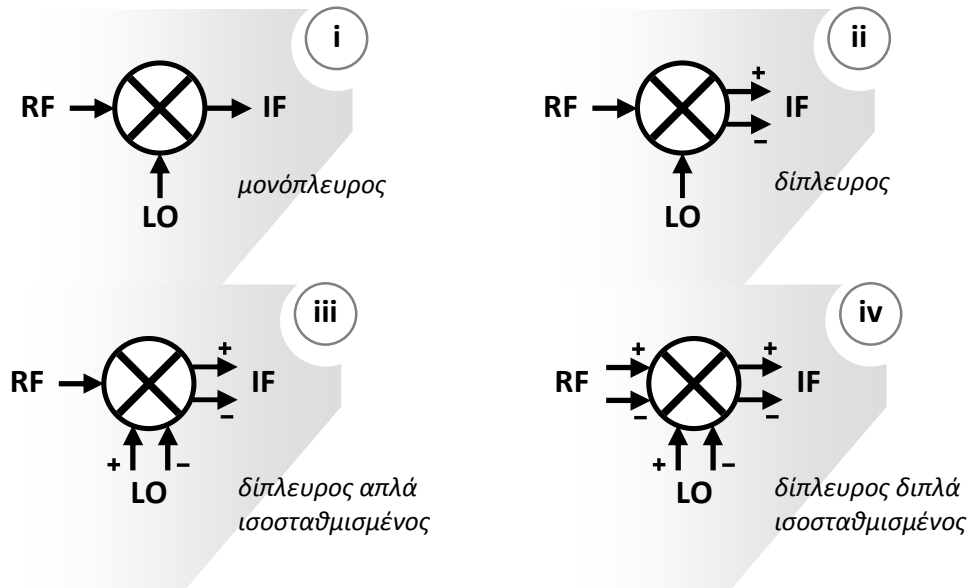
2.3.2.3 Κυκλώματα μικτών

Λόγω της μη γραμμικότητας της διαδικασίας μίξης, η ανάλυση των αντίστοιχων κυκλωμάτων είναι πολύπλοκη και δύσκολη. Στην παράγραφο αυτή θα περιγράψουμε μερικά αντιπροσωπευτικά κυκλώματα μικτών.

Τα κυκλώματα των μικτών διακρίνονται σε παθητικά και σε ενεργά. Στα πρώτα, το πλάτος του σήματος από μίξη (IF) είναι ίσο ή μικρότερο του πλάτους του σήματος (RF), έχουν δηλαδή απολαβή τάσης μικρότερη ή ίση με τη μονάδα. Αντίθετα, στην περίπτωση των ενεργών μικτών το πλάτος του IF σήματος είναι μεγαλύτερο από το πλάτος το σήματος RF και, επομένως, παρουσιάζουν κέρδος τάσης. Τα σήματα εισόδου και εξόδου ενός μίκτη μπορεί να είναι σε απλή ή σε διαφορική μορφή. Ανάλογα με τη μορφή των σημάτων αυτών διακρίνουμε μονόπλευρους μίκτες (single ended), όπου όλα τα σήματα βρίσκονται σε απλή μορφή [Σχήμα 2.17(i)], και δίπλευρους (double ended), όπου το IF σήμα στην έξοδο παρέχεται σε διαφορική μορφή [Σχήμα 2.17(ii)]. Οι τελευταίοι διακρίνονται, περαιτέρω, σε απλά ισοσταθμισμένους (single balanced) όπου το σήμα LO του τοπικού ταλαντωτή βρίσκεται σε διαφορική μορφή [Σχήμα 2.17(iii)], καθώς και σε διπλά ισοσταθμισμένους (double balanced) στους οποίους όλα τα σήματα είναι διαφορικά.

• Κυκλώματα μικτών τετραγωνικού νόμου

Η διάταξη τετραγωνικού νόμου του Σχήματος 2.14 μπορεί να υλοποιηθεί με την κατάλληλη πόλωση οποιουδήποτε ηλεκτρονικού στοιχείου για το οποίο κάποια χαρακτηριστική του διαθέτει και μη γραμμική περιοχή. Τέτοια στοιχεία είναι προφανώς οι διόδοι καθώς και όλα τα ενεργά στοιχεία (διπολικό τρανζίστορ, MOSFET, κ.λπ.).



Σχήμα 2.17: Διάκριση κυκλωμάτων μίξης με βάση τη μορφή των σημάτων εισόδου/εξόδου

Θα θεωρήσουμε την περίπτωση της διόδου, η οποία υπακούει στον νόμο της επαφής p-n:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_\theta}} - 1 \right), \quad (2.61)$$

όπου I_D το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο, V_D η πτώση τάσης στα άκρα της, I_S το αναστροφο ρεύμα κόρου, n ο παράγοντας ιδανικότητας ή ποιότητας (ideality/ quality factor) και V_θ η θερμική τάση $\left(V_\theta = \frac{kT}{q} \right)$, όπου k η σταθερά του Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία και q το φορτίο του ηλεκτρονίου.

Χρησιμοποιώντας το ανάπτυγμα Taylor της εκθετικής συνάρτησης σε σειρά άπειρων όρων:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots, \quad (2.62)$$

η σχέση (2.61) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

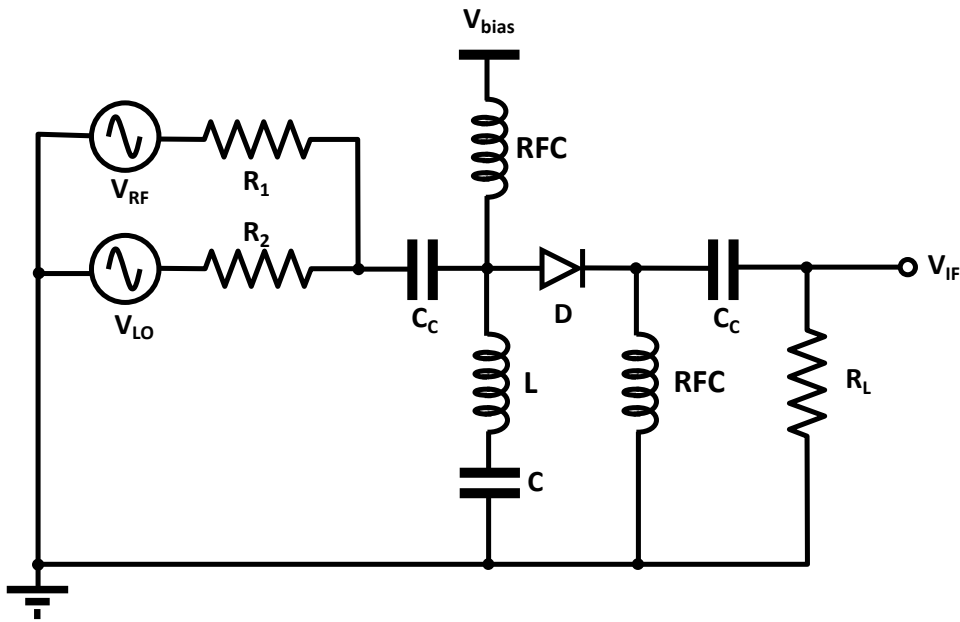
$$I_D = I_S \left(\frac{V_D}{nV_\theta} + \frac{V_D^2}{2n^2V_\theta^2} + \frac{V_D^3}{6n^3V_\theta^3} + \dots \right). \quad (2.63)$$

Για μικρές τιμές τάσης V_D στα άκρα της διόδου η σχέση (2.63) μπορεί να γραφτεί προσεγγιστικά:

$$I_D = I_S \left(\frac{V_D}{nV_\theta} + \frac{V_D^2}{2n^2V_\theta^2} \right). \quad (2.64)$$

Η τελευταία σχέση αναδεικνύει τον τετραγωνικό όρο ο οποίος είναι απαραίτητος για την εμφάνιση των προϊόντων της μίξης, σύμφωνα με όσα έχουμε ήδη αναφέρει.

Το Σχήμα 2.18 απεικονίζει ένα πρακτικό κύκλωμα μίξης τετραγωνικού νόμου με δίοδο, στο οποίο το άθροισμα των τάσεων RF και LO τροφοδοτείται στη δίοδο D, το σήμα ρεύματος



Σχήμα 2.18: Πρακτικό κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με δίοδο

της οποίας περιέχει τις φασματικές συνιστώσες της μίξης. Το ρεύμα αυτό μετατρέπεται σε τάση πάνω στην αντίσταση φόρτου R_L , παρέχοντας το σήμα τάσης V_{IF} στην έξοδο του μίκτη.

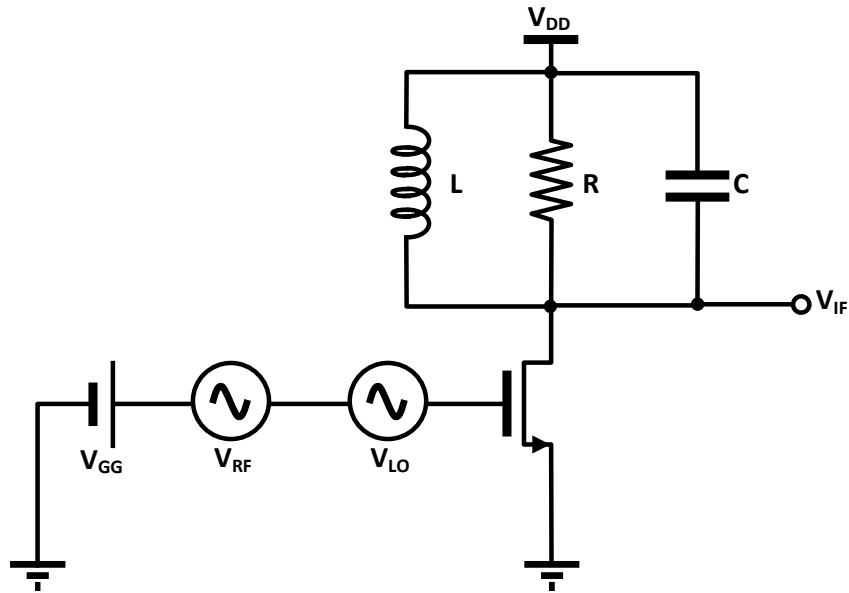
Χωρίς να προχωρήσουμε σε λεπτομερή ανάλυση του κυκλώματος, μπορούμε να αναφέρουμε πως το δικτύωμα LC αποτελεί ένα φίλτρο με το οποίο επιλέγεται η συχνότητα $f_{RF} - f_{LO}$, ενώ τα πηνία RFC (RF chokes) αποτελούν βραχυκυκλώματα για την DC τάση πόλωσης (V_{bias}) και ανοικτοκυκλώματα για τις υψηλές συχνότητες. Τέλος, οι πυκνωτές σύζευξης C_C απομονώνουν την DC τάση πόλωσης από τις εισόδους και την έξοδο του μίκτη.

Για την περίπτωση ενός MOSFET στην περιοχή κόρου, το ρεύμα I_{DS} του καναλιού συνδέεται με την τάση V_{GS} μεταξύ της πύλης και της πηγής με τη σχέση

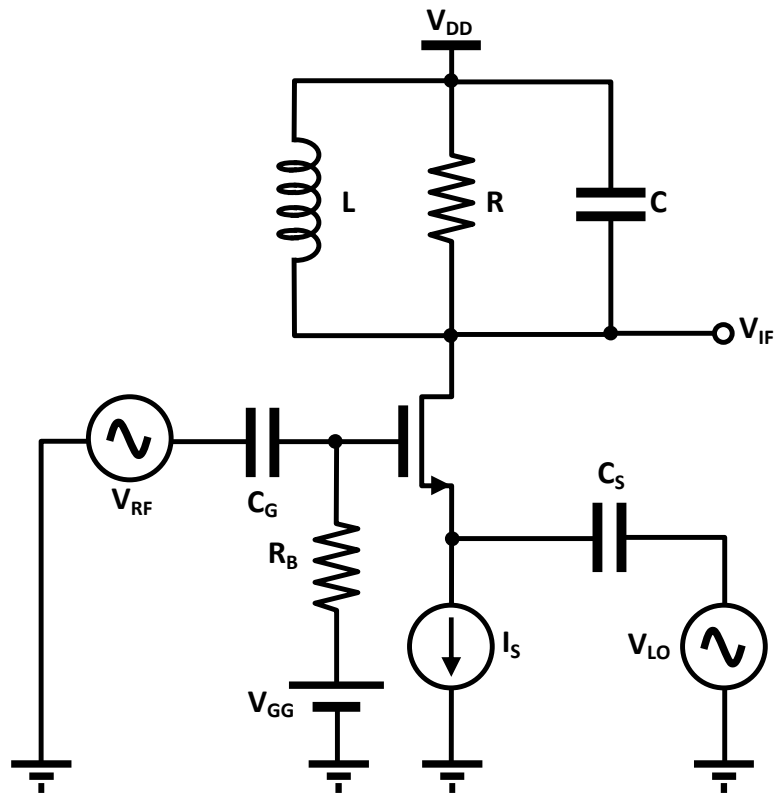
$$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2, \quad (2.65)$$

όπου $\beta = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$ (W, L το πλάτος και το μήκος του καναλιού, αντίστοιχα, μ_n η ευκινησία των ηλεκτρονίων και C_{ox} η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας), V_{GS} η τάση μεταξύ πύλης και εκροής, και V_T η τάση κατωφλίου του MOSFET.

Είναι φανερό πως μπορούμε να εκμεταλλευθούμε την τετραγωνική μορφή της σχέσης αυτής προκειμένου να σχεδιάσουμε κυκλώματα μικτών που ακολουθούν την αρχή της μίξης με διάταξη τετραγωνικού νόμου. Ένα τέτοιο κύκλωμα απεικονίζεται στο Σχήμα 2.19. Στο κύκλωμα αυτό το άθροισμα των τάσεων RF και LO εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET, η οποία πολώνεται κατάλληλα μέσω της πηγής τάσης V_{GG} ώστε η διάταξη να λειτουργεί στην περιοχή κόρου. Το δικτύωμα RLC στην εκροή (drain) του τρανζίστορ αποτελεί ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων με το οποίο απορρίπτονται οι ανεπιθύμητες αρμονικές και αναδεικνύεται η μέση συχνότητα IF. Το κύκλωμα βασίζεται σε μια τοπολογία MOSFET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής, η οποία – κατ' αναλογία με τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού για το διπολικό τρανζίστορ – μπορεί να προσφέρει απολαβή τάσης για τα σήματα που εφαρμόζονται στην πύλη του τρανζίστορ. Πρόκειται, επομένως, για ένα κύκλωμα ενεργού μίκτη.



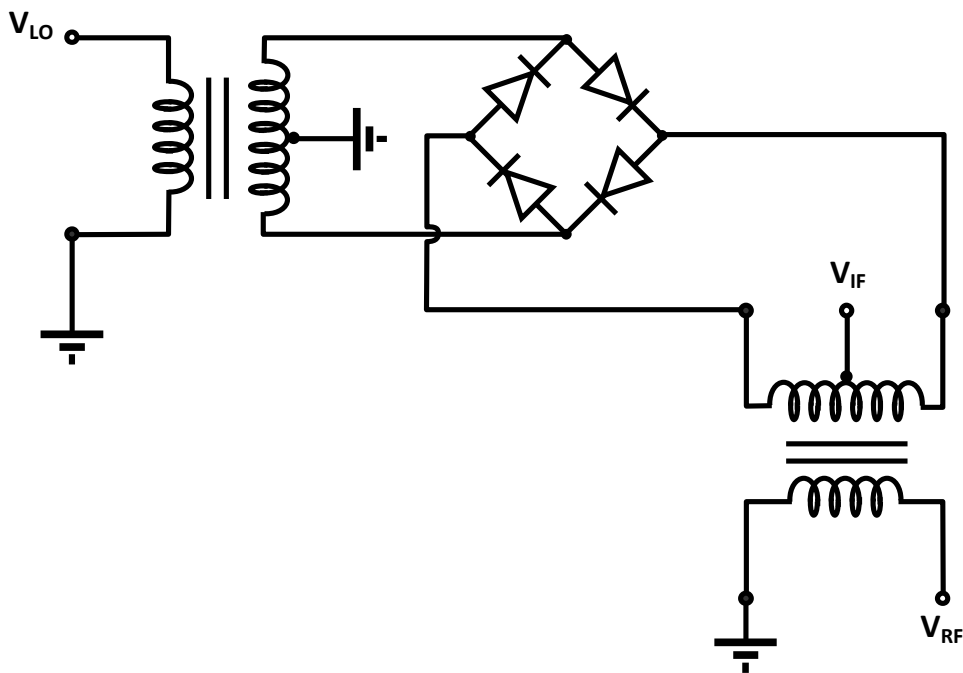
Σχήμα 2.19: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με MOSFET



Σχήμα 2.20: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με απομονωμένες θύρες RF και LO

Η βασική αδυναμία του κυκλώματος, όπως άλλωστε και των προηγούμενων, είναι πως υπάρχει ηλεκτρική διασύνδεση μεταξύ των πηγών σήματος RF και LO και ανακύπτει η ανάγκη της απομόνωσής τους. Μια γενική αρχή που ακολουθείται κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων που λειτουργούν στις υψηλές συχνότητες είναι πως για όλες τις ανεξάρτητες θύρες εισόδου και εξόδου θα πρέπει να εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή μεταξύ τους απομόνωση.

Το κύκλωμα του Σχήματος 2.20 παρακάμπτει το πρόβλημα της διατροφοδότησης (feed-through) των σημάτων RF και LO με το να τοποθετεί τις αντίστοιχες πηγές σήματος σε



Σχήμα 2.21: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με δακτύλιο διόδων

διαφορετικό ακροδέκτη του MOSFET. Σε σύγκριση με το κύκλωμα του Σχήματος 2.19, η πηγή σήματος LO έχει μεταφερθεί στην πηγή του τρανζίστορ και έχει, επομένως, απομονωθεί από την πηγή RF η οποία παραμένει στην πύλη. Γενικά, οι μίκτες τετραγωνικού νόμου παρουσιάζουν φτωχή απομόνωση μεταξύ των θυρών τους, έναντι των μικτών μεταγωγής, μερικά αντιπροσωπευτικά κυκλώματα των οποίων θα δούμε στη συνέχεια.

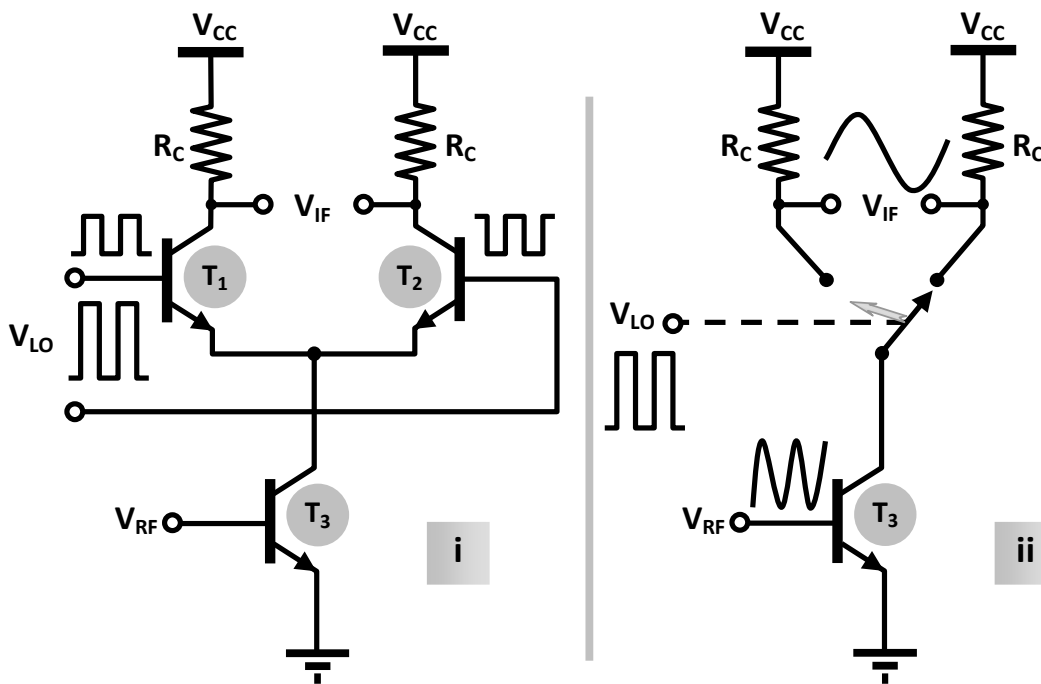
• Κυκλώματα μικτών μεταγωγής

Για την υλοποίηση κυκλωμάτων μίξης που ακολουθούν την αρχή της μεταγωγής αναγκαία προαπαιτούμενα είναι η ύπαρξη δύο αντιφασικών ανατύπων του σήματος τοπικού ταλαντωτή καθώς και διακόπτη ηλεκτρονικά ελεγχόμενου από το σήμα αυτό, σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε. Το ρόλο του διακόπτη μπορεί να αναλάβουν ηλεκτρονικά στοιχεία με ιδιότητες μεταγωγής (όπως η δίοδος ή το τρανζίστορ), ενώ η παραγωγή των δύο σημάτων LO με διαφορά φάσης 180° είναι δυνατή με τη χρήση balun, μια από τις πιο συνήθεις μορφές του οποίου είναι ο μετασχηματιστής μεσαίας λήψης.

Παρόλο που στην παρουσίαση της αρχής λειτουργίας των μικτών μεταγωγής έγινε λόγος για σήμα LO ορθογώνιων παλμών, στην πράξη το σήμα αυτό μπορεί να είναι και αρμονικό, χωρίς σημαντική διαφοροποίηση στη λειτουργία της μίξης. Στο κύκλωμα του Σχήματος 2.21 παρουσιάζεται η κυκλωματική υλοποίηση ενός μίκτη μεταγωγής όπου χρησιμοποιούνται δίοδοι στο ρόλο των διακοπών.

Καθώς το σήμα του τοπικού ταλαντωτή παλινδρομεί μεταξύ θετικών και αρνητικών τιμών, άγουν εναλλάξ οι δίοδοι στον δεξιό και στον αριστερό κλάδο του δακτυλίου. Με τον τρόπο αυτό η έξοδος IF εναλλάσσεται μεταξύ των αντιφασικών ανατύπων του RF σήματος, όπως αυτά εισάγονται στο κύκλωμα μέσω του μετασχηματιστή μεσαίας λήψης της αντίστοιχης θύρας, εξασφαλίζοντας τη λειτουργία της μίξης σύμφωνα με την αρχή πολλαπλασιασμού RF και LO σήματος που περιγράψαμε στα προηγούμενα. Επειδή από το κύκλωμα απουσιάζουν ενεργές διατάξεις, είναι φανερό πως πρόκειται για έναν παθητικό μίκτη.

Το κύκλωμα του Σχήματος 2.22(i) υλοποιεί έναν μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ. Επειδή μόνον η είσοδος του τοπικού ταλαντωτή είναι διαφορική, η τοπολογία του κυκλώματος αντιστοιχεί σε έναν απλά ισοσταθμισμένο (single balanced) μίκτη. Το ρόλο της με-



Σχήμα 2.22: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ

ταγωγής αναλαμβάνουν, εδώ, τα διπολικά τρανζίστορ T_1 και T_2 τα οποία και διοχετεύουν το ρεύμα του τρανζίστορ T_3 (που ελέγχεται από το RF σήμα που εφαρμόζεται στη βάση του) εναλλάξ στο δεξιό ή στο αριστερό σκέλος του διαφορικού ζεύγους, σύμφωνα με την πολικότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

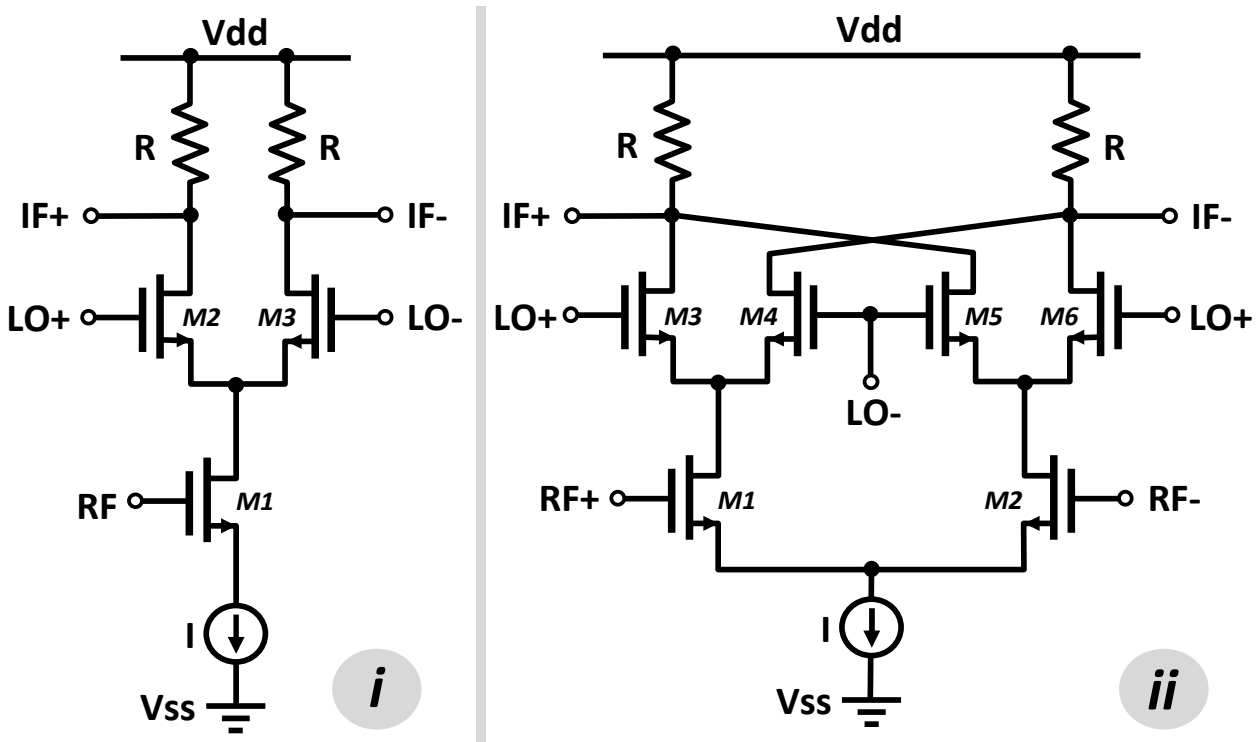
Παραλλαγές κυκλωμάτων αυτού του τύπου (στην διπλά ισοσταθμισμένη μορφή τους, ή με τρανζίστορ MOS κ.λπ.) τυγχάνουν ευρύτατης εφαρμογής λόγω των εξαιρετικών τους επιδόσεων (χαμηλά επίπεδα θορύβου λόγω της διαφορικής τοπολογίας, καλή απομόνωση μεταξύ των θυρών, γραμμικότητα, κ.λπ.).

• Κυκλώματα μικτών μεταγωγής με MOSFETs

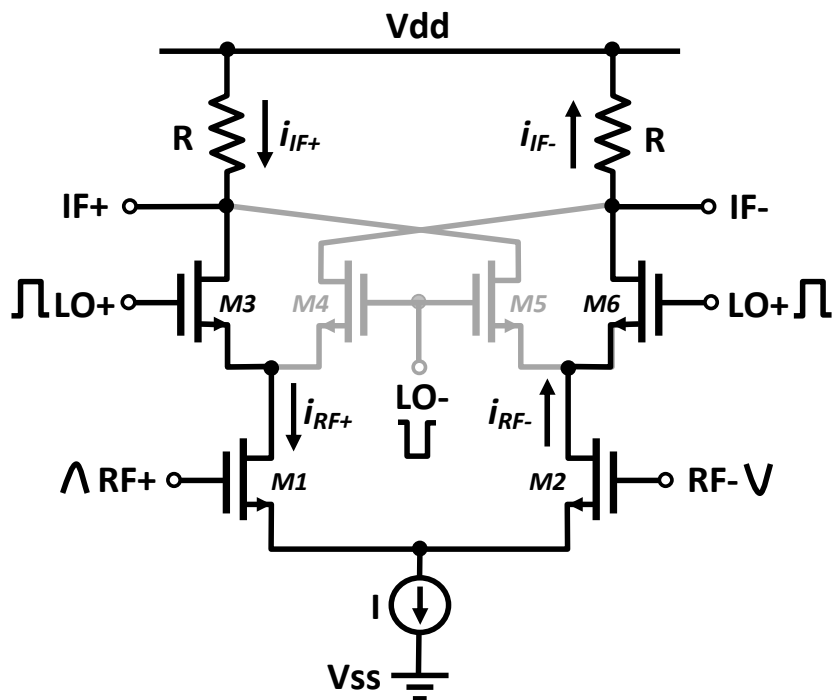
Στο Σχήμα 2.23(i) απεικονίζεται ένας απλά ισοσταθμισμένος μίκτης με MOSFETs, αντίστοιχος του μίκτη με διπολικά τρανζίστορς του Σχήματος 2.22. Οι μίκτες αυτού του τύπου τυγχάνουν ευρύτατης διάδοσης από τα τέλη της δεκαετίας του 1960, οπότε πρωτοπαρουσιάστηκαν [11] εξαιτίας των πλεονεκτημάτων τους, το κυριότερο από τα οποία είναι η απομόνωση μεταξύ των θυρών RF και LO η οποία εξασφαλίζεται με την απουσία άμεσης αγωγίμης διαδρομής μεταξύ τους. Αντίθετα, μειονέκτημα της συγκεκριμένης τοπολογίας αποτελεί η διατροφοδότηση μεταξύ των θυρών LO και IF μέσω των παρασιτικών χωρητικότητων πύλης-εκροής των τρανζίστορς που οδηγούνται από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.

• Διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης τύπου κυττάρου Gilbert

Το πρόβλημα της διατροφοδότησης LO-IF αντιμετωπίζεται με την εισαγωγή της τοπολογίας διπλά ισοσταθμισμένου μίκτη τύπου κυττάρου Gilbert (Gilbert cell), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.23(ii), η οποία προκύπτει από την υπέρθεση δύο όμοιων απλά ισοσταθμισμένων μικτών. Με τον τρόπο αυτό, το σήμα σε κάθε θύρα ενδιάμεσης συχνότητας προκύπτει από τη μεταγωγή του σήματος RF μέσω δύο αντίθετων σημάτων τοπικού ταλαντωτή, ώστε πιθανές διαρροές από τις δύο θύρες LO προς τη θύρα IF να αναιρούνται. Προϋπόθεση για την αποτελεσματική αλληλοανάρτηση των σημάτων διατροφοδότησης είναι ο περιορισμός στο ελάχιστο των ανομοιομορφιών (mismatches) μεταξύ των τρανζίστορ μεταγωγής [M3 - M6 στο Σχήμα 2.23(ii)].



Σχήμα 2.23: Κυκλώματα μικτών μεταγωγής με MOSFETs



Σχήμα 2.24: Λειτουργία μίκτη κυττάρου Gilbert

Στο Σχήμα 2.24 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του διπλά ισοσταθμισμένου μίκτη κυττάρου Gilbert, η οποία ακολουθεί τη βασική αρχή των μικτών μεταγωγής. Η μεταγωγή του RF σήματος πραγματοποιείται στο πεδίο του ρεύματος, μιας και οι μεταβολές της RF τάσης μετατρέπονται σε μεταβολές ρεύματος ($i_{RF\pm}$) από τα τρανζίστορ M1 και M2. Αν υποθέσουμε τετραγωνική μορφή για το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, η σχέση 2.59 ισχύει κατ' αναλογία για το μέτρο των μεταβολών $i_{IF\pm}$ των ρευμάτων που διαρρέουν τις αντιστάσεις

φόρτου R κάθε κλάδου του κυκλώματος:

$$i_{IF\pm} = \frac{2}{\pi} i_{RF\pm} \left[\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t - \frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t - \frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t - \dots \right], \quad (2.66)$$

η οποία, αν κρατήσουμε τον όρο που αντιστοιχεί στην ενδιάμεση συχνότητα $\omega_{RF} - \omega_{LO}$, γράφεται:

$$i_{IF\pm} = \frac{2}{\pi} i_{RF\pm} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t. \quad (2.67)$$

Οι μεταβολές $i_{IF\pm}$ των ρευμάτων που διαρρέουν τις αντιστάσεις φόρτου R μετατρέπονται σε αντίστοιχες μεταβολές τάσεων $v_{IF\pm}$ στις θύρες IF του μίκτη, οπότε η (2.67) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$v_{IF\pm} = \frac{2}{\pi} i_{RF\pm} R \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t. \quad (2.68)$$

Αντίστοιχα, η διαφορική τάση v_{IF} στην έξοδο IF του κυκλώματος θα δίνεται από τη σχέση

$$v_{IF} = 2v_{IF+} = \frac{4}{\pi} i_{RF+} R \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t, \quad (2.69)$$

ή

$$v_{IF} = \frac{4}{\pi} g_{m,RF} v_{RF+} R \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t, \quad (2.70)$$

όπου $g_{m,RF}$ η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ M1, M2.

Το πλάτος της πιο πάνω τάσης θα είναι

$$A_{IF} = \frac{4}{\pi} g_{m,RF} A_{RF+} R, \quad (2.71)$$

όπου A_{RF+} το πλάτος της τάσης στην θύρα RF+ του κυκλώματος.

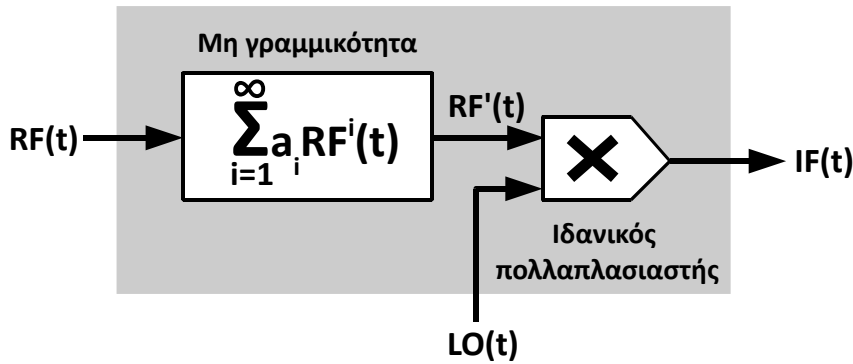
Από την τελευταία σχέση προκύπτει η απολαβή τάσης G του μίκτη:

$$G = \frac{A_{IF}}{A_{RF}} = \frac{A_{IF}}{2A_{RF+}} = \frac{2}{\pi} g_{m,RF} R = \frac{2}{\pi} R \sqrt{\mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{RF}} I, \quad (2.72)$$

όπου μ_n , C_{ox} , $\left(\frac{W}{L}\right)_{RF}$, I , η ευκινησία των ηλεκτρονίων, η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας, ο λόγος των διαστάσεων (aspect ratio) των τρανζίστορ RF (M1 και M2), και το συνολικό ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα, αντίστοιχα.

Για το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης ενός μίκτη τύπου κυττάρου Gilbert αποδεικνύεται πως ισχύει [5, 12]:

$$A_{IP3} \propto \sqrt{\frac{32}{3\mu_n C_{ox}} \cdot \left(\frac{L}{W}\right)_{RF}} I. \quad (2.73)$$



Σχήμα 2.25: Μοντέλο συμπεριφοράς μίκτη

Επιπλέον, λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (2.23) [σελ. 41] προκύπτει ότι:

$$A_{1dB} \propto \sqrt{\frac{32}{3\mu_n C_{ox}} \cdot \left(\frac{L}{W}\right)_{RF} I}, \quad (2.74)$$

όπου A_{1dB} το πλάτος του σήματος εισόδου το οποίο αντιστοιχεί στο σημείο συμπίεσης 1dB.

Από τις σχέσεις (2.72), (2.73) και (2.74) μπορούμε να συμπεράνουμε πως η τιμή του ρεύματος I σχετίζεται με την απολαβή και με τη γραμμικότητα, γεγονός το οποίο θα εκμεταλλευθούμε στα επόμενα κεφάλαια για την πρόγνωση των επιδόσεων μικτών RF.

2.3.2.4 Μελέτη μίκτη στην ομόδυνη λειτουργία

Ομόδυνη (homodyne) λειτουργία ενός μίκτη έχουμε όταν το RF σήμα διαθέτει συχνότητα η οποία ταυτίζεται με τη συχνότητα του σήματος τοπικού ταλαντωτή. Για την περίπτωση ιδανικού μίκτη, τα προϊόντα της μίξης στην ομόδυνη λειτουργία έχουν συχνότητες 0 (DC) και $2f$, όπου f η κοινή συχνότητα των σημάτων RF και LO. Το συνεχές (DC) προϊόν της μίξης εμφανίζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς πρόκειται για ένα μέγεθος εύκολα μετρήσιμο με τη χρήση εξοπλισμού χαμηλού κόστους, η δε τιμή του σχετίζεται με τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά επίδοσης του κυκλώματος, όπως θα δείξουμε στη συνέχεια.

Ας θεωρήσουμε το μοντέλο συμπεριφοράς ενός μίκτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.25 [13, 14]. Το μοντέλο αποτελείται από έναν ιδανικό πολλαπλασιαστή και από μια βαθμίδα που αντιστοιχεί στη μη γραμμικότητα του κυκλώματος. Από το πολυώνυμο άπειρων όρων που περιγράφει την τελευταία στη γενική περίπτωση, μπορούμε να κρατήσουμε τους όρους μέχρι και τρίτης τάξης οι οποίοι είναι και οι επικρατέστεροι.

Υποθέτουμε ομόδυνη λειτουργία, οπότε μπορούμε να γράψουμε τα σήματα RF και LO ως εξής:

$$RF(t) = 2A \cos \omega t, \quad (2.75)$$

$$LO(t) = 2B \cos \omega t. \quad (2.76)$$

Το σήμα RF' στην είσοδο του ιδανικού πολλαπλασιαστή δίνεται από την

$$RF'(t) = 2Aa_1 \cos \omega t + 4A^2 a_2 \cos^2 \omega t + 8A^3 a_3 \cos^3 \omega t, \quad (2.77)$$

η οποία με τη χρήση γνωστών τριγωνομετρικών ταυτοτήτων (βλπ Παράρτημα I) γράφεται:

$$RF'(t) = 2A^2 a_2 + 2A(a_1 + 3A^2 a_3) \cos \omega t + 2A^2 a_2 \cos 2\omega t + 2A^3 a_3 \cos 3\omega t. \quad (2.78)$$

Το σήμα στην έξοδο IF του μίκτη προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό των σημάτων RF' και LO:

$$IF(t) = RF'(t)LO(t) = [2A^2a_2 + 2A(a_1 + 3A^2a_3)\cos\omega t + 2A^2a_2\cos 2\omega t + 2A^3a_3\cos 3\omega t]2B\cos\omega t, \quad (2.79)$$

η οποία δίνει

$$IF(t) = [2A^2a_2 + 2A(a_1 + 3A^2a_3)\cos\omega t + 2A^2a_2\cos 2\omega t + 2A^3a_3\cos 3\omega t]2B\cos\omega t, \quad (2.80)$$

ή

$$IF(t) = 4A^2Ba_2\cos\omega t + 2AB(a_1 + 3A^2a_3)(1 + \cos 2\omega t) + 4A^2Ba_2\cos 2\omega t\cos\omega t + 4A^3Ba_3\cos 3\omega t\cos\omega t, \quad (2.81)$$

από την οποία προκύπτει η συνεχής συνιστώσα του σήματος IF:

$$IF_{DC} = 2AB(a_1 + 3A^2a_3). \quad (2.82)$$

Για την περίπτωση διπλά ισοσταθμισμένου μίκτη, η (2.82) μπορεί να γραφτεί για την μονόπλευρη DC τάση σε κάθε κλάδο του κυκλώματος ως εξής:

$$IF_{DC\pm} = V_{Q\pm} \pm a_{1\pm} \frac{AB}{2} \pm 3a_{3\pm} \frac{A^3B}{8}, \quad (2.83)$$

όπου V_Q η τάση ηρεμίας στις εξόδους του μίκτη, ενώ οι δείκτες \pm υποδηλώνουν διαφορετικές τιμές παραμέτρων ανά κλάδο, εξαιτίας πιθανών κατασκευαστικών ανομοιομορφιών (mismatches) σε ένα πραγματικό κύκλωμα.

Συνδυάζοντας τις εκφράσεις για τις συνεχείς τάσεις IF που παρέχονται από τις μορφές της (2.83) που αντιστοιχούν στους δείκτες “+” και “-” μπορούμε να καταλήξουμε στην ακόλουθη έκφραση για την διαφορική ομόδυνη DC τάση του διπλά ισοσταθμισμένου μίκτη:

$$\Delta IF_{DC} = \Delta V_Q + (a_{1+} + a_{1-}) \frac{AB}{2} + 3(a_{3+} + a_{3-}) \frac{A^3B}{8}, \quad (2.84)$$

όπου $\Delta V_Q = V_{Q+} - V_{Q-}$.

Για ιδανικά συμμετρικό μίκτη η (2.83) απλοποιείται ως εξής:

$$IF_{DC\pm} = V_Q \pm a_1 \frac{AB}{2} \pm 3a_3 \frac{A^3B}{8}, \quad (2.85)$$

και, περαιτέρω, η (2.84) γίνεται

$$\Delta IF_{DC} = a_1 AB + 3a_3 \frac{A^3B}{4}. \quad (2.86)$$

Από τις δύο τελευταίες εξισώσεις μπορούμε να συμπεράνουμε τη σχέση μεταξύ των τάσεων $IF_{DC\pm}$ και ΔIF_{DC} με τα χαρακτηριστικά επίδοσης του μίκτη, εφόσον η απολαβή (G), το σημείο συμπίεσης 1dB (1dB CP), και το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3) είναι συναρτήσεις των συντελεστών a_1 και a_3 , όπως έχουμε ήδη δείξει στις προηγούμενες παραγράφους. Συνεπώς, όπως και για την περίπτωση του ρεύματος I , η σχέση των τάσεων $IF_{DC\pm}$ και ΔIF_{DC} με την απολαβή και τα χαρακτηριστικά γραμμικότητας θα αξιοποιηθεί στα επόμενα κεφάλαια για την πρόγνωση των επιδόσεων του μίκτη.

Πίνακας 2.4: Τυπικά χαρακτηριστικά ενισχυτή ισχύος

Χαρακτηριστικό	Τυπική τιμή
Ισχύς εξόδου	20-30dBm
Απόδοση	30-60%
Απολαβή (G)	20-30dB
Τάση τροφοδοσίας	3.8-5.8V
Στάθμη αρμονικών εξόδου	-60dBc
Παράγοντας ευστάθειας (K factor)	>1

2.3.3 Ενισχυτές ισχύος

Ο ενισχυτής ισχύος (power amplifier, PA) [15] προσδίδει στο σήμα κατάλληλη ισχύ προκειμένου αυτό να εκπνευφθεί από την κεραία προς τον δέκτη. Κρίσιμα μεγέθη για τη σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος αποτελούν, μεταξύ άλλων, η τάση τροφοδοσίας, η ισχύς εξόδου, η απολαβή, η στάθμη των αρμονικών εξόδου και η απόδοση (power-added efficiency, PAE). Η απόδοση ενός ενισχυτή RF, και ειδικότερα ενός ενισχυτή ισχύος, ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος ΔP_{RF} που παράγεται από τον ενισχυτή προς την DC ισχύ P_{DC} η οποία τον τροφοδοτεί, και προκύπτει από τη σχέση

$$PAE = \frac{\Delta P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{P_{RF}|_o - P_{RF}|_i}{V_S \cdot I_S}, \quad (2.87)$$

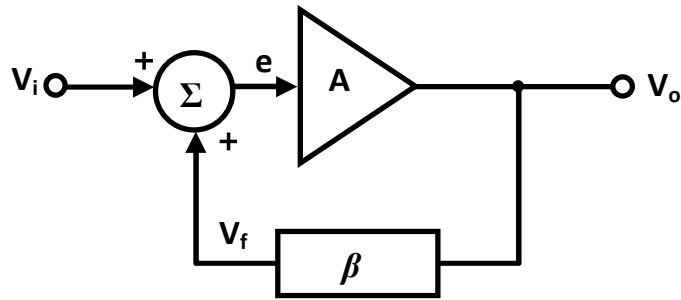
όπου $P_{RF}|_o$, $P_{RF}|_i$, η ισχύς του RF σήματος στην έξοδο και στην είσοδο του ενισχυτή, αντίστοιχα, V_S η τάση τροφοδοσίας και I_S το ρεύμα τροφοδοσίας του ενισχυτή. Το μέγεθος $1 - PAE$ αποτελεί μέτρο της θερμότητας που εκλύεται από τον ενισχυτή ή, αλλιώς, της ισχύος που σπαταλάται.

Οι ενισχυτές ισχύος κατασκευάζονται σε υψηλών επιδόσεων τεχνολογίες GaAs ή SiGe, συνήθως ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα κυκλώματα του πομποδέκτη και σε αυτόνομο ολοκληρωμένο κύκλωμα (integrated circuit, IC). Στον Πίνακα 2.4 συγκεντρώνονται τα τυπικά χαρακτηριστικά ενός ενισχυτή ισχύος [10].

2.3.4 Ενισχυτές μεταβλητής απολαβής

Κατά την ασύρματη μετάδοση, η ισχύς του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης εξαρτάται από την απόστασή του από τον πομπό, από τις απώλειες διαδρομής (path loss) και από άλλους παράγοντες. Για το λόγο αυτό, η ισχύς του λαμβανόμενου φέροντος κύματος δεν είναι σταθερή, αλλά συνήθως μεταβάλλεται με τον χρόνο, γεγονός που επιβάλλει τη χρήση μηχανισμών αυτόματου ελέγχου της απολαβής (automatic gain control, AGC) στον δέκτη. Θεμελιώδης βαθμίδα για την υλοποίηση τέτοιων μηχανισμών είναι ο ενισχυτής μεταβλητής απολαβής (variable gain amplifier, VGA), σκοπός του οποίου είναι να αντισταθμίζει τις μεταβολές πλάτους του φέροντος.

Ενισχυτές μεταβλητής απολαβής χρησιμοποιούνται, ακόμη, και στους πομπούς, όπου αναλαμβάνουν τον έλεγχο της ισχύος του σήματος εξόδου με σκοπό την τροφοδότηση του ενισχυτή ισχύος με σήμα βέλτιστου πλάτους. Συνήθως χειρίζονται το σήμα βασικής ζώνης (baseband) εξαιτίας της ευκολότερης υλοποίησής τους στην περιοχή αυτή.



Σχήμα 2.26: Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση

2.3.5 Ταλαντωτές

Πρόκειται για κυκλώματα χωρίς εισόδους, τα οποία αποσκοπούν στην παραγωγή περιοδικών κυματομορφών (συνήθως τάσης). Στην περίπτωση ψηφιακών συστημάτων χρησιμοποιούνται για την παραγωγή παλμοσειρών ρολογιού, ενώ στην περίπτωση των αναλογικών συστημάτων χρησιμεύουν στην παραγωγή του φέροντος (carrier) το οποίο είναι αναγκαίο για την εκπομπή του σήματος πληροφορίας. Στην πλειοψηφία τους, οι ταλαντωτές που λειτουργούν στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων (RF) χρησιμοποιούν συντονιζόμενα κυκλώματα με πηνία και πυκνωτές (ταλαντωτές LC). Τα πηνία των ταλαντωτών αυτού του τύπου είναι αρκετά μεγάλων διαστάσεων, με συνέπεια την αδυναμία σμίκρυνσής τους σε βαθμό αντίστοιχο της σμίκρυνσης των ελάχιστων διαστάσεων των υπόλοιπων δομών της χρησιμοποιούμενης τεχνολογίας. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται επιτυχώς με τη χρήση ταλαντωτών δακτυλίου (ring oscillators), οι οποίοι δομούνται αποκλειστικά με τρανζίστορ MOS.

Στις επόμενες παραγράφους, αφού προηγηθεί μια συνοπτική περιγραφή της βασικής αρχής λειτουργίας των ταλαντωτών, θα γίνει συνοπτική παρουσίαση των ταλαντωτών συντονιζόμενου κυκλώματος LC και εκτενέστερη περιγραφή των ταλαντωτών δακτυλίου, καθώς και των κυριότερων τοπολογιών ταλαντωτών δακτυλίου ελεγχόμενων από τάση, καθώς γίνεται χρήση των τελευταίων στην υλοποίηση των τεχνικών ελέγχου και διόρθωσης των επιδόσεων κυκλωμάτων RF που παρουσιάζονται στα κεφάλαια που ακολουθούν.

2.3.5.1 Αρχή λειτουργίας ταλαντωτών – κριτήριο Barkhausen

Ας θεωρήσουμε το σύστημα ενισχυτή με θετική ανάδραση (ανατροφοδότηση – feed-back) του Σχήματος 2.26 [16], το οποίο περιγράφεται από τις σχέσεις

$$\frac{V_o}{e} = A, \quad (2.88)$$

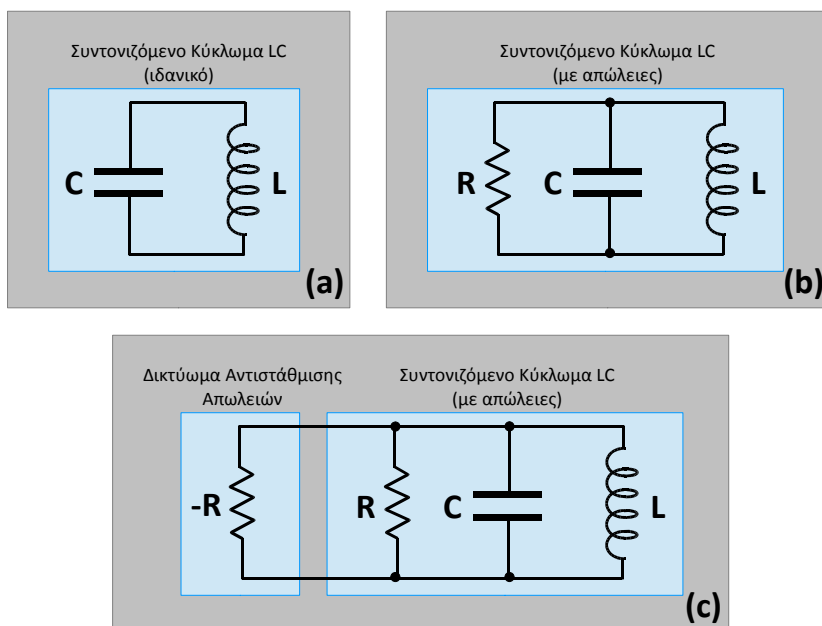
$$\frac{V_f}{V_o} = \beta, \quad (2.89)$$

και

$$e = V_i + V_f. \quad (2.90)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.88) – (2.90) παίρνουμε

$$V_i = \frac{V_o}{A} - \beta V_o = V_o \left(\frac{1}{A} - \beta \right). \quad (2.91)$$



Σχήμα 2.27: Αρχή λειτουργίας ταλαντωτή LC με δικτύωμα αρνητικής αντίστασης για την αντιστάθμιση των ωμικών απωλειών

Προκειμένου το σύστημα να λειτουργεί ως ταλαντωτής (oscillator) θα πρέπει το σήμα εισόδου του (V_i) να είναι μηδενικό. Επιβάλλοντας, επομένως, την απαίτηση $V_i = 0$ παίρνουμε

$$\frac{1}{A} - \beta = 0 \Rightarrow A\beta = 1. \quad (2.92)$$

Η σχέση (2.92) αποτελεί τη μαθηματική έκφραση του κριτηρίου του Barkhausen, το οποίο περιγράφει την αναγκαία συνθήκη (αλλά όχι και ικανή, μιας και η σχέση (2.91) επαληθεύεται και για μηδενικό σήμα εξόδου V_o) για τη συντήρηση ταλαντώσεων σε ένα σύστημα με θετική ανάδραση. Σύμφωνα με το κριτήριο αυτό, προκειμένου ένα κύκλωμα ενισχυτή με θετική ανάδραση να συντηρεί ταλαντώσεις, θα πρέπει η μιγαδική απολαβή τάσης κλειστού βρόχου του κυκλώματος στη συχνότητα της ταλάντωσης να είναι ίση με τη μονάδα.

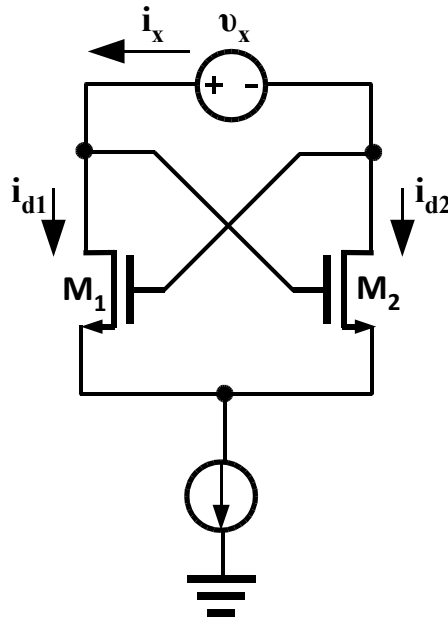
2.3.5.2 Ταλαντωτής συntonιζόμενου κυκλώματος LC

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας CMOS είναι πλέον δυνατή η κατασκευή μονολιθικών πηνίων υψηλών επιδόσεων. Το γεγονός αυτό επιτρέπει το σχεδιασμό μονολιθικών ταλαντωτών βασισμένων σε παθητικά συntonιζόμενα κυκλώματα πηνίων (L) – πυκνωτών (C).

Ας θεωρήσουμε το συntonιζόμενο κύκλωμα του Σχήματος 2.27(a), όπου τα παθητικά στοιχεία θεωρούνται ιδανικά, δηλαδή χωρίς ωμικές απώλειες. Όπως είναι γνωστό, το κύκλωμα αυτό επιτρέπει τη συντήρηση αρμονικών ηλεκτρικών ταλαντώσεων κυκλικής συχνότητας

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.93)$$

Στην πράξη, ωστόσο, τόσο τα πηνία όσο και οι πυκνωτές εμφανίζουν παρασιτικές αντιστάσεις. Εάν ληφθούν υπόψη οι τελευταίες, το κύκλωμα του Σχήματος 2.27(a) παίρνει τη μορφή του Σχήματος 2.27(b), όπου ο αντιστάτης R αντιπροσωπεύει από κοινού τις παρασιτικές αντιστάσεις του πηνίου και του πυκνωτή. Η κυκλική συχνότητα ταλάντωσης του



Σχήμα 2.28: Διαφορικό ζεύγος τεχνολογίας MOS με χιαστί σύζευξη

συγκεκριμένου κυκλώματος δίνεται από τη σχέση [17]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} \quad (2.94)$$

Στα περισσότερα πρακτικά κυκλώματα ταλαντωτών LC ισχύει $|R| \gg \sqrt{L/C}$, οπότε η σχέση (2.94) ταυτίζεται με την (2.93). Η παρουσία, ωστόσο, της αντίστασης R οδηγεί σε βαθμιαία απόσβεση του πλάτους των ηλεκτρικών ταλαντώσεων, γεγονός που δεν είναι επιθυμητό. Η ανεπιθύμητη αυτή απόσβεση μπορεί να αποφευχθεί με την εισαγωγή δικτυώματος “αρνητικής” αντίστασης (negative resistance) κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.27(c), προκειμένου να αντισταθμίζονται οι ωμικές απώλειες του ταλαντωτή.

Ας θεωρήσουμε το διαφορικό ζεύγος του Σχήματος 2.28 για τα όμοια τρανζίστορ M_1 και M_2 του οποίου εφαρμόζεται χιαστί σύζευξη (cross-coupling). Μεταξύ των εκροών (drains) των τρανζίστορ εφαρμόζεται ασθενές σήμα v_x , σύμφωνα με το κύκλωμα του ίδιου σχήματος για το οποίο ισχύουν:

$$v_x = v_{gs2} - v_{gs1} \quad (2.95)$$

$$i_x = i_{d1} = -i_{d2} \quad (2.96)$$

και

$$i_{d1} = g_m v_{gs1}, i_{d2} = g_m v_{gs2} \quad (2.97)$$

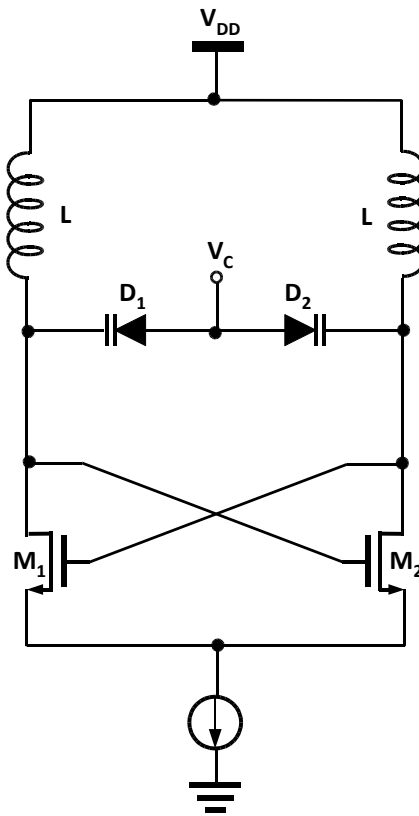
όπου g_m η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.95) – (2.97) βρίσκουμε για τη διαγωγιμότητα G_x του διαφορικού ζεύγους:

$$G_x = \frac{i_x}{v_x} = -\frac{g_m}{2} \quad (2.98)$$

η οποία αναδεικνύει την επιθυμητή αρνητική αντίσταση την οποία μπορεί να επιδείξει το συνεζευγμένο ζεύγος που εξετάζουμε.

Δεδομένης της προηγούμενης παρατήρησης, και εφαρμόζοντας τη γενική αρχή του Σχήματος 2.27(c), μπορούμε να καταλήξουμε στην τοπολογία του Σχήματος 2.29 η οποία

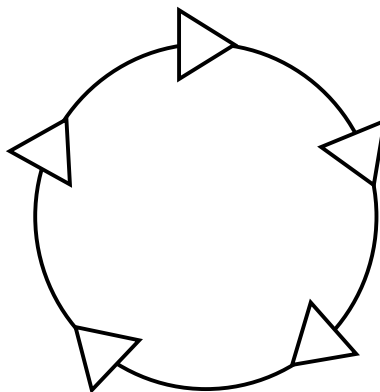


Σχήμα 2.29: Κύκλωμα ταλαντωτή LC με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας

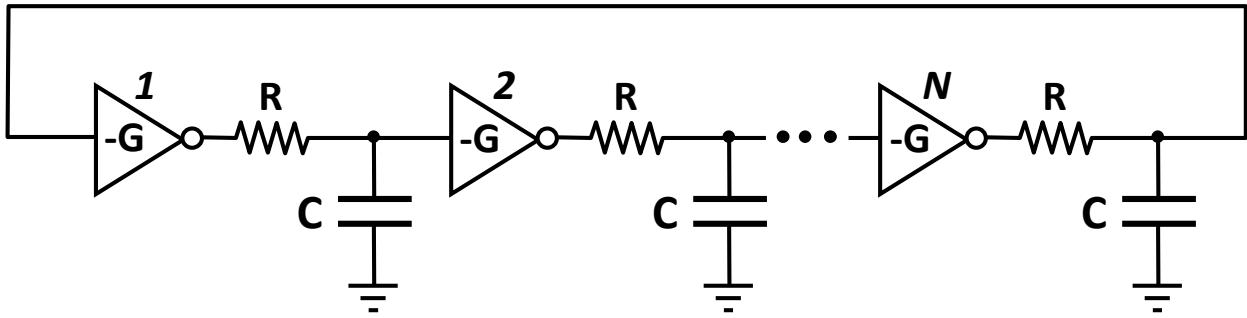
αντιστοιχεί σε τυπικό κύκλωμα ταλαντωτή LC τεχνολογίας nMOS με διαφορικό ζεύγος σε χιαστί σύζευξη ως στοιχείου με αρνητική αντίσταση. Αξίζει να σημειωθεί πως με τη χρήση διόδων μεταβλητής χωρητικότητας (varicaps) ως πυκνωτών, το συγκεκριμένο κύκλωμα επιτρέπει τη ρύθμιση της συχνότητας συντονισμού με τη μεταβολή της τάσης ελέγχου (V_C) των διόδων D_1 και D_2 . Η τιμή της τάσης ελέγχου θα πρέπει, προφανώς, να κυμαίνεται σε κατάλληλο εύρος τιμών προκειμένου οι διόδοι να είναι πάντοτε ανάστροφα πολωμένες.

2.3.5.3 Ταλαντωτής δακτυλίου

Στη γενική του μορφή, ένας ταλαντωτής δακτυλίου (ring oscillator) αποτελείται από έναν αριθμό ενισχυτικών βαθμίδων συνδεδεμένων σε σειρά σε τοπολογία βρόχου, η οποία παρέχει την απαραίτητη ανάδραση για τη συντήρηση των ταλαντώσεων [18], όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.30.



Σχήμα 2.30: Γενική μορφή ταλαντωτή δακτυλίου



Σχήμα 2.31: Ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες ιδανικών αναστροφέν

• **Ανάλυση ταλαντωτή δακτυλίου ημιτονικού σήματος**

Έστω ο ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες όμοιων ιδανικών αναστροφέν του Σχήματος 2.31. Μεταξύ κάθε γειτονικής βαθμίδας παρεμβάλλονται αντιστάτες R , οι οποίοι σε συνδυασμό με τις χωρητικότητες C (οι οποίες αντιστοιχούν στη χωρητικότητα εισόδου της επόμενης βαθμίδας) παρέχουν την κατάλληλη ολίσθηση φάσης προκειμένου να ικανοποιείται το κριτήριο Barkhausen, εφαρμοζόμενο στον βρόχο του κυκλώματος. Υποθέτουμε πως η απολαβή κάθε αναστροφέα είναι ίση με $-G$ ($G > 0$) ή $G = |G| \angle \pi$. Η συνάρτηση μεταφοράς του δικτυώματος RC είναι

$$\beta = \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega j}} = \frac{1}{1 + RC\omega j} = \frac{1 - RC\omega j}{1 + (RC\omega)^2}, \quad (2.99)$$

ή

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \angle -\arctan(RC\omega), \quad (2.100)$$

με

$$-\frac{\pi}{2} < \angle \beta < 0, \quad (2.101)$$

ή

$$0 < \arctan(RC\omega) < \frac{\pi}{2}, \quad (2.102)$$

όπως προκύπτει από την (2.99) αφού $\omega \neq 0$.

Το κριτήριο Barkhausen επιβάλλει

$$(G\beta)^N = 1, \quad (2.103)$$

ή

$$|G|^N \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right)^N \angle N[\pi - \arctan(RC\omega)] = 1. \quad (2.104)$$

Η τελευταία σχέση γράφεται κατά μέτρο:

$$|G| \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right) = 1 \Rightarrow |G| = \sqrt{1 + (RC\omega)^2}, \quad (2.105)$$

και κατά φάση:

$$N[\pi - \arctan(RC\omega)] = 2n\pi, (n = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.106)$$

ή

$$\arctan(RC\omega) = \pi - \frac{2n\pi}{N}, (n = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.107)$$

ή

$$\omega = \frac{1}{RC} \tan \left[\pi \left(1 - \frac{2n}{N} \right) \right], (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.108)$$

Συνδυάζοντας τις (2.108) και (2.103) προκύπτει:

$$0 < \pi \left(1 - \frac{2n}{N} \right) < \frac{\pi}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.109)$$

ή

$$0 < 1 - \frac{2n}{N} < \frac{1}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.110)$$

από την οποία:

$$0 < 1 - \frac{2n}{N} \Rightarrow 0 < N - 2n \Rightarrow N > 2n, \quad (2.111)$$

και

$$1 - \frac{2n}{N} < \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{1}{2} < \frac{2n}{N} \Rightarrow N < 4n. \quad (2.112)$$

Τελικά:

$$2n < N < 4n, (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (2.113)$$

Για άρτιο αριθμό βαθμίδων $N = 2k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) η τελευταία σχέση γράφεται:

$$2n < 2k < 4n \Rightarrow n < k < 2n, (n = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.114)$$

η οποία δεν επαληθεύεται για κανένα συνδυασμό k και n . Επομένως, ένας ταλαντωτής δακτυλίου με άρτιο αριθμό αναστροφών δεν είναι δυνατόν να συντηρήσει ηλεκτρικές ταλαντώσεις.

Για περιττό αριθμό βαθμίδων $N = 2k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) η (2.113) γράφεται:

$$2n < 2k - 1 < 4n \Rightarrow n + \frac{1}{2} < k < 2n + \frac{1}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.115)$$

η οποία επαληθεύεται ως εξής:

- $k = 1$ ($N = 1$) : $\nexists n$
- $k = 2$ ($N = 3$) : $n = 1$
- $k = 3$ ($N = 5$) : $n = 2$
- $k = 4$ ($N = 7$) : $n = 2, n = 3$
- $k = 5$ ($N = 9$) : $n = 3, n = 4$
- $k = 6$ ($N = 11$) : $n = 3, n = 4, n = 5$

Κ.Ο.Κ.

Παρατηρούμε πως για $k > 3$ η τιμή της συχνότητας ταλάντωσης παύει να είναι μονοσήμαντη. Στην περίπτωση αυτή, η επικρατούσα τιμή καθορίζεται από τον περιορισμό που επιβάλλεται από την (2.105). Αν θεωρήσουμε, π.χ., την περίπτωση $N = 7$ και $n = 2$, η (2.108) δίνει:

$$\omega_1 = \frac{1}{RC} \tan\left(\frac{3\pi}{7}\right), \quad (2.116)$$

ενώ για $N = 7$ και $n = 3$ παίρνουμε

$$\omega_2 = \frac{1}{RC} \tan\left(\frac{\pi}{7}\right). \quad (2.117)$$

Η εφαρμογή της (2.105) για την συχνότητα ω_1 δίνει:

$$|G|_1 = \sqrt{1 + (RC\omega_1)^2} = \sqrt{1 + \tan^2\left(\frac{3\pi}{7}\right)} \simeq 4.5. \quad (2.118)$$

Αντίστοιχα, για τη συχνότητα ω_2 βρίσκουμε:

$$|G|_2 = \sqrt{1 + (RC\omega_2)^2} = \sqrt{1 + \tan^2\left(\frac{\pi}{7}\right)} \simeq 1.1. \quad (2.119)$$

Συνοψίζοντας, μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η συχνότητα ταλάντωσης σε ταλαντωτή δακτυλίου είναι αντιστρόφως ανάλογη της σταθεράς χρόνου $\tau = RC$ του δικτυώματος RC και αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού N των αναστρεφουσών βαθμίδων.

Αν στη θέση των αντιστατών R του Σχήματος 2.31 χρησιμοποιηθούν μεταβλητοί αντιστάτες ελεγχόμενοι από τάση (π.χ. πύλες διέλευσης - transmission gates), τότε μπορούμε να μεταβάλλουμε τη συχνότητα ταλάντωσης με κατάλληλη μεταβολή της τάσης ελέγχου των μεταβλητών αντιστατών. Στην περίπτωση αυτή έχουμε ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (voltage-controlled oscillator, VCO).

• Ανάλυση ταλαντωτή δακτυλίου τετραγωνικού σήματος

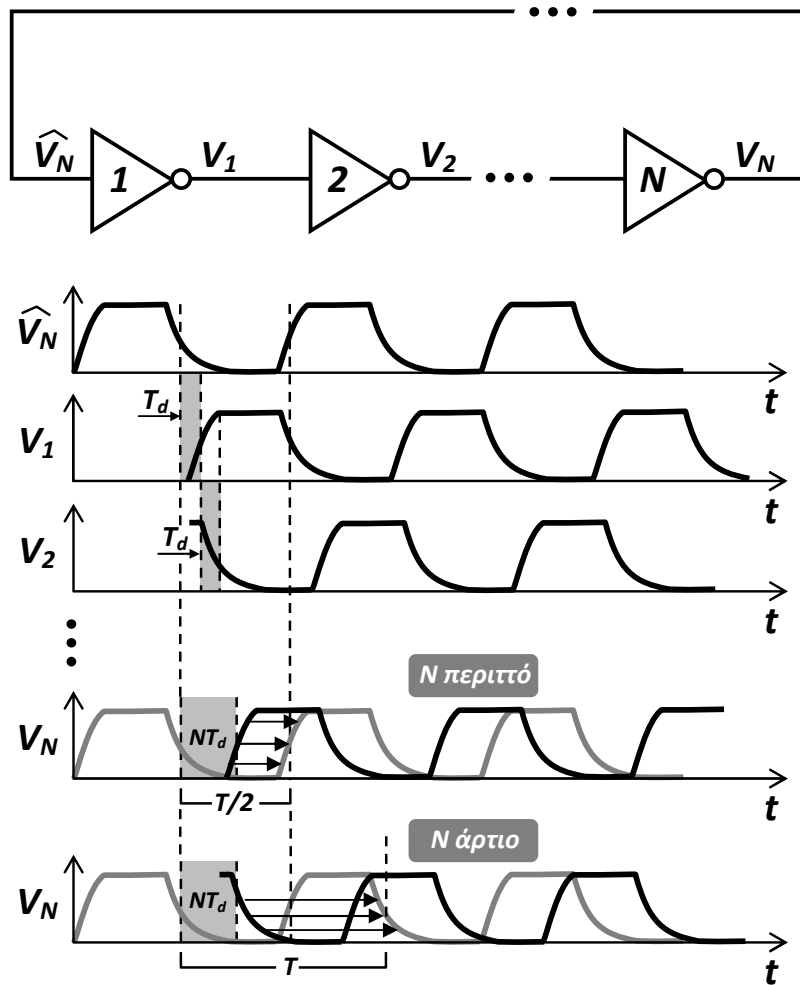
Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τη λειτουργία του ταλαντωτή δακτυλίου του Σχήματος 2.32, ο οποίος αποτελείται από N όμοιες πύλες NOT. Επειδή το σήμα εξόδου του συγκεκριμένου ταλαντωτή είναι τετραγωνικό, η ανάλυση θα γίνει στο πεδίο του χρόνου, και όχι στο πεδίο της συχνότητας, όπως για την περίπτωση του ταλαντωτή ημιτονικού σήματος τον οποίον μελετήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο.

Ας υποθέσουμε ότι η καθυστέρηση διάδοσης (propagation delay) του σήματος μέσω κάθε πύλης NOT είναι ίση με T_d .

Ας υποθέσουμε, επίσης, περιττό αριθμό πυλών N . Στην περίπτωση αυτή το σήμα V_N στην έξοδο της N -στής πύλης θα είναι συμπληρωματικό του σήματος \widehat{V}_N στην είσοδο της πρώτης πύλης, με χρονική καθυστέρηση NT_d , όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.32. Προκειμένου να είναι δυνατή η συντήρηση ηλεκτρικών ταλαντώσεων θα πρέπει τα σήματα \widehat{V}_N και V_N να ταυτίζονται. Για να είναι αυτό δυνατό θα πρέπει να ικανοποιείται η σχέση

$$NT_d = \frac{T}{2}, \quad (2.120)$$

όπου T η περίοδος της ταλάντωσης.



Σχήμα 2.32: Διάγραμμα και κυματομορφές ταλαντωτή δακτυλίου με N πύλες NOT

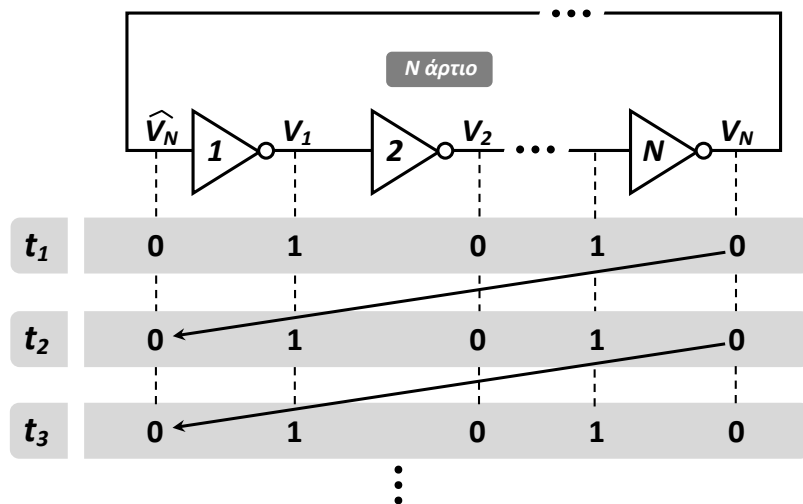
Από την προηγούμενη σχέση μπορεί να βρεθεί η συχνότητα f των ηλεκτρικών ταλαντώσεων του δακτυλίου:

$$f = \frac{1}{2NT_d}. \quad (2.121)$$

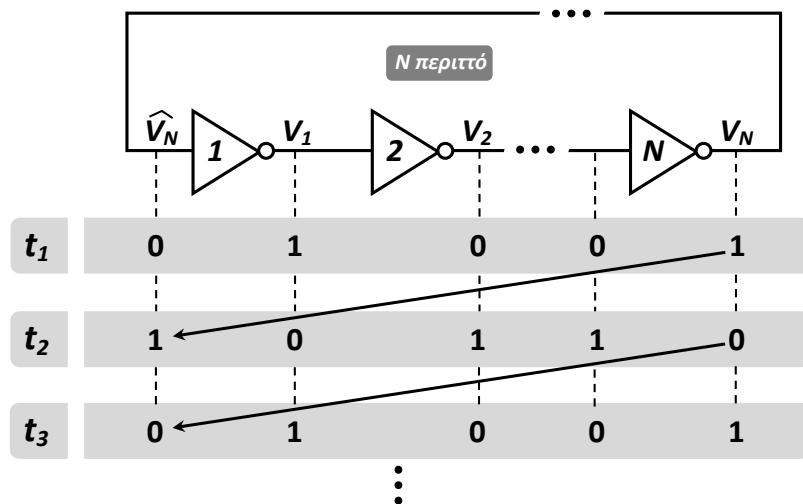
Για την περίπτωση άρτιου αριθμού πυλών, η συχνότητα ταλάντωσης θα μπορούσε να υπολογισθεί, παρόμοια, από τη συνθήκη συντήρησης ταλαντώσεων $NT_d = T$, σύμφωνα με το Σχήμα 2.32. Παρόλα αυτά, σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών δεν ικανοποιείται η συνθήκη εκκίνησης ταλαντώσεων, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Ας θεωρήσουμε τον δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών του Σχήματος 2.33, και ας υποθέσουμε πως τη χρονική στιγμή t_1 εφαρμόζεται στην είσοδο \widehat{V}_N της πρώτης πύλης τιμή που αντιστοιχεί στο λογικό μηδέν. Η διάδοση της τιμής αυτής κατά μήκος του δακτυλίου έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση του λογικού μηδενός στην έξοδο V_N της N -στής πύλης, τιμή η οποία εφαρμόζεται στην είσοδο \widehat{V}_N χωρίς να μεταβάλλει την κατάστασή της κατά τις χρονικές στιγμές που έπονται, όπως φαίνεται αναλυτικά στο Σχήμα 2.33. Ο δακτύλιος βρίσκεται, επομένως, σε σταθερή κατάσταση και η έναυση ταλαντώσεων είναι αδύνατη.

Αντίθετα, για τον δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών του Σχήματος 2.34, η λογική στάθμη του μηδενός εφαρμοζόμενη στην είσοδο \widehat{V}_N της πρώτης πύλης οδηγεί στην εμφάνιση λογικής μονάδας στην έξοδο V_N της N -στής πύλης του δακτυλίου. Το γεγονός αυτό πυροδοτεί τη μετάβαση της εισόδου \widehat{V}_N της πρώτης πύλης στη λογική μονάδα, η οποία διαδιδόμενη



Σχήμα 2.33: Αδυναμία εκκίνησης ταλαντώσεων σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών NOT



Σχήμα 2.34: Εκκίνηση ταλαντώσεων σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT

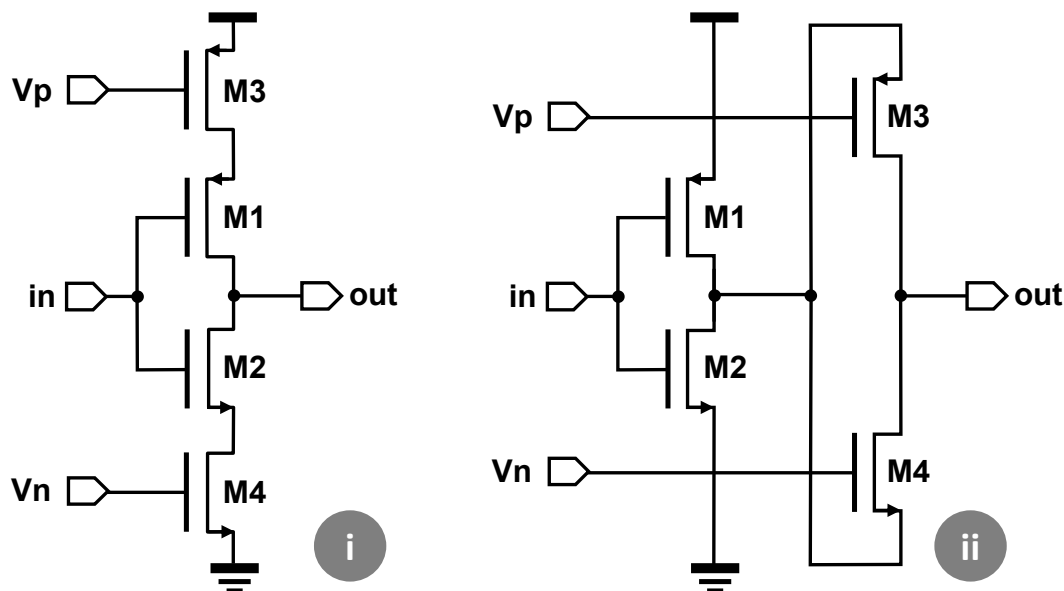
κατά μήκος του δακτυλίου οδηγεί στη μετάβαση του σήματος V_N από τη λογική μονάδα στο λογικό μηδέν, με αποτέλεσμα την εκ νέου μεταβολή της κατάστασης της εισόδου της πρώτης πύλης, κ.ο.κ., όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.34.

Γίνεται, επομένως, φανερό πως σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT είναι δυνατή η έναυση ηλεκτρικών ταλαντώσεων, με συχνότητα που μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια της σχέσης (2.121), όπως έχει ήδη δείχθει.

2.3.5.4 Ταλαντωτής δακτυλίου ελεγχόμενος από τάση

Από τη σχέση (2.121) προκύπτει πως η συχνότητα ταλάντωσης ενός ταλαντωτή δακτυλίου εξαρτάται από την καθυστέρηση διάδοσης T_d του σήματος μέσω κάθε βαθμίδας του δακτυλίου. Επομένως, με τη μεταβολή του χρόνου T_d είναι δυνατή η μεταβολή της συχνότητας του ταλαντωτή. Ο έλεγχος της καθυστέρησης διάδοσης είναι δυνατός με την τροποποίηση της τοπολογίας των βαθμίδων του δακτυλίου, σύμφωνα με το Σχήμα 2.35 στο οποίο παρουσιάζονται δύο τυπικές τεχνικές ελέγχου.

Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 2.35(i) παρουσιάζεται ένας αναστροφέας περιορισμένου ρεύματος (current-starved inverter) ο οποίος προκύπτει από έναν συμβατικό αναστρο-



Σχήμα 2.35: Τοπολογίες βαθμίδων ταλαντωτή δακτυλίου που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τεχνικές ελέγχου της καθυστέρησης διάδοσης

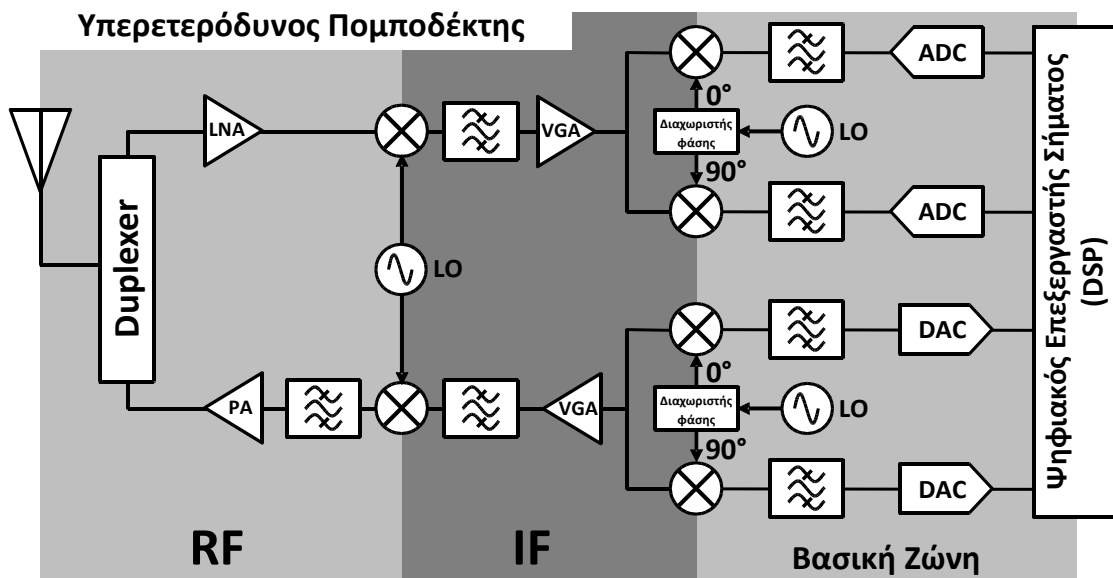
φέα (τρανζίστορ M1 και M2) με την προσθήκη τρανζίστορ περιορισμού του ρεύματος (M3, M4) [19]. Τα τρανζίστορ M3 και M4 χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του ρεύματος φόρτισης/εκφόρτισης της χωρητικότητας της επόμενης βαθμίδας του ταλαντωτή και η λειτουργία τους καθορίζεται από την τιμή των τάσεων ελέγχου V_p και V_n , αντίστοιχα. Όταν τίθενται στον κόρο, λειτουργούν ως πηγές ρεύματος οι οποίες ρυθμίζουν το ρεύμα που είναι διαθέσιμο στην έξοδο του αναστροφέα, στη δε γραμμική περιοχή ισοδυναμούν με αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση.

Μια αντίστοιχη τεχνική, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.35(ii), χρησιμοποιεί μια πρόσθετη πύλη διέλευσης (transmission gate) ανά βαθμίδα, προκειμένου να επιτυγχάνεται η επιθυμητή χρονική καθυστέρηση [20]. Πιο συγκεκριμένα, η πύλη διέλευσης [που σχηματίζεται από τα τρανζίστορ M3 και M4 στο Σχήμα 2.35(ii)] λειτουργεί ως αμφίδρομος διακόπτης, η αντίσταση του οποίου καθορίζεται από την ισοδύναμη αντίσταση των τρανζίστορ της πύλης διέλευσης, τα οποία συνδέονται παράλληλα. Η ρύθμιση της αντίστασης της πύλης εξασφαλίζεται με την εφαρμογή των συμπληρωματικών τάσεων ελέγχου V_p και V_n , καθιστώντας με τον τρόπο αυτό δυνατή τη ρύθμιση του χρόνου καθυστέρησης διάδοσης των βαθμίδων του ταλαντωτή και, τελικά, της συχνότητάς του.

2.4 Αρχιτεκτονικές πομποδεκτών

Το μεγαλύτερο μέρος των δομικών βαθμίδων ενός ασύρματου πομποδέκτη μπορεί στις μέρες μας να ενσωματωθεί σε ένα “σύστημα σε ολοκληρωμένο” (system on chip, SoC) [10]. Απαραίτητη προϋπόθεση είναι η υλοποίηση όλων των βαθμίδων στην ίδια τεχνολογία (συνήθως CMOS). Προς το παρόν, τα στοιχεία που δεν είναι δυνατόν να ολοκληρωθούν σε ένα SoC είναι η κεραία και ο ενισχυτής ισχύος. Εναλλακτικά, η κατασκευή ενός συστήματος RF μπορεί να γίνει με τη μορφή ενός “συστήματος σε συσκευασία” (system in package, SiP), όπου ένας αριθμός ολοκληρωμένων (chips) ή/και SoCs περιλαμβάνεται σε μια ενιαία συσκευασία [21]. Η διασύνδεση των επιμέρους στοιχείων της συσκευασίας (chips, SoCs) είναι δυνατόν να εξασφαλίζεται μέσω κοινού υποστρώματος ημιαγωγού.

Συνοψίζοντας, ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα RF μπορεί να αποτελείται από τα εξής διακριτά μέρη: την κεραία, τον ενισχυτή ισχύος και SoCs (ενδεχομένως σε ένα ενιαίο SiP) τα



Σχήμα 2.36: Διάγραμμα υπερτερόδυνου πομποδέκτη

οποία περιλαμβάνουν τα ψηφιακά και τα μικτού σήματος (mixed-signal) κυκλώματα [π.χ. ψηφιακό επεξεργαστή σήματος - digital signal processor (DSP), μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό - analog to digital converter (ADC), μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό - digital to analog converter (DAC)], τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, μίκτες, φίλτρα, κ.λπ.

Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζονται οι συνηθέστερες αρχιτεκτονικές ασύρματων πομποδεκτών υψηλών συχνοτήτων.

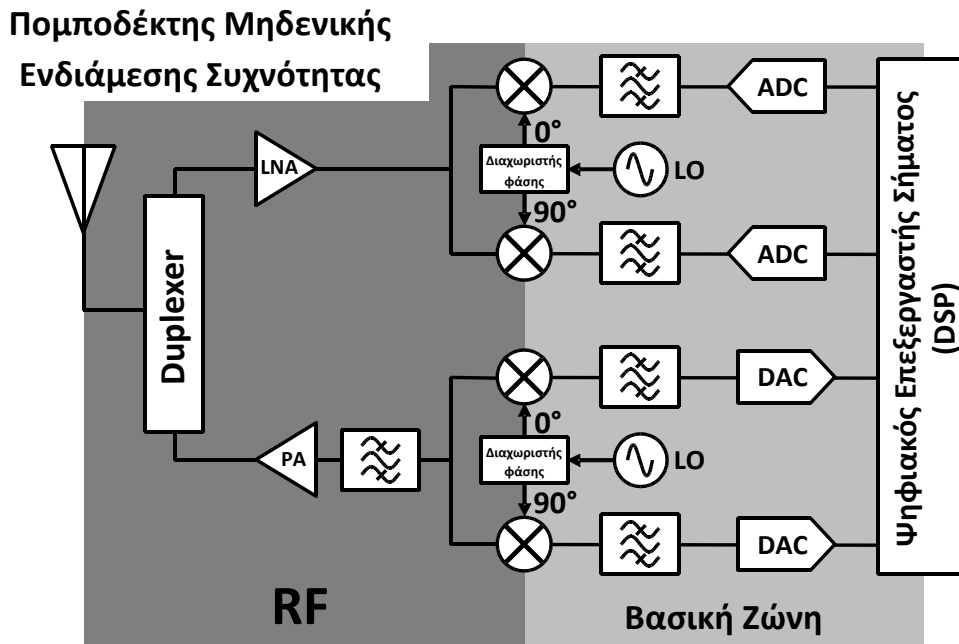
2.4.1 Υπερετερόδυνος πομποδέκτης

Αν και σε χρήση για περίπου εκατό χρόνια, ο υπερτερόδυνος (superheterodyne) πομποδέκτης εξακολουθεί να βρίσκει ευρύτατη εφαρμογή στα σύγχρονα ασύρματα συστήματα λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων του [22].

Η λειτουργία ενός υπερτερόδυνου πομποδέκτη, απλοποιημένο διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.36, αποσκοπεί στον συμβιβασμό μεταξύ του βαθμού απόρριψης ειδώλου και των παρεμβολών γειτονικών καναλιών. Για το σκοπό αυτό η μεταλλαγή του διαμορφωμένου σήματος σε σήμα βασικής ζώνης (baseband) πραγματοποιείται σε δύο φάσεις μίξης. Η πρώτη οδηγεί σε ένα σήμα ενδιάμεσης συχνότητας (intermediate frequency, IF) και η δεύτερη στο ωφέλιμο σήμα βασικής ζώνης. Αν η ενδιάμεση συχνότητα επιλεγεί υψηλή, οι παρεμβολές των παρακείμενων καναλιών διατηρούν ανεπιθύμητα υψηλή ισχύ, παρά την ικανοποιητική απόρριψη του ειδώλου. Αν, αντίθετα, η ενδιάμεση συχνότητα επιλεγεί χαμηλή, τότε η ισχύς των παρεμβολών υφίσταται σημαντική εξασθένιση, οι συχνότητες ειδώλου, ωστόσο, δεν απορρίπτονται εξίσου ικανοποιητικά [23].

2.4.2 Πομποδέκτης μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας

Ο πομποδέκτης μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας (zero IF), απλοποιημένο διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.37, αντιμετωπίζει πιο αποτελεσματικά το πρόβλημα της απόρριψης του σήματος ειδώλου. Οι δέκτες αυτού του τύπου μετατρέπουν το σήμα ραδιοσυχνότητας σε σήμα βασικής ζώνης σε μία και μοναδική φάση. Παρά τις



Σχήμα 2.37: Διάγραμμα πομποδέκτη μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας

καλύτερες επιδόσεις τους ως προς την απόρριψη ειδώλου, οι πομποδέκτες μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας μειονεκτούν ως προς την παραμόρφωση που εισάγουν, εξαιτίας της εμφάνισης προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης τάξης. Ένα ακόμη σημαντικό μειονέκτημα αυτού του τύπου πομποδεκτών είναι η διατροφοδότηση (feed-through) του σήματος τοπικού ταλαντωτή (LO) προς τη θύρα RF του μίκτη.

3. ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

3.1 Γενικά

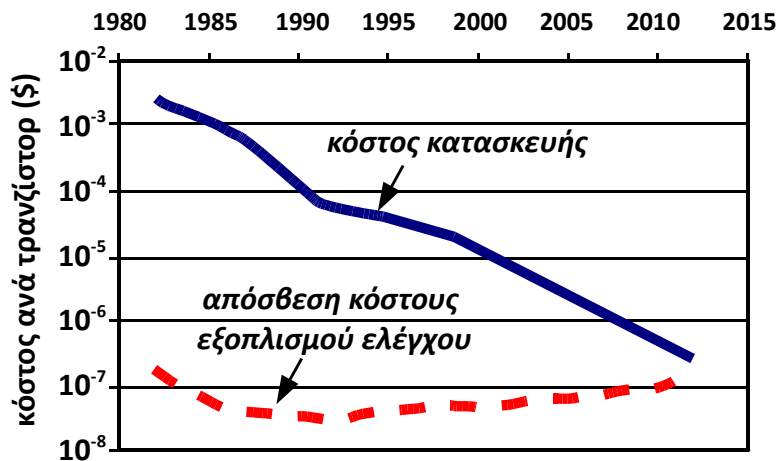
Παρά την ευρεία διάδοση των κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων (RF) εδώ και πολλές δεκαετίες, η ανάγκη της βιομηχανίας για τη μαζική παραγωγή χαμηλού κόστους ολοκληρωμένων κυκλωμάτων RF (RF integrated circuits, RFICs) έγινε επιτακτική μετά τη δεκαετία του 1990, με την έκρηξη στην αγορά των ασύρματων προσωπικών τηλεπικοινωνιών [24]. Η πολυπλοκότητα και ο βαθμός ολοκλήρωσης των σημερινών προϊόντων ασύρματης επικοινωνίας αυξάνεται διαρκώς, με συνέπεια το κόστος ελέγχου ορθής λειτουργίας των RFICs να αποτελεί καθοριστικό παράγοντα για το περιθώριο κέρδους.

Για τον έλεγχο των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων χρησιμοποιείται αυτόματος εξοπλισμός ελέγχου (automatic test equipment, ATE), το κόστος του οποίου αυξάνεται σημαντικά με την προσθήκη δυνατοτήτων ελέγχου κυκλωμάτων RF. Επιπλέον, το κόστος του εξοπλισμού ελέγχου των κυκλωμάτων RF είναι σχετικά υψηλό, η δε απόσβεσή του φαίνεται να παραμένει αναντίστοιχη προς τη μείωση του συνολικού κόστους κατασκευής, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.1. Σε ορισμένες περιπτώσεις, το κόστος απόσβεσης του εξοπλισμού ελέγχου μπορεί να ανέλθει στο 70% του συνολικού κόστους κατασκευής [25].

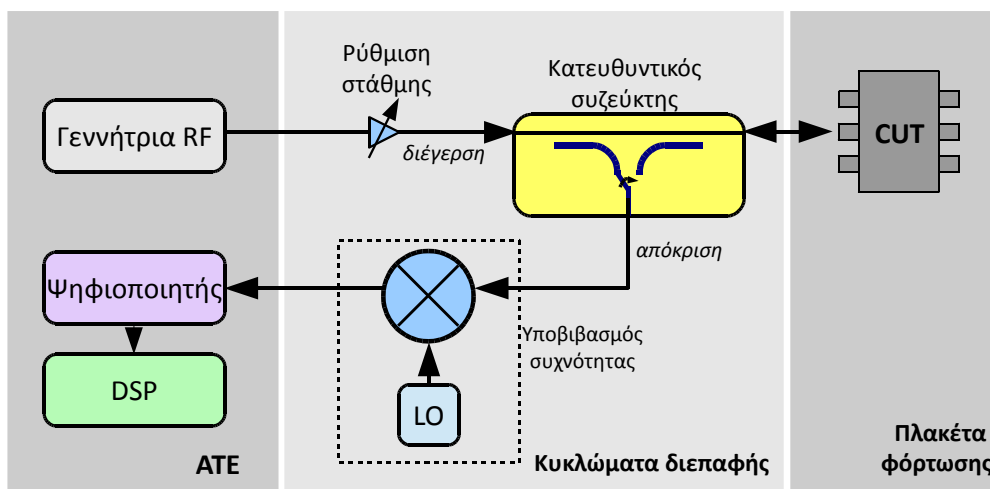
Στο Σχήμα 3.2 παρουσιάζεται τυπική διάταξη που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο ορθής λειτουργίας κυκλωμάτων RF. Όπως θα εξηγηθεί αναλυτικότερα στα επόμενα, σκοπός του ελέγχου είναι η άμεση μέτρηση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος και ο χαρακτηρισμός του ως αποδεκτού, ή μη, με βάση τις προδιαγραφές. Για το σκοπό αυτό, ο εξοπλισμός ATE περιλαμβάνει γεννήτριες σημάτων RF οι οποίες παρέχουν στο υπό έλεγχο κύκλωμα (circuit under test, CUT) τα απαραίτητα σήματα διέγερσης, και ψηφιοποιητές (digitizers) οι οποίοι ψηφιοποιούν την αντίστοιχη απόκριση του κυκλώματος προκειμένου να γίνει επεξεργασία της από τον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (digital signal processor, DSP) του συστήματος ATE. Να σημειωθεί πως, πριν την ψηφιοποίησή της, η υψηλή συχνότητα απόκρισης του κυκλώματος υποβιβάζεται – με τη διαδικασία της μίξης – στην περιοχή συχνοτήτων στην οποία λειτουργούν οι ψηφιοποιητές.

Η πολυπλοκότητα και το κόστος ενός ATE αυξάνουν, αφενός, από την απαίτηση της κάλυψης μεγάλης περιοχής συχνοτήτων και, αφετέρου, από τη φύση των μετρούμενων αποκρίσεων (οι οποίες περιέχουν συνήθως μία κύρια συχνότητα μεγάλης ισχύος και αρκετούς τόνους μικρότερης ισχύος πολύ κοντά στην κύρια συχνότητα), γεγονός που επιβάλλει την απαίτηση για υψηλή διακριτική ικανότητα. Επιπλέον, η μεγάλη ευαισθησία του CUT στον ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο των γειτονικών του διατάξεων απαιτεί προσεκτική σχεδίαση του ATE και των κυκλωμάτων διεπαφής (interface circuitry), ενώ καθιστά δύσκολο τον παράλληλο έλεγχο των κυκλωμάτων RF. Όσον αφορά τις γεννήτριες RF σήματος, αυτές θα πρέπει να διαθέτουν τη δυνατότητα παραγωγής μεγάλου εύρους συχνοτήτων και να έχουν μικρό θόρυβο φάσης (phase noise).

Αναλυτικότερη περιγραφή των συμβατικών μεθόδων ελέγχου των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων RF θα παρατεθεί στις παραγράφους που ακολουθούν. Επιπλέον, θα παρουσιαστούν οι κυριότερες μεθοδολογίες εναλλακτικού ελέγχου οι οποίες έχουν προταθεί με στόχο την αναζήτηση τρόπων μείωσης του κόστους του συμβατικού ελέγχου.



Σχήμα 3.1: Σχέση κόστους κατασκευής ολοκληρωμένου κυκλώματος και απόσβεσης κόστους του εξοπλισμού ελέγχου [25]



Σχήμα 3.2: Απλουστευμένο διάγραμμα βαθμίδων τυπικής διάταξης για τον έλεγχο κυκλωμάτων RF [24]

3.2 Ορισμοί

3.2.1 Ελαττώματα και σφάλματα

Ελάττωμα (defect) ονομάζουμε το αποτέλεσμα μιας κατασκευαστικής ατέλειας ή βλάβης σε ένα κύκλωμα η οποία προκαλεί είτε την αλλοίωση της τοπολογίας του [οπότε αναφερόμαστε σε ελαττώματα δομής (structural defects), π.χ. βραχυκυκλώματα (shorts), ανοιχτοκυκλώματα (opens) ή γεφυρώματα (bridgings)] είτε την ακραία απόκλιση μιας ή περισσότερων παραμέτρων του κυκλώματος από τις ονομαστικές τους τιμές [οπότε αναφερόμαστε σε παραμετρικά ελαττώματα (parametric defects)].

Παραδοσιακά, με τον όρο ‘ελάττωμα’ αναφερόμαστε στα τυχαία σημειακά ελαττώματα (spot defects) [26]. Γενικά, η εμφάνιση ελαττωμάτων οφείλεται στις τοπικές διακυμάνσεις διεργασίας (process variations), όπως π.χ. μεταβολές του μήκους καναλιού ή της τάσης κατωφλίου των τρανζίστορ, και σε τοπικές ατέλειες (local imperfections) τυχαίας μορφής, όπως ωμικά γεφυρώματα μεταξύ γραμμών μετάλλου [27].

Ο όρος *σφάλμα* αφορά τη μοντελοποίηση των ελαττωμάτων ώστε να περιγράψουμε την επίδρασή τους στη λειτουργία ενός κυκλώματος. Διακρίνονται σε *καταστροφικά* (catastrophic), τα οποία αντιστοιχούν σε αδυναμία του κυκλώματος να ανταποκριθεί στην επι-

θυμητή λειτουργικότητα, και σε *παραμετρικά* (parametric), όπου το κύκλωμα διατηρεί μεν την επιθυμητή λειτουργικότητα αλλά με υποβαθμισμένες επιδόσεις. Ένα καταστροφικό σφάλμα σε έναν ενισχυτή θα μπορούσε, π.χ., να στερήσει από το κύκλωμα παντελώς τη δυνατότητα ενίσχυσης, ενώ ένα παραμετρικό σφάλμα θα το οδηγούσε στην εμφάνιση απολαβής μικρότερης από την αναμενόμενη.

3.2.2 Προδιαγραφές

Οι *προδιαγραφές* (specifications) αποτελούν το σύνολο των περιορισμών που επιβάλλονται στις παραμέτρους λειτουργίας ενός κυκλώματος (π.χ. τάση τροφοδοσίας, θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας, κ.λπ.) καθώς και των απαιτήσεων οι οποίες καθορίζουν τις αποδεκτές περιοχές τιμών των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος οι οποίες μας ενδιαφέρουν (π.χ. την αποδεκτή απόκλιση της απολαβής ενός ενισχυτή από την ονομαστική της τιμή).

3.2.3 Έλεγχος ορθής λειτουργίας

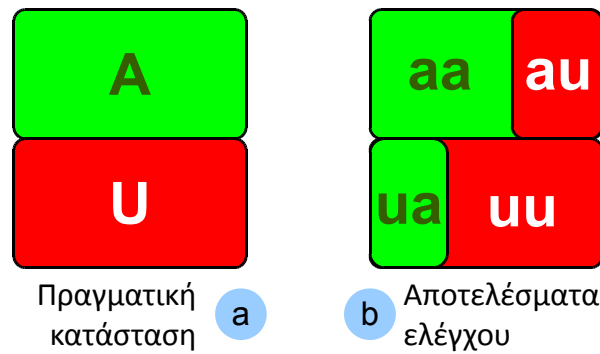
Με τον όρο *έλεγχος ορθής λειτουργίας* [ή απλά *έλεγχος* (test)] εννοούμε τη διαδικασία η οποία έπεται της σχεδίασης και της κατασκευής ενός κυκλώματος και η οποία αποσκοπεί στο να διαπιστωθεί εάν το κύκλωμα είναι ελεύθερο κατασκευαστικών ελαττωμάτων και, τελικά, εάν είναι αποδεκτό ή όχι. Ο έλεγχος ορθής λειτουργίας δεν θα πρέπει να συγχέεται με την επαλήθευση (verification), σκοπός της οποίας είναι ο έλεγχος της ορθότητας της σχεδίασης.

3.2.4 Σφάλματα ταξινόμησης

Είτε λόγω ενδογενών αδυναμιών, είτε εξαιτίας των περιορισμών του χρησιμοποιούμενου εξοπλισμού (με τη μορφή ATE ή/και ενσωματωμένων κυκλωμάτων ελέγχου), σε όλες τις μεθοδολογίες ελέγχου ορθής λειτουργίας υπεισέρχονται σφάλματα. Ας θεωρήσουμε ένα δείγμα αποδεκτών (A) και μη αποδεκτών (U) κυκλωμάτων, όπως απεικονίζονται στο Σχήμα 3.3(a), τα οποία υπόκεινται σε έλεγχο ορθής λειτουργίας. Μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας ελέγχου, τα κυκλώματα μπορούν να ταξινομηθούν – σύμφωνα και με το Σχήμα 3.3(b) – ως εξής:

- **aa**: *αποδεκτά* κυκλώματα για τα οποία η διαδικασία ελέγχου αποφαίνεται πως είναι *αποδεκτά*.
- **au**: *αποδεκτά* κυκλώματα για τα οποία η διαδικασία ελέγχου αποφαίνεται πως είναι *μη αποδεκτά*.
- **ua**: *μη αποδεκτά* κυκλώματα για τα οποία η διαδικασία ελέγχου αποφαίνεται πως είναι *αποδεκτά*.
- **uu**: *μη αποδεκτά* κυκλώματα για τα οποία η διαδικασία ελέγχου αποφαίνεται πως είναι *μη αποδεκτά*.

Είναι φανερό πως κυκλώματα των κατηγοριών au και ua αντιστοιχούν σε σφάλματα ταξινόμησης, μιας και η απόφαση της διαδικασίας ελέγχου των κυκλωμάτων αυτών είναι εσφαλμένη. Για τα μεν κυκλώματα της κατηγορίας ua, η ύπαρξη μη ανιχνεύσιμων ελαττωμάτων επιτρέπει να παρεισφρύσουν στο σύνολο των κυκλωμάτων που περνούν τον έλεγχο και κυκλώματα τα οποία είναι μη αποδεκτά, με τον κίνδυνο να διατεθεί στην αγορά



Σχήμα 3.3: Ταξινόμηση κυκλωμάτων με βάση την απόκρισή τους στον έλεγχο ορθής λειτουργίας

ένα σύστημα που αδυνατεί να ικανοποιήσει τις τεθείσες προδιαγραφές. Για τα κυκλώματα της κατηγορίας *au*, δεν διακυβεύεται μεν η αξιοπιστία του κατασκευαστή, ωστόσο μειώνεται η απόδοση παραγωγής καθώς ένας αριθμός αποδεκτών κυκλωμάτων απορρίπτεται άσκοπα, με αρνητική επίπτωση στο κόστος του τελικού προϊόντος.

3.2.4.1 Επίπεδο ελαττωμάτων

Ως *επίπεδο ελαττωμάτων* (defect level) ορίζεται το μέγεθος που υπολογίζεται από τη σχέση:

$$DL = \frac{\#ua}{\#aa + \#ua}, \quad (3.1)$$

και περιγράφει το κλάσμα των μη αποδεκτών κυκλωμάτων που διαφεύγουν της διαδικασίας ανίχνευσης προς το σύνολο των κυκλωμάτων για τα οποία η έκβαση του ελέγχου είναι επιτυχής. Είναι φανερό πως η τιμή του επιπέδου ελαττωμάτων επιδιώκεται να είναι όσο το δυνατό πιο μικρή.

3.2.4.2 Απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης

Ως *κατασκευαστική απόδοση* (yield) ορίζουμε το μέγεθος που υπολογίζεται από τη σχέση (βλπ και Σχήμα 3.3(a)):

$$Y = \frac{\#A}{\#A + \#U}, \quad (3.2)$$

και αντιστοιχεί στο κλάσμα των αποδεκτών κυκλωμάτων που αποδίδονται από έναν κύκλο παραγωγής προς το σύνολο των κατασκευαζόμενων κυκλωμάτων [28]. Είναι φανερό πως επιδιώκουμε τη μεγαλύτερη δυνατή τιμή απόδοσης.

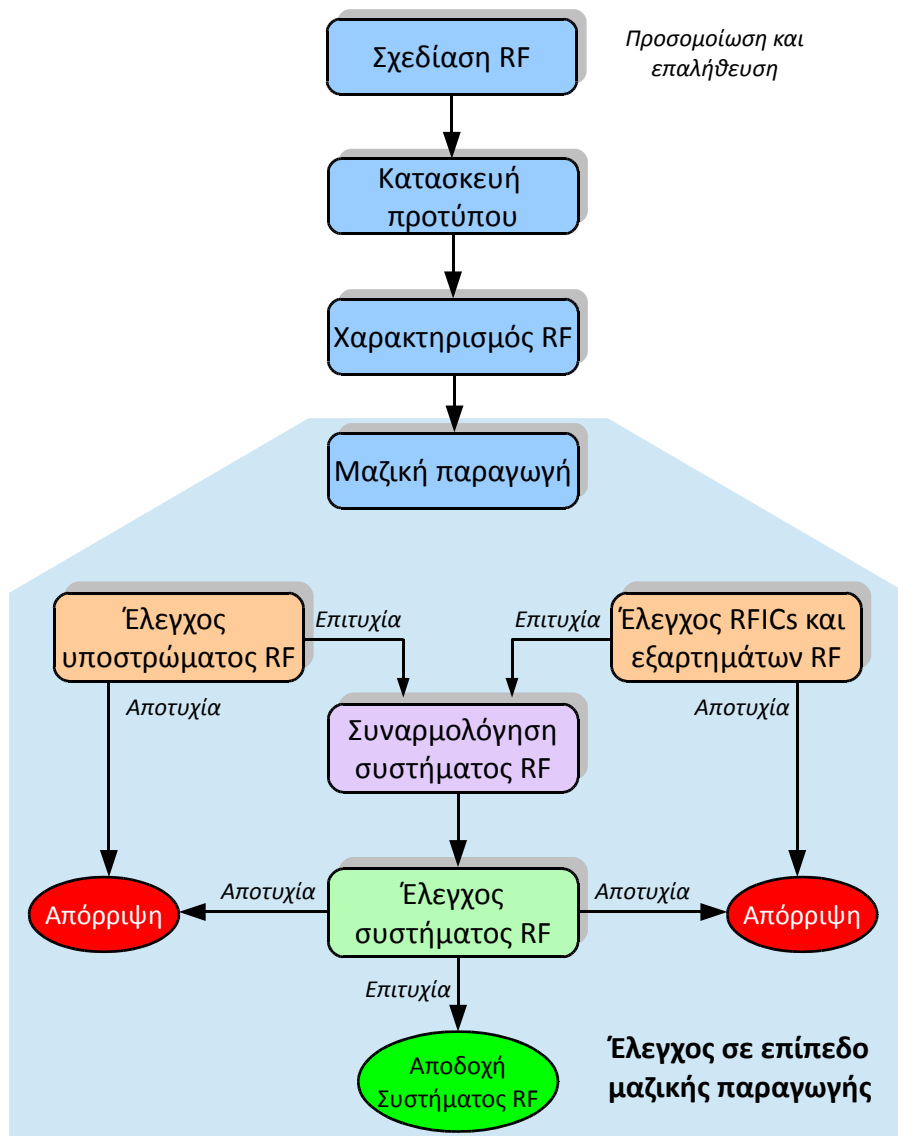
Στην περίπτωση που, λόγω σφαλμάτων κατά τη διαδικασία ελέγχου, ένας αριθμός *#au* (*#au < A*) αποδεκτών κυκλωμάτων ταξινομούνται ως μη αποδεκτά, τότε η κατασκευαστική απόδοση υποβαθμίζεται στην τιμή

$$Y' = \frac{\#aa}{\#A + \#U} < Y, \quad (3.3)$$

οπότε αναφερόμαστε σε απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης (yield loss).

3.3 Ο έλεγχος στα διάφορα στάδια κατασκευής ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος

Υπάρχουν δύο μορφές ελέγχου ορθής λειτουργίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων: ο έλεγχος στο στάδιο του προτύπου (prototype testing) και ο έλεγχος στο στάδιο της παρα-



Σχήμα 3.4: Τυπική ροή παραγωγής συστημάτων RF SoC ή SiP [29]

γωγής (production testing).

Στο Σχήμα 3.4 παρουσιάζεται η τυπική ροή παραγωγής ενός συστήματος RF, που αναφέρεται σε συστήματα SoC ή SiP, στο οποίο φαίνονται τα διαφορετικά στάδια ελέγχου από τα οποία διέρχονται τα ολοκληρωμένα κυκλώματα RF μέχρι την τελική αποδοχή ή την απόρριψη του συστήματος.

3.3.1 Έλεγχος στο στάδιο του προτύπου

Ο έλεγχος στο στάδιο του προτύπου διενεργείται με τη λήψη μετρήσεων από πρότυπα του συστήματος και έχει ως σκοπό την επαλήθευση της κατασκευασιμότητάς του (manufacturability) και τη δοκιμή του προγράμματος ελέγχου (test program). Κατά τη διάρκεια του σταδίου χαρακτηρισμού πραγματοποιούνται ενδελεχείς έλεγχοι σε έναν μικρό αριθμό διατάξεων, οι οποίοι συχνά συνοδεύονται από διάγνωση σφαλμάτων (fault diagnosis)^{3.1}.

^{3.1} Η διαδικασία εντοπισμού των κατασκευαστικών ελαττωμάτων και των γενεσιουργών αιτιών τους ονομάζεται διάγνωση σφαλμάτων (fault diagnosis), διάγνωση ελαττωμάτων (defect diagnosis) ή απομόνωση σφαλμάτων (fault isolation). Η κυριότερη εφαρμογή της διάγνωσης σφαλμάτων αφορά την ανάπτυξη τεχνικών βελτίωσης της κατασκευαστικής απόδοσης (yield) [28].

Παρόλο που οι έλεγχοι αυτοί είναι πολύ πιο διεξοδικοί σε σχέση με τους ελέγχους στο στάδιο της παραγωγής, ο χρόνος ελέγχου και το συνεπαγόμενο κόστος δεν αποτελούν περιορισμό, αφού πρόκειται μόνο για αρχική επιβάρυνση, η απόσβεση της οποίας είναι εύκολη. Ο έλεγχος στο στάδιο του χαρακτηρισμού διενεργείται με τη βοήθεια του αυτόματου εξοπλισμού ελέγχου (ATE) ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί και στον έλεγχο στο στάδιο της παραγωγής, αλλά και με συμπληρωματικό εργαστηριακό εξοπλισμό [10].

3.3.2 Έλεγχος στο στάδιο της παραγωγής

Ο έλεγχος στο στάδιο της παραγωγής εφαρμόζεται σε όλες τις κατασκευαζόμενες διατάξεις. Σκοπός του είναι η μεγιστοποίηση της ποιότητας μέσω της μείωσης του επιπέδου απωλειών [30, 31]. Στο στάδιο αυτό, η χρονική διάρκεια και το κόστος ελέγχου αποτελούν κρίσιμους παράγοντες, εξαιτίας της μαζικότητας των ελέγχων που διενεργούνται. Για τις συμβατικές μεθόδους ελέγχου που θα περιγραφούν στις ενότητες που ακολουθούν, τρέχουσες τυπικές τιμές για τη χρονική διάρκεια και το κόστος ελέγχου ανά διάταξη είναι της τάξης του 1–2 s και 3–5 cents, αντίστοιχα [10, 32].

3.4 Συμβατικές μέθοδοι ελέγχου

Οι συμβατικοί λειτουργικοί έλεγχοι (functional tests) συνίστανται στην άμεση μέτρηση των χαρακτηριστικών επίδοσης ενός κυκλώματος RF και στη σύγκρισή τους με τις προδιαγραφές (πιθανά ύστερα από απλή μαθηματική επεξεργασία των μετρήσεων) προκειμένου να διαπιστωθεί αν το υπό έλεγχο κύκλωμα είναι αποδεκτό ή όχι [33]. Τα χαρακτηριστικά επίδοσης των κυκλωμάτων μετρώνται ένα προς ένα με τη χρήση αυτόματου εξοπλισμού ελέγχου (ATE). Παρόλο που οι μετρήσεις αυτές είναι σχετικά απλές, απαιτούν μια ποικιλία πόρων ελέγχου, διαφορετικών για κάθε χαρακτηριστικό επίδοσης, όπως θα δούμε αναλυτικά στις επόμενες υποπαραγράφους. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με τους μακρούς χρόνους διεξαγωγής των ελέγχων, αυξάνει το συνολικό κατασκευαστικό κόστος.

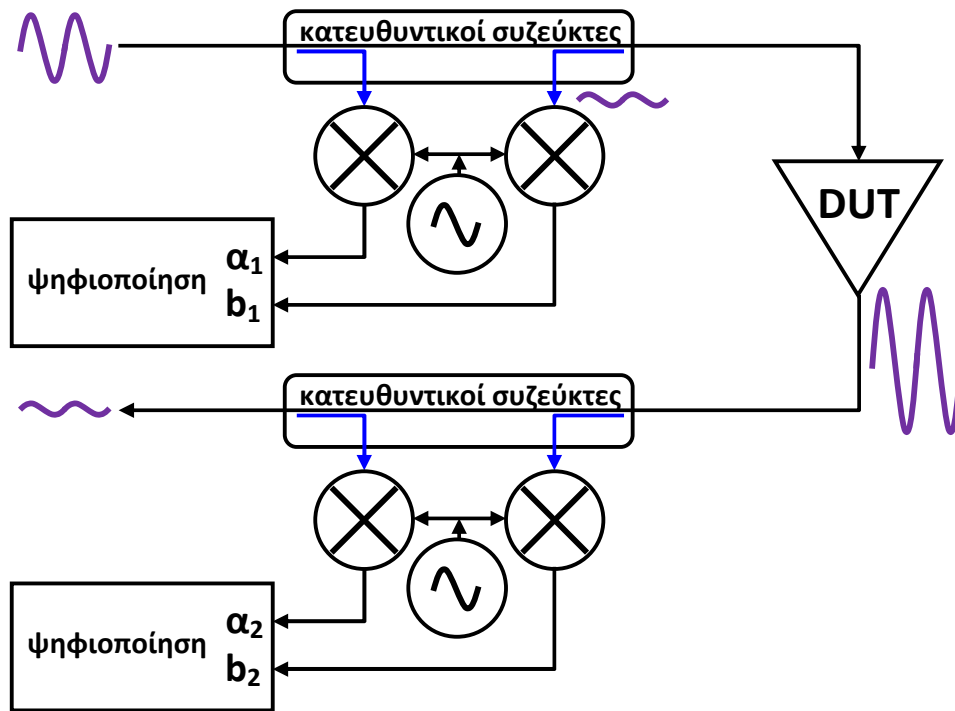
3.4.1 Τεχνικές μέτρησης χαρακτηριστικών επίδοσης

Κατά τη διάρκεια των συμβατικών λειτουργικών ελέγχων λαμβάνονται μετρήσεις βασικών χαρακτηριστικών επίδοσης (π.χ. S-παραμέτρων, απολαβής, συχνότητας, ισχύος, κ.λπ.), μετρήσεις παραμόρφωσης, γραμμικότητας και θορύβου. Στις παραγράφους που ακολουθούν θα περιγράψουμε συνοπτικά τυπικές συμβατικές μεθόδους μέτρησης κρίσιμων χαρακτηριστικών επίδοσης, με έμφαση στην απολαβή (G), στο σημείο συμπίεσης 1dB (1dB-CP) και στο σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3), τα οποία αποτέλεσαν αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής.

3.4.1.1 Μέτρηση S-παραμέτρων

Στο Σχήμα 3.5 παρουσιάζεται τυπική διάταξη για τη μέτρηση των S-παραμέτρων μιας υπό έλεγχο διάταξης (device under test, DUT) υψηλών συχνοτήτων. Γενικά, ο έλεγχος των S-παραμέτρων απαιτεί την ακριβή μέτρηση δύο διαφορετικών επιπέδων ισχύος. Για την περίπτωση, π.χ., των παραμέτρων S_{11} και S_{22} , τα δύο αυτά επίπεδα ισχύος αντιστοιχούν στο προσπίπτον και στο ανακλώμενο κύμα. Για το διαχωρισμό των προσπιπτόντων από τα ανακλώμενα κύματα γίνεται χρήση κατευθυντικών συζευκτών, η κατευθυντικότητα^{3.2}

^{3.2}Για τον ορισμό της κατευθυντικότητας ενός συζεύκτη, βλπ Παράρτημα II.



Σχήμα 3.5: Τυπική διάταξη για τη μέτρηση των S-παραμέτρων

(directivity) των οποίων καθορίζει την ακρίβεια της μέτρησης. Αυτό συμβαίνει επειδή η ισχύς που προσπίπτει στο DUT είναι πολύ μεγαλύτερη της ανακλώμενης ισχύος, με αποτέλεσμα διαρροές της προσπίπτουσας ισχύος προς τη διαδρομή επιστροφής προς το σύστημα ελέγχου να ενέχουν τον κίνδυνο επικάλυψης (masking) του ανακλώμενου σήματος. Επιπλέον, κατά τη μέτρηση των S-παραμέτρων θα πρέπει να λαμβάνεται ιδιαίτερη φροντίδα για την προσαρμογή των κυκλωμάτων που συμμετέχουν στη μέτρηση, ώστε να αποφεύγονται ανεπιθύμητες απώλειες και ανακλάσεις σήματος [34].

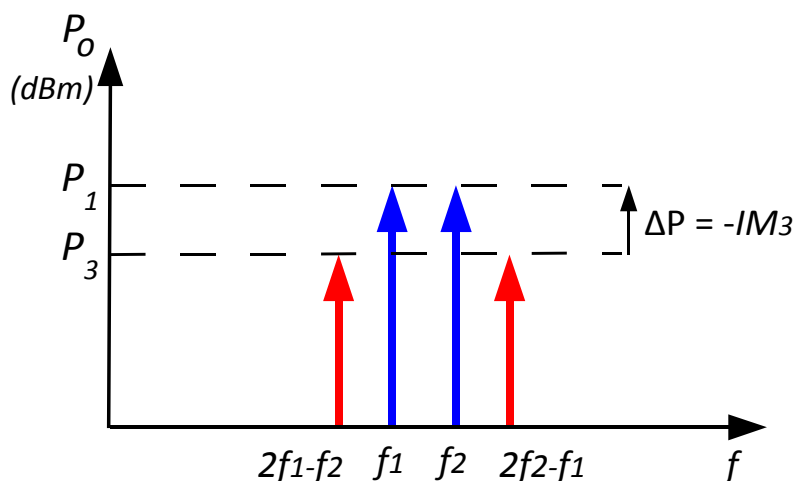
Η ψηφιοποίηση των σημάτων RF πραγματοποιείται αφού προηγηθεί κατάλληλος υποβιβασμός της συχνότητάς τους, σε τιμές αντίστοιχες των συχνοτήτων που μπορούν να υποδεχθούν οι ψηφιοποιητές. Η επεξεργασία των ψηφιοποιημένων σημάτων γίνεται σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) ο οποίος αναλαμβάνει το μετασχηματισμό της πληροφορίας από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας. Ο ίδιος επεξεργαστής χρησιμοποιείται για την ανάλυση του αντίστοιχου φάσματος και για τον υπολογισμό των τιμών των προσπίπτουσών και των ανακλώμενων ισχύων, από τις οποίες, τελικά, υπολογίζονται οι S-παραμέτροι του DUT [24, 35].

3.4.1.2 Μέτρηση απολαβής

Δεδομένου ότι η απολαβή ταυτίζεται με την παράμετρο S_{21} , η μέτρησή της ακολουθεί τη διαδικασία που περιγράφηκε προηγούμενα. Προκειμένου να διερευνηθεί η σταθερότητά της στην περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας του υπό έλεγχο κυκλώματος, οι μετρήσεις μπορούν να επαναληφθούν για διαφορετικές τιμές συχνότητας εντός του εύρους αυτού.

3.4.1.3 Μέτρηση 1dB-CP

Για τον υπολογισμό του σημείου συμπίεσης 1dB λαμβάνονται μετρήσεις της απολαβής στην γραμμική περιοχή του DUT. Ακολουθεί παρέκταση (extrapolation) των τιμών αυτών σε υψηλότερες στάθμες ισχύος. Με βάση τις παρεκτεταμένες τιμές απολαβής η μέτρηση



Σχήμα 3.6: Αρχή μέτρησης του IP3

συνεχίζεται με τη βαθμιαία αύξηση της ισχύος εισόδου, μέχρις ότου η διαφορά μεταξύ της παραεκτεταμένης και της μετρούμενης απολαβής βρεθεί ίση με 1dB.

3.4.1.4 Μέτρηση IP3

Πρόκειται για την πιο χρονοβόρα μέτρηση, η οποία και καθορίζει τον συνολικό χρόνο του ελέγχου. Πραγματοποιείται με τον έλεγχο των δύο τόνων (two-tone test) ως εξής: Στην είσοδο του DUT εφαρμόζονται δύο σήματα ίσου πλάτους με συχνότητες f_1 και f_2 , όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.6, η ισχύς (P_{in}) των οποίων ρυθμίζεται κατάλληλα ώστε τα παραγόμενα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης $2f_1 - f_2$ και $2f_2 - f_1$ να έχουν ισχύ αρκετά μεγαλύτερη του κατωφλίου θορύβου (noise floor) του συστήματος μέτρησης (π.χ. του αναλυτή φάσματος). Η τιμή του IP3 μπορεί να υπολογιστεί με βάση τις τιμές της θεμελιώδους ισχύος εξόδου (P_1) και της ισχύος εξόδου των προϊόντων τρίτης τάξης (P_3) σύμφωνα με τις ακόλουθες σχέσεις, οι οποίες προκύπτουν με βάση την ανάλυση που παρατέθηκε στην παράγραφο 2.2.2.3 [σχέσεις (2.17), (2.18) και (2.22)]:

$$OIP3 = P_1 + \frac{P_1 - P_3}{2} \quad (3.4)$$

$$IIP3 = P_{in} + \frac{P_1 - P_3}{2} = OIP3 - G \quad (3.5)$$

Για την από κοινού μέτρηση των πολύ μικρής ισχύος προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και των μεγάλης ισχύος τόνων ελέγχου, το σύστημα μέτρησης θα πρέπει να διαθέτει ευρεία δυναμική περιοχή. Στην περίπτωση αναλυτή φάσματος, το κατώτατο όριο της δυναμικής περιοχής περιορίζεται από την ευαισθησία (sensitivity) του οργάνου ή το κατώφλι θορύβου του, ενώ το ανώτατο όριο περιορίζεται από τη μέγιστη τιμή σήματος εισόδου πέραν της οποίας τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης επικαλύπτονται από την παραμόρφωση που παράγεται από το ίδιο το όργανο. Επομένως, η ισχύς των τόνων εισόδου θα πρέπει να διατηρείται όσο το δυνατό μικρότερη, αλλά και αρκετή για την ανάδειξη των προϊόντων τρίτης τάξης. Οι περιορισμοί αυτοί οδηγούν σε αύξηση της χρονικής διάρκειας της μέτρησης και σε υποβάθμιση της ακρίβειάς της.

Πρόσφατα προτάθηκε μέθοδος με την οποία οι χρόνοι διεξαγωγής της μέτρησης του IP3 μειώνονται σημαντικά (κατά έναν παράγοντα της τάξης του 100) με τη μετατροπή των αποκρίσεων RF σε τάσεις DC με τη χρήση φωρατών (detectors) [32]. Με τη συγκεκριμένη

μέθοδο, οι χρόνοι ελέγχου των RF κυκλωμάτων μπορούν να μειωθούν από τιμές της τάξης του 1s σε τιμές της τάξης των 10ms, γεγονός που εξασφαλίζει αξιόλογη περικοπή του αντίστοιχου κόστους ελέγχου.

3.4.2 Αξιολόγηση

Οι συμβατικές μέθοδοι αποτελούν τον πιο αξιόπιστο τρόπο ελέγχου ενός κυκλώματος RF, καθώς προσδιορίζουν με ακρίβεια τις τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσής του. Παρά τις προσπάθειες μείωσης του χρόνου και του κόστους ελέγχου, οι μέθοδοι αυτές εξακολουθούν να αποτελούν καθοριστικό παράγοντα του συνολικού κόστους κατασκευής των κυκλωμάτων [25].

Με την ενσωμάτωση ολοένα και περισσότερων λειτουργιών σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, ανακύπτει σοβαρό πρόβλημα από το γεγονός πως δεν είναι πάντοτε δυνατή η πρόσβαση των ATE στο σύνολο ή σε μέρος των εσωτερικών σημάτων του κυκλώματος, ιδιαίτερα στην περίπτωση συστημάτων σε ένα ολοκληρωμένο (system-on-chip, SoC) ή συστημάτων σε συσκευασία (system-in-package, SiP). Ακόμη κι αν κάποια από τα εσωτερικά σήματα μπορούν να διατεθούν στα ATE, περιορισμοί συχνότητας λόγω της μικρότερης ταχύτητας της διεπαφής εισόδου/εξόδου (I/O interface) ενδέχεται να αποτρέπουν την άμεση παρατήρηση των σημάτων αυτών.

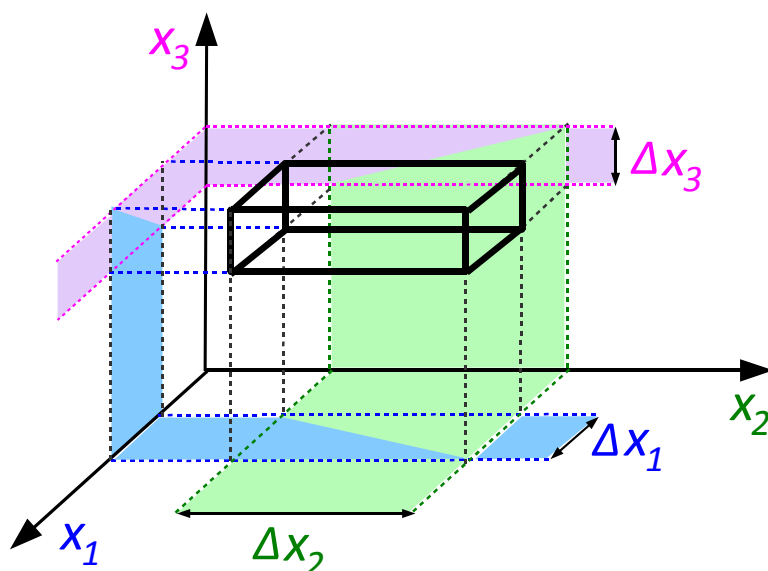
Συμπεραίνουμε, συνεπώς, πως η άμεση μέτρηση των χαρακτηριστικών επίδοσης των βαθμίδων ενσωματωμένων συστημάτων δεν είναι τετριμμένη, και πως η αναζήτηση τρόπων για την αντικατάσταση των συμβατικών ελέγχων γίνεται επιτακτική.

3.5 Έλεγχος προσανατολισμένος στην ανίχνευση ελαττωμάτων

3.5.1 Περιγραφή

Ο προσανατολισμένος στην ανίχνευση ελαττωμάτων έλεγχος (defect-oriented testing, DOT) [36] ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος εστιάζει στον εντοπισμό ελαττωμάτων, υποθέτοντας πως η επίδρασή τους στη λειτουργία του κυκλώματος εκδηλώνεται όχι μόνο με τη μεταβολή απλών παρατηρήσιμων μεγεθών (observables) αλλά και με την αλλοίωση των επιδόσεων του κυκλώματος. Με τον τρόπο αυτό, επιτυγχάνεται η απλοποίηση της διαδικασίας ελέγχου με επακόλουθη μείωση του αντίστοιχου κόστους.

Η αρχή του προσανατολισμένου στην ανίχνευση ελαττωμάτων ελέγχου έχει καθιερωθεί εδώ και αρκετό καιρό. Ο έλεγχος, π.χ., που βασίζεται στην παρατήρηση του ρεύματος ηρεμίας (IDDQ) έχει τύχει ευρύτατης διάδοσης για τον έλεγχο ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τεχνολογίας CMOS [36]. Η συντριπτική πλειοψηφία των τεχνικών DOT, είτε εφαρμόζονται σε ψηφιακά, είτε σε αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, ακολουθούν την αρχή των φίλτρων ελαττωμάτων (defect filters) [37, 38], τα οποία είναι γνωστά και ως φίλτρα αποκρίσεων ή 'υπογραφών' (signature filters) [39], παρόλο που, συχνά, ενδέχεται κανένας από τους δύο όρους να μην αναφέρεται ρητά. Κατασκευασμένα με βάση ένα δείγμα κυκλωμάτων που είναι ελεύθερα από ελαττώματα, τα φίλτρα ελαττωμάτων ορίζουν έναν n-διάστατο υπόχωρο του χώρου των παρατηρήσιμων μεγεθών που συνθέτουν την απόκριση του κυκλώματος. Παράδειγμα τρισδιάστατου φίλτρου ελαττωμάτων απεικονίζεται στο Σχήμα 3.7. Κατασκευάζεται με βάση τρία παρατηρήσιμα μεγέθη x_1 , x_2 και x_3 , οι αποδεκτές τιμές των οποίων αντιστοιχούν στις περιοχές Δx_1 , Δx_2 και Δx_3 , αντίστοιχα. Οι περιοχές αποδεκτών τιμών προκύπτουν από στατιστική ανάλυση μεγάλου αριθμού κυκλωμάτων που είναι ελεύθερα ελαττωμάτων.



Σχήμα 3.7: Αναπαράσταση τρισδιάστατου φίλτρου ελαττωμάτων (οι ζώνες Δx_1 , Δx_2 και Δx_3 αντιπροσωπεύουν τις τιμές των παρατηρήσιμων μεγεθών x_1 , x_2 και x_3 , αντίστοιχα, που ανταποκρίνονται σε αποδεκτά κυκλώματα)

Κυκλώματα που βρίσκονται να αντιστοιχούν σε σημεία εντός του υπόχωρου που ορίζεται από το φίλτρο θεωρούνται ελεύθερα ελαττωμάτων, καθώς προϋποτίθεται πως τα ελαττωματικά κυκλώματα βρίσκονται εκτός του υπόχωρου του φίλτρου.

Τα φίλτρα ελαττωμάτων βρίσκουν εφαρμογή στο πεδίο των ψηφιακών κυκλωμάτων όπου, για παράδειγμα, η τεχνική IDDQ μπορεί να εκμεταλλεύεται τη χρήση είτε μονοδιάστατων, είτε πολυδιάστατων φίλτρων, τα οποία βασίζονται στη μέτρηση μίας τιμής του ρεύματος ηρεμίας (quiescence current) ή πολλαπλών τιμών του που προκύπτουν από την εφαρμογή διαφορετικών διανυσμάτων ελέγχου (test vectors), αντίστοιχα [40].

Στο πεδίο των αναλογικών κυκλωμάτων, ένα μονοδιάστατο φίλτρο με το θεμελιώδες παρατηρήσιμο μέγεθός του να αντιστοιχεί στη χρονική διαφορά μεταξύ δύο σημάτων – που παρέχονται από τα κυκλώματα ελέγχου – παρουσιάζεται στην εργασία [41]. Σε άλλες περιπτώσεις, η διάκριση των ελαττωματικών κυκλωμάτων από εκείνα τα οποία είναι ελεύθερα ελαττωμάτων ενδέχεται να γίνεται με βάση σημεία που βρίσκονται πάνω σε μια επιφάνεια [42] στην οποία ορίζεται μια ‘περιοχή αποδοχής’ (acceptance area) η οποία αντιστοιχεί σε ένα δισδιάστατο φίλτρο ελαττωμάτων.

Η σχεδίαση μιας διαδικασίας ελέγχου προσανατολισμένης στην ανίχνευση ελαττωμάτων απαιτεί πληροφορία για όλα τα πιθανά είδη ελαττωμάτων, και αναμένεται να έχει μεγαλύτερη αποδοτικότητα όταν είναι γνωστές οι πιθανότητες καθενός από αυτά. Η συγκεκριμένη πληροφορία χρησιμεύει στη σύνταξη ενός ‘λεξικού’ ελαττωμάτων (defect dictionary) στο οποίο συμπεριλαμβάνονται όλα τα πιθανά ελαττώματα. Αν η σύνταξη του λεξικού ελαττωμάτων πραγματοποιείται σε επίπεδο κυκλώματος, μπορεί να περιλαμβάνει εκατοντάδες έως και χιλιάδες εγγραφές. Παρόλα αυτά, η πιθανότητα εμφάνισης της πλειοψηφίας των ελαττωμάτων αυτών είναι εξαιρετικά μικρή. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού έχει προταθεί η επαγωγική ανάλυση σφαλμάτων (inductive fault analysis, IFA) [43], η οποία αποσκοπεί στη σύνταξη ρεαλιστικών λεξικών ελαττωμάτων με την αξιοποίηση στοιχείων που αντλούνται από το φυσικό σχέδιο (layout) του κυκλώματος, και επιτυγχάνει δραστηκή μείωση των εγγραφών που περιλαμβάνονται σε ένα λεξικό ελαττωμάτων [44].

3.5.2 Τύποι και μοντέλα ελαττωμάτων

Μία αιτία αστοχίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι οι μεγάλες διακυμάνσεις διεργασίας οι οποίες επηρεάζουν μεγάλα τμήματα της επιφάνειας ενός δισκίου (wafer). Διακυμάνσεις αυτού του τύπου εμφανίζονται κυρίως σε ανώριμες τεχνολογίες και οφείλονται σε αστάθειες των υλικών και των συνθηκών κατασκευής, κακή ευθυγράμμιση των λιθογραφικών μασκών, κ.λπ. [45]. Οι προκαλούμενες αστοχίες μπορούν να εντοπιστούν έγκαιρα με τεχνικές ελέγχου της διεργασίας και, συνεπώς, δεν αποτελούν αντικείμενο των μεθοδολογιών ανίχνευσης ελαττωμάτων τις οποίες εξετάζουμε.

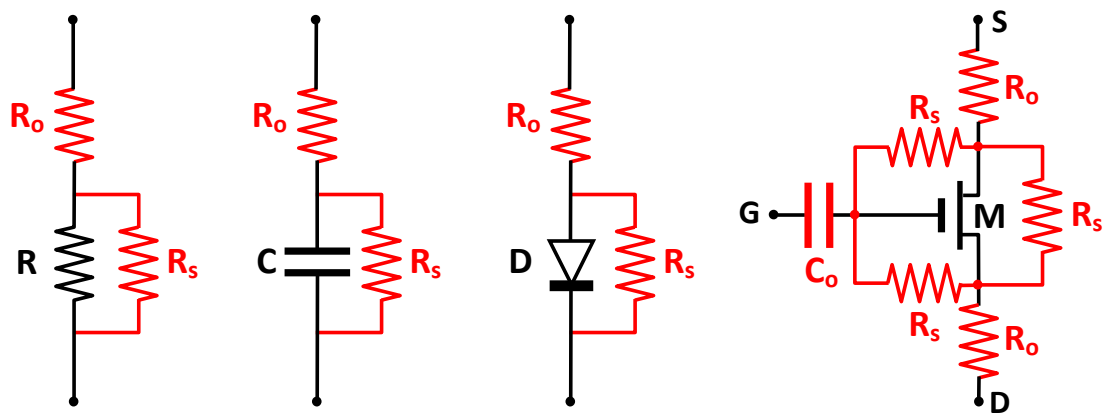
Μια άλλη αιτία αστοχιών αφορά τοπικές διακυμάνσεις διεργασίας, οι οποίες επηρεάζουν τις διατάξεις σε επίπεδο ψηφίδας (die). Διακυμάνσεις αυτής της μορφής μπορούν να οδηγήσουν σε αποκλίσεις παραμέτρων επιμέρους διατάξεων, χωρίς να αλλοιώνουν την τοπολογία του κυκλώματος [46]. Ως παραδείγματα τοπικών διακυμάνσεων διεργασίας μπορούμε να αναφέρουμε μεταβολές στο ενεργό μήκος και εύρος καναλιού ενός MOSFET, διακυμάνσεις της συγκέντρωσης των προσμίξεων, κ.λπ. [47]. Τοπικές διακυμάνσεις μπορούν να προκύψουν και κατά τη διάρκεια του κύκλου ζωής ενός κυκλώματος εξαιτίας φαινομένων γήρανσης, όπως αστάθειας πόλωσης – θερμοκρασίας (bias – temperature instability, BTI) [48], κατάρρευσης διηλεκτρικού (dielectric breakdown) [49], μετανάστευσης ηλεκτρονίων (electromigration) [50], κ.λπ. Οι αστοχίες που οφείλονται σε τοπικές διακυμάνσεις διεργασίας αναφέρονται ως παραμετρικά σφάλματα.

Μια τελευταία αιτία αστοχιών είναι τα σημειακά ελαττώματα (spot defects), που προκαλούνται από σωματίδια ή άλλες αιτίες ‘μόλυνσης’ (contamination) σε οποιοδήποτε στάδιο της κατασκευής. Πρόκειται για ατέλειες που εκδηλώνονται είτε ως έλλειψη είτε ως περίσσεια υλικού σε διάφορα σημεία του κυκλώματος και συχνά περιγράφονται με μοντέλα ανοικτοκυκλωμάτων ή βραχυκυκλωμάτων, αντίστοιχα. Οι συγκεκριμένες ατέλειες προκαλούν αλλοίωση της τοπολογίας του κυκλώματος, και τα αποτελέσματά τους οδηγούν σε καταστροφικά σφάλματα. Τα σημειακά ελαττώματα αποτελούν τον κυριότερο παράγοντα που προκαλεί απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης σε ώριμες διεργασίες κατά τη φάση της μαζικής παραγωγής [51–54], και για το λόγο αυτό θα μας απασχολήσουν ιδιαίτερα στην παρούσα εργασία.

Παρά την ανάπτυξη πολύπλοκων μοντέλων για την περιγραφή των διάφορων ελαττωμάτων φυσικής προέλευσης σε αναλογικά/RF κυκλώματα (όπου οι S-παράμετροι των ελαττωμάτων εξάγονται με τη χρήση ηλεκτρομαγνητικών προσομοιωτών [55]), για την περιγραφή ελαττωμάτων που προκαλούνται από σημειακές ατέλειες χρησιμοποιούνται απλά μοντέλα ανοικτοκυκλωμάτων / βραχυκυκλωμάτων, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.8. Οι σημειακές ατέλειες που προκαλούν βραχυκυκλώματα ή γεφυρώματα μπορούν να προσομοιωθούν με αντιστάσεις (R_s στο Σχήμα 3.8) της τάξης του 1Ω , ενώ τα ανοικτοκυκλώματα με αντιστάσεις της τάξης των $10M\Omega$ (R_o στο Σχήμα 3.8) ή χωρητικότητες (C_o στο Σχήμα 3.8) της τάξης του $1fF$, ανάλογα με το σημείο του κυκλώματος όπου εμφανίζεται η ατέλεια [37, 41, 56–60]. Πρόσφατα, η αυθαίρετη επιλογή τιμών για τις πιο πάνω αντιστάσεις τείνει να αντικατασταθεί από κατανομές πιθανότητας [46, 61], προκειμένου να εξασφαλισθεί μια πιο ακριβής και αξιόπιστη προσέγγιση.

3.5.3 Τεχνικές

Οι προσανατολισμένες στην ανίχνευση ελαττωμάτων τεχνικές ελέγχου τυγχάνουν ευρύτατης διάδοσης στο πεδίο των αναλογικών RF κυκλωμάτων, επιτυγχάνοντας σημαντική μείωση του κόστους με την ενσωμάτωση κυκλωμάτων ελέγχου στο ίδιο το υπό έλεγχο



Σχήμα 3.8: Τυπικά μοντέλα ατελειών βραχυκυκλώματος και ανοικτοκυκλώματος

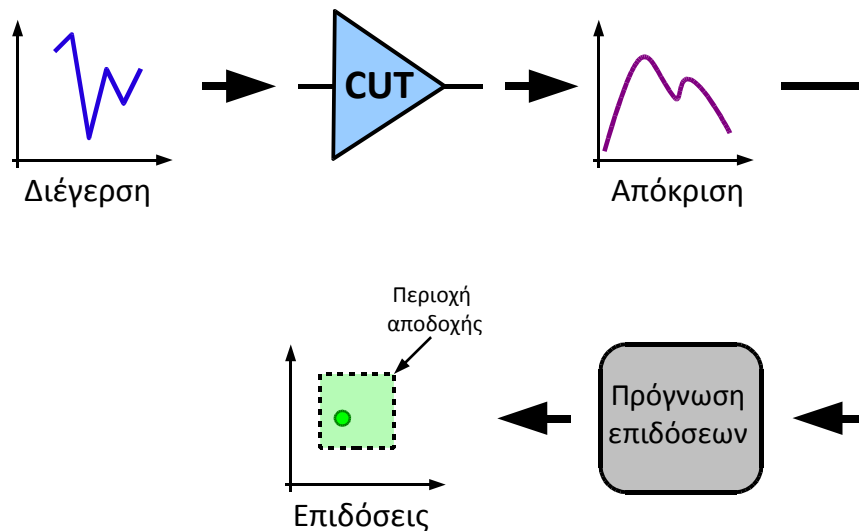
κύκλωμα. Στα κυκλώματα ελέγχου μπορεί να περιλαμβάνονται φωρατές κορυφής (peak detectors) [62], αισθητήρες (sensors) [63], αντλίες φορτίου (charge pumps) [64], κ.λπ., ανάλογα με τον τύπο του υπό έλεγχο κυκλώματος. Οι διατάξεις ελέγχου τοποθετούνται στην κρίσιμη διαδρομή του υπό εξέταση κυκλώματος, προκειμένου να προσδιορίσουν τη συμπεριφορά της εξεταζόμενης διάταξης υπό την παρουσία ελαττωμάτων. Εκτενέστερη αναφορά σε σχετικές τεχνικές που ακολουθούν τις μεθοδολογίες του ενσωματωμένου ελέγχου (built-in test, BIT) ή του ενσωματωμένου αυτοελέγχου (built-in self test, BIST) θα παρατεθεί σε παράγραφο που ακολουθεί.

3.5.4 Αξιολόγηση

Όπως ήδη αναφέρθηκε, ο έλεγχος που είναι προσανατολισμένος στην ανίχνευση ελαττωμάτων λειτουργεί με βάση την υπόθεση πως η πλειοψηφία των μηχανισμών εμφάνισης ελαττωμάτων έχει ικανή συσχέτιση με τις τιμές των παρατηρήσιμων μεγεθών. Επομένως, η αποδοτικότητα μιας τεχνικής DOT εξαρτάται από την επιλογή των κατάλληλων παρατηρήσιμων μεγεθών. Το κόστος αξιοποίησης των μεγεθών αυτών – που εξαρτάται από τη διαδικασία η οποία απαιτείται για την παραγωγή του κατάλληλου σήματος διέγερσης και για τη μέτρηση της αντίστοιχης απόκρισης – αποτελεί βασικό παράγοντα της αποδοτικότητας μιας τεχνικής DOT και ίσως το κυριότερο πλεονέκτημά της, καθώς το εν λόγω κόστος είναι σαφώς χαμηλότερο του κόστους μιας συμβατικής τεχνικής ελέγχου. Παρόλα αυτά, οι τεχνικές DOT υστερούν των συμβατικών τεχνικών εξαιτίας των αναπόφευκτων σφαλμάτων ταξινόμησης που συνεπάγεται ο έμμεσος τρόπος λήψης απόφασης για την αποδοχή ή μη ενός κυκλώματος.

3.6 Εναλλακτικός έλεγχος

Προκειμένου να παρακαμφθούν οι αδυναμίες των τεχνικών DOT και για να μειωθεί το κόστος ελέγχου σε σχέση με τις συμβατικές τεχνικές, έχει προταθεί η μεθοδολογία του εναλλακτικού ελέγχου (alternate test) [65–68]. Σκοπός της μεθοδολογίας αυτής είναι η εξεύρεση κατάλληλου σήματος διέγερσης (test stimulus) και η ακριβής πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης από την αντίστοιχη απόκριση (response) του κυκλώματος στο σήμα αυτό. Η συλλογή της απόκρισης ελέγχου απλοποιείται σημαντικά με τη χρήση μοναδικής κοινής κυκλωματικής διαμόρφωσης (configuration) και κοινής διέγερσης, για τον ταυτόχρονο έλεγχο πολλαπλών προδιαγραφών.



Σχήμα 3.9: Αρχή εναλλακτικού ελέγχου αναλογικών κυκλωμάτων [67]

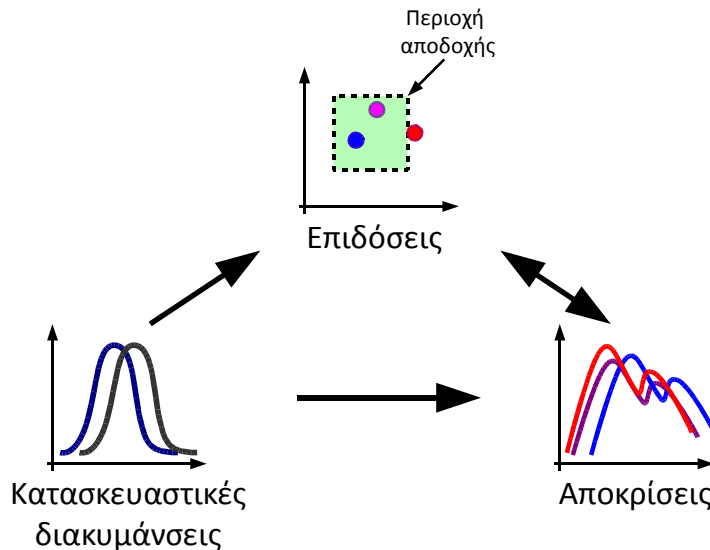
3.6.1 Περιγραφή

Σύμφωνα με τη μεθοδολογία του εναλλακτικού ελέγχου, μια ολόκληρη σειρά συμβατικών ελέγχων αντικαθίσταται από μια κοινή και μοναδική διαδικασία ελέγχου. Η αρχή στην οποία βασίζεται ο εναλλακτικός έλεγχος παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.9 και έχει, συνοπτικά, ως εξής [67]:

Ένα βέλτιστο επιλεγμένο σήμα διέγερσης (stimulus) εφαρμόζεται στο υπό έλεγχο κύκλωμα (circuit under test, CUT) και λαμβάνονται μετρήσεις της απόκρισης του κυκλώματος στο σήμα αυτό. Ακολουθεί επεξεργασία των αποκρίσεων προκειμένου, από αυτές, να γίνει ταυτόχρονη πρόγνωση όλων των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος [65]. Η διαδικασία ολοκληρώνεται με τη σύγκριση των επιδόσεων που προβλέφθηκαν με τις προδιαγραφές του κυκλώματος, προκειμένου να ληφθεί απόφαση σχετικά με το αν είναι αποδεκτό ή όχι το υπό έλεγχο κύκλωμα.

Η σχέση μεταξύ των κατασκευαστικών διακυμάνσεων, των επιδόσεων του κυκλώματος και των αποκρίσεων του στο σήμα διέγερσης είναι αυτή που επιτρέπει την πρόγνωση των επιδόσεων, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.10. Πιο συγκεκριμένα, η διακύμανση των επιδόσεων ενός κυκλώματος είναι αποτέλεσμα των αντίστοιχων διακυμάνσεων της διεργασίας κατασκευής. Λόγω του μεγάλου αριθμού των παραμέτρων που υπεισέρχονται, αλλά και εξαιτίας του μεγάλου αριθμού των χαρακτηριστικών επίδοσης που πρέπει να προσδιοριστούν, η αναλυτική ποσοτική συσχέτιση μεταξύ επιδόσεων και κατασκευαστικών διακυμάνσεων είναι πρακτικά αδύνατη. Εξίσου αδύνατη είναι και η επακριβής γνώση ή μέτρηση του συνόλου των κατασκευαστικών παραμέτρων για κάθε κύκλωμα που κατασκευάζεται. Η ιδέα την οποία εκμεταλλεύεται ο εναλλακτικός έλεγχος είναι πως, με την κατάλληλη επιλογή σήματος διέγερσης, η αντίστοιχη απόκριση θα καθορίζεται από τις ίδιες κατασκευαστικές παραμέτρους οι οποίες επηρεάζουν τις επιδόσεις του κυκλώματος. Στην περίπτωση αυτή, η στατιστική επεξεργασία ενός μεγάλου δείγματος κυκλωμάτων θα μπορεί να αποκαλύψει τη συσχέτιση μεταξύ αποκρίσεων και επιδόσεων, παρέχοντας έναν μηχανισμό πρόγνωσης των τελευταίων, χωρίς να είναι απαραίτητη η άμεση μέτρησή τους.

Η διαδικασία πρόγνωσης ακολουθεί μια μη γραμμική στατιστική ανάλυση πολλαπλών μεταβλητών [69], η οποία επιτρέπει την κατασκευή ενός συνόλου συναρτήσεων (όσα είναι τα χαρακτηριστικά επίδοσης του κυκλώματος) οι οποίες αντιστοιχίζουν την απόκριση του κυκλώματος στην τιμή του αντίστοιχου χαρακτηριστικού επίδοσης.



Σχήμα 3.10: Σχέση μεταξύ κατασκευαστικών διακυμάνσεων, επιδόσεων και αποκρίσεων [67]

Κρίσιμοι παράγοντες που καθορίζουν την ακρίβεια της πρόγνωσης είναι οι ακόλουθοι:

- Κατάλληλη επιλογή του σήματος διέγερσης ώστε να μεγιστοποιείται η συσχέτιση μεταξύ της απόκρισης και των επιδόσεων.
- Κατάλληλη επιλογή του σήματος απόκρισης ώστε να επιτρέπει την πρόγνωση πολλών διαφορετικών χαρακτηριστικών επίδοσης.
- Κατάλληλη διαδικασία επιβλεπόμενης μάθησης (supervised learning) η οποία διενεργείται σε ένα δείγμα κυκλωμάτων εκμάθησης (training set) για τα οποία οι τιμές των επιδόσεων έχουν εκ των προτέρων μετρηθεί με συμβατικές μεθόδους.

3.6.2 Τεχνικές

Οι πρώτες υλοποιήσεις εναλλακτικού ελέγχου για αναλογικά κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων έκαναν χρήση μιας διαδικασίας υπερδειγματοληψίας (oversampling) στο πεδίο του χρόνου προκειμένου να λαμβάνονται τα δείγματα των αποκρίσεων. Παρόλα αυτά, η εφαρμογή παρόμοιων τεχνικών στις υψηλές συχνότητες ενέχει πολλές δυσκολίες. Για την αντιμετώπιση των σχετικών πρακτικών προβλημάτων προτάθηκε η μεταλλαγή της συχνότητας τόσο της διέγερσης όσο και της απόκρισης με τη βοήθεια της μίξης [70]. Εναλλακτικά, για την παράκαμψη του προβλήματος της δειγματοληψίας προτάθηκε στην εργασία [71] η χρήση αισθητήρων (sensors) με σκοπό τη μετατροπή των υψίσυχνων αποκρίσεων σε τάσεις DC.

Η εφαρμογή της μεθοδολογίας στην περίπτωση των SoCs και SiPs αντιμετωπίζει τις γνωστές δυσκολίες παρατηρησιμότητας. Για το σκοπό αυτό, έχουν προταθεί λύσεις ενσωματωμένου εναλλακτικού ελέγχου (built-in test, BIT) [68]

3.6.3 Αξιολόγηση

Συγκρινόμενη με τις συμβατικές μεθόδους ελέγχου, η μεθοδολογία εναλλακτικού ελέγχου παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα, τα κυριότερα από τα οποία είναι τα εξής:

- Επιτρέπει τον προσδιορισμό πολλαπλών χαρακτηριστικών επίδοσης με την αξιοποίηση μιας μοναδικής απόκρισης.
- Χρησιμοποιεί κοινή κυκλωματική διαμόρφωση (configuration) ελέγχου για όλα τα χαρακτηριστικά επίδοσης και κοινό σήμα διέγερσης, μειώνοντας δραστικά τη χρονική διάρκεια και το κόστος ελέγχου.
- Χρησιμοποιεί απλούστερο και χαμηλού κόστους εξοπλισμό για την εφαρμογή του σήματος διέγερσης και τη μέτρηση της απόκρισης.

Το κυριότερο, ίσως, μειονέκτημα της μεθοδολογίας εναλλακτικού ελέγχου είναι η μειωμένη ακρίβεια πρόγνωσης, αν δεν προηγηθεί προσεκτική σχεδίαση της διαδικασίας ελέγχου. Καθοριστικό παράγοντα αποτελεί η επιλογή του κατάλληλου συνόλου παρατηρήσιμων μεγεθών που απαρτίζουν την απόκριση του κυκλώματος [72]. Προκειμένου να διασφαλισθεί υψηλή αξιοπιστία στην πρόγνωση των επιδόσεων, έχει προταθεί η χρήση φίλτρων ελαττωμάτων (defect filters) [37,38] τα οποία αποσκοπούν στον αποκλεισμό από τη διαδικασία εναλλακτικού ελέγχου έκτοπων κυκλωμάτων (outliers), η πρόγνωση των επιδόσεων των οποίων είναι αναξιόπιστη.

3.7 Σχεδίαση για ελεγχιμότητα

Με την αύξηση της πολυπλοκότητας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, η πολυπλοκότητα του ελέγχου ορθής λειτουργίας τους έχει αυξηθεί ανάλογα. Όπως και στην περίπτωση των ψηφιακών κυκλωμάτων, το πρόβλημα αντιμετωπίζεται και στην περίπτωση των αναλογικών RF κυκλωμάτων με την ανάπτυξη τεχνικών σχεδίασης για ελεγχιμότητα (design for testability, DFT) [73], με τις οποίες κυκλώματα ελέγχου τοποθετούνται εντός των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ώστε, είτε οι εσωτερικοί κόμβοι να δρομολογούνται σε εξειδικευμένους ακροδέκτες ελέγχου, είτε τα εσωτερικά σήματα να μετατρέπονται σε μορφή κατάλληλη για έλεγχο.

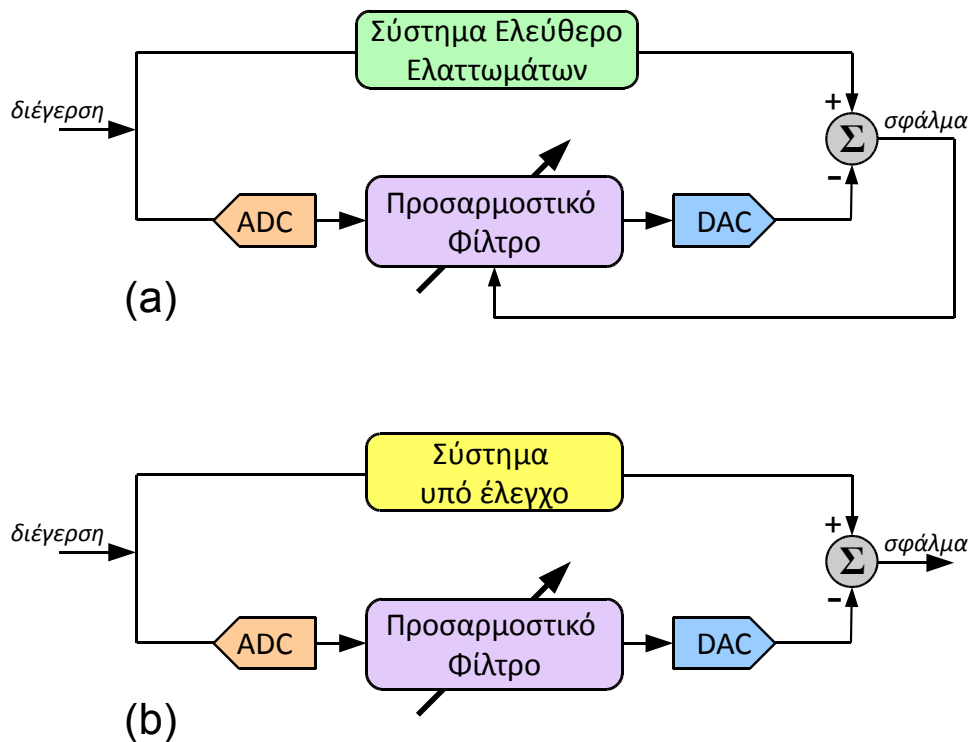
Η μεθοδολογία του ενσωματωμένου ελέγχου (built-in test, BIT), ειδικότερα, στοχεύει στην παραγωγή των σημάτων διέγερσης εντός του ολοκληρωμένου κυκλώματος, στο οποίο, επιπλέον, η μεθοδολογία του ενσωματωμένου αυτοελέγχου (built-in self test, BIST) προβλέπει και την επεξεργασία της απόκρισης.

3.7.1 Ενσωματωμένος έλεγχος/αυτοέλεγχος

Η ενσωμάτωση δομών ελέγχου στο υπό έλεγχο κύκλωμα φαίνεται πως αποτελεί έναν αξιοπρεπή συμβιβασμό μεταξύ της μείωσης του κόστους ελέγχου και του τιμήματος σε επιφάνεια ολοκληρωμένου κυκλώματος [74].

Οι τεχνικές BIT/BIST που εξειδικεύονται σε συγκεκριμένες βαθμίδες RF αποδεικνύονται εξαιρετικά ελκυστικές, καθώς μπορούν να εντοπίσουν την ελαττωματική συμπεριφορά παρέχοντας χρήσιμες πληροφορίες για τη βελτίωση της κατασκευαστικής απόδοσης (yield). Το ενδιαφέρον για την ανάπτυξη τεχνικών BIST για τον έλεγχο κυκλωμάτων RF παραμένει αμείωτο [41, 75–80].

Χαρακτηριστική και ευρύτατα διαδεδομένη τεχνική BIST είναι η τεχνική ανίχνευσης ελαττωμάτων μέσω της έναυσης ταλαντώσεων στο υπό έλεγχο κύκλωμα, γνωστή και ως έλεγχος βασισμένος σε ταλαντώσεις (oscillation-based test, OBT) [81–83]. Η αρχή της τεχνικής αυτής υπαγορεύει τη μετατροπή του υπό έλεγχο κυκλώματος σε ταλαντωτή, μέσω κατάλληλης ανάδρασης, και τη χρήση της συχνότητας ταλάντωσης ως απόκρισης για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας.



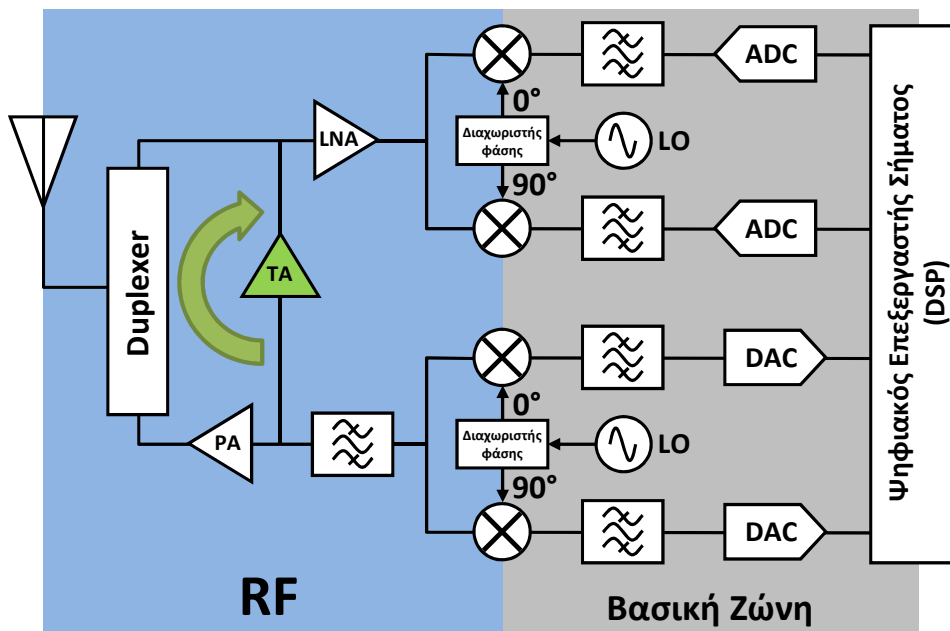
Σχήμα 3.11: Έλεγχος κυκλώματος/συστήματος RF με τη βοήθεια προσαρμοστικού φίλτρου

Σε μια εξίσου ενδιαφέρουσα τεχνική προτείνεται ο έλεγχος ορθής λειτουργίας με τη χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) [84], η αρχή λειτουργίας της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 3.11. Κατά τη φάση εκμάθησης (training), το υπό έλεγχο κύκλωμα προσομοιώνεται – απουσία ελαττωμάτων – παράλληλα με διάταξη ψηφιακού προσαρμοστικού φίλτρου υπό κοινή πηγή διέγερσης [Σχήμα 3.11(a)]. Το σήμα εξόδου του φίλτρου μετατρέπεται σε αναλογικό με τη χρήση μετατροπέα DAC και οδηγείται, μαζί με την απόκριση του κυκλώματος, στην είσοδο συγκριτή. Οι συντελεστές του ψηφιακού φίλτρου υπολογίζονται με ακρίβεια προκειμένου η διαφορά των αποκρίσεων φίλτρου και κυκλώματος να ελαχιστοποιείται. Στη φάση του ελέγχου [Σχήμα 3.11(b)], η ύπαρξη ελαττωμάτων στο υπό έλεγχο κύκλωμα θα οδηγήσει σε τιμές σφάλματος στην έξοδο του συγκριτή μεγαλύτερες από το ελάχιστο σφάλμα που επιτεύχθηκε στη φάση της εκμάθησης, γεγονός που επιτρέπει την ανίχνευση των ελαττωμάτων.

Το πλεονέκτημα του επιμέρους (ανά βαθμίδα) ελέγχου ενός συστήματος RF έγκειται στην υψηλή κάλυψη ελαττωμάτων, καθώς λαμβάνονται υπόψη οι ιδιαιτερότητες κάθε κυκλώματος ξεχωριστά. Παρόλα αυτά, η συγκεκριμένη μεθοδολογία πάσχει από υψηλή επιβάρυνση ως προς την επιφάνεια του ολοκληρωμένου που θα πρέπει να διατεθεί στα επιμέρους κυκλώματα ελέγχου. Επιπλέον, ελαττώματα στα κυκλώματα ελέγχου οδηγούν σε σφάλματα ταξινόμησης κατά τη διαδικασία ελέγχου.

3.8 Έλεγχος πομποδεκτών RF

Προκειμένου να ξεπεραστούν οι αδυναμίες που ανακύπτουν από τον επιμέρους έλεγχο των βαθμίδων ενός πομποδέκτη RF, έχουν αναπτυχθεί τεχνικές οι οποίες αντιμετωπίζουν ολόκληρο τον πομποδέκτη ως ενιαίο σύστημα υπό έλεγχο [85–87]. Για την υλοποίηση των τεχνικών αυτών το σήμα διέγερσης εισάγεται στο τμήμα βασικής ζώνης του πομπού και η απόκριση του πομποδέκτη συλλέγεται και αποτιμάται στο τμήμα βασικής ζώνης του δέκτη.



Σχήμα 3.12: Ενιαίος έλεγχος πομποδέκτη RF με την αποκατάσταση κλειστού βρόχου μεταξύ πομπού και δέκτη

Η τεχνική προβλέπει τη διάταξη πομπού και δέκτη σε συνδεσμολογία κλειστού βρόχου, σύμφωνα με το Σχήμα 3.12. Κατά τη φάση του ελέγχου ο βρόχος που περιλαμβάνει τον πομπό και τον δέκτη κλείνει με τη βοήθεια του ενισχυτή ελέγχου (test amplifier, TA), ο οποίος είναι υπεύθυνος για την ενεργοποίηση της φάσης ελέγχου και την απομόνωση των βαθμίδων του πομπού και του δέκτη κατά την κανονική λειτουργία.

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα της μεθοδολογίας ενιαίου ελέγχου αφορούν το χαμηλό κόστος υλοποίησης, την ελάχιστη σχεδιαστική προσπάθεια που απαιτείται, και την αμελητέα επιβάρυνση της επιφάνειας του ολοκληρωμένου κυκλώματος του πομποδέκτη. Επιπλέον, η υλοποίηση είναι ανεξάρτητη από τον τύπο του πομποδέκτη, με αποτέλεσμα μεγαλύτερη ευελιξία στην εφαρμογή της τεχνικής, ενώ τα αποτελέσματα του ελέγχου επηρεάζονται λιγότερο από ατέλειες στα μικρών διαστάσεων βοηθητικά κυκλώματα (π.χ. στον ενισχυτή ελέγχου) εξαιτίας της πολύ μικρής πιθανότητας εμφάνισης ελαττωμάτων σε αυτά. Η τεχνική διακρίνεται από υψηλή προσαρμοστικότητα, επιτρέποντας την εφαρμογή της σε διαφορετικές αρχιτεκτονικές και σε διαφορετικές τεχνολογίες, αφού αλλαγές των απαιτήσεων ελέγχου μπορούν εύκολα να αντιμετωπιστούν με την τροποποίηση του αλγορίθμου επεξεργασίας του σήματος απόκρισης. Τέλος, μπορεί να ανιχνεύσει ελαττώματα που οφείλονται σε παράγοντες εκτός των επιμέρους κυκλωμάτων του πομποδέκτη, όπως π.χ. κακή προσαρμογή μεταξύ των βαθμίδων.

Στα μειονεκτήματα της τεχνικής συγκαταλέγεται η μικρότερη κάλυψη ελαττωμάτων εξαιτίας του ενιαίου ελέγχου του πομποδέκτη.

Για την εξοικονόμηση πόρων του ολοκληρωμένου κυκλώματος, αλλά και για την εκμετάλλευση των πλεονεκτημάτων των τεχνικών αυτοελέγχου, έχουν προταθεί πρόσφατα μεθοδολογίες BIST οι οποίες διαμοιράζουν από κοινού τα βοηθητικά κυκλώματα ελέγχου μεταξύ των ομόλογων βαθμίδων πομπού και δέκτη [23, 88].

4. ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΩΝ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

4.1 Γενικά

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας CMOS και τη συνεπακόλουθη σμίκρυνση των διατάξεων, παρατηρείται μια αυξανόμενη ευαισθησία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ιδιαίτερα των αναλογικών κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων, στις παραμετρικές διακυμάνσεις [25]. Παρόλο που οι διακυμάνσεις αυτού του είδους δεν οδηγούν απαραίτητα σε ένα ελαττωματικό κύκλωμα με όρους λειτουργικότητας, ωστόσο, ένας μεγάλος αριθμός κατασκευασμένων κυκλωμάτων ενδέχεται να αποτυγχάνει να συμμορφώνεται προς τις προδιαγραφές επίδοσης, γεγονός που οδηγεί σε αυξημένη μείωση της απόδοσης (yield). Το πρόβλημα αυτό φαίνεται να καθίσταται ιδιαίτερα σημαντικό στις νανομετρικές τεχνολογίες [89–91].

Οι προδιαγραφές των αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ιδιαίτερα των κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων, έχουν καταστεί ιδιαίτερα αυστηρές καθώς οι εφαρμογές τείνουν να γίνουν πιο πολύπλοκες και απαιτητικές. Προκειμένου να πληρούνται αυτές οι προδιαγραφές, πρέπει να ακολουθείται μία συχνά επίπονη και χρονοβόρα διαδοχή επαναλαμβανόμενων κύκλων σχεδίασης η οποία, ωστόσο, δεν μπορεί πάντοτε να εξασφαλίσει πως όλα τα κυκλώματα που κατασκευάζονται είναι αποδεκτά, ως προς τις αναμενόμενες επιδόσεις τους. Φυσικοί περιορισμοί, σε συνδυασμό με την αναπόφευκτη μεταβλητότητα ενός μεγάλου αριθμού παραμέτρων που επηρεάζουν τις διαδικασίες κατασκευής των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, συνιστούν το πρόβλημα της απώλειας παραμετρικής απόδοσης (parametric yield loss), το οποίο φαίνεται να εντείνεται με τη σμίκρυνση προς τη νανομετρική περιοχή, έχοντας σημαντικό αντίκτυπο στο κόστος.

Προληπτικές τεχνικές [89] εστιάζουν στην ενδελεχή σχεδίαση των κυκλωμάτων με την αξιοποίηση μοντέλων διακύμανσης προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση της μεταβλητότητας στα χαρακτηριστικά επίδοσης των κυκλωμάτων. Παρόλα αυτά, τα αποτελέσματα που επιτυγχάνονται ανταποκρίνονται με δυσκολία στην προσπάθεια που καταβάλλεται, εξαιτίας της πολυπαραγοντικής φύσης του προβλήματος που επιχειρείται να επιλυθεί.

Η διόρθωση (calibration^{4.1}) των αναλογικών και των RF κυκλωμάτων φαίνεται να επικρατεί στην πρόσφατη έρευνα, παρέχοντας μια αποδοτική εναλλακτική λύση η οποία αποσκοπεί στη ρύθμιση των επιδόσεων ενός κυκλώματος αφού αυτό κατασκευαστεί, προκειμένου να αντισταθμιστεί η παραμετρική διακύμανση [82, 92–98].

Στις επόμενες παραγράφους θα περιγραφούν συνοπτικά τα κυριότερα αίτια που προκαλούν τις διακυμάνσεις διεργασίας [99], οι επιπτώσεις των διακυμάνσεων αυτών στις επιδόσεις των κυκλωμάτων, και τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί για την αντιμετώπισή τους.

4.2 Παραμετρικές διακυμάνσεις

Η διαρκής κλιμάκωση (scaling) της τεχνολογίας έχει οδηγήσει σε διεργασίες που πλησιάζουν στα όρια των θεμελιωδών περιορισμών των διατάξεων και των υλικών. Σύμφωνα με τον διεθνή οδικό χάρτη για την τεχνολογία των ημιαγωγών (international technology

^{4.1}Ο όρος ‘calibration’ χρησιμοποιείται, συνήθως, στη βιβλιογραφία για να περιγράψει τη βαθμονόμηση ενός οργάνου ή ενός συστήματος μέτρησης. Παράλληλα, ο ίδιος όρος τείνει να καθιερωθεί και για τη διόρθωση των επιδόσεων ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος. Στην παρούσα διατριβή, ο όρος θα αναφέρεται στη δεύτερη περίπτωση, εκτός και εάν δηλώνεται διαφορετικά.

roadmap for semiconductors, ITRS^{4.2}), οι διακυμάνσεις των επιδόσεων των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων θα αντιστοιχούν σε ποσοστό 69% των ονομαστικών τιμών, οι διακυμάνσεις της κατανάλωσης ισχύος στο 121%, και οι διακυμάνσεις της ισχύος διαρροής (leakage power) στο 325%, μέχρι το έτος 2020 [25]^{4.3}.

Τα αίτια των πιο πάνω διακυμάνσεων αντιστοιχούν σε ενδογενείς φυσικούς περιορισμούς αλλά και σε ένα πλήθος τεχνικών προβλημάτων τα οποία η σύγχρονη τεχνολογία αδυνατεί προς το παρόν να επιλύσει. Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στα είδη διακυμάνσεων, στα σημαντικότερα από τα αίτια που τις προκαλούν, καθώς και τις επιπτώσεις τους στην επίδοση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

4.2.1 Κατάταξη

Στις κύριες πηγές των παραμετρικών διακυμάνσεων συγκαταλέγονται οι ίδιες οι διατάξεις των ημιαγωγών, οι αγωγοί διασύνδεσης (interconnects) και το περιβάλλον λειτουργίας (η θερμοκρασία και η πηγή τροφοδοσίας) [99, 100]. Πολλές πηγές συστηματικών διακυμάνσεων μπορούν να αποδοθούν σε διάφορες φάσεις της κατασκευής, όπως η φωτολιθογραφία (photolithography) ή η χάραξη (etching).

4.2.1.1 Κατάταξη ως προς τη χρονική διασπορά

Με βάση τη χρονική τους διασπορά σε σχέση με τον κύκλο ζωής ενός κυκλώματος, οι παραμετρικές διακυμάνσεις διακρίνονται σε:

- **Δυναμικές διακυμάνσεις**, οι οποίες μεταβάλλονται κατά τη διάρκεια του κύκλου ζωής του κυκλώματος και οφείλονται σε φαινόμενα όπως η μετανάστευση ηλεκτρονίων (electromigration), η θέρμανση του κυκλώματος κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του, η χωρητική σύζευξη (capacitive coupling), το φαινόμενο των 'θερμών' ηλεκτρονίων (hot-electron effect), κ.λπ.
- **Στατικές διακυμάνσεις**, οι οποίες δεν μεταβάλλονται κατά τη διάρκεια του κύκλου ζωής του κυκλώματος και οφείλονται κυρίως στην αβεβαιότητα που υπεισέρχεται στις διεργασίες κατασκευής του.

4.2.1.2 Κατάταξη ως προς τη χωρική διασπορά

Με βάση την χωρική τους διασπορά, οι παραμετρικές διακυμάνσεις διακρίνονται σε [101]:

- **Διακυμάνσεις εντός ψηφίδας** (within-die, WID), οι οποίες αντιστοιχούν σε σημαντικές μεταβολές των παραμέτρων σε περιοχές με διαστάσεις μικρότερες των διαστάσεων της ψηφίδας.
- **Διακυμάνσεις μεταξύ ψηφίδων** (die-to-die, D2D), οι οποίες αντιστοιχούν σε βαθμιαίες μεταβολές των παραμέτρων κατά μήκος ενός δισκίου.
- **Διακυμάνσεις μεταξύ δισκίων** (wafer-to-wafer, W2W), οι οποίες οφείλονται σε χρονικές και χωρικές διακυμάνσεις των διεργασιών κατασκευής, με αποτέλεσμα τη διαφοροποίηση των κατασκευαστικών παραμέτρων μεταξύ διαφορετικών δισκίων τα

^{4.2}Πρόκειται για ένα σύνολο κειμένων, που συντάσσεται σε ετήσια βάση από ομάδες ειδικών της παγκόσμιας βιομηχανίας ημιαγωγών, τα οποία συνοψίζουν τις κατευθύνσεις της έρευνας στο αντίστοιχο τεχνολογικό πεδίο.

^{4.3}Έκδοση 2007.

οποία προέρχονται από διαφορετικές παρτίδες (lots) ή ακόμη και από την ίδια παρτίδα.

4.2.1.3 Κατάταξη ως προς τη φύση των αιτίων

Με βάση τη φύση των αιτίων που τις προκαλούν, οι διακυμάνσεις διακρίνονται σε:

- **Συστηματικές διακυμάνσεις**, οι οποίες οφείλονται σε αιτιοκρατικές ολισθήσεις των παραμέτρων των διεργασιών κατασκευής.
- **Τυχαίες διακυμάνσεις**, οι οποίες μεταβάλλουν τις παραμέτρους ενός κυκλώματος κατά τρόπο τυχαίο και απρόβλεπτο. Στην πράξη, τα αίτια αρκετών συστηματικών διακυμάνσεων δεν είναι γνωστά κατά τη διάρκεια της σχεδίασης ενός κυκλώματος και, για το λόγο αυτό, οι αντίστοιχες διακυμάνσεις αντιμετωπίζονται ως τυχαίες.

4.2.2 Αίτια

Ο πιο σημαντικός λόγος των αυξημένων τυχαίων διακυμάνσεων των παραμέτρων των ολοκληρωμένων ηλεκτρονικών διατάξεων είναι η προσέγγιση διαστάσεων ατομικής κλίμακας [102]. Δεδομένου ότι η διάμετρος του ατόμου είναι της τάξης του 1\AA ($=0.1\text{nm}$), η προσέγγιση διαστάσεων αυτής της τάξης μεγέθους οδηγεί αναπόφευκτα σε κοκκώδεις γεωμετρικές μορφές, ενώ αναδεικνύονται κβαντικά φαινόμενα τα οποία αλλοιώνουν την κλασική συμπεριφορά των ημιαγωγών.

Στον Πίνακα 4.1 συγκεντρώνονται τα χαρακτηριστικότερα αίτια των διακυμάνσεων των παραμέτρων ενός MOSFET [99], και παρουσιάζονται συνοπτικά στις παραγράφους που ακολουθούν.

4.2.2.1 Αίτια τυχαίων διακυμάνσεων

- **Τραχύτητα διεπιφανειών**: Το διηλεκτρικό μεταξύ πύλης και υποστρώματος καθορίζει ισχυρά τις ηλεκτρικές ιδιότητες ενός τρανζίστορ MOS. Μικρότερο πάχος διηλεκτρικού (T_{ox}) με μεγαλύτερη διηλεκτρική σταθερά οδηγεί σε τρανζίστορ με υψηλότερες επιδόσεις. Για την περίπτωση του SiO_2 , το οποίο αποτελεί τη συνηθέστερη επιλογή διηλεκτρικού υλικού, η μείωση του πάχους έχει αγγίξει το όριο των 2nm (ή δέκα μονοατομικών διαστρώσεων). Περαιτέρω μείωση του πάχους δεν είναι δυνατή, εξαιτίας της παρατηρούμενης εκθετικής αύξησης του ρεύματος διαρροής της πύλης λόγω κβαντικών φαινομένων σήραγγας. Στο πάχος των δέκα μονοατομικών διαστρώσεων παρατηρείται μια διακύμανση της τάξης των δύο διαστρώσεων, η οποία προκαλεί σοβαρή διακύμανση στο ρεύμα διαρροής της πύλης.
- **Τραχύτητα ορίων γραμμών**: Οφείλεται στη στατιστική διακύμανση του αριθμού των προσπιπτόντων φωτονίων κατά τη διαδικασία της έκθεσης, στην χημική αντιδραστικότητα (reactivity) και στη μοριακή δομή των φωτοαντιστατικών (resists), κ.λπ., με αποτέλεσμα τραχύτητα στα όρια της περιοχής της πύλης ενός MOSFET.
- **Τυχαίες διακυμάνσεις προσμίξεων**: Κατά την κατασκευή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, οι προσμίξεις στην περιοχή του καναλιού εγχέονται μέσω μιας διαδικασίας εμφύτευσης ιόντων (ion implantation), ακολουθούμενης από μια διαδικασία ανόπτησης (annealing) για την ενεργοποίηση των ατόμων τους και την αποκατάσταση της επιφάνειας του ημιαγωγού. Λόγω των περιορισμένων διαστάσεων του καναλιού και

Πίνακας 4.1: Αίτια τυχαίων και συστηματικών διακυμάνσεων των κατασκευαστικών παραμέτρων (περίπτωση MOSFET) [99]

Παράμετρος	Φύση αιτίων	
	Τυχαία	Συστηματικά
Μήκος καναλιού (L)	Τραχύτητα ορίων γραμμών	Λιθογραφία και χάραξη
Πάχος οξειδίου πύλης (T_{ox})	Τραχύτητα διεπιφανειών Si/SiO ₂ και SiO ₂ /poly-Si	Ανομοιομορφία στην ανάπτυξη του οξειδίου
Τάση κατωφλίου (V_T)	Συγκέντρωση προσμίξεων καναλιού	Ανομοιομορφία στη διεργασία εμφύτευσης ιόντων, δόσολογία, διάχυση
	Τυχαίες διακυμάνσεις θερμοκρασίας ανόπτησης και τιμών διάτασης	Ανομοιομορφία θερμοκρασίας ανόπτησης και διαξονική διάταση
Ευκινησία φορέων (μ)	Τυχαίες κατανομές διατάσεων	Συστηματική διακύμανση διατάσεων εξαιτίας της απομόνωσης ρηχών τάφρων ^a , διακυμάνσεις της επιφάνειας πηγής και εκροής, κ.λπ.

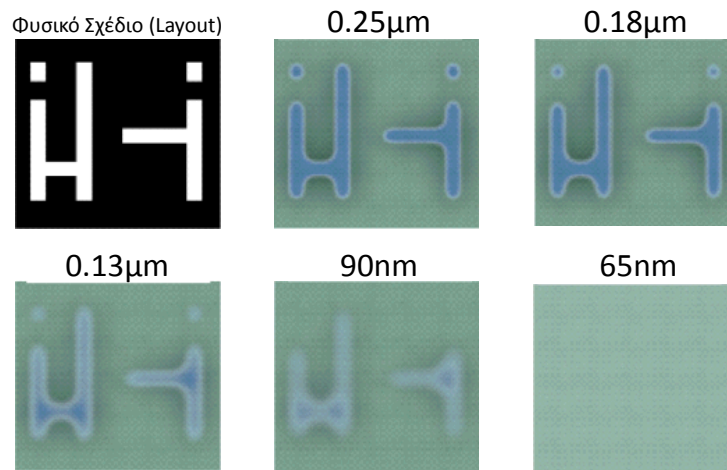
^a Η απομόνωση ρηχών τάφρων (shallow trench isolation, STI) πρόκειται για τεχνική εξάλειψης της διαρροής ηλεκτρικού ρεύματος μεταξύ γειτονικών διατάξεων που χρησιμοποιείται σε τεχνολογίες CMOS κάτω των 250 nm [103]

του μικρού αριθμού των εμφυτευόμενων ατόμων, ο αριθμός και η θέση των τελευταίων είναι τυχαία. Το φαινόμενο έχει ως αποτέλεσμα μεγάλες διακυμάνσεις της τάσης κατωφλίου (V_T), οι οποίες αντιπροσωπεύουν την πλειοψηφία των διακυμάνσεων που εμφανίζονται στα αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Στα κυκλώματα αυτά, η συστηματική διακύμανση είναι μικρή σε σύγκριση με την τυχαία, η οποία μπορεί να προκαλέσει ανομοιομορφίες (mismatches) μεταξύ των διατάξεων με αποτέλεσμα μείωση των επιδόσεων, όπως θα εξηγηθεί αναλυτικότερα σε επόμενη παράγραφο.

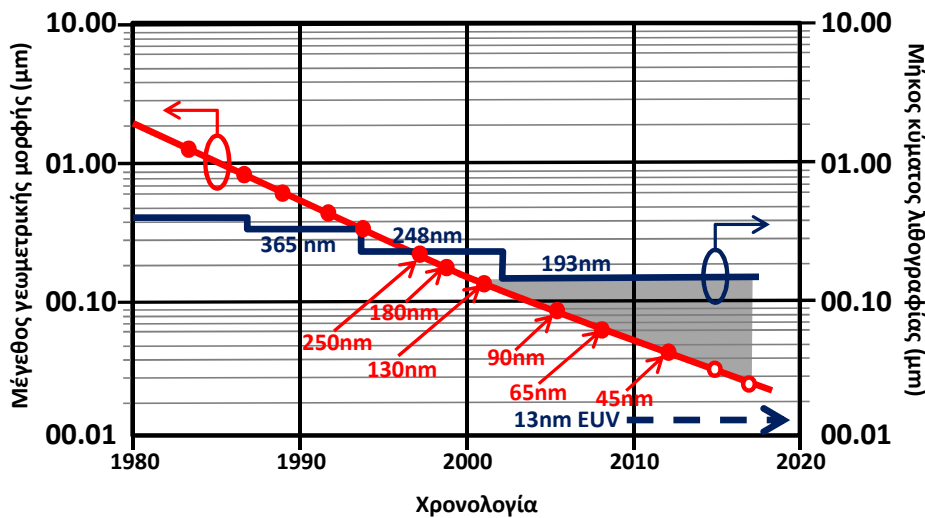
- **Διάταση (strain):** Εξαιτίας διαφορών μεταξύ των συντελεστών θερμικής διαστολής ή των ιδιοτήτων του κρυσταλλικού πλέγματος των υλικών προκαλούνται διατάσεις του υποστρώματος, με αποτέλεσμα την τυχαία διακύμανση των ηλεκτρικών ιδιοτήτων των διατάξεων. Σε τεχνολογίες μικρότερες των 90nm προκαλείται εσκεμμένη διάταση των διατάξεων προκειμένου να βελτιωθούν οι επιδόσεις τους [104, 105], γεγονός, όμως, που επιδεινώνει τις επιπτώσεις των τυχαιών διακυμάνσεων διεργασίας [106]. Η διάταση προκαλεί αλλοίωση των ενεργειακών ζωνών των ημιαγωγών, οδηγώντας σε μεταβολές του ενεργειακού χάσματος, της ενεργού μάζας ή της ευκινησίας (μ) των φορέων, των ρυθμών οξειδωσης, κ.λπ. [107].

4.2.2.2 Αίτια συστηματικών διακυμάνσεων

- **Διακυμάνσεις στο σύστημα έκθεσης:** Προκαλούν, κυρίως, μεταβολές των ονομαστικών διαστάσεων των τρανζίστορς, εξαιτίας της δυσκολίας κατασκευής γεωμετρικών δομών με διαστάσεις μικρότερες του μήκους κύματος του φωτός που χρησιμοποιείται για την αποτύπωσή τους [101], όπως υποδεικνύει η Εικόνα 4.1.



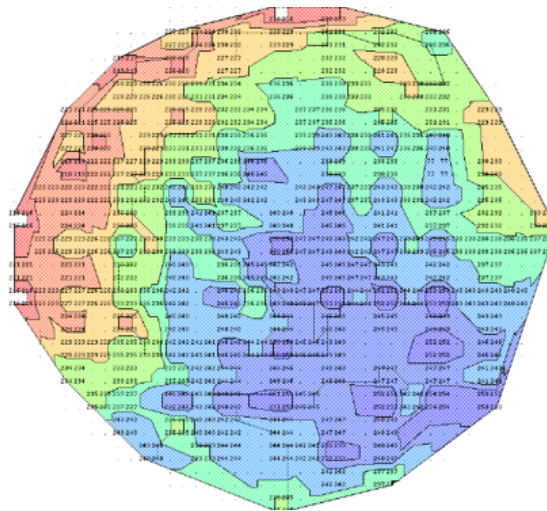
Εικόνα 4.1: Υποβάθμιση της ποιότητας λιθογραφικής εκτύπωσης (μήκος κύματος 193nm) με την αύξηση του βαθμού ολοκλήρωσης [πηγή: Synopsys]



Σχήμα 4.1: Χρονολογική εξέλιξη του φωτο-λιθογραφικού μήκους κύματος και του βαθμού ολοκλήρωσης [108]

Από το Σχήμα 4.1 διαφαίνεται η αναντιστοιχία μεταξύ της αύξησης του βαθμού ολοκλήρωσης – η οποία ακολουθεί τον νόμο του Moore, σύμφωνα με τον οποίο ο αριθμός των τρανζίστορ ανά μονάδα επιφάνειας σχεδόν διπλασιάζεται μεταξύ δύο διαδοχικών τεχνολογικών ‘γενεών’ (nodes) – και του φωτολιθογραφικού μήκους κύματος, το οποίο τα τελευταία χρόνια παραμένει αρκετά μεγαλύτερο των διαστάσεων της ελάχιστης γεωμετρικής δομής [108] (βλπ σκιασμένη περιοχή στο Σχήμα 4.1). Το χάσμα αυτό οδηγεί σε φτωχή ανάλυση των φωτολιθογραφικών αποτυπώσεων, με αποτέλεσμα την απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης.

- **Διακυμάνσεις θερμοκρασίας ανόπτησης:** Η διαδικασία ανόπτησης (annealing) των φωτοαντιστατικών (resists) έπεται της έκθεσής τους και προηγείται της εμφάνισης (development) προκειμένου να ενεργοποιηθούν οι φωτο-ευαίσθητες χημικές ενώσεις και να τεθεί το κατώφλι έκθεσης [109]. Θερμοκρασιακές ανομοιομορφίες στην επιφάνεια του δισκίου μπορούν να οδηγήσουν σε διακυμάνσεις των κατωφλίων έκθεσης, με αποτέλεσμα διακυμάνσεις του μήκους της πύλης των τρανζίστορ από ψηφίδα σε ψηφίδα.



Εικόνα 4.2: Κατανομή επίδοσης (συχνότητας λειτουργίας) ψηφιακού κυκλώματος σε σχέση με τη θέση του κυκλώματος στην επιφάνεια του δισκίου [πηγή: IBM]

4.2.3 Επιπτώσεις

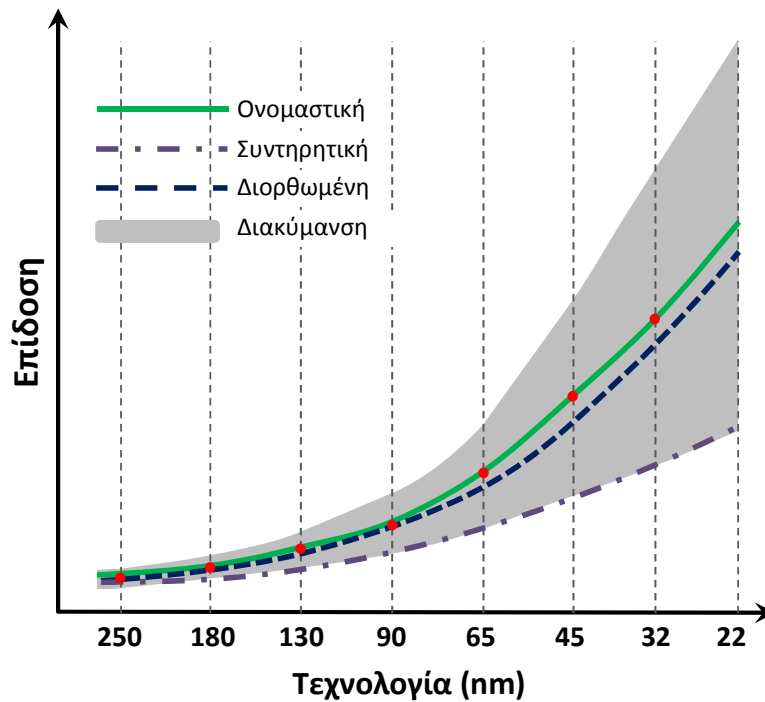
Οι κατασκευαστικές διακυμάνσεις έχουν άμεσο αντίκτυπο στις επιδόσεις ενός κυκλώματος, στην ισχύ που καταναλώνει, στην αξιοπιστία του και στην κατασκευαστική απόδοση [110]. Οι επιπτώσεις των διακυμάνσεων είναι διαφορετικές για τα ψηφιακά κυκλώματα και διαφορετικές για τα αναλογικά.

Στην περίπτωση των επεξεργαστών (processors), μετά την ανίχνευση ελαττωμάτων ακολουθεί μια διαδικασία διαλογής (binning), όπου τα ολοκληρωμένα κυκλώματα κατατάσσονται με βάση τις επιδόσεις τους και την κατανάλωση ισχύος. Στην Εικόνα 4.2 παρουσιάζονται ψηφιακά κυκλώματα που κατατάσσονται σε διαφορετικές κλάσεις ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργία τους, όπως αυτή προκύπτει από τη θέση του κυκλώματος στην επιφάνεια του δισκίου.

Στην περίπτωση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ειδικών εφαρμογών (application specific ICs, ASICs), η κατασκευαστική απόδοση παρουσία διακυμάνσεων μεγιστοποιείται με το να τίθενται προστατευτικές ζώνες (guard bands) στα χαρακτηρισικά επίδοσης [111].

Τα αναλογικά κυκλώματα σχεδιάζονται με κατάλληλο τρόπο προκειμένου να πληρούν ένα σύνολο συγκεκριμένων προδιαγραφών. Η παρουσία διακυμάνσεων διεργασίας μπορεί να οδηγήσει σε μη αποδεκτά κυκλώματα, έστω κι αν αυτά είναι ελεύθερα ελαττωμάτων. Στο Σχήμα 4.2 παρουσιάζεται το αυξανόμενο χάσμα μεταξύ της εκθετικής αύξησης της ονομαστικής επίδοσης (όπως προβλέπεται από τον νόμο του Moore) και της πραγματικής επίδοσης που προκύπτει ως αποτέλεσμα των αυξανόμενων διακυμάνσεων οι οποίες ακολουθούν την κλιμάκωση της τεχνολογίας.

Σημαντικό αντίκτυπο στις επιδόσεις των αναλογικών κυκλωμάτων έχουν οι ανομοιομορφίες των διατάξεων (device mismatches). Ως ανομοιομορφία θα μπορούσαμε να θεωρήσουμε το αποτέλεσμα της διαδικασίας που προκαλεί χρονικά ανεξάρτητες διακυμάνσεις των φυσικών ιδιοτήτων δύο διατάξεων οι οποίες έχουν σχεδιαστεί όμοιες [113]. Αίτιο των ανομοιομορφιών είναι οι παραμετρικές διακυμάνσεις σε μικρή χωρική κλίμακα και το κυριότερο αποτέλεσμά τους έγκειται στην ακύρωση των πλεονεκτημάτων των συμμετρικών κυκλωμάτων [114].



Σχήμα 4.2: Διασπορά των επιδόσεων ως συνάρτηση του βαθμού ολοκλήρωσης [25, 112]

4.2.4 Αντιμετώπιση

Η αντιμετώπιση των επιπτώσεων των διακυμάνσεων διεργασίας περιλαμβάνει ένα σύνολο τεχνικών οι οποίες κατατάσσονται ως εξής [115]:

- **Τεχνικές περιορισμού των πηγών των διακυμάνσεων:** Στόχος της συγκεκριμένης κλάσης τεχνικών είναι η σχεδίαση ηλεκτρονικών διατάξεων στις ιδιότητες των οποίων οι διακυμάνσεις διεργασίας έχουν περιορισμένη επίπτωση. Η αντίστοιχη ερευνητική προσπάθεια εστιάζεται κυρίως στον περιορισμό του ρεύματος διαρροής που οφείλεται στις τυχαίες διακυμάνσεις της διαδικασίας εμφύτευσης ιόντων, και έχει αποδώσει τρανζίστορ με κανάλια ελεύθερα προσμίξεων [116].
- **Τεχνικές περιορισμού των αποτελεσμάτων των διακυμάνσεων:** Οι τεχνικές αυτές είναι γνωστές υπό τον γενικό όρο 'σχεδίαση ανεκτική στις διακυμάνσεις' (variation-tolerant design) και αφορούν τη σχεδίαση σε επίπεδο κυκλώματος ή συστήματος [117]. Διακρίνονται σε *προληπτικές* και σε *διορθωτικές*, ως εξής:
 1. **Προληπτικές τεχνικές:** Η κλασική προληπτική προσέγγιση σχεδίασης που λαμβάνει υπόψη τις κατασκευαστικές διακυμάνσεις αποσκοπεί στην ανάλυση της χειρότερης περίπτωσης (worst-case analysis) [118]. Πρόκειται για συντηρητική αντιμετώπιση η οποία βασίζεται σε μοντέλα [119] των ακραίων επιτρεπτών τιμών (corners) των παραμέτρων της χρησιμοποιούμενης τεχνολογίας, το κυριότερο μειονέκτημα της οποίας είναι η μειωμένη κατασκευαστική απόδοση. Εναλλακτικά, η προληπτική σχεδίαση αξιοποιεί στατιστικές μεθόδους [120] οι οποίες παρέχουν τις κατανομές πιθανότητας των παραμέτρων της τεχνολογίας που επιτρέπουν την εκτίμηση της κατασκευαστικής απόδοσης και, συνεπώς, τη βελτιστοποίηση της σχεδίασης.

Μια συμπληρωματική αντιμετώπιση επικεντρώνεται στην κατάλληλη σχεδίαση της φυσικής τοπολογίας των κυκλωμάτων, ώστε να περιορίζονται οι ανομοιομορφίες των διατάξεων. Για το σκοπό αυτό υιοθετούνται μεθοδολογίες συμμε-

τρικού φυσικού σχεδιασμού (layout), ή τοπολογιών κοινών κεντροειδών (common centroid) [114, 121].

2. **Διορθωτικές τεχνικές:** Εστιάζουν στον περιορισμό των επιπτώσεων των διακυμάνσεων διεργασίας στις επιδόσεις ενός κυκλώματος μετά την κατασκευή του. Ενδεικτικές τεχνικές αυτής της κατηγορίας που αφορούν την περίπτωση των ψηφιακών κυκλωμάτων περιλαμβάνουν τη δυναμική πόλωση του υποστρώματος ή την προσαρμοστική μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας, με σκοπό τη μείωση του ρεύματος διαρροής και την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας [122]. Παρόμοιες τεχνικές τείνουν να εφαρμοστούν και στη σχεδίαση αναλογικών/RF κυκλωμάτων [123], όπου η πρόσφατη έρευνα έχει να επιδείξει επιτυχημένες απόπειρες σχεδίασης κυκλωμάτων με δυνατότητες αντιστάθμισης των διακυμάνσεων διεργασίας (self-compensating) [124, 125]. Σε εξέλιξη βρίσκεται αξιολογητική ερευνητική προσπάθεια προς την κατεύθυνση της διόρθωσης ή και της αυτοδιόρθωσης των επιδόσεων των αναλογικών/RF κυκλωμάτων, όπως θα περιγραφεί αναλυτικά στις παραγράφους που ακολουθούν.

4.3 Τεχνικές διόρθωσης επιδόσεων κυκλωμάτων RF

4.3.1 Σκοπός

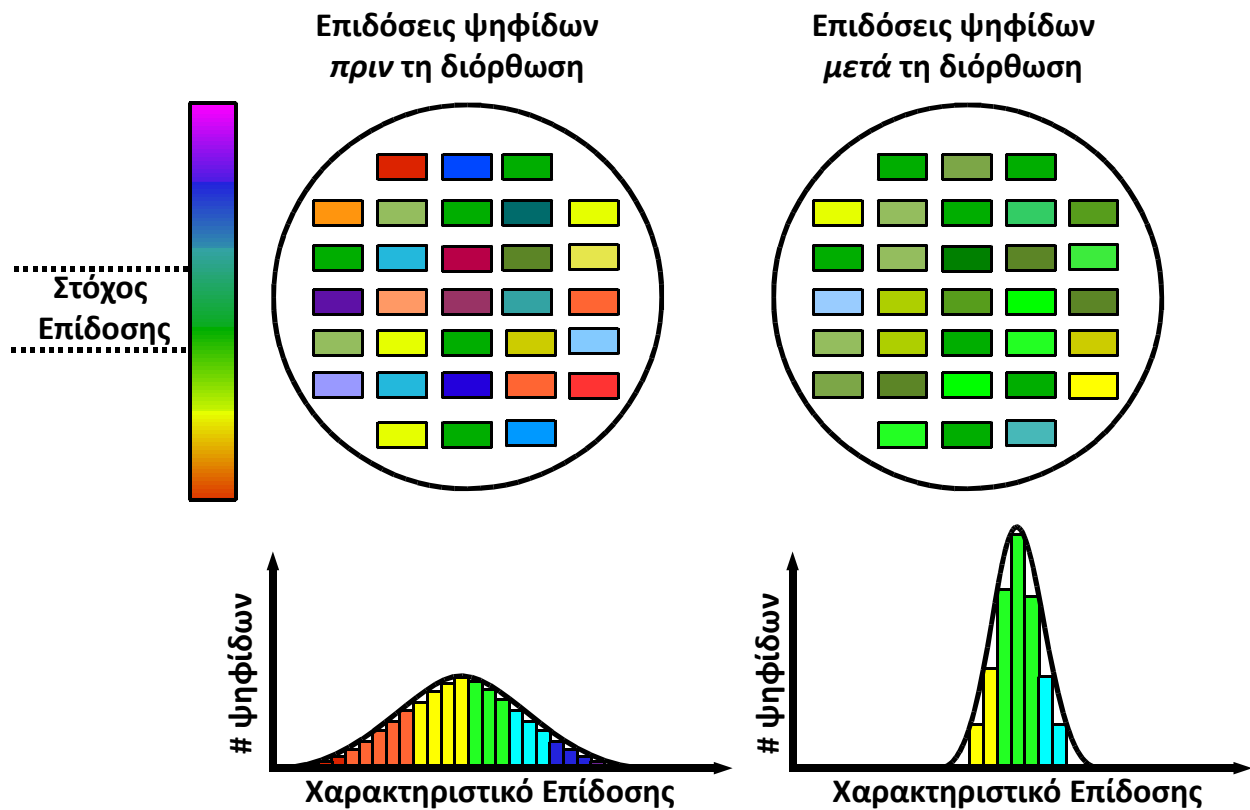
Η διαρκής σμίκρυνση των διαστάσεων των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έχει καταστήσει εξαιρετικά δύσκολο τον επαρκή έλεγχο των παραμετρικών διακυμάνσεων ώστε οι επιδόσεις ενός κυκλώματος RF να παραμένουν εντός των προβλεπόμενων ονομαστικών τους ορίων. Η κατανομή ενός χαρακτηριστικού επίδοσης μετά την κατασκευή ενός κυκλώματος παρουσιάζει μεγάλη διασπορά, με αποτέλεσμα μόνο ένα μικρό μέρος των κατασκευασμένων κυκλωμάτων να ανταποκρίνεται προς τους επιθυμητούς στόχους, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.3. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται μεγάλη απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης, με άμεσο αντίκτυπο στον κόστος του τελικού προϊόντος.

Διάφορες μέθοδοι διόρθωσης (calibration) έχουν προταθεί, οι οποίες επιχειρούν να αντιμετωπίσουν το πρόβλημα της αύξησης της απώλειας απόδοσης μέσω της αντιστάθμισης των παραμετρικών διακυμάνσεων με τη χρήση ενσωματωμένων (on-chip) πόρων [13, 96–98]. Επιδίωξη των τεχνικών διόρθωσης είναι η αποκατάσταση των κυκλωμάτων που παραβιάζουν τις τεθείσες προδιαγραφές εντός των αποδεκτών ορίων, με τον περιορισμό της διασποράς των επιδόσεών τους, όπως φαίνεται στα Σχήματα 4.2 και 4.3.

4.3.2 Αρχή

Η θεμελιώδης αρχή στην οποία βασίζονται όλες οι τεχνικές διόρθωσης προβλέπει δύο φάσεις: Τη *φάση των μετρήσεων*, κατά την οποία προσδιορίζονται τα χαρακτηριστικά επίδοσης του κυκλώματος, και μια *φάση ρύθμισης* για την επαναφορά των χαρακτηριστικών αυτών εντός των αποδεκτών ορίων τους, αν αυτό είναι αναγκαίο.

- **Φάση μετρήσεων:** Σκοπός της είναι ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών επίδοσης του υπό εξέταση κυκλώματος, προκειμένου να διαπιστωθεί αν αυτό χρήζει διόρθωσης. Διενεργείται συνήθως είτε μέσω συμβατικού ελέγχου των επιδόσεων (specification-based tests), όπου γίνεται άμεση μέτρηση των επιδόσεων με τη χρήση εξωτερικών σημάτων διέγερσης (stimuli) και αυτόματου εξοπλισμού ελέγχου (automatic test equipment, ATE), είτε ακολουθώντας την προσέγγιση του εναλλακτικού



Σχήμα 4.3: Κατανομή τιμών χαρακτηριστικού επίδοσης πριν και μετά τη διαδικασία διόρθωσης [126]

ελέγχου (alternate test) [65] προκειμένου να ξεπεραστούν οι αδυναμίες του συμβατικού ελέγχου και να μειωθεί το κόστος.

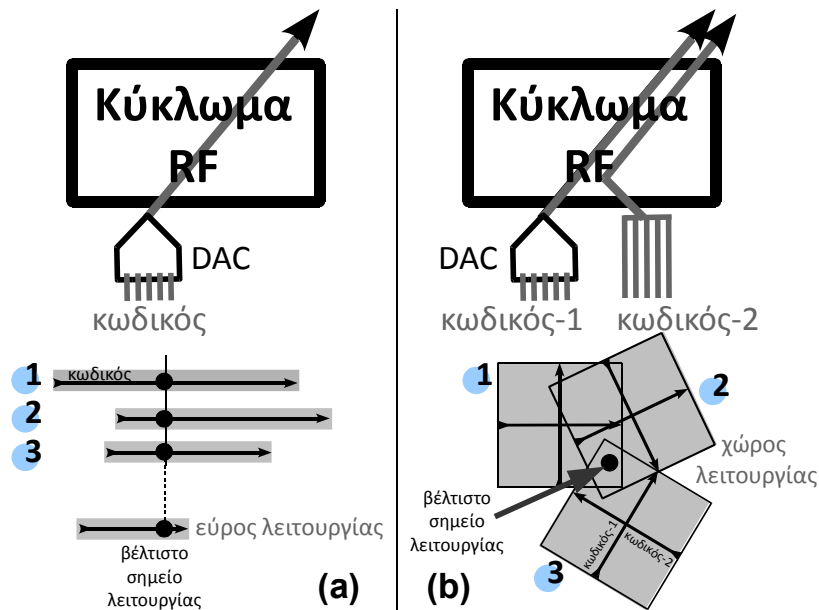
- **Φάση ρύθμισης:** Κατά τη φάση της ρύθμισης, αξιοποιούνται τα χαρακτηριστικά επίδοσης τα οποία προέκυψαν κατά τη φάση των μετρήσεων, προκειμένου να προσδιοριστεί η βέλτιστη προσαρμογή του κυκλώματος η οποία εξασφαλίζει τη διόρθωση των επιδόσεών του.

Επαναλητικές (iterative) τεχνικές καταλήγουν στην οριστική διόρθωση ύστερα από μια σειρά διαδοχικών συγκρινόντων κύκλων μετρήσεων και ρυθμίσεων, ενώ εφάπαξ ('one-time') τεχνικές επιτυγχάνουν την επιθυμητή διόρθωση σε ένα και μόνο βήμα. Στην εργασία [82] παρουσιάζεται μια προσέγγιση που υιοθετεί εναλλακτικό έλεγχο και εφάπαξ ρύθμιση, ενώ στην [98] προτείνεται μια τεχνική που συνδυάζει συμβατικό έλεγχο και επαναληπτική ρύθμιση.

4.3.3 Ρυθμιζόμενα κυκλώματα

Η διόρθωση των επιδόσεων ενός κυκλώματος προϋποθέτει τη διαθεσιμότητα ενός μηχανισμού ικανού να ρυθμίζει πολλαπλά χαρακτηριστικά επίδοσης από κοινού, είτε μέσω ολοκληρωμένων ρυθμιζόμενων στοιχείων (π.χ. ενός μεταβλητού πηνίου [96] ή μιας ψηφιακά ελεγχόμενης πηγής ρεύματος [97]), είτε με την τροποποίηση εξωτερικών παραμέτρων του κυκλώματος (π.χ. της τάσης τροφοδοσίας [82] ή κάποιας συγκεκριμένης τάσης πόλωσης [98]). Οι τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων μπορεί να είναι συνεχείς (π.χ. με τη χρήση varactors) ή διακριτές (π.χ. με τη χρήση συστοιχιών πυκνωτών ή μεταγόμενων φορτίων [switchable loads]) [74].

Σε αρκετές περιπτώσεις, η ύπαρξη ρυθμιζόμενων στοιχείων αξιοποιείται, επιπρόσθετα,



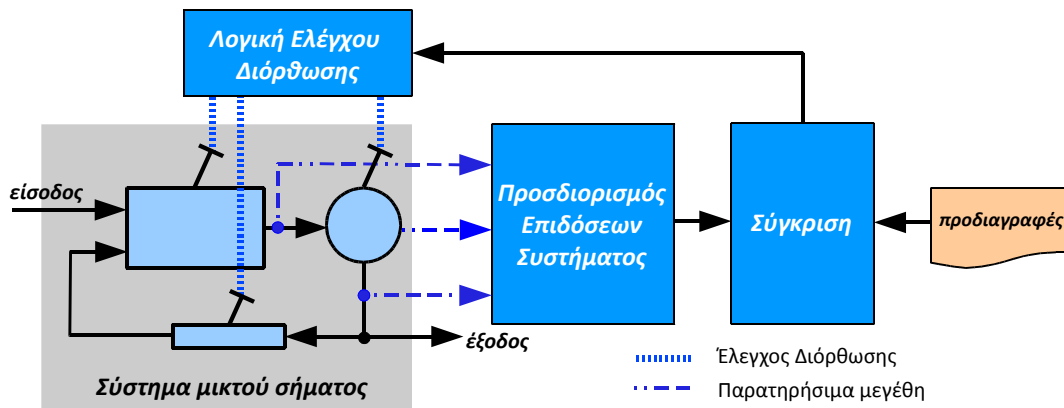
Σχήμα 4.4: Εύρος/χώρος λειτουργίας κυκλωμάτων RF με (a) ένα και (b) δύο ψηφιακά ρυθμιζόμενα στοιχεία, υπό διαφορετικές διακυμάνσεις διεργασίας (“1”, “2” και “3”) [74]. Οι ‘κωδικοί’ αντιστοιχούν στις ψηφιακές υπογραφές οι οποίες ελέγχουν τις τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων (συνεχείς, στην περίπτωση του κωδικού-1 και διακριτές στην περίπτωση του κωδικού-2)

για να προσδώσει προσαρμοστικές (adaptive) δυνατότητες στα κυκλώματα RF. Πιο συγκεκριμένα, εκτός από τη δυνατότητα διόρθωσης των επιδόσεων που παρέχουν, τα ίδια ρυθμιζόμενα στοιχεία μπορούν να εξασφαλίζουν την προσαρμοστικότητα του κυκλώματος στον τρέχοντα φόρτο εργασίας του (workload) ή στην ποιότητα του τηλεπικοινωνιακού καναλιού, επιτυγχάνοντας την ανταλλαγή επιδόσεων και κατανάλωσης ισχύος οποτεδήποτε αυτό είναι δυνατό [93, 94, 127, 128].

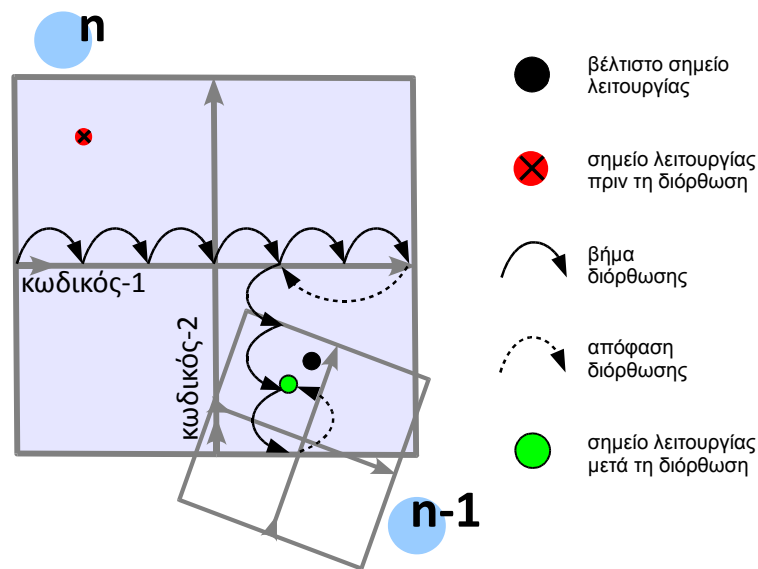
4.3.4 Διόρθωση

Οι περιοχές τιμών ενός ρυθμιζόμενου στοιχείου ορίζουν ένα εύρος λειτουργίας του αντίστοιχου κυκλώματος – ενός χώρου λειτουργίας στην περίπτωση περισσότερων του ενός ρυθμιζόμενων στοιχείων – το οποίο διαφέρει υπό διαφορετικές συνθήκες διακυμάνσεων διεργασίας, σύμφωνα με το Σχήμα 4.4. Ιδιαίτερα στην περίπτωση ρυθμιζόμενων στοιχείων με συνεχές εύρος τιμών, η ακριβής γνώση των επιδόσεων του αντίστοιχου κυκλώματος σε κάθε σημείο του εύρους ή του χώρου λειτουργίας του είναι δύσκολο να αποκτηθεί στην πράξη μέσω συμβατικών μετρήσεων των επιδόσεων, για τους λόγους χρόνου και κόστους που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αντίθετα, μπορούν να αξιοποιηθούν οι μεθοδολογίες του εναλλακτικού ελέγχου (alternate test) οι οποίες είναι ικανές να παρέχουν προγνώσεις ενός μεγάλου αριθμού χαρακτηριστικών επίδοσης για διαφορετικές τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων, βασισμένες σε απλά και εύκολα μετρήσιμα παρατηρήσιμα μεγέθη, όπως θα εξηγήσουμε αναλυτικά στα κεφάλαια που ακολουθούν.

Κατά τη σχεδίαση μιας μεθοδολογίας διόρθωσης επιδιώκεται η κατάλληλη επιλογή των ρυθμιζόμενων στοιχείων ώστε να μπορεί πάντοτε να βρεθεί ένα κοινό βέλτιστο σημείο λειτουργίας μεταξύ των διαφορετικών εκδοχών ενός κυκλώματος που προκύπτουν από διαφορετικές συνθήκες διακυμάνσεων διεργασίας (βλπ Σχήμα 4.4). Κατά τη φάση της ρύθμισης, ο εντοπισμός του βέλτιστου σημείου είναι προϊόν μιας διαδικασίας ανάδρασης και προκύπτει από τη σύγκριση των επιδόσεων του συστήματος σε διαφορετικά σημεία του



Σχήμα 4.5: Αναπαράσταση συστήματος διόρθωσης επιδόσεων με ανάδραση [126]

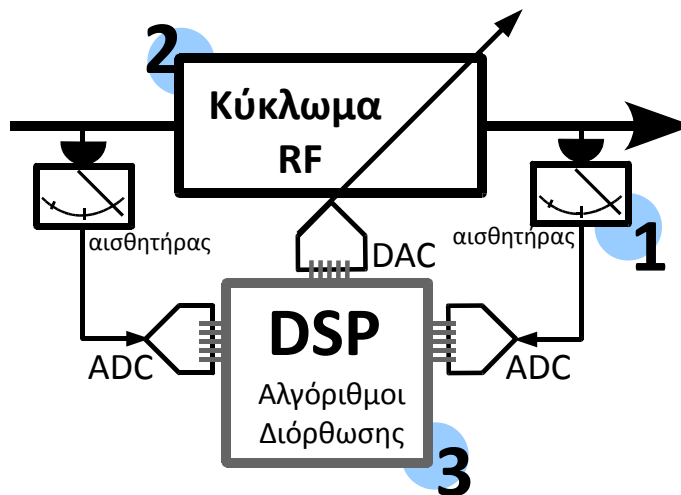


Σχήμα 4.6: Λειτουργία επαναληπτικού αλγορίθμου διόρθωσης [74]. Οι ‘κωδικοί’ αντιστοιχούν στις ψηφιακές υπογραφές οι οποίες ελέγχουν τις τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων

εύρους (χώρου) λειτουργίας με τις τρέχουσες επιδόσεις του, σύμφωνα με το Σχήμα 4.5. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης ενεργοποιεί την κατάλληλη προσαρμογή των ρυθμιζόμενων στοιχείων ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή προσέγγιση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας. Όπως προαναφέρθηκε, η διαδικασία αυτή – η οποία συντονίζεται από εξειδικευμένο αλγόριθμο – ενδέχεται να είναι επαναληπτική, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.6.

4.3.5 Αυτοδιόρθωση

Η διενέργεια της διαδικασίας διόρθωσης κατά τη φάση της κατασκευής ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος συνεπάγεται επιβάρυνση του αντίστοιχου κόστους παραγωγής. Με τη μεθοδολογία της αυτοδιόρθωσης (self-calibration) η διαδικασία της διόρθωσης μπορεί να ενσωματωθεί στο ίδιο το σύστημα, με το προφανές πλεονέκτημα της δυνατότητας περιοδικής επανάληψής της, όταν μια τεχνική αυτοελέγχου αποκαλύψει αξιοπρόσεκτη υποβάθμιση της επίδοσης του συστήματος. Στα συστήματα SoC και SiP η διαθεσιμότητα του ενσωματωμένου DSP ευνοεί την ανάπτυξη τεχνικών αυτοδιόρθωσης χωρίς εξωτερική υποβοήθηση [29, 129].



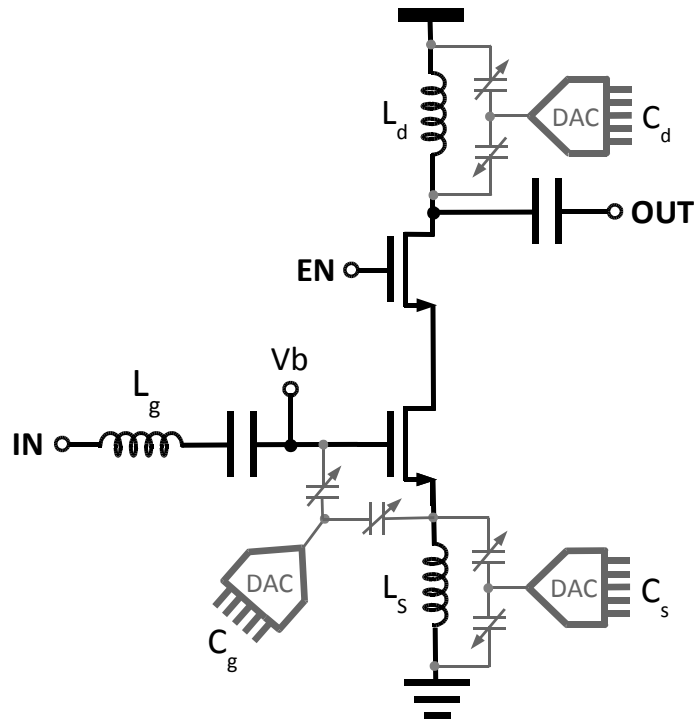
Σχήμα 4.7: Τυπική μορφή βρόχου αυτοδιόρθωσης [74]

Ένας τυπικός βρόχος αυτοδιόρθωσης (Σχήμα 4.7) ενσωματώνει τεχνικές αυτοελέγχου (BIST) και μεθοδολογίες σχεδίασης με ψηφιακή υποβοήθηση (digitally-assisted design) προκειμένου να θέσει το κύκλωμα RF στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας του. Τα συστατικά στοιχεία που εμπλέκονται στη σχεδίαση και στη λειτουργία ενός βρόχου αυτοδιόρθωσης είναι τα εξής:^{4.4}

1. **Αισθητήρες αποκρίσεων:** Εξαιτίας της υψηλής τους συχνότητας, τα σήματα RF δεν είναι συμβατά με το ψηφιακό τμήμα του συστήματος στο οποίο ανήκει ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος. Για το λόγο αυτό απαιτείται η ψηφιοποίησή τους, πριν αποδοθούν στο DSP για περαιτέρω επεξεργασία. Η ψηφιοποίηση αυτή είναι δυνατή με διάφορους τρόπους, ένας εκ των οποίων χρησιμοποιεί φωρατές πλάτους (amplitude detectors), καθώς τα πλάτη των σημάτων RF συσχετίζονται άμεσα ή έμμεσα με τις παραμέτρους του κυκλώματος και μπορούν, επομένως, να παρέχουν στοιχεία για την εκτίμηση των επιδόσεών του.
2. **Ρυθμιζόμενα στοιχεία:** Η αναγκαιότητα της χρήσης ψηφιακά ρυθμιζόμενων στοιχείων έχει διαφανεί στις παραγράφους που προηγήθηκαν, με κρισιμότερο στοιχείο την επιλογή των τιμών τους.
3. **Αλγόριθμοι διόρθωσης:** Οι αλγόριθμοι διόρθωσης εκτελούνται στον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Με την ανίχνευση οποιασδήποτε υποβάθμισης των επιδόσεων (π.χ. λόγω γήρανσης ή υπερθέρμανσης του κυκλώματος) μπορεί να εκκινήσει η διαδικασία διόρθωσης, προκειμένου να αποκατασταθεί η λειτουργία του κυκλώματος σε αποδεκτά επίπεδα. Παράδειγμα της λειτουργίας του αλγορίθμου διόρθωσης φαίνεται στο Σχήμα 4.6, όπου μεταβολή των συνθηκών λειτουργίας προκαλεί ολίσηση του χώρου λειτουργίας, όπως και του τρέχοντος σημείου λειτουργίας του κυκλώματος. Στην περίπτωση αυτή, ο αλγόριθμος διόρθωσης θα αναζητήσει νέες τιμές για τις ψηφιακές ‘υπογραφές’ (κωδικούς) που καθορίζουν τις τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων.

Για την αυτοδιόρθωση συστημάτων που αποτελούνται από πολλά κυκλώματα RF είναι πιθανή η ανάγκη σχεδίασης εξειδικευμένων αλγορίθμων για κάθε επιμέρους βαθμίδα. Εξίσου πιθανή είναι η ανάγκη ενός αλγορίθμου ο οποίος θα συντονίζει την εκτέλεση των επιμέρους αλγορίθμων διόρθωσης.

^{4.4}Η αρίθμηση των στοιχείων αντιστοιχεί στην αρίθμηση στο Σχήμα 4.7



Σχήμα 4.8: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου με ψηφιακά ρυθμιζόμενα στοιχεία για τη διόρθωση της προσαρμογής εισόδου και τη μεταβολή του φόρτου [74]

4.3.5.1 Παράδειγμα τεχνικής για την αυτοδιόρθωση ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Μία από τις δημοφιλέστερες υλοποιήσεις ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) είναι εκείνη του ενισχυτή κοινής πηγής με επαγωγικό εκφυλισμό (inductive degeneration) που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.8. Διαθέτει δικτύωμα προσαρμογής που αποτελείται από άεργα (reactive) στοιχεία, εμφανίζει όμως σύνθετη αντίσταση ασθενούς σήματος αποτελούμενη τόσο από ωμικούς όσο και από άεργους όρους [6]:

$$Z_{in} = j\omega(L_g + L_s) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + g_m \frac{L_s}{C_{gs}}, \quad (4.1)$$

όπου L_g και L_s οι τιμές αυτεπαγωγής των πηνίων που συνδέονται στην πύλη και στην πηγή του τρανζίστορ, αντίστοιχα, C_{gs} η ενδογενής (παρασιτική) χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής και g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ.

Στη συχνότητα συντονισμού

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_g + L_s)C_{gs}}}, \quad (4.2)$$

η σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι καθαρά ωμική και προκύπτει από τη σχέση

$$Z_{in} = g_m \frac{L_s}{C_{gs}}. \quad (4.3)$$

Προκειμένου να επιτυγχάνεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος από την κεραία προς τον LNA, θα πρέπει να εξασφαλίζεται η καλύτερη δυνατή μεταξύ τους προσαρμογή. Παρόλα αυτά, οι διακυμάνσεις διεργασίας προκαλούν αποκλίσεις των τιμών των παθητικών στοιχείων,

με αποτέλεσμα την αλλοίωση της απόκρισης κατά συχνότητα του ενισχυτή. Μοναδικός τρόπος για την αποκατάσταση των τιμών αυτών είναι με τη ρύθμιση των παθητικών στοιχείων. Στην εργασία [96], η σύνθετη αντίσταση εισόδου μεταβάλλεται με τη ρύθμιση του μήκους του πηνίου L_g και, συγκεκριμένα, με τη χρήση διακοπών που βραχυκυκλώνουν επιμέρους τμήματά του. Ευκολότερη, ωστόσο, είναι η ρύθμιση των χωρητικότητων. Στην εργασία [130], προτείνεται η χρήση δύο varactors που συνδέονται παράλληλα προς το πηνίο L_s και μεταξύ πύλης και πηγής (παράλληλα στην παρασιτική χωρητικότητα C_{gs}). Η μεταβολή των varactors επιτρέπει την ανεξάρτητη ρύθμιση της συχνότητας συντονισμού και του βαθμού προσαρμογής εισόδου μέσω ψηφιακά προγραμματιζόμενων γεννητριών πόλωσης, που υλοποιούνται από μετατροπείς ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC), σύμφωνα με το Σχήμα 4.8.

Παρόμοια, το συντονιζόμενο κύκλωμα μπορεί να ρυθμίζεται στην επιθυμητή συχνότητα με τη χρήση varactors, συνδεόμενων παράλληλα στο πηνίο εξόδου L_d [130, 131]. Αποδεικνύεται, επιπλέον, πως με την εφαρμογή συγκεκριμένου σήματος στην είσοδο του LNA, το πλάτος του σήματος εξόδου εμπεριέχει πληροφορία που επιτρέπει την εκτίμηση των επιδόσεων του κυκλώματος. Ειδικότερα, η βέλτιστη ρύθμιση του LNA αντιστοιχεί στο μέγιστο πλάτος εξόδου, ως το άμεσο αποτέλεσμα της βέλτιστης προσαρμογής στην είσοδό του και του βέλτιστου συντονισμού του στη συχνότητα του σήματος εισόδου.

Προκειμένου να παρέχεται η δυνατότητα απενεργοποίησης του LNA κατά τη διάρκεια του αυτοελέγχου ή της αυτοδιόρθωσης άλλων βαθμίδων του συστήματος, η σχεδίαση προβλέπει την εισαγωγή ενός πρόσθετου τρανζίστορ - διακόπτη, που ελέγχεται από το ψηφιακό σήμα EN (enable), όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.8.

5. ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ RF

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται μια στρατηγική για τον έλεγχο ορθής λειτουργίας και τη διόρθωση (calibration) των επιδόσεων ρυθμιζόμενων κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων. Συγκεκριμένα κυκλωματικά στοιχεία που επηρεάζουν τις επιδόσεις του κυκλώματος σχεδιάζονται ώστε να ελέγχονται ψηφιακά, παρέχοντας τη δυνατότητα ρύθμισης των χαρακτηριστικών επίδοσης ενός κυκλώματος γύρω από τις μετά την κατασκευή τιμές τους, μέσω ενός συνόλου διακριτών καταστάσεων λειτουργίας.

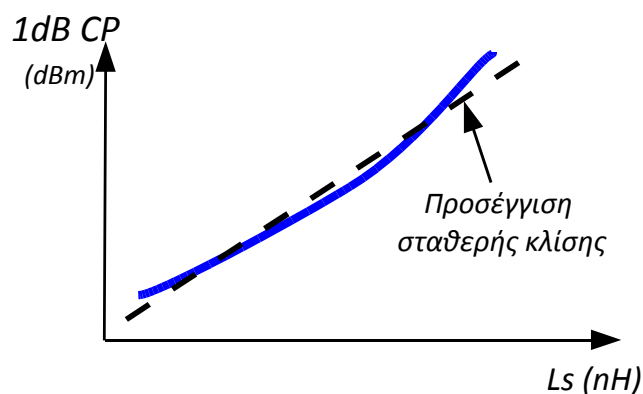
Η μεθοδολογία εναλλακτικού ελέγχου (alternate test) υιοθετείται για τον έλεγχο και τη διόρθωση και ένα σύνολο βέλτιστα επιλεγμένων παρατηρήσιμων ελέγχου (test observables) χρησιμοποιείται για την κατασκευή των μοντέλων παλινδρόμησης (regression) για την πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος σε κάθε κατάσταση λειτουργίας. Στη φάση ελέγχου, λαμβάνονται μετρήσεις των παρατηρήσιμων μεγεθών επί ενός υποσυνόλου των καταστάσεων του κυκλώματος. Η επεξεργασία των μετρήσεων αυτών παρέχει ακριβή πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης του RF κυκλώματος σε όλες τις διαθέσιμες καταστάσεις λειτουργίας και επιτρέπει τη διάκριση μεταξύ κυκλωμάτων τα οποία είναι ελεύθερα από ελαττώματα (defect-free) και ελαττωματικών (defective) κυκλωμάτων. Η διάκριση αυτή επιτυγχάνεται περαιτέρω με την εκμετάλλευση ενός διευρυμένου υπερσυνόλου των παρατηρήσιμων ελέγχου, η χρήση του οποίου αποσκοπεί στη μεγιστοποίηση της κάλυψης σφαλμάτων (fault coverage). Επιπρόσθετα, τα προγνωσθέντα χαρακτηριστικά επίδοσης χρησιμοποιούνται για την εξέταση του βαθμού συμμόρφωσης του κυκλώματος προς τις προδιαγραφές του και για να επιτραπεί η διόρθωση του RF κυκλώματος με τον προσδιορισμό της κατάλληλης κατάστασης λειτουργίας στην οποία ικανοποιούνται όλες οι προδιαγραφές. Αφού προσδιοριστεί μια τέτοια κατάσταση (αν υπάρχει), το κύκλωμα εξαναγκάζεται να λειτουργεί εφεξής στη συγκεκριμένη κατάσταση.

Η αποδοτικότητα της προτεινόμενης τεχνικής μελετάται μέσω της εφαρμογής της σε έναν τυπικό διαφορικό μίκτη RF, σχεδιασμένο σε τεχνολογία CMOS 0.18μm. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται και αξιολογούνται.

5.1 Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα

Πρόσφατα, η αρχή του εναλλακτικού ελέγχου έχει εφαρμοστεί στην εκτίμηση των επιδόσεων που είναι αναγκαία για τη διόρθωση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων RF [13, 82, 92, 94, 127, 132].

Κρίσιμο σημείο κατά τη διαδικασία διόρθωσης αποτελεί η κατάλληλη επιλογή της συγκεκριμένης κατάστασης λειτουργίας του κυκλώματος στην οποία οι επιδόσεις αποκαθίστανται στα επιθυμητά επίπεδα, ή, ισοδύναμα, η ακριβής συσχέτιση των τιμών των ρυθμιζόμενων στοιχείων προς τις αντίστοιχες επιδόσεις του κυκλώματος. Στην εργασία [13], η αποδοτική διόρθωση επιβάλλει την επιλογή των ρυθμιζόμενων στοιχείων κατά τέτοιον τρόπο ώστε όλα τα χαρακτηριστικά επίδοσης του κυκλώματος να μεταβάλλονται σχεδόν γραμμικά με τις τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων. Επιπλέον, η γραμμική αυτή σχέση υποτίθεται πως παραμένει αναλλοίωτη για όλα τα κατασκευασμένα κυκλώματα, ακόμα κι αν αυτά υπόκεινται σε διακυμάνσεις διεργασίας (process variations) και ανομοιομορφιών των διατάξεων (device mismatches), όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.1. Οι πιο πάνω προσεγγίσεις, ωστόσο, έχουν εγκαταλειφθεί πρόσφατα προκειμένου να ληφθούν υπόψη μη γραμμικές αλληλεπιδράσεις [94, 127, 132]. Στην περίπτωση της διόρθωσης ενσωματωμένων (embedded) RF κυκλωμάτων, η παρατηρησιμότητα (observability) των εσωτερικών

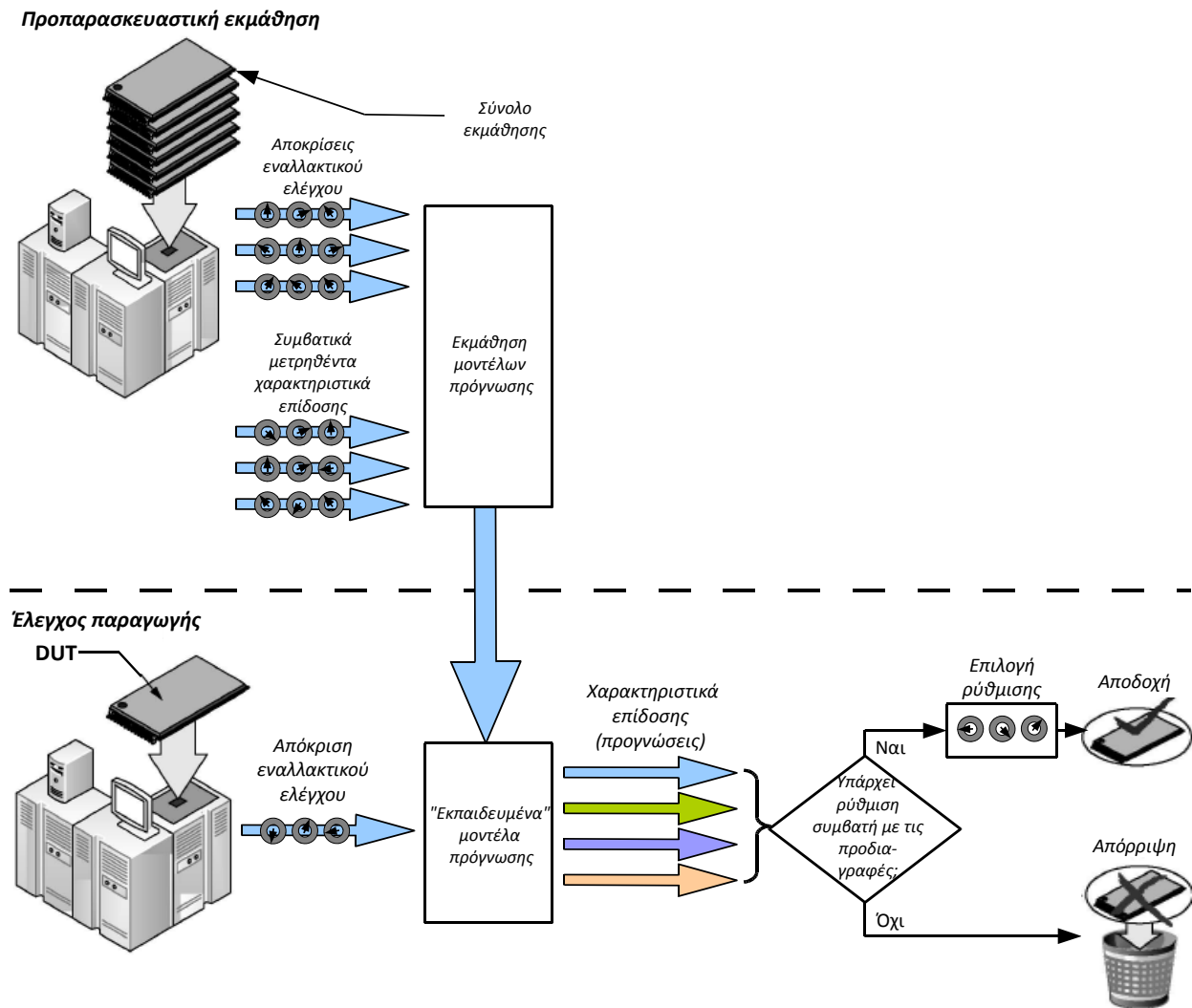


Σχήμα 5.1: Γραμμική προσέγγιση για τη συσχέτιση μεταξύ χαρακτηριστικού επίδοσης και τιμής ρυθμιζόμενου στοιχείου (εδώ, 1dB CP και συντελεστή αυτεπαγωγής μεταβλητού πηνίου [Ls], αντίστοιχα) [13]

σημάτων RF συνιστά ένα εξίσου σοβαρό πρόβλημα. Για την άρση των σχετικών περιορισμών, έχει προταθεί η προσθήκη συγκεκριμένων ενσωματωμένων κυκλωμάτων [94, 96], σκοπός των οποίων είναι η μεταφορά της πληροφορίας των υψίσυχνων RF σημάτων στην περιοχή συχνοτήτων των ψηφιακών τμημάτων.

Για την περίπτωση μη ρυθμιζόμενων κυκλωμάτων, η συνήθης πρακτική εναλλακτικού ελέγχου βασίζεται στη μέτρηση των παρατηρήσιμων ελέγχου στη μοναδική διαθέσιμη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος, προκειμένου να κατασκευαστούν μοντέλα παλινδρόμησης για την πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης. Ωστόσο, στην περίπτωση ενός ρυθμιζόμενου (adjustable) κυκλώματος το οποίο διαθέτει περισσότερες από μία καταστάσεις λειτουργίας, η συνήθης προσέγγιση ενδέχεται να χαρακτηρίζεται από μειωμένη κάλυψη ελαττωμάτων, καθώς δεν αξιοποιείται επαρκώς ο μηχανισμός ρύθμισης. Περαιτέρω, και για τους ίδιους λόγους, η ακρίβεια πρόγνωσης που απαιτείται για την επιλογή της κατάλληλης κατάστασης λειτουργίας η οποία εξασφαλίζει την επιθυμητή διόρθωση μπορεί να είναι περιορισμένη, ή και ανεπαρκής, καθώς τα αντίστοιχα γραμμικά μοντέλα κατασκευάζονται με την υπόθεση πως τα ρυθμιζόμενα στοιχεία είναι κατά προσέγγιση ανεξάρτητα. Παρόλα αυτά, η απόλυτη ανεξαρτησία των ρυθμιζόμενων στοιχείων είναι αδύνατο να επιτευχθεί στην πράξη. Προκειμένου να αποφευχθεί το σφάλμα που εισάγεται από την υπόθεση της γραμμικότητας, η τεχνική εναλλακτικού ελέγχου 'μέσου σημείου' (midpoint) – η οποία βρίσκει εφαρμογή στη διόρθωση των επιδόσεων RF κυκλωμάτων, σύμφωνα με το Σχήμα 5.2 – προτάθηκε πρόσφατα [92] ώστε τα προγνωστικά μοντέλα να ενσωματώσουν και φαινόμενα αλληλεπίδρασης μεταξύ των ρυθμιζόμενων στοιχείων. Η συγκεκριμένη τεχνική χειρίζεται από κοινού, σε ένα μοναδικό μοντέλο, τόσο τις διακυμάνσεις διεργασίας όσο και τις αλληλεπιδράσεις των ρυθμιζόμενων στοιχείων. Η αποδοτικότητα, ωστόσο, της προσέγγισης αυτής φαίνεται πως εξαρτάται από την επιλογή των ρυθμιζόμενων στοιχείων, και μειώνεται με τη μείωση του αριθμού τους, όπως θα δειχθεί σε επόμενη παράγραφο (§ 5.3.3), καθώς χρησιμοποιεί παρατηρήσιμα μεγέθη που αντιστοιχούν αποκλειστικά και μόνο στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος (δηλαδή στις 'ονομαστικές' τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων).

Στην προτεινόμενη μεθοδολογία, το μέρος του ελέγχου ορθής λειτουργίας συνδυάζει, αφενός, τεχνικές προσανατολισμένες στην ανίχνευση ελαττωμάτων (DOT) και, αφετέρου, μεθοδολογίες εναλλακτικού ελέγχου, εκμεταλλευόμενο τα πλεονεκτήματα και των δύο. Για την κατασκευή προγνωστικών μοντέλων μεγάλης ακρίβειας χρησιμοποιούνται παρατηρήσιμα ελέγχου που συλλέγονται σε πολλαπλές καταστάσεις λειτουργίας και από επιλεγμένους κόμβους του κυκλώματος. Η τρέχουσα βιβλιογραφία φαίνεται πως ευνοεί την επιλογή τάσεων έναντι ρευμάτων ως παρατηρήσιμων μεγεθών – παρόλο που η εισαγωγή των τε-

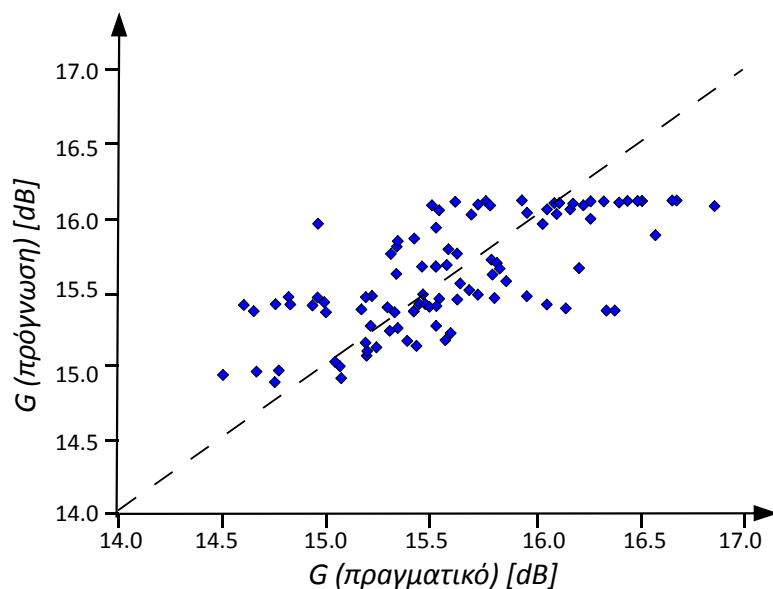


Σχήμα 5.2: Διόρθωση επιδόσεων με βάση την τεχνική εναλλακτικού ελέγχου ‘μέσου σημείου’ (midpoint) [92]

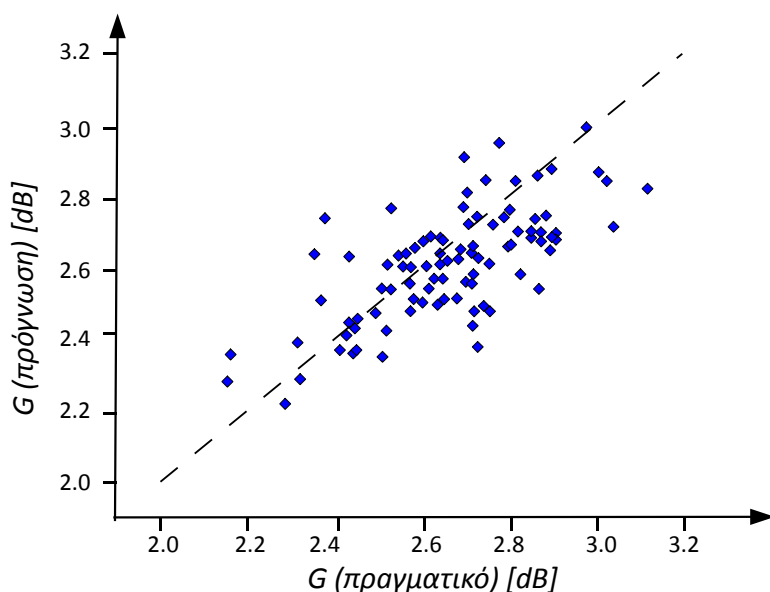
λευταίων συντείνει στην αύξηση της ακρίβειας πρόγνωσης (όπως προκύπτει από τη σύγκριση των Σχημάτων 5.3, 5.4 και 5.5) – εξαιτίας της πολυπλοκότητας και του πρόσθετου υλικού που απαιτείται για την παρακολούθηση του ρεύματος (current sensing) [72].

Τα μοντέλα παλινδρόμησης εξασφαλίζουν την πρόγνωση των επιδόσεων σε όλες τις καταστάσεις. Η τακτική αξιοποίησης μετρήσεων από πολλαπλές καταστάσεις οδηγεί σε δραστική βελτίωση της ακρίβειας πρόγνωσης σε σύγκριση με άλλες εργασίες [13, 72]^{5.1}, και παρέχει υψηλή κάλυψη ελαττωμάτων, η οποία αυξάνεται με την προτεινόμενη επέκταση των παρατηρήσιμων μεγεθών που χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση των ελαττωμάτων. Η πρόγνωση των επιδόσεων επιτρέπει, επιπλέον, τον ακριβή χαρακτηρισμό ενός ελεύθερου από ελαττώματα κυκλώματος ως συμβατού ή όχι προς τις προδιαγραφές. Ο χαρακτηρισμός αυτός αφορά κάθε κατάσταση λειτουργίας ξεχωριστά, και είναι εφικτός μέσω των προγνώσεων της επίδοσης σε κάθε κατάσταση. Στην περίπτωση που ένα κύκλωμα βρίσκεται συμβατό με τις προδιαγραφές σε μία τουλάχιστον κατάσταση λειτουργίας, πραγματοποιείται ‘εφάπαξ’ διόρθωση (‘one-step’) [13, 94] με την επιλογή της κατάστασης στην οποία το κύκλωμα ανταποκρίνεται σε μεγαλύτερο βαθμό προς τις προδιαγραφές και την

^{5.1} Η παρατήρηση των Σχημάτων 5.3 και 5.4 – τα οποία αντιστοιχούν σε μη ρυθμιζόμενα κυκλώματα (με μία, δηλαδή, μοναδική κατάσταση λειτουργίας) – επιβεβαιώνει πως η ακρίβεια πρόγνωσης παραμένει σχετικά φτωχή αν ένα μοναδικό παρατηρήσιμο μέγεθος χρησιμοποιείται για την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων.

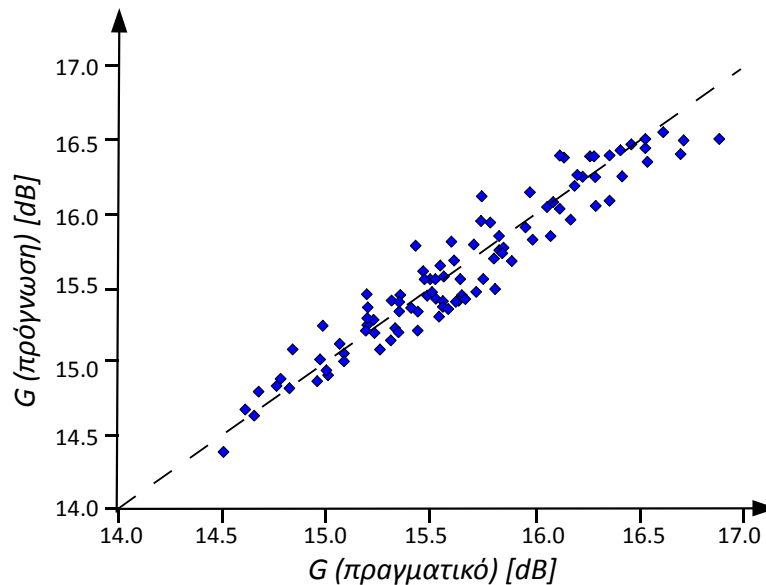


Σχήμα 5.3: Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμο μέγεθος χρησιμοποιείται η τάση εξόδου από κορυφή σε κορυφή ($v_{out|pp}$) στην ομόδυνη λειτουργία [72]. Η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στον γεωμετρικό τόπο των κυκλωμάτων για τα οποία το σφάλμα πρόγνωσης είναι μηδενικό.



Σχήμα 5.4: Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμο μέγεθος χρησιμοποιείται η συνεχής συνιστώσα της τάσης εξόδου σε ομόδυνη λειτουργία [13]. Η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στον γεωμετρικό τόπο των κυκλωμάτων για τα οποία το σφάλμα πρόγνωσης είναι μηδενικό.

κατάλληλη προσαρμογή του μηχανισμού ρύθμισης. Παρά την ύπαρξη και επαναληπτικών (iterative) διαδικασιών διόρθωσης των επιδόσεων [93, 132], οι οποίες επιτυγχάνουν υψηλή ανάκτηση της απωλεσθείσας απόδοσης (yield) με την κατάτμηση της διαδικασίας διόρθωσης σε μεγάλο αριθμό διαδοχικών κύκλων, η ‘εφάπαξ’ προσέγγιση [13, 94] – την οποία και υιοθετεί η προτεινόμενη μεθοδολογία – τείνει να επικρατήσει, καθώς εξασφαλίζει πολύ βραχύτερους χρόνους διόρθωσης.



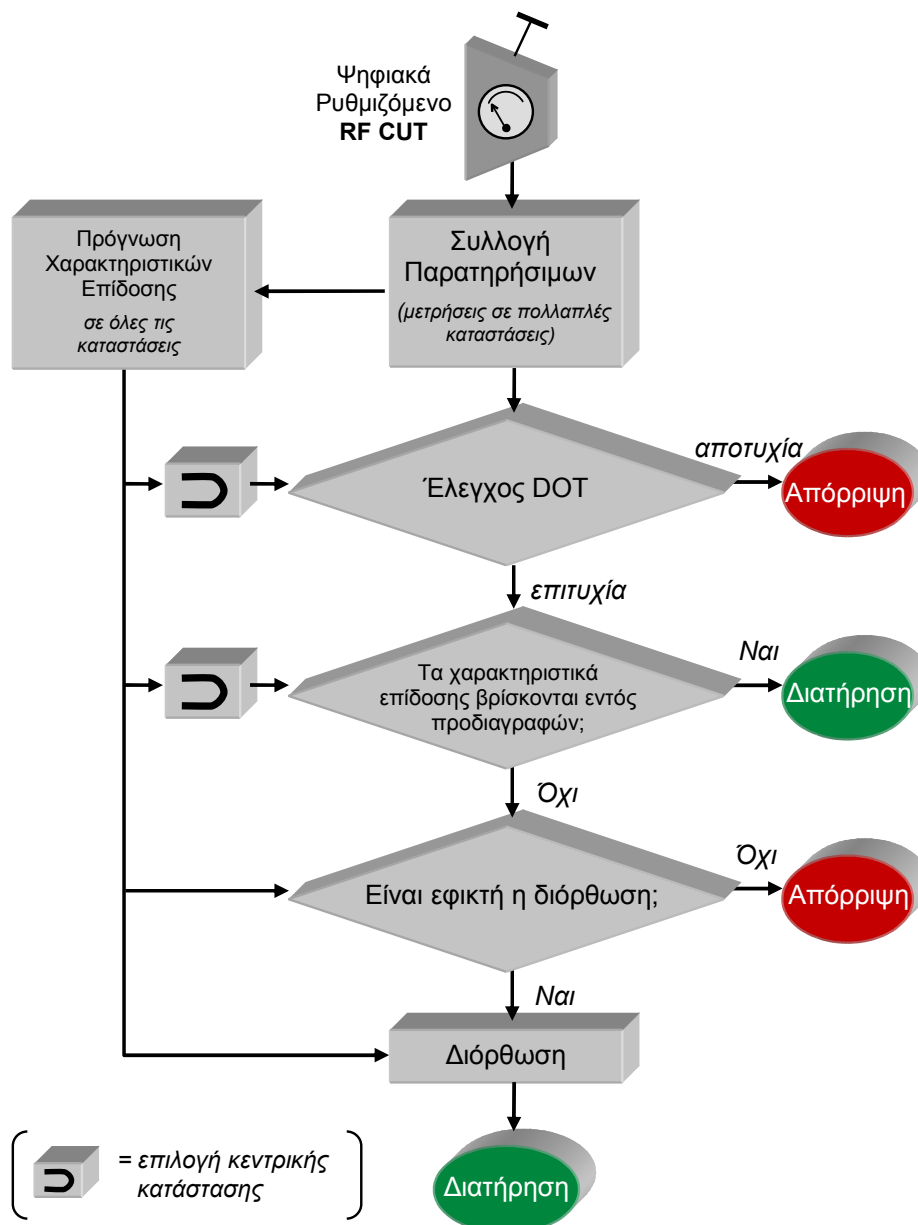
Σχήμα 5.5: Σχέση μεταξύ πραγματικών τιμών και προγνώσεων της απολαβής μίκτη RF. Ως παρατηρήσιμα μεγέθη χρησιμοποιούνται η τάση εξόδου από κορυφή σε κορυφή ($v_{out|pp}$) και η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος του μίκτη ($I_{SS|DC}$) στην ομόδυνη λειτουργία [72]. Η διακεκομμένη γραμμή αντιστοιχεί στον γεωμετρικό τόπο των κυκλωμάτων για τα οποία το σφάλμα πρόγνωσης είναι μηδενικό.

5.2 Περιγραφή της μεθοδολογίας

Η προτεινόμενη μεθοδολογία αφορά ρυθμιζόμενα κυκλώματα RF. Ένα ψηφιακά ρυθμιζόμενο κύκλωμα είναι σχεδιασμένο κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μπορεί να λειτουργεί σε διάφορες διακριτές καταστάσεις. Μπορεί, επομένως, να μεταβάλλει τις τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσής του γύρω από τις τιμές που αυτά εμφανίζουν αμέσως μετά την κατασκευή του κυκλώματος. Η δυνατότητα αυτή προσφέρεται μέσω της χρήσης ενός ρυθμιζόμενου στοιχείου, η τιμή του οποίου σχετίζεται με τα χαρακτηριστικά επίδοσης που ενδιαφέρουν.

Η προτεινόμενη μεθοδολογία ελέγχου και διόρθωσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.6 και έχει, συνοπτικά, ως εξής: Στο ρυθμιζόμενο RF κύκλωμα υπό έλεγχο (RF CUT) διενεργούνται μετρήσεις σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας προκειμένου να συγκροτηθεί ένα συγκεκριμένο σύνολο παρατηρήσιμων μεγεθών ελέγχου (test observables), σύμφωνα με την προσέγγιση του εναλλακτικού ελέγχου (alternate test). Στη συνέχεια, γίνεται πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας αξιοποιώντας μοντέλα πρόγνωσης τα οποία έχουμε δημιουργήσει νωρίτερα. Το σύνολο των μετρηθέντων παρατηρήσιμων μεγεθών μαζί με τα προβλεφθέντα χαρακτηριστικά επίδοσης χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση ελαττωμάτων. Από τα χαρακτηριστικά αυτά, εκείνα που έχουν προβλεφθεί σε μια μοναδική κατάσταση λειτουργίας (την κεντρική κατάσταση λειτουργίας) είναι επαρκή για την ανίχνευση ελαττωμάτων, όπως θα αποδειχθεί στη συνέχεια (§5.3). Τα κυκλώματα τα οποία είναι ελεύθερα ελαττωμάτων (defect-free) εξετάζονται προκειμένου να προσδιοριστεί αν τα προβλεφθέντα χαρακτηριστικά επίδοσής τους στην κεντρική κατάσταση ανταποκρίνονται στις προδιαγραφές. Για κάθε κύκλωμα που βρίσκεται να παραβιάζει τις προδιαγραφές, χρησιμοποιούνται οι προβλέψεις για τα χαρακτηριστικά επίδοσης στις υπόλοιπες καταστάσεις λειτουργίας ώστε να αξιολογηθεί η δυνατότητα διόρθωσής του. Τελικά, τα κυκλώματα των οποίων τα προβλεφθέντα χαρακτηριστικά επίδοσης σε τουλάχιστον μία κατάσταση λειτουργίας πληρούν τις προδιαγραφές διορθώνονται με την κατάλληλη προσαρμογή του ρυθμιζόμενου στοιχείου.

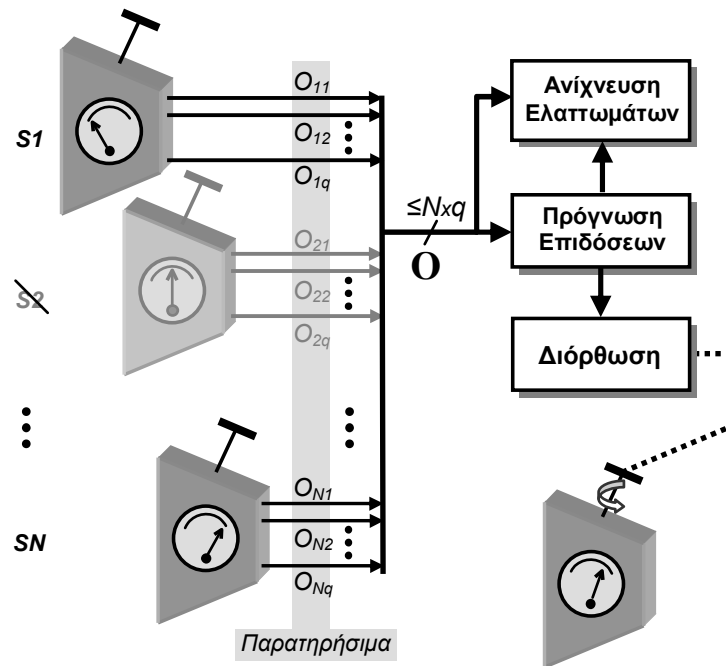
Ας υποθέσουμε ότι η διαδικασία διόρθωσης ενός κυκλώματος εστιάζεται σε ένα σύνολο



Σχήμα 5.6: Διάγραμμα ροής ελέγχου και διόρθωσης

Κ χαρακτηριστικών επίδοσης (performance characteristics, PCs), π.χ. της απολαβής (G), του σημείου συμπίεσης απολαβής 1dB (1dB-CP) κ.λπ. Το σύνολο των χαρακτηριστικών επίδοσης θα συμβολίζεται με το διάνυσμα $PC=(PC1, PC2, \dots, PCN)$. Αν, περαιτέρω, το κύκλωμα έχει σχεδιαστεί ώστε να λειτουργεί σε N διακριτές καταστάσεις $S_i, (i=1, 2, \dots, N)$, η τιμή κάθε χαρακτηριστικού επίδοσης θα διαφέρει μεταξύ των καταστάσεων λειτουργίας. Για συγκεκριμένη τοπολογία και σχεδίαση κυκλώματος, η επίδοση αναμένεται επίσης να διαφέρει μεταξύ των κατασκευασμένων κυκλωμάτων, καθώς αυτά υπόκεινται σε διακυμάνσεις διεργασίας και ανομοιομορφίες των διατάξεων.

Η πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης και η ανίχνευση ελαττωμάτων πραγματοποιείται με την αξιοποίηση ενός βέλτιστα επιλεγμένου συνόλου παρατηρήσιμων ελέγχου (τάσεων ή ρευμάτων). Η βέλτιστη επιλογή των παρατηρήσιμων μεγεθών συνεπάγεται πως: α) οι τιμές τους είναι εξαιρετικά ευαίσθητες στην παρουσία ελαττωμάτων και β) η πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης η οποία βασίζεται στα παρατηρήσιμα μεγέθη παρέχει επαρκείς συντελεστές προσδιορισμού (coefficients of determination) οι οποίοι να επιτρέπουν αρκούτως αποδοτική διόρθωση. Το σύνολο των παρατηρήσιμων αποτελείται



Σχήμα 5.7: Διαδικασία μετρήσεων, ανίχνευσης ελαττωμάτων και διόρθωσης (επισκόπηση)

από q τιμές ανά κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος. Παρόλα αυτά, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα υποσύνολο των N διαθέσιμων καταστάσεων. Το σύνολο των παρατηρήσιμων μεγεθών θα συμβολίζεται με το διάνυσμα \mathbf{O} με μέγιστη διάσταση $N \times q$. Το διάνυσμα αυτό χρησιμοποιείται για την πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος με τη χρήση μοντέλων παλινδρόμησης που έχουν κατασκευαστεί εκ των προτέρων, προκειμένου να εξασφαλισθεί η ανίχνευση των ελαττωμάτων και, τελικά, για να ολοκληρωθεί η διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων κατά τρόπο που να εξασφαλίζει τη συμμόρφωση του κυκλώματος προς τις προδιαγραφές, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.7.

Προκειμένου να πραγματοποιηθεί ακριβής πρόγνωση όλων των K χαρακτηριστικών επίδοσης σε όλες τις N καταστάσεις λειτουργίας για δεδομένο κατασκευασμένο κύκλωμα, απαιτούνται κατάλληλα προγνωστικά μοντέλα τα οποία να διαθέτουν τη δυνατότητα αντιστοίχισης του διανύσματος \mathbf{O} στα χαρακτηριστικά επίδοσης \mathbf{PC} , όπως περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο.

5.2.1 Φάση εκμάθησης των προγνωστικών μοντέλων

Ακολουθώντας την προσέγγιση του εναλλακτικού ελέγχου, λαμβάνονται μετρήσεις των παρατηρήσιμων ελέγχου σε ένα αρκετά μεγάλο αριθμό (M) πραγματικών κυκλωμάτων, που αντιστοιχούν σε συνήθεις διαταραχές διεργασίας (process perturbations). Οι μετρήσεις αυτές χρησιμοποιούνται για την κατασκευή $N \times K$ προγνωστικών μοντέλων (φάση εκμάθησης, training phase), όπου N και K συμβολίζουν τον αριθμό των καταστάσεων του κυκλώματος και τον αριθμό των υπό εξέταση χαρακτηριστικών επίδοσης, αντίστοιχα. Τα προγνωστικά μοντέλα είναι μη γραμμικά μοντέλα τα οποία κατασκευάζονται με στατιστικές μεθόδους παλινδρόμησης (regression), π.χ. με πολυμεταβλητούς προσαρμοστικούς ιχνηθέτες παλινδρόμησης (multivariate adaptive regression splines, MARS^{5.2}) [69], και τα οποία αναλαμβάνουν την αντιστοίχιση του διανύσματος \mathbf{O} των παρατηρήσιμων στις K

^{5.2}Για λεπτομέρειες, βλπ Παράρτημα IV.

τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης για όλες τις N καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος.

Στην περίπτωση όπου η λήψη μετρήσεων σε πραγματικά κυκλώματα δεν είναι εφικτή, ή όταν το διαθέσιμο δείγμα πραγματικών κυκλωμάτων είναι μικρό, μια εναλλακτική επιλογή έγκειται στη συλλογή του συνόλου των παρατηρήσιμων – για τα M κυκλώματα που θα χρησιμοποιηθούν στην εκμάθηση των μοντέλων – μέσω προσομοιώσεων Monte Carlo [133, 134], με την εκμετάλλευση των στατιστικών μοντέλων της χρησιμοποιούμενης τεχνολογίας. Κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων αυτών μπορεί να ενεργοποιηθεί η επιλογή LHS (Latin Hypercube Sampling [135, 136]), καθώς βελτιώνει την ακρίβεια των προγνωστικών μοντέλων τα οποία παράγονται κατά τη φάση εκμάθησης, αυξάνοντας τον αριθμό των παραγόμενων δειγμάτων που αντιστοιχούν σε ακραίες τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης (κοντά στις “ουρές” των αντίστοιχων κατανομών).

5.2.2 Φάση καθορισμού των ζωνών διακύμανσης

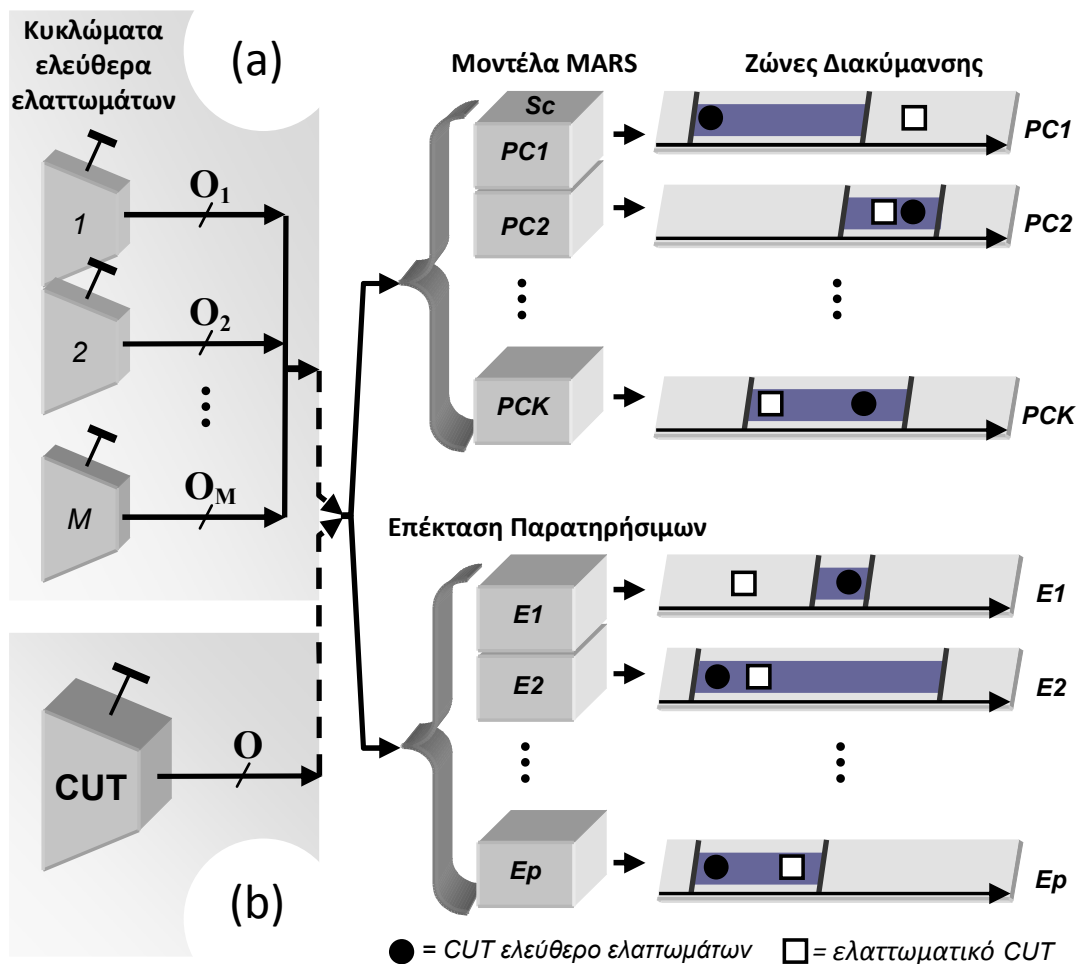
Το πρώτο βήμα προς την κατεύθυνση της ανίχνευσης ελαττωμάτων είναι ο καθορισμός των αναμενόμενων περιοχών τιμών για κάθε επιμέρους παρατηρήσιμο καθώς και για κάθε προγνωσθέν χαρακτηριστικό επίδοσης, με βάση τις διακυμάνσεις διεργασίας και τις ανομοιομορφίες των διατάξεων. Στην περίπτωση των χαρακτηριστικών επίδοσης, ο προσδιορισμός των συγκεκριμένων περιοχών τιμών – για τις οποίες θα υιοθετήσουμε τον όρο *ζώνες διακύμανσης* (variation bands) – προϋποθέτει πως το κύκλωμα τίθεται στην “κεντρική” κατάσταση λειτουργίας (συμβολιζόμενη με S_c). Να σημειωθεί πως στην κατάσταση αυτή, και υπό τυπικές συνθήκες διεργασίας, το κύκλωμα εμφανίζει χαρακτηριστικά επίδοσης αντίστοιχα των ονομαστικών (nominal). Με άλλα λόγια, κάθε κύκλωμα που κατασκευάζεται σε συνθήκες που αντιστοιχούν σε τυπικές τιμές των παραμέτρων διεργασίας και λειτουργεί στην κεντρική κατάσταση, ταυτίζεται με το αποκαλούμενο “ιδανικό” κύκλωμα (“golden” circuit).

Προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η αποδοτικότητα της ανίχνευσης ελαττωμάτων, μπορούμε να επεκτείνουμε το αρχικό σύνολο παρατηρήσιμων (\mathbf{O}) σε ένα διευρυμένο υπερσύνολο παρατηρήσιμων $\mathbf{E}=(E_1, E_2, \dots, E_p)$, όπου $p \geq \text{πληθάριθμος}(\mathbf{O})$, με E_i ($1 \leq i \leq p$) να αντιπροσωπεύει είτε ένα αρχικό παρατηρήσιμο είτε έναν απλό γραμμικό συνδυασμό των αρχικών παρατηρήσιμων. Ο τελευταίος μπορεί να προσδιοριστεί με τον εντοπισμό συσχετίσεων μεταξύ στοιχείων του \mathbf{O} είτε μέσω εμπειρικής παρατήρησης, είτε με την ανάλυση κύριων συνιστωσών (principal component analysis, PCA [137]).

Η εξαγωγή των αντίστοιχων ζωνών διακύμανσης πραγματοποιείται με στατιστική ανάλυση είτε στα M πραγματικά κυκλώματα, είτε στα M κυκλώματα από προσομοιώσεις Monte Carlo τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στη φάση εκμάθησης, κάνοντας χρήση των ίδιων παρατηρήσιμων (\mathbf{O}), καθώς τα απαιτούμενα δεδομένα εισόδου ταυτίζονται. Στο Σχήμα 5.8(a) συνοψίζεται η συνολική διαδικασία που ακολουθείται για τον καθορισμό των ζωνών διακύμανσης.

5.2.3 Φάση ανίχνευσης ελαττωμάτων

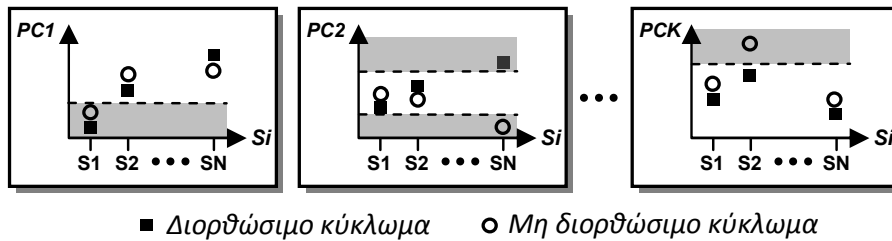
Κατά τη διάρκεια του ελέγχου ενός κατασκευασμένου κυκλώματος γίνονται μετρήσεις των παρατηρήσιμων μεγεθών σε πολλαπλές καταστάσεις λειτουργίας του, και ακολουθεί πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, με τη χρήση των μοντέλων παλινδρόμησης τα οποία είναι ήδη διαθέσιμα.



Σχήμα 5.8: Διαδικασία (a) για τον καθορισμό των ζωνών διακύμανσης (έντονα σκιασμένες περιοχές) και (b) για την ανίχνευση ελαττωμάτων

Η ανίχνευση ελαττωμάτων διενεργείται αφού υπολογισθούν τα επεκτεταμένα παρατηρήσιμα, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.8(b). Επιπλέον, εξετάζονται οι προγνώσεις των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας. Η ανίχνευση ελαττωμάτων εξασφαλίζεται με βάση τον ακόλουθο κανόνα: Αν τουλάχιστον ένα από τα επεκτεταμένα παρατηρήσιμα (υπό την έννοια του ελέγχου DOT) ή τουλάχιστον ένα από τα χαρακτηριστικά επίδοσης (υπό την έννοια του εναλλακτικού ελέγχου) αποτυγχάνει να βρεθεί εντός της αντίστοιχης ζώνης διακύμανσης, τότε το υπό έλεγχο κύκλωμα χαρακτηρίζεται ως ελαττωματικό και απορρίπτεται. Αν χαρακτηριστικό επίδοσης βρεθεί εκτός της ζώνης διακύμανσης, τότε ο μηχανισμός διόρθωσης δεν μπορεί να το αντιμετωπίσει. Στην αντίθετη περίπτωση, το κύκλωμα θεωρείται ελεύθερο ελαττωμάτων. Για κάθε κύκλωμα που χαρακτηρίζεται μεν ως ελεύθερο ελαττωμάτων, αλλά δεν συμμορφώνεται προς τις προδιαγραφές όταν λειτουργεί στην κεντρική κατάσταση, εκκινεί μια διαδικασία διόρθωσης προκειμένου να μειωθεί η παραμετρική απώλεια απόδοσης (parametric yield loss), όπως περιγράφεται στην επόμενη ενότητα.

Να σημειωθεί πως η πιο πάνω διαδικασία ανίχνευσης ελαττωμάτων υλοποιεί, στην πράξη, ένα υπερορθογωνικό (hyper-rectangular) φίλτρο ελαττωμάτων p εισόδων [37, 38] και $K+p$ διαστάσεων, το οποίο ενσωματώνει ένα συμβατικό φίλτρο ελαττωμάτων p διαστάσεων επαυξημένο κατά τα K προγνωσθέντα χαρακτηριστικά επίδοσης, τα οποία εισάγονται με σκοπό την αποκάλυψη πιθανών συσχετίσεων μεταξύ των στοιχείων του \mathbf{E} , προκειμένου να βελτιωθεί η επιλεκτικότητα του φίλτρου.



Σχήμα 5.9: Αρχή διόρθωσης επιδόσεων (Οι σκιασμένες περιοχές αντιστοιχούν σε τιμές επιδόσεων μη συμβατές με τις προδιαγραφές, ενώ τα S_i ($i=1,2, \dots, N$) αντιστοιχούν στις καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος)

5.2.4 Φάση διόρθωσης

Η διαδικασία διόρθωσης καθορίζει την κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος στην οποία όλα τα χαρακτηριστικά επίδοσης συμμορφώνονται προς τις προδιαγραφές. Αυτό γίνεται κατορθωτό με τη χρήση των μοντέλων πρόγνωσης που είναι διαθέσιμα από τη φάση εκμάθησης για όλα τα K χαρακτηριστικά επίδοσης και για όλες τις N καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος, σύμφωνα με την αρχή που περιγράφεται στο Σχήμα 5.9.

Ειδικότερα, η διαδικασία διόρθωσης επιχειρεί να εντοπίσει την κατάσταση (ή τις καταστάσεις) λειτουργίας (S_i) για την οποία όλα τα υπό εξέταση χαρακτηριστικά επίδοσης είναι συμβατά με τις προδιαγραφές. Στην περίπτωση που ο αριθμός των καταστάσεων αυτών βρεθεί μεγαλύτερος ή ίσος με τη μονάδα, τότε το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι διορθώσιμο. Στο Σχήμα 5.9 παρουσιάζεται παράδειγμα διορθώσιμου κυκλώματος, για το οποίο – στην κατάσταση S_2 – όλες ταυτόχρονα οι προγνώσεις των χαρακτηριστικών επίδοσης πληρούν τις προδιαγραφές. Αντίθετα, για το μη διορθώσιμο κύκλωμα που απεικονίζεται στο ίδιο σχήμα, δεν υπάρχει κατάσταση στην οποία όλα τα προγνωσθέντα PCs να βρίσκονται εντός των αποδεκτών ορίων. Σε μια τέτοια περίπτωση, η διαδικασία διόρθωσης οδηγεί στον χαρακτηρισμό του κυκλώματος είτε ως μη αποδεκτού (οπότε το κύκλωμα απορρίπτεται), είτε ως κυκλώματος μειωμένων επιδόσεων το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε λιγότερο απαιτητικές εφαρμογές, λειτουργώντας στην κατάσταση που βρίσκεται πλησιέστερα προς τις προδιαγραφές.

Σε ένα διορθώσιμο κύκλωμα, και ανάλογα με την πυκνότητα των διαθέσιμων καταστάσεων λειτουργίας, υπάρχει μια μη αμελητέα πιθανότητα ύπαρξης πολλαπλών καταστάσεων στις οποίες πληρούνται όλες οι προδιαγραφές. Επομένως, ο σχεδιαστής έχει τη δυνατότητα ορισμού προτεραιοτήτων για κάθε PC ή ορισμού ενός συνόλου εξειδικευμένων κανόνων όσον αφορά την επιλογή της προτιμώμενης κατάστασης λειτουργίας, σύμφωνα με τις ανάγκες και τη φύση της εφαρμογής (π.χ. την κατάσταση με την ελάχιστη κατανάλωση ισχύος [138]). Με την επιλογή της συγκεκριμένης κατάστασης, το κύκλωμα εξαναγκάζεται να λειτουργεί μόνιμα σε αυτήν και η διαδικασία διόρθωσης τερματίζεται με επιτυχία. Εναλλακτικά, η προτεινόμενη διαδικασία διόρθωσης μπορεί να εφαρμοστεί συνολικά σε όλα τα κυκλώματα RF τα οποία σχηματίζουν την αλυσίδα εκπομπής ή λήψης ενός συστήματος. Στην περίπτωση κατά την οποία δεν ενδιαφέρουν οι εξειδικευμένες προδιαγραφές ανά βαθμίδα, είναι δυνατή η χαλάρωση των τελευταίων – σε συνδυασμό με τις προδιαγραφές των προηγούμενων και των επόμενων βαθμίδων – προκειμένου οι συνολικές επιδόσεις του συστήματος να διατηρηθούν εντός προδιαγραφών, ακόμη κι αν κάποιες βαθμίδες λειτουργούν αρκετά μακρύτερα από τις ονομαστικές τους επιδόσεις.

Η προτεινόμενη μεθοδολογία αποφεύγει την άμεση πρόγνωση της βέλτιστης κατάστασης λειτουργίας, σε αντίθεση με την τακτική που ακολουθείται στην εργασία [94] όπου τα μοντέλα πρόγνωσης προβλέπουν τις τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων αντί των επιδόσεων

του κυκλώματος. Η επιλογή αυτή υπαγορεύθηκε κυρίως από την ανάγκη επίτευξης τόσο της ανίχνευσης ελαττωμάτων όσο και της διόρθωσης των επιδόσεων, με τη χρήση των ίδιων προγνωστικών μοντέλων. Επιπλέον, εξαιτίας της διακριτής φύσης των καταστάσεων λειτουργίας, η άμεση πρόγνωση της βέλτιστης κατάστασης θα έπρεπε να διενεργηθεί με την αξιοποίηση μιας τεχνικής κατηγοριοποίησης (classification), παρά με τη χρήση μιας τεχνικής παλινδρόμησης, ώστε να εξασφαλισθεί η μέγιστη δυνατή αξιοπιστία [139].

5.3 Μελέτη περίπτωσης μίκτη RF – αποτελέσματα προσομοίωσης

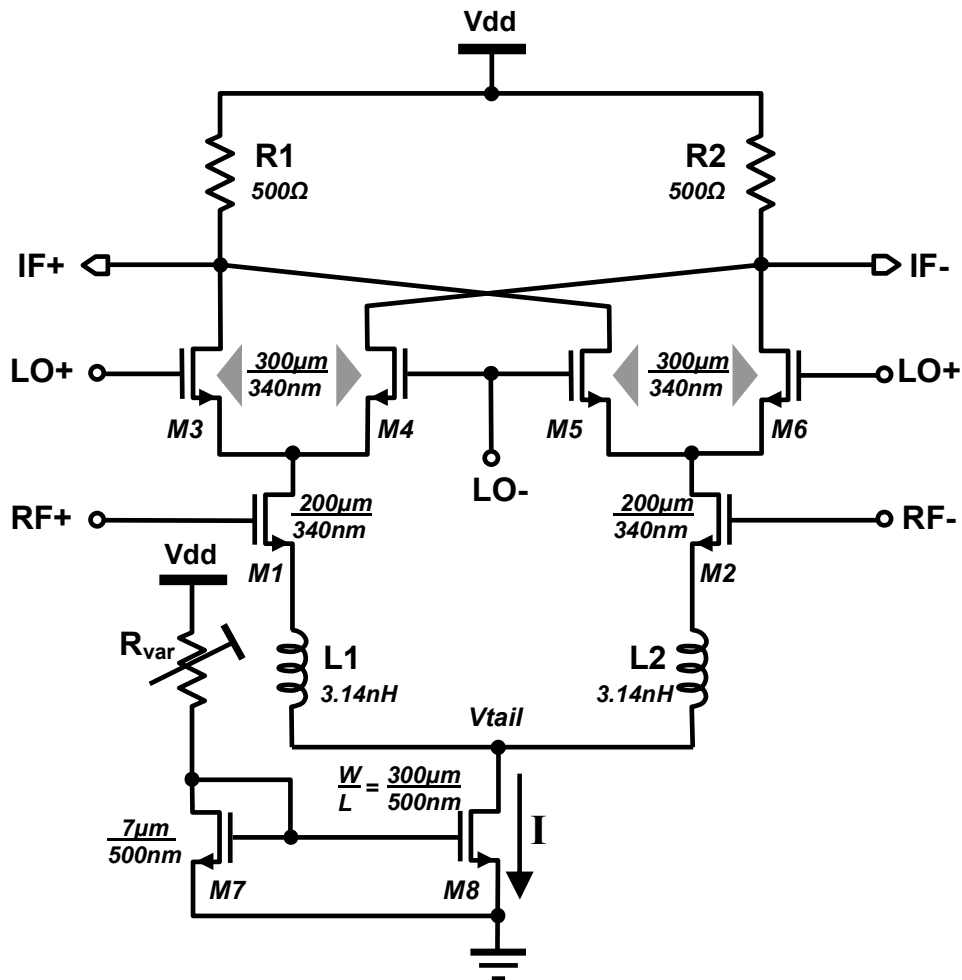
Η αποτελεσματικότητα της προτεινόμενης μεθοδολογίας αξιολογήθηκε μέσω προσομοιώσεων ενός τυπικού μίκτη ραδιοσυχνοτήτων κατάλληλου για χρήση σε συστήματα λήψης.

Παρά τις εκτεταμένες προσπάθειες ελέγχου γραμμικών κυκλωμάτων RF, ελάχιστες μόνο εργασίες έχουν αναφερθεί στο πεδίο του ελέγχου μη γραμμικών κυκλωμάτων όπως οι μίκτες. Στην εργασία [140] η απόκριση του υπό έλεγχο μίκτη RF συγκρίνεται με την απόκριση ενός προσαρμοστικού φίλτρου προκειμένου να εντοπισθούν ενδεχόμενα σφάλματα. Στις εργασίες [72, 141], εφαρμόζεται η μεθοδολογία του εναλλακτικού ελέγχου (alternate test) προκειμένου να γίνει εκτίμηση των χαρακτηριστικών επίδοσης του μίκτη. Και στις δύο περιπτώσεις, η ικανοποιητική ακρίβεια πρόγνωσης προϋποθέτει επιπλέον υλικό (hardware) και, συγκεκριμένα, κυκλώματα παρακολούθησης ρεύματος (current sensors) και φωρατές πλάτους (amplitude detectors), αντίστοιχα. Στις εργασίες [13, 72, 140, 142], παρουσιάζονται σχήματα ελέγχου μίκτων RF τα οποία βασίζονται στη χρήση του τοπικού ταλαντωτή (LO) ως γεννήτριας σήματος διέγερσης. Τέλος, στην εργασία [13] προτείνεται μια τεχνική αυτοδιόρθωσης (self-calibration) για μίκτες RF.

Ο υπό εξέταση μίκτης RF, ο οποίος παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10, σχεδιάστηκε στην τεχνολογία Μικτού Σήματος/RF CMOS 0.18μm της UMC [1] και διαθέτει ενδιάμεση συχνότητα (IF) 150 MHz. Η τοπολογία του βασίζεται στον διπλά ισοσταθμισμένο μίκτη κυττάρου Gilbert [143].

Ο μίκτης αποτελείται από μια βαθμίδα RF (τρανζίστορ M1, M2) και μια διαφορική βαθμίδα LO (τρανζίστορ M3–M6). Τα τρανζίστορ της βαθμίδας RF μετασχηματίζουν την τάση εισόδου σε ρεύμα, το οποίο μεταγεται προς τις συμπληρωματικές εξόδους IF σε κάθε περίοδο του τοπικού ταλαντωτή μέσω των αντιστάσεων φόρτου R1 και R2. Τα πηνία εκφυλισμού (degeneration) L1, L2 εισάγονται για τη βελτίωση της γραμμικότητας [144]. Οι βασικές παράμετροι των διατάξεων του κυκλώματος παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.10, ενώ τα τυπικά χαρακτηριστικά επίδοσης του μίκτη συνοψίζονται στον Πίνακα 5.1 και αναφέρονται στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας του. Από τα χαρακτηριστικά αυτά, η απολαβή (G), το σημείο συμπίεσης απολαβής 1dB (1dB CP) και το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3) θεωρούνται ως στόχοι της διαδικασίας διόρθωσης ($K=3$). Συνεπώς, το διάνυσμα των χαρακτηριστικών επίδοσης είναι $PC=(G, 1dB CP, IP3)$.

Ως ρυθμιζόμενο στοιχείο χρησιμοποιείται μια ψηφιακά ελεγχόμενη αντίσταση R_{var} , η οποία συμπεριλαμβάνεται στα κυκλώματα πόλωσης του μίκτη, και με τη μεταβολή της οποίας ελέγχεται το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα και επιλέγονται οι καταστάσεις λειτουργίας του. Η υλοποίηση της συγκεκριμένης αντίστασης παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.11, όπου τα τρανζίστορ m0–m3 που ελέγχονται από τα bits r0–r3 λειτουργούν σαν διακόπτες, καθορίζοντας την τιμή της R_{var} και, κατά συνέπεια, το ρεύμα I του μίκτη, όπως συνοψίζεται στον Πίνακα 5.2 για τυπικές παραμέτρους διεργασίας. Η συγκεκριμένη σχεδίαση παρέχει ένα σύνολο από πέντε καταστάσεις λειτουργίας ($N=5$). Η κατάσταση S3 επιλέγεται ως κεντρική ($S_c=S3$) προκειμένου να επιτρέπεται τόσο η “θετική” όσο και η “αρνητική” διόρθωση, δεδομένου ότι οι αποκλίσεις των χαρακτηριστικών επίδοσης αναμένεται να κυμαίνονται γύρω



Σχήμα 5.10: Ο υπό εξέταση ρυθμιζόμενος μίκτης RF

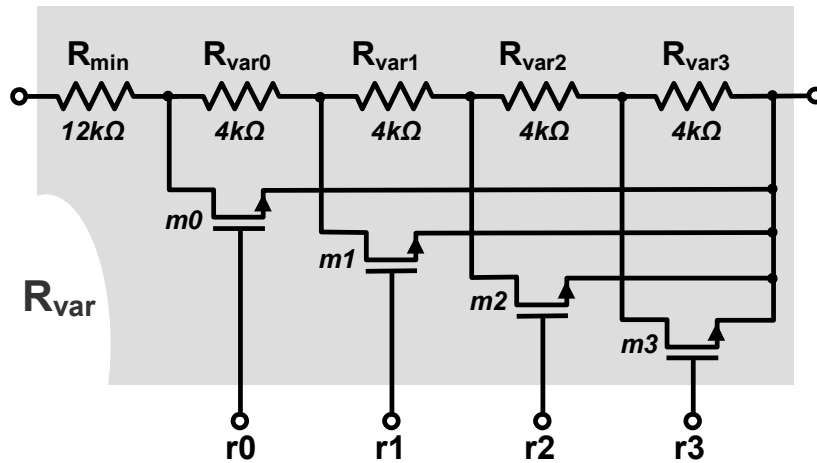
Πίνακας 5.1: Χαρακτηριστικά επίδοσης μίκτη RF

Παράμετρος	Τυπική τιμή
f_{RF}	1.9 GHz
f_{IF}	150 MHz
Ισχύς LO	5.0 dBm
Απολαβή (G) ^a	4.4 dB
NF SSB	12.5 dB
IP3 εισόδου ^a	9.7 dBm
1dB CP εισόδου ^a	-0.2 dBm
Τάση τροφοδοσίας	3.3 V
Κατανάλωση ισχύος	15.4 mW

^a Επίδόσεις-στόχοι της διαδικασίας διόρθωσης

από τις τυπικές τους τιμές.

Προσομοιώσεις Monte Carlo για τον υπό εξέταση μίκτη επιβεβαιώνουν ότι οι καμπύλες επίδοσης δεν είναι ομοιόμορφες ούτε ως προς την κλίση τους, ούτε ως προς τη μορφή τους, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.12. Καμπύλες παρόμοιες με αυτές που απεικονίζονται στο Σχήμα 5.12 προκύπτουν επίσης και για τα υπόλοιπα υπό εξέταση χαρακτηριστικά επίδοσης (1dB CP και IP3). Επομένως, η υπόθεση σταθερής κλίσης που υιοθετήθηκε στην εργασία [13] είναι, γενικά, ανακριβής. Κατά συνέπεια, η διόρθωση των επιδόσεων θα

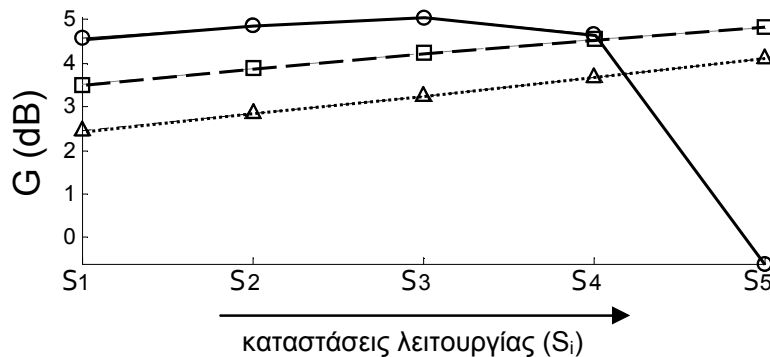


Σχήμα 5.11: Υλοποίηση μεταβλητής αντίστασης

Πίνακας 5.2: Καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη RF

Αναγνωριστικό κατάσταση (S _i)	Bits ελέγχου (r ₀ →r ₃)	G (dB)	1dB CP (dBm)	IP3 (dBm)	I (mA)
S1	0000	3.68	-1.77	7.52	3.63
S2	0001	4.03	-0.92	8.60	4.08
S3 ^a	0011	4.39	-0.19	9.73	4.67
S4	0111	4.72	0.62	10.88	5.46
S5	1111	4.85	0.85	10.72	6.58

^a κεντρική κατάσταση (S_c=S3)



Σχήμα 5.12: Μεταβολή απολαβής για τρία κυκλώματα (“Δ”, “□” και “ο”) του ίδιου μίκτη, υποκείμενα σε διαφορετικές διακυμάνσεις διεργασίας και ανομοιομορφίες διατάξεων

οδηγεί σε αξιόπιστα αποτελέσματα αν ακολουθηθεί η διαδικασία πρόγνωσης των τιμών των χαρακτηριστικών επίδοσης για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, όπως προτάθηκε στην παράγραφο 5.2.

5.3.1 Επιλογή παρατηρήσιμων τάσεων

Στην παρούσα μελέτη περίπτωσης υιοθετούμε τη χρήση του σήματος τοπικού ταλαντωτή (LO) ως σήματος διέγερσης ελέγχου, το οποίο και εφαρμόζεται στις εισόδους RF του μίκτη [13, 72, 140, 142, 145]. Η ιδιο-μίξη (self-mixing) του σήματος LO αναγκάζει τον μίκτη να λειτουργεί ως ομόδυνο (homodyne, zero IF) κύκλωμα, παράγοντας DC τάσεις στις

Πίνακας 5.3: Κατάλογος στοιχείων του διανύσματος \mathbf{O} των παρατηρήσιμων τάσεων

Αναγνωριστικό στοιχείου	Τάση DC	Κατάσταση μίκτη
O1	IF_+	S3 ^a
O2	IF_-	S3 ^a
O3	V_{tail}	S3 ^a
O4	IF_+	S5
O5	IF_-	S5
O6	V_{tail}	S5

^a κεντρική κατάσταση ($S_c=S3$)

εξόδους “IF”, συνοδευόμενες από τα ανώτερης τάξης προϊόντα μίξης τα οποία μπορούν εύκολα να απομακρυνθούν με τη χρήση χαμηλοπερατού φίλτρου (low-pass filter). Οι προαναφερθείσες DC τάσεις (IF_+ , IF_-) χρησιμοποιούνται ως τα κύρια παρατηρήσιμα, μαζί με την DC συνιστώσα της τάσης V_{tail} όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7 ($q=3$). Οι τάσεις IF_+ και IF_- έχουν ήδη χρησιμοποιηθεί κατά το παρελθόν ως παρατηρήσιμα ελέγχου [142, 145]. Η εισαγωγή της τάσης V_{tail} δικαιολογείται θεωρητικά με βάση τη συζήτηση που ακολουθεί, και επιβεβαιώνεται πειραματικά (βλπ § 5.3.3).

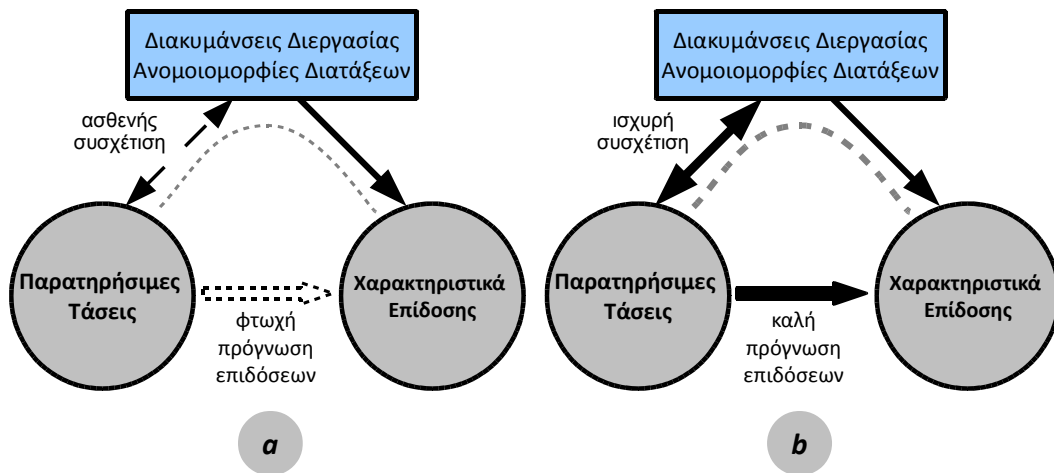
Έχει αποδειχθεί από προγενέστερη έρευνα πως η ακρίβεια πρόγνωσης των επιδόσεων ενός κυκλώματος αυξάνει σημαντικά αν, κατά τη διάρκεια της φάσης ελέγχου, το ίδιο σύνολο παρατηρήσιμων συλλέγεται σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του υπό έλεγχο κυκλώματος. Στην εργασία [145], αξιοποιούνται δύο διακριτές καταστάσεις λειτουργίας, που αντιστοιχούν σε διάφορα επίπεδα ισχύος του σήματος τοπικού ταλαντωτή. Στην μεθοδολογία που προτείνεται εδώ, η ακρίβεια πρόγνωσης αναμένεται να βελτιωθεί ανάλογα, αν οι παρατηρήσιμες τάσεις λαμβάνονται σε περισσότερες από μία καταστάσεις, όπως αυτές διατίθενται με τη μεταβολή του ρυθμιζόμενου στοιχείου του μίκτη. Επιπλέον, σύμφωνα με τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.3.3, δύο μόνο καταστάσεις λειτουργίας αρκούν για την επίτευξη υψηλής ακρίβειας πρόγνωσης. Οι καταστάσεις που χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις που ακολουθούν είναι η κεντρική κατάσταση ($S_c=S3$) και η κατάσταση μέγιστου ρεύματος (S5). Οι δύο τριάδες τάσεων που συλλέγονται από τις προαναφερθείσες καταστάσεις σχηματίζουν το διάνυσμα \mathbf{O} των παρατηρήσιμων, όπως συνοψίζεται στον Πίνακα 5.3.

Από την ανάλυση του μοντέλου συμπεριφοράς ενός μίκτη, η οποία παρατέθηκε αναλυτικά στην παράγραφο 2.3.2.4, προκύπτει πως οι τιμές της απολαβής (G), του σημείου συμπίεσης απολαβής 1dB (1dB-CP) καθώς και του σημείου ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3) σχετίζονται με τις τιμές των DC τάσεων (μονόπλευρων και διαφορικής) στις εξόδους του μίκτη στην ομόδυνη λειτουργία [εξισώσεις (2.85) και (2.86)]. Επιπλέον, οι εξισώσεις (2.72)–(2.74) (βλπ §2.3.2.3) αναδεικνύουν τη σχέση των προαναφερθέντων χαρακτηριστικών επίδοσης με το ρεύμα I του μίκτη.

Μιας και το τρανζίστορ M8 στην πηγή ρεύματος του μίκτη (βλπ Σχήμα 5.10) λειτουργεί στην περιοχή κόρου, ισχύει η ακόλουθη εξίσωση:

$$I = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_{M8} (V_G - V_T)^2 (1 + \lambda V_{tail}), \quad (5.1)$$

όπου μ_n , C_{ox} , $\left(\frac{W}{L} \right)_{M8}$, V_T , λ , συμβολίζουν την ευκινησία των ηλεκτρονίων, τη χωρη-



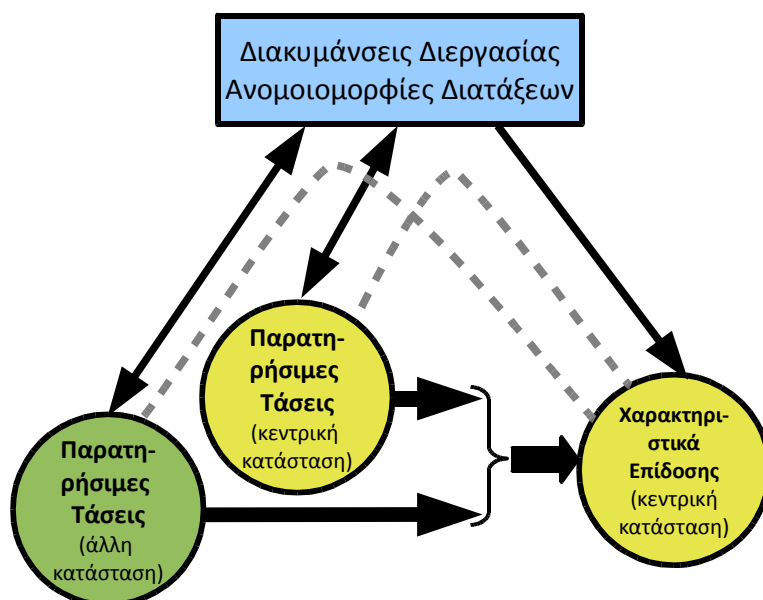
Σχήμα 5.13: Επίδραση της επιλογής παρατηρήσιμων τάσεων στην αποδοτικότητα της πρόγνωσης των επιδόσεων

τικότητα του οξειδίου της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας, το λόγο των διαστάσεων (aspect ratio), την τάση κατωφλίου, και την παράμετρο διαμόρφωσης μήκους καναλιού (channel length modulation) του τρανζίστορ M8, αντίστοιχα, και V_G το δυναμικό πύλης του ίδιου τρανζίστορ. Από τον συνδυασμό της προηγούμενης σχέσης με τις (2.72)–(2.74) προκύπτει συσχέτιση της τάσης V_{tail} με τα χαρακτηριστικά επίδοσης που μας ενδιαφέρουν (G , 1dB-CP και IP3).

Παρόλα αυτά, οι αναφερθείσες σχέσεις παρέχουν μόνο αδρές εκτιμήσεις των πραγματικών τιμών των χαρακτηριστικών επίδοσης. Θεωρητικά, τα χαρακτηριστικά αυτά θα μπορούσαν να υπολογισθούν με ακρίβεια αν ήταν γνωστές όλες οι παράμετροι του κυκλώματος οι οποίες επηρεάζονται από τις διακυμάνσεις διεργασίας και τις ανομοιομορφίες των διατάξεων. Κάτι τέτοιο είναι, προφανώς, αδύνατο. Στην πράξη, χρησιμοποιούνται μη γραμμικά προγνωστικά μοντέλα με σκοπό την έμμεση εκτίμηση των πιο πάνω παραμέτρων μέσω των παρατηρήσιμων τάσεων και την αντιστοίχιση των τελευταίων στα χαρακτηριστικά επίδοσης, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.13. Κατά συνέπεια, η αποδοτικότητα της πρόγνωσης αναμένεται να καθορίζεται από το βαθμό συσχέτισης των επιλεγμένων παρατηρήσιμων τάσεων με τις διακυμάνσεις διεργασίας και τις ανομοιομορφίες των διατάξεων, σύμφωνα με το ίδιο σχήμα. Αν η συσχέτιση μεταξύ των παρατηρήσιμων τάσεων και των διακυμάνσεων διεργασίας, καθώς και της ανομοιομορφίας των διατάξεων, είναι ασθενής (βλπ Σχήμα 5.13(a)), η πρόγνωση των επιδόσεων του κυκλώματος αναμένεται να είναι αντίστοιχα φτωχή. Αντίθετα, μια ισχυρότερη συσχέτιση θα οδηγούσε σε αποδοτικότερη πρόγνωση επιδόσεων (βλπ Σχήμα 5.13(b)).

Ενώ οι διακυμάνσεις διεργασίας επηρεάζουν καθολικά τις παραμέτρους ενός κυκλώματος με συστηματικό τρόπο, οι ανομοιομορφίες των διατάξεων κατανέμονται τυχαία στην επιφάνειά του. Επομένως, η αξιοποίηση παρατηρήσιμων τάσεων από διάφορους κόμβους του κυκλώματος (π.χ. IF_+ , IF_- , V_{tail}) θα βελτίωνε δυνητικά την εκτίμηση του βαθμού των ανομοιομορφιών, οδηγώντας σε πιο αποδοτική πρόγνωση των επιδόσεων.

Περαιτέρω βελτίωση της πρόγνωσης μπορεί να επιτευχθεί με την επαύξηση των εισόδων των μοντέλων παλινδρόμησης, προκειμένου να συμπεριληφθούν παρατηρήσιμες τάσεις που αντιστοιχούν σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του κυκλώματος. Σε κάθε κατάσταση, τόσο τα χαρακτηριστικά επίδοσης όσο και οι τιμές των παρατηρήσιμων τάσεων διαφέρουν από τις αντίστοιχες τιμές τους στην κεντρική κατάσταση, ενώ οι διακυμάνσεις διεργασίας και οι ανομοιομορφίες των διατάξεων παραμένουν κοινές. Στο Σχήμα 5.14, παρουσιάζεται η περίπτωση χρήσης μιας πρόσθετης κατάστασης, προκειμένου να βελτιωθεί



Σχήμα 5.14: Επίδραση της χρήσης παρατηρήσιμων τάσεων από διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας στην αποδοτικότητα της πρόγνωσης των επιδόσεων

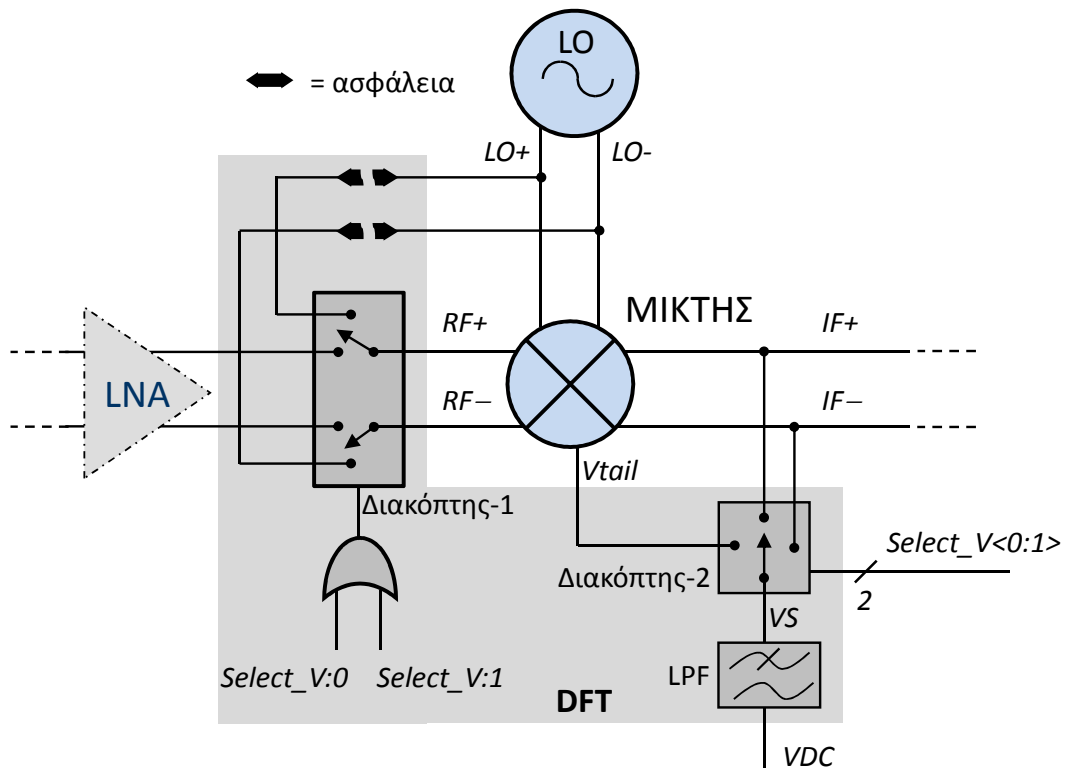
η ακρίβεια πρόγνωσης των επιδόσεων. Η διαίσθηση μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως η εισαγωγή μετρήσεων από την πρόσθετη κατάσταση λειτουργίας ισχυροποιεί τη συσχέτιση των παρατηρήσιμων τάσεων με τις διακυμάνσεις διεργασίας και τις ανομοιομορφίες των διατάξεων. Επομένως, σύμφωνα και με τα προηγούμενα, η αποδοτικότητα της πρόγνωσης των επιδόσεων ισχυροποιείται αντίστοιχα.

Από τις προηγούμενες παρατηρήσεις, σε συνδυασμό με την ανάλυση των παραγράφων 2.3.2.4 και 2.3.2.3, μπορούν να εξαχθούν τα ακόλουθα ενδιαφέροντα συμπεράσματα, τα οποία δικαιολογούν την επιλογή των παρατηρήσιμων τάσεων που προτείνονται:

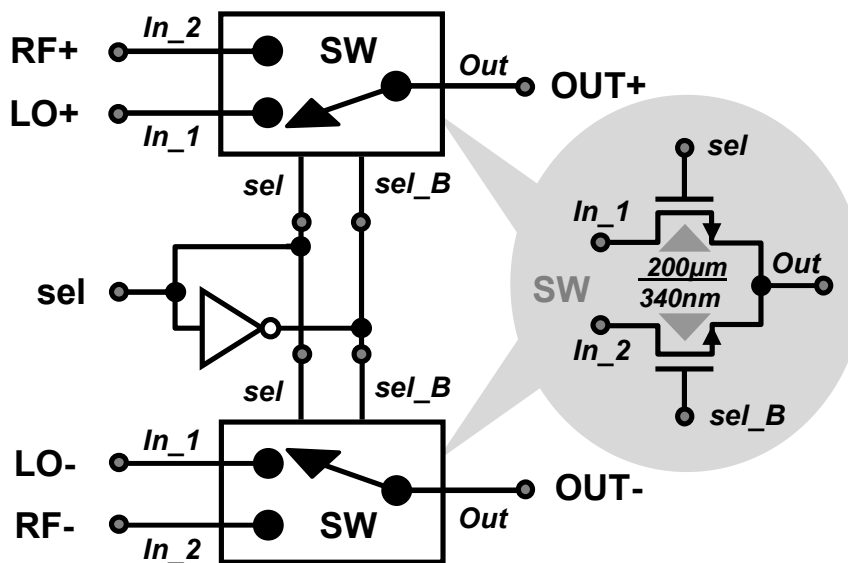
1. Συγκρίνοντας τις (2.83) και (2.84), προκύπτει πως η διαφορική ομόδυνη έξοδος (ΔIF) συσχετίζεται λιγότερο προς τις διακυμάνσεις διεργασίας παρά προς τις ανομοιομορφίες των διατάξεων, συγκριτικά με τις αντίστοιχες μονόπλευρες τάσεις IF_+ και IF_- . Κατά συνέπεια, η αποδοτικότητα της πρόγνωσης αναμένεται βελτιωμένη όταν οι τάσεις IF_+ και IF_- χρησιμοποιούνται ως παρατηρήσιμα, αντί της διαφορικής τάσης ΔIF .
2. Η εισαγωγή της τάσης V_{tail} ως πρόσθετου παρατηρήσιμου αναμένεται να οδηγεί σε περαιτέρω βελτίωση της αποδοτικότητας της πρόγνωσης, καθώς συσχετίζεται ισχυρά προς τα χαρακτηριστικά επίδοσης του κυκλώματος και παρέχει, επιπλέον, πληροφορία για τις διατάξεις που περιλαμβάνονται στη βαθμίδα πόλωσης του κυκλώματος.
3. Βελτίωση των προγνώσεων αναμένεται, εξίσου, από την αξιοποίηση μετρήσεων σε πολλαπλές καταστάσεις (π.χ. με τη λήψη μετρήσεων από τουλάχιστον μία κατάσταση λειτουργίας, πλέον της κεντρικής).

5.3.2 Συλλογή παρατηρήσιμων τάσεων

Μια πιθανή υλοποίηση που επιτρέπει τη συλλογή του διανύσματος \mathbf{O} των παρατηρήσιμων τάσεων θα μπορούσε να ακολουθεί το σχήμα DFT που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.15, το οποίο απεικονίζει την περίπτωση ενός διαφορικού RF μίκτη σε έναν δέκτη [143]. Ένας



Σχήμα 5.15: Τροποποιήσεις σχεδίασης για ελεγκσιμότητα (DFT)



Σχήμα 5.16: Αναλογικός διακόπτης για την επιλογή του σήματος εισόδου του μίκτη

αναλογικός διακόπτης (Διακόπτης-1), το κυκλωματικό διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.16, επιλέγει το σήμα εισόδου του μίκτη μεταξύ της κανονικής λειτουργίας και της λειτουργίας συλλογής των παρατηρήσιμων τάσεων. Στην τελευταία περίπτωση, η είσοδος RF του μίκτη αποσυνδέεται από τον LNA και τροφοδοτείται από τον τοπικό ταλαντωτή.

Στην περίπτωση μεμονωμένων κυκλωμάτων μικτών, οι παρατηρήσιμες τάσεις μπορούν να οδηγηθούν άμεσα σε εξωτερικές συσκευές ελέγχου, με την προσθήκη κατάλληλου ακροδέκτη για την τάση V_{tail} . Αντίθετα, στην περίπτωση ενσωματωμένων μικτών στις εξόδους των οποίων δεν παρέχεται άμεση πρόσβαση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας

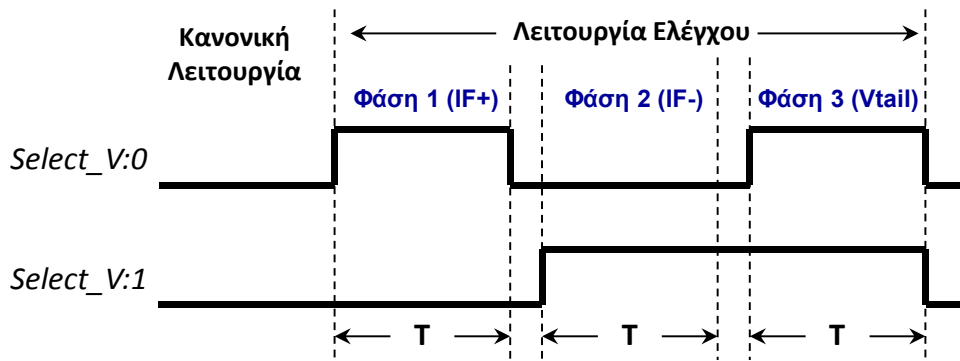
δεύτερος αναλογικός διακόπτης (Διακόπτης-2) – ο οποίος υλοποιείται παρόμοια με τον Διακόπτη-1 – κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.15. Σκοπός του Διακόπτη-2 είναι η επιλογή μεταξύ των τάσεων IF_+ , IF_- και V_{tail} , μίας κάθε φορά. Το σήμα εξόδου VS του δεύτερου διακόπτη μπορεί να διοχετευθεί σε έναν αναλογικό δίαυλο ελέγχου (analog test bus) – π.χ. σύμφωνα με το πρωτόκολλο IEEE 1149.4 [146] – ο οποίος ενδεχομένως να υφίσταται προκειμένου να προσφέρει υπηρεσίες ελέγχου σε όλα τα αναλογικά μέρη του ενσωματωμένου συστήματος. Μέσω αυτού, το σήμα VS μπορεί να οδηγηθεί για επεξεργασία σε εξωτερικό εξοπλισμό αναλογικού ελέγχου. Επισημαίνουμε ότι από το σήμα VS μάς ενδιαφέρει μόνο η DC συνιστώσα και, συνεπώς, το πρωτόκολλο IEEE 1149.4 μπορεί εύκολα να το διαχειριστεί.

Εναλλακτικά, στην περίπτωση εφαρμογής SoC, ένα σύνηθες χαμηλοπερατό φίλτρο (LPF) RC μπορεί να προστεθεί στην έξοδο του δεύτερου διακόπτη προκειμένου να αποκόπτει οποιοσδήποτε υψίσυχνες συνιστώσες, παρέχοντας το συνεχές σήμα τάσης VDC . Το σήμα αυτό μετασχηματίζεται στο ψηφιακό πεδίο από τον ενσωματωμένο στο σύστημα μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC) και, στη συνέχεια, γίνεται επεξεργασία του είτε από μια εξωτερική ψηφιακή συσκευή ελέγχου (tester) είτε από τον ενσωματωμένο στο σύστημα ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP), σύμφωνα με τη διαδικασία που προτείνεται στην παράγραφο 5.2. Θα πρέπει να σημειωθεί πως, τόσο ο έλεγχος, όσο και η βαθμονόμηση του ενσωματωμένου ADC θα πρέπει να έχει προηγηθεί της χρήσης του για τον έλεγχο του μίκτη, πράγμα που ισχύει και για το κύκλωμα του ενσωματωμένου DSP. Μέθοδοι για τον έλεγχο των ADCs με την τεχνική του βρόχου επιστροφής (loopback) έχουν ήδη προταθεί στη βιβλιογραφία [147]. Επιπλέον, το κύκλωμα του DSP μπορεί να ελεγχθεί μέσω ψηφιακών τεχνικών ελέγχου προκειμένου να επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία του. Ακόμη, για την ενεργοποίηση των σημάτων διαχείρισης του ελέγχου ($Select_V<0:1>$ στο Σχήμα 5.15) μπορούν να αξιοποιηθούν οι υπάρχουσες δυνατότητες ελέγχου σάρωσης (scan testing) [30, 148] που είναι διαθέσιμες για τα ψηφιακά υποσυστήματα.

Με σκοπό την αποφυγή της επίδρασης του σήματος LO στη διαδρομή του σήματος RF κατά την κανονική λειτουργία του κυκλώματος, μέσω του πρώτου διακόπτη, μπορούν προαιρετικά να χρησιμοποιηθούν ηλεκτρικές ασφάλειες χαμηλού κόστους (e-fuses) ή ασφάλειες αποκοπής με laser (laser-cut fuses), οι συνηθέστερες εφαρμογές των οποίων είναι στην επισκευή μνημών [149] και στη διόρθωση (trimming) μετατροπέων δεδομένων (data converters) [150]. Με τον τρόπο αυτό μπορεί να καταργηθεί η διαδρομή LO–RF μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας ελέγχου.

Στο Σχήμα 5.17 παρουσιάζεται απλουστευμένο διάγραμμα χρονισμού για τον μίκτη σε λειτουργία συλλογής τάσεων (ελέγχου). Η λειτουργία αυτή ενεργοποιείται όταν τουλάχιστον ένα από τα δύο σήματα διαχείρισης ($Select_V<0:1>$) έχει μη μηδενική τιμή. Το διάγραμμα χρονισμού αντιστοιχεί στη συλλογή μετρήσεων μιας μοναδικής τριάδας τάσεων (IF_+ , IF_- , V_{tail}), ο δε κύκλος μετρήσεων επαναλαμβάνεται δύο φορές, μία για κάθε διακριτή κατάσταση λειτουργίας (S3, S5) η οποία συμμετέχει στο σχηματισμό του πλήρους διανύσματος \mathbf{O} . Οι τιμές των σημάτων “ $Select_V$ ” σηματοδοτούν το στοιχείο του διανύσματος \mathbf{O} για το οποίο λαμβάνονται μετρήσεις, ενώ η συνολική διάρκεια της λειτουργίας εξαρτάται κυρίως από το χρόνο συλλογής (acquisition time) T ο οποίος απαιτείται για τη μέτρηση κάθε τάσης. Ο χρόνος T καθορίζεται από τον χρόνο αποκατάστασης (settling time) των κυκλωμάτων που είναι υπεύθυνα για την μετατροπή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό.

Η υλοποίηση που φαίνεται στο Σχήμα 5.15 χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα μελέτη για τη συλλογή των παρατηρήσιμων τάσεων. Δεδομένου ότι τα κυκλώματα RF είναι εξαιρετικά ευαίσθητα σε χωρητικά φορτία εξόδου και, ακόμη, οι χρησιμοποιούμενοι αναλογικοί διακόπτες επηρεάζουν την κανονική λειτουργία, θα πρέπει να αναμένουμε την υποβάθμιση κάποιων χαρακτηριστικών επίδοσης με την προσθήκη των κυκλωμάτων DFT σε μια



Σχήμα 5.17: Απλουστευμένο διάγραμμα χρονισμού για τον μίκτη σε λειτουργία συλλογής τάσεων (τα στοιχεία του διανύσματος \mathbf{O} που συλλέγονται σε κάθε φάση βρίσκονται εντός παρενθέσεων)

Πίνακας 5.4: Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης (κεντρική κατάσταση λειτουργίας – S_c) για διαφορετικά διανύσματα παρατηρήσιμων τάσεων (\mathbf{O})

\mathbf{O}^a	G		1dB CP		IP3	
	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE
1–2	0.5259	0.6885	0.2077	0.8901	0.2168	0.8850
(1,2)	0.8787	0.3483	0.3100	0.8307	0.3081	0.8318
(1,2,3)	0.9688	0.1766	0.5960	0.6356	0.5693	0.6563
(1,2,4,5)	0.9702	0.1727	0.8891	0.3330	0.8727	0.3567
(1,2,...,6)	0.9731	0.1641	0.9464	0.2314	0.9438	0.2371

^a Τα στοιχεία του \mathbf{O} συμβολίζονται με τους δείκτες των αναγνωριστικών τους (βλπ Πίνακα 5.3)

ολοκληρωμένη σχεδίαση ενός μίκτη RF. Για το λόγο αυτό ακολουθήθηκε μια προσέγγιση συσχεδίασης (co-design), ώστε ο μίκτης να πληροί τις σχεδιαστικές προδιαγραφές (βλπ Πίνακα 5.1, σελ. 120) παρουσία των κυκλωμάτων DFT. Για την περίπτωση που εξετάζουμε, μια υποβάθμιση της απολαβής κατά 25% και μια αύξηση της εικόνας θορύβου κατά 3.2% παρατηρήθηκαν αρχικά, με την εισαγωγή των κυκλωμάτων DFT, ενώ τόσο το 1dB-CP όσο και το IP3 βελτιώθηκαν κατά 300% και 9.3%, αντίστοιχα. Επομένως, απαιτήθηκε μια σχετικά μικρή σχεδιαστική προσπάθεια προκειμένου οι προδιαγραφές του μίκτη να διατηρηθούν στα επιθυμητά επίπεδα, μετά τις προσθήκες για την ελεγχσιμότητα του κυκλώματος.

5.3.3 Εκμάθηση – κατασκευή προγνωστικών μοντέλων

Στη φάση εκμάθησης, κατασκευάζονται τα μοντέλα που απαιτούνται για την πραγματοποίηση της πρόγνωσης των επιδόσεων σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας με τη χρήση του αλγορίθμου MARS. Τα μοντέλα που κατασκευάζονται είναι δεκαπέντε τον αριθμό, καθώς θεωρούμε τρία χαρακτηριστικά επίδοσης (G, 1dB CP, IP3) και πέντε καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη.

Η επιλογή των στοιχείων του διανύσματος \mathbf{O} δικαιολογείται από τη θεωρία και επιβεβαιώνεται από τα αποτελέσματα των προγνώσεων που αφορούν τα G, 1dB CP και IP3, όπως φαίνονται στον Πίνακα 5.4. Στον πίνακα αυτό, οι συμβολισμοί R^2 και RRMSE αντιστοιχούν στον συντελεστή προσδιορισμού (coefficient of determination) της πρόγνωσης και στο σχετικό RMS σφάλμα των τιμών πρόγνωσης, αντίστοιχα, τα οποία ορίζονται με βάση

ΤΙΣ ΑΚΟΛΟΥΘΕΣ ΣΧΕΣΕΙΣ:

$$RRMSE \triangleq \left[\sum_{i=1}^{N_{ev}} (\widehat{PC}_i - PC_i)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cdot \left[\sum_{i=1}^{N_{ev}} (PC_i - \overline{PC})^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (5.2)$$

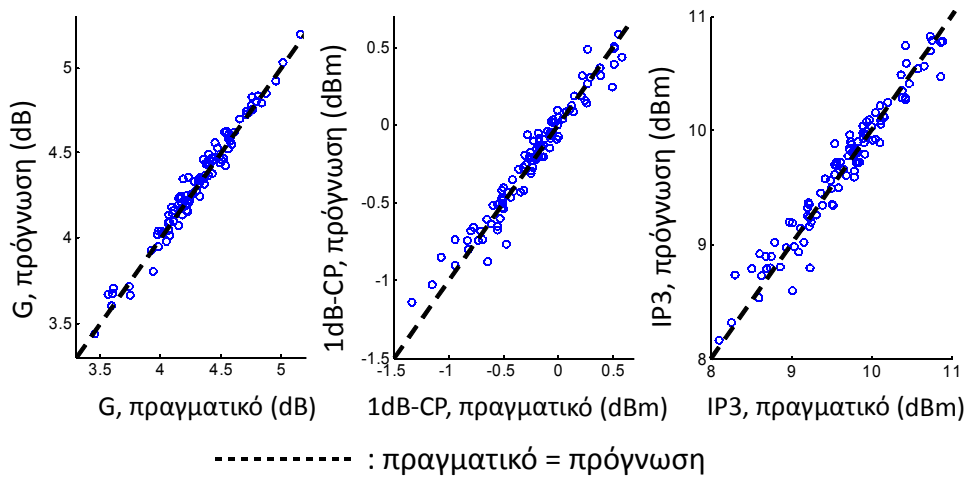
όπου N_{ev} ο αριθμός των παρατηρήσεων που χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση του προγνωστικού μοντέλου, PC_i οι πραγματικές τιμές του χαρακτηριστικού επίδοσης για το οποίο παρέχονται προγνώσεις, \widehat{PC}_i οι τιμές των προγνώσεων όπως υπολογίζονται από το μοντέλο και \overline{PC} αναπαριστά τη μέση τιμή του δείγματος των πραγματικών τιμών.

$$R^2 \triangleq 1 - RRMSE^2. \quad (5.3)$$

Τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.4 προέκυψαν με τη χρήση ενός συνόλου εκμάθησης (training set) αποτελούμενου από $M=600$ κυκλώματα μίκτη ελεύθερα ελαττωμάτων, ακολουθώντας τη διαδικασία της παραγράφου 5.2.1. Τα μέτρα που καθορίζουν την ακρίβεια πρόγνωσης υπολογίστηκαν επί ενός διαφορετικού δείγματος 100 κυκλωμάτων, τα χαρακτηριστικά επίδοσης των οποίων προέκυψαν από προσομοιώσεις και, στη συνέχεια, συγκρίθηκαν με τις αντίστοιχες τιμές πρόγνωσης. Και για τα δύο προηγούμενα δείγματα κυκλωμάτων πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις Monte Carlo, οι οποίες αξιοποιούν τα στατιστικά μοντέλα της χρησιμοποιούμενης τεχνολογίας. Τα μοντέλα αυτά, που παρέχονται από την UMC, επιτρέπουν στατιστικές μεταβολές των παραμέτρων των διατάξεων με βάση πραγματικές διακυμάνσεις διεργασίας και κατασκευαστικών ανομοιομορφιών. Τα στατιστικά μοντέλα περιλαμβάνουν έναν μεγάλο αριθμό παραμέτρων, όπως το πάχος του οξειδίου, η τάση κατωφλίου, η κινητικότητα των ηλεκτρονίων, η αντίσταση βραχυκύκλωσης (shunt resistance) μεταξύ πηγής και εκροής, οι χωρητικότητες επικάλυψης πύλης-πηγής/εκροής, κ.λπ., για να αναφέρουμε μόνο κάποιες ενδεικτικές παραμέτρους που αφορούν μια διάταξη MOS. Επιπλέον, για τα 100 από τα 600 κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για την εκμάθηση και για τα 100 που χρησιμοποιήθηκαν για την αξιολόγηση των μοντέλων πρόγνωσης, ενεργοποιήθηκε η επιλογή LHS (Latin Hypercube Sampling) κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων.

Στον Πίνακα 5.4 παρατηρούμε πως, ενώ οι τάσεις IF_+ και IF_- παρέχουν από μόνες τους [$\mathbf{O}=(O1, O2)$] ικανοποιητική ακρίβεια προγνώσεων της απολαβής, αποτυγχάνουν ωστόσο να επιτύχουν εξίσου υψηλά επίπεδα εμπιστοσύνης για τα 1dB CP και IP3. Στην εργασία [13], η διαφορική τάση $\Delta IF (=IF_+ - IF_-)$ έχει προταθεί ως παρατηρήσιμο μέγεθος για την πρόγνωση των επιδόσεων του μίκτη. Παρόλα αυτά, σύμφωνα με τον Πίνακα 5.4, η τάση ($IF_+ - IF_-$) από μόνη της ($\mathbf{O} = O1 - O2$) αποτυγχάνει να εξασφαλίσει αποδεκτά επίπεδα εμπιστοσύνης για τη συγκεκριμένη σχεδίαση μίκτη. Επιπλέον, παρόλο που η εισαγωγή της τάσης V_{tail} [$\mathbf{O} = (O1, O2, O3)$] αυξάνει την ακρίβεια πρόγνωσης και για τα τρία εξεταζόμενα χαρακτηριστικά επίδοσης, υψηλές τιμές συντελεστών προσδιορισμού επιτυγχάνονται μόνο όταν περισσότερες από μία τριάδες τάσεων χρησιμοποιούνται από κοινού (π.χ. με τη χρήση μετρήσεων από περισσότερες από μία καταστάσεις λειτουργίας), όπως φαίνεται στον Πίνακα 5.4 και παρουσιάζεται γραφικά στο Σχήμα 5.18 για δύο τριάδες τάσεων [$\mathbf{O} = (O1, O2, O3, O4, O5, O6)$], ακολουθώντας την προσέγγιση πολλαπλών καταστάσεων. Ακόμη, τα προγνωστικά μοντέλα που κατασκευάζονται με την προτεινόμενη προσέγγιση πολλαπλών καταστάσεων εμφανίζουν εξίσου υψηλή ακρίβεια πρόγνωσης για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη, όπως προκύπτει από τον Πίνακα 5.5.

Πέρα από την εξάρτησή τους από τις ενδογενείς μη ιδανικότητες του κυκλώματος, τα χαρακτηριστικά επίδοσης του μίκτη επηρεάζονται επίσης από εξωγενείς παραμετρικές διακυ-



Σχήμα 5.18: Γραφική αναπαράσταση της ακρίβειας πρόγνωσης επιδόσεων (κεντρική κατάσταση λειτουργίας)

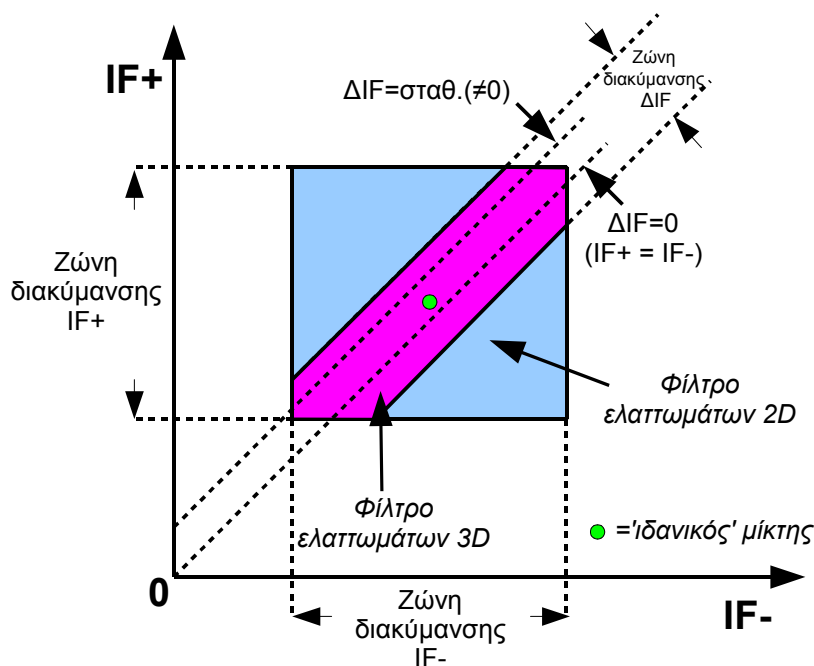
Πίνακας 5.5: Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη

Κατάσταση	G		1dB CP		IP3	
	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE
S1	0.9769	0.1521	0.8861	0.3375	0.8941	0.3254
S2	0.9761	0.1545	0.9597	0.2008	0.9597	0.2008
S3	0.9731	0.1641	0.9464	0.2314	0.9438	0.2371
S4	0.9651	0.1868	0.9248	0.2742	0.8869	0.3363
S5	0.8518	0.3849	0.9454	0.2336	0.9165	0.2889

Πίνακας 5.6: Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (μη ιδανικό σήμα τοπικού ταλαντωτή)

Κατάσταση	G		1dB CP		IP3	
	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE
S1	0.9768	0.1523	0.8828	0.3423	0.8958	0.3228
S2	0.9787	0.1458	0.9591	0.2023	0.9547	0.2128
S3	0.9731	0.1640	0.9447	0.2351	0.9154	0.2908
S4	0.9655	0.1856	0.9213	0.2804	0.8444	0.3944
S5	0.8502	0.3871	0.9118	0.2970	0.9218	0.2796

μάνσεις, και συγκεκριμένα από διακυμάνσεις του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Προκειμένου να αξιολογηθεί ο βαθμός ανοσίας της ακρίβειας των προγνώσεων στις μη ιδανικότητες του τοπικού ταλαντωτή, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις προκειμένου να προσδιοριστούν οι συσχετίσεις των προβλεφθέντων χαρακτηριστικών επίδοσης με τα πραγματικά, υπό την επίδραση διακυμάνσεων του πλάτους και της φάσης του σήματος LO που εισήχθησαν σκόπιμα. Χρησιμοποιώντας ένα ημιτονικό σήμα συχνότητας 50MHz, τόσο το πλάτος όσο και η συχνότητα του LO υπέστησαν διακύμανση $\pm 10\%$. Υπό τις συνθήκες αυτές ανακατασκευάστηκαν τα προγνωστικά μοντέλα και η ακρίβειά τους αξιολογήθηκε, για άλλη μια φορά, για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη. Τα συναγόμενα αποτελέσματα, που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.6, έδειξαν επαρκή ακρίβεια σε σύγκριση με τα όμοιά τους για την περίπτωση ιδανικού τοπικού ταλαντωτή (βλπ Πίνακα 5.5).



Σχήμα 5.19: Βελτίωση της ανίχνευσης ελαττωμάτων εξαιτίας της επέκτασης των παρατηρήσιμων μεγεθών

5.3.4 Επέκταση παρατηρήσιμων μεγεθών και ζώνες διακύμανσης

Όπως αποδείχθηκε στην προηγούμενη ενότητα, η διαφορική έξοδος του μίκτη ($\Delta IF = IF_+ - IF_-$) δεν είναι επαρκής για την πρόγνωση των επιδόσεων του κυκλώματος αν χρησιμοποιηθεί ως η μοναδική παρατηρήσιμη τάση. Ωστόσο, έχει αποδειχθεί από προηγούμενη έρευνα πως η συγκεκριμένη τάση μπορεί να εξασφαλίσει αποδοτική ανίχνευση ελαττωμάτων [13, 142]. Πράγματι, οι παράμετροι ΔIF , IF_+ και IF_- είναι εξαρτημένες, καθώς ισχύει $\Delta IF = IF_+ - IF_-$. Η συσχέτιση αυτή επιτρέπει τη βελτίωση της ικανότητας ανίχνευσης ελαττωμάτων, με την εισαγωγή της τάσης ΔIF ως επεκτεταμένου παρατηρήσιμου. Στο Σχήμα 5.19, η βελτίωση αυτή παρουσιάζεται ως η μετάβαση από ένα μικρότερης διακριτικής ικανότητας δισδιάστατο φίλτρο ελαττωμάτων (με εισόδους τα IF_+ και IF_-) σε ένα τρισδιάστατο όμοιό του – μεγαλύτερης διακριτικής ικανότητας – (στο οποίο η τάση ΔIF χρησιμοποιείται ως συμπληρωματική είσοδος). Εν κατακλείδι, αντί του διανύσματος παρατηρήσιμων τάσεων \mathbf{O} χρησιμοποιούμε το επεκτεταμένο διάνυσμα \mathbf{E} , το οποίο περιλαμβάνει και τη διαφορική έξοδο του μίκτη, σύμφωνα με τον Πίνακα 5.7.

Τα οκτώ στοιχεία τάσης του Πίνακα 5.7 μαζί με τις τιμές πρόγνωσης των τριών χαρακτηριστικών επίδοσης στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας S_c αντιστοιχούν σε ένα σύνολο έντεκα ζωνών διακύμανσης προς αξιοποίηση στη διαδικασία ανίχνευσης ελαττωμάτων, σύμφωνα με τη διαδικασία που περιγράφηκε στην ενότητα 5.2.2. Οι ζώνες αυτές προκύπτουν από την επεξεργασία των δεδομένων των προσομοιώσεων 3σ Monte Carlo για τα 500 ελεύθερα ελαττωμάτων κυκλώματα της παραγράφου 5.3.3.

5.3.5 Ανίχνευση ελαττωμάτων

Οι τύποι ελαττωμάτων που μας ενδιαφέρουν είναι α) ανοικτοκυκλώματα στους κλάδους του κυκλώματος, β) βραχυκυκλώματα μεταξύ των ακροδεκτών των διατάξεων και γ) γεφυρώματα μεταξύ γειτονικών κόμβων. Η παρουσία βραχυκυκλωμάτων και γεφυρωμάτων προσομοιώθηκε με ιδανικά ωμικά βραχυκυκλώματα ($1m\Omega$), ενώ τα ανοικτοκυκλώματα थे-

Πίνακας 5.7: Κατάλογος στοιχείων του επεκτεταμένου διανύσματος παρατηρήσιμων (E)

Αναγνωριστικό στοιχείου	DC τάση	Κατάσταση μίκτη
E1	IF_+	$S3^a$
E2	IF_-	$S3^a$
E3	V_{tail}	$S3^a$
E4	IF_+	S5
E5	IF_-	S5
E6	V_{tail}	S5
E7	$IF_+ - IF_-$	$S3^a$
E8	$IF_+ - IF_-$	S5

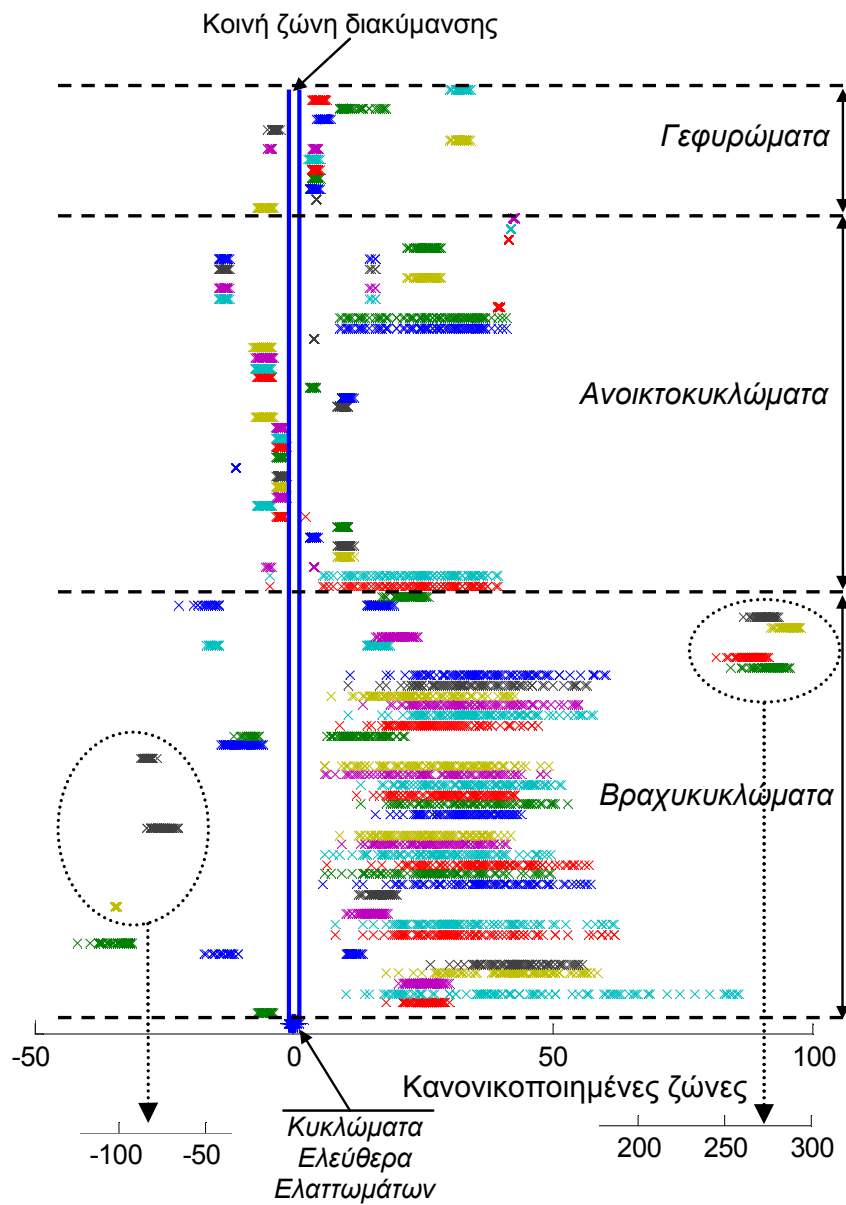
^a κεντρική κατάσταση ($S_c=S3$)

ωρήθηκαν ως ανοικτοί αγωγοί με χωρητικότητα 0.1fF στα σημεία ασυνέχειας [151]. Όλα τα πιθανά ελαττώματα (38 ανοικτοκυκλώματα, 43 βραχυκυκλώματα και 13 γεφυρώματα) προσομοιώθηκαν παρουσία διακυμάνσεων διεργασίας και κατασκευαστικών ανομοιομορφιών των διατάξεων (100, 3σ Monte Carlo προσομοιώσεις ανά ελάττωμα), θέτοντας τον μίκτη και στις δύο επιλεγμένες καταστάσεις λειτουργίας, δηλαδή, την κεντρική κατάσταση ($S_c=S3$) και την κατάσταση μέγιστου ρεύματος (S5). Ακολούθησε χαρακτηρισμός κάθε ελαττώματος ως ανιχνεύσιμου ή μη, σύμφωνα με τη διαδικασία που περιγράφηκε στην ενότητα 5.2.

Ελαττωματικά κυκλώματα με τιμές ενός συγκεκριμένου στοιχείου των διανυσμάτων E ή PC εντός της αντίστοιχης ζώνης διακύμανσης θεωρούνται μη ανιχνεύσιμα ως προς το συγκεκριμένο στοιχείο. Ωστόσο, η τελική απόφαση σχετικά με την ανιχνευσιμότητα του συγκεκριμένου ελαττώματος λαμβάνεται ύστερα από τον έλεγχο της συμπεριφοράς του ως προς κάθε στοιχείο των E και PC (δηλαδή, και των έντεκα ζωνών διακύμανσης).

Μια γραφική αναπαράσταση της πιο πάνω διαδικασίας φαίνεται στο Σχήμα 5.20, όπου όλα τα ελαττώματα εμφανίζονται το ένα πάνω στο άλλο σε μορφή στοίβας. Τα οριζοντίως κατανομημένα ίχνη (οριζόντια 'σμήνη' σημείων) αποτελούνται από τα 100 'παραλλαγμένα' Monte Carlo κυκλώματα που παράχθηκαν για κάθε περίπτωση ελαττώματος. Επειδή η αναπαράσταση όλων μαζί των ζωνών διακύμανσης στερείται νοήματος, αυτές έχουν ενοποιηθεί σε μία κοινή, με την κανονικοποίηση των ελάχιστων και των μέγιστων ορίων κάθε ζώνης στις τιμές -1 και 1 , αντίστοιχα, με την κατάλληλη κλιμάκωση των δεδομένων της προσομοίωσης για όλες τις περιπτώσεις ελαττωμάτων. Επιπλέον, μεταξύ των έντεκα σημείων που αντιστοιχούν στα στοιχεία των E και PC για ένα συγκεκριμένο ελάττωμα, απεικονίζεται μόνο το σημείο με την μέγιστη – κατ' απόλυτη τιμή – απόσταση από το κέντρο της κοινής ζώνης διακύμανσης, για λόγους απλούστευσης του σχήματος. Η επιλογή των σημείων αυτών δικαιολογείται από το γεγονός ότι εμφανίζουν τη μεγαλύτερη πιθανότητα να ανιχνευθούν, μιας και – σε σχέση με τα σημεία που αντιστοιχούν στις υπόλοιπες ζώνες – βρίσκονται πλησιέστερα προς τα όρια της ζώνης διακύμανσης στην οποία αντιστοιχούν.

Οι πιθανότητες ανίχνευσης ελαττωμάτων, που ορίζονται ως το ποσοστό των σημείων των σημνών τα οποία βρίσκονται εκτός της κοινής ζώνης διακύμανσης, συνοψίζονται στον Πίνακα 5.8, στον οποίο οι στήλες "Έλεγχος DOT" και "Εναλλακτικός έλεγχος" αντιστοιχούν στις πιθανότητες που προκύπτουν από τα επεκτεταμένα παρατηρήσιμα (E) και από τις προγνώσεις των χαρακτηριστικών επίδοσης (PC), αντίστοιχα. Η στήλη "Συνδυαστικός έλεγχος" αντιστοιχεί στα αποτελέσματα που προέκυψαν από την αξιοποίηση και των



Σχήμα 5.20: Στοιβες ελαττωμάτων (κανονικοποιημένες ζώνες, όλα τα εξεταζόμενα ελαττώματα)

Πίνακας 5.8: Πιθανότητες ανίχνευσης ελαττωμάτων

Τύπος ελαττώματος	Πιθανότητα ανίχνευσης ελαττωμάτων (%)		
	Έλεγχος DOT (E)	Εναλλακτικός έλεγχος (PC)	Συνδυαστικός έλεγχος (E, PC)
Βραχυκυκλώματα	78.58	99.14	100
Ανοικτοκυκλώματα	100	89.26	100
Γεφυρώματα	100	70.15	100
Συνολικά	90.20	91.14	100

έντεκα ζωνών διακύμανσης, από κοινού. Με βάση τα αποτελέσματα του Πίνακα 5.8, όλα τα ελαττώματα μπορούν να ανιχνευθούν με επιτυχία, καθώς η πιθανότητα ανίχνευσης ελαττωμάτων για την περίπτωση του συνδυαστικού ελέγχου είναι ίση με 100%. Το γεγονός αυτό εξασφαλίζει πως όλα τα κυκλώματα που εισέρχονται στη φάση της διόρθωσης είναι ελεύθερα ελαττωμάτων.

5.3.6 Διόρθωση επιδόσεων

Προκειμένου να αξιολογηθεί η αποδοτικότητα της διαδικασίας διόρθωσης, παράχθηκε ένα δείγμα 100 μικτών ελεύθερων από ελαττώματα με 6σ προσομοιώσεις Monte Carlo. Ως αποτέλεσμα της επιλογής κατανομών των τιμών των παραμέτρων στα 6σ, αρκετά από τα κυκλώματα του δείγματος θα εμφανίζουν ακραίες διαταραχές των παραμέτρων διεργασίας και των ανομοιομορφιών των διατάξεων. Για το λόγο αυτό, αναμένεται πως το μέρος αυτό των κυκλωμάτων του δείγματος θα απορριφθεί κατά τη διάρκεια της φάσης ανίχνευσης ελαττωμάτων. Πράγματι, από το δείγμα των 100 κυκλωμάτων, 30 αποκλείονται εκ των προτέρων από τη διαδικασία διόρθωσης, χαρακτηριζόμενα ως έκτοπα (outliers).

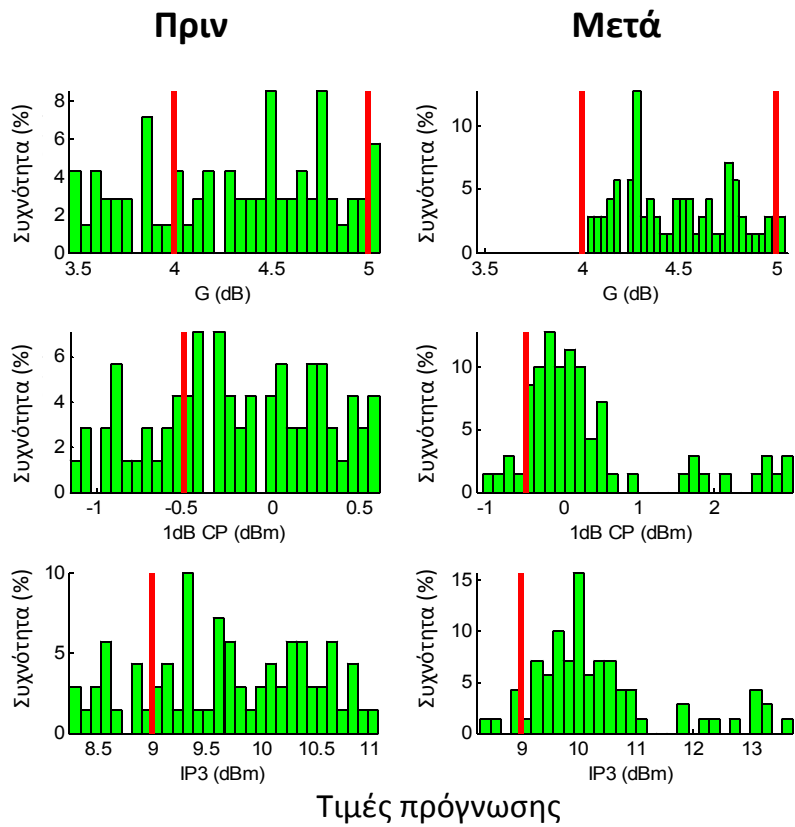
Η διαδικασία διόρθωσης σχεδιάστηκε με βάση την αρχή που περιγράφηκε στην παράγραφο 5.2.4 και που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.9, προκειμένου να επιτυγχάνεται η ολίσθηση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος το πλησιέστερο δυνατό προς το κέντρο των αντίστοιχων περιοχών τιμών, όπως προβλέπονται από τις προδιαγραφές. Όταν η διαδικασία καταλήξει σε μια κατάσταση (S_i) στην οποία εξασφαλίζεται επιτυχής διόρθωση, οι αντίστοιχες τιμές των bits ελέγχου (βλπ Πίνακα 5.2) εφαρμόζονται στο κύκλωμα πόλωσης του μίκτη (στις εισόδους της μεταβλητής αντίστασης) αναγκάζοντας το κύκλωμα να λειτουργεί εφεξής στη συγκεκριμένη κατάσταση. Στην περίπτωση αυτή, ηλεκτρικές ασφάλειες (e-fuses) ή ενσωματωμένες μη πτητικές (non-volatile) μνήμες [92] μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προγραμματισμό της μεταβλητής αντίστασης. Αν δεν καταστεί δυνατή η εξεύρεση κατάστασης η οποία να εξασφαλίζει τη διόρθωση του κυκλώματος, τότε το κύκλωμα χαρακτηρίζεται ως μη διορθώσιμο και, κατ' επέκταση, ως ακατάλληλο για χρήση.

Ας υποθέσουμε ότι οι προδιαγραφές για τον υπό εξέταση μίκτη επιβάλλουν $4\text{dB} \leq G \leq 5\text{dB}$, $1\text{dB CP} \geq -0.5\text{dBm}$ και $\text{IP3} \geq 9\text{dBm}$ (βλπ Πίνακα 5.1 για τις τυπικές τιμές των επιδόσεων). Με βάση τις τιμές των προγνώσεων, η διαδικασία διόρθωσης καταλήγει στα αποτελέσματα του Σχήματος 5.21, στο οποίο παρουσιάζονται οι κατανομές των χαρακτηριστικών επίδοσης, όπως αυτά προκύπτουν από τα προγνωστικά μοντέλα. Οι έντονες κατακόρυφες γραμμές υποδεικνύουν τα όρια των αποδεκτών τιμών των χαρακτηριστικών επίδοσης, όπως ορίζονται από τις προδιαγραφές. Θα πρέπει να σημειωθεί πως, σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην ενότητα 5.2, υπάρχει ένας μικρός αριθμός κυκλωμάτων για τα οποία η διαδικασία διόρθωσης αποτυγχάνει. Πρόκειται για κυκλώματα για τα οποία είναι αδύνατο να βρεθεί κατάσταση λειτουργίας στην οποία να πληρούνται ταυτόχρονα όλες οι απαιτήσεις, και για το λόγο αυτό παραμένουν εκτός προδιαγραφών.

Το Σχήμα 5.22, το οποίο παρουσιάζει την πραγματική αποδοτικότητα της διαδικασίας διόρθωσης, είναι αντίστοιχο του Σχήματος 5.21, με τη διαφορά της χρήσης των πραγματικών τιμών των επιδόσεων του κυκλώματος, αντί των προγνώσεων. Εξαιτίας της υψηλής ακρίβειας των μοντέλων παλινδρόμησης, τα αποτελέσματα της διόρθωσης που βασίζονται στην πρόγνωση των επιδόσεων προσεγγίζουν σε μεγάλο βαθμό τα πραγματικά αποτελέσματα, όπως παρατηρείται από τη σύγκριση των προηγούμενων σχημάτων.

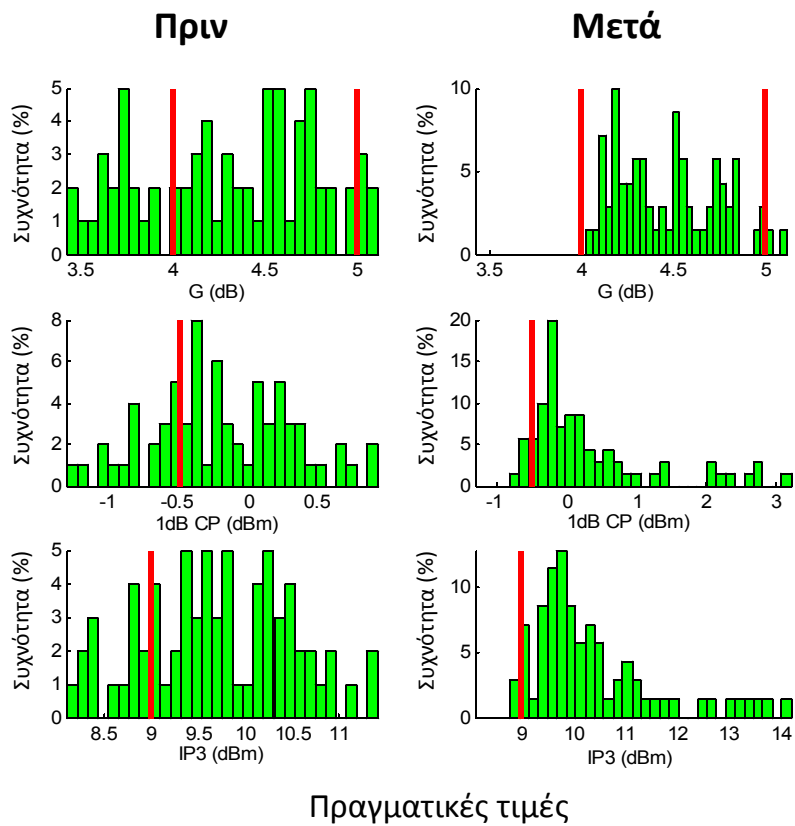
Για τις δεδομένες προδιαγραφές του μίκτη, μόνο το 48.57% των κυκλωμάτων που έλαβαν μέρος στη διαδικασία διόρθωσης ήταν σύμφωνα με τις προδιαγραφές. Μετά τη διόρθωση, το ποσοστό αυτό ανήλθε στο 88.57%, γεγονός που αντιστοιχεί σε μια σχετική αύξηση της απόδοσης (yield) κατά +82.35%. Θα πρέπει να σημειωθεί πως η σχετική αυτή μεταβολή διατηρεί την ίδια τιμή είτε αναφέρεται στο σύνολο των κυκλωμάτων που εισέρχονται στη διαδικασία διόρθωσης (εξερχόμενα από το φίλτρο ελαττωμάτων), είτε αναφέρεται στο αρχικό δείγμα των 100 κυκλωμάτων.

Με τη μεταβολή των οριακών τιμών των προδιαγραφών, η επίδραση της διόρθωσης στην



Τιμές πρόγνωσης

Σχήμα 5.21: Κατανομές των προγνωσθέντων χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη φάση διόρθωσης



Πραγματικές τιμές

Σχήμα 5.22: Κατανομές των πραγματικών χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη φάση διόρθωσης

Πίνακας 5.9: Επίδραση της διόρθωσης στην 6σ παραμετρική απόδοση, για διάφορες προδιαγραφές (Αριθμός κυκλωμάτων που υφίστανται διόρθωση: 70. Οι τιμές απόδοσης σε πλάγια γραφή αντιστοιχούν στη συνολική απόδοση, όπως υπολογίζεται επί των 100 κυκλωμάτων Monte Carlo)

A/A	Προδιαγραφές						Απόδοση		
	G		1dB CP		IP3		πριν	μετά	βελτίωση
	(dB)	(dBm)	(dBm)	(dBm)	(dBm)	{1}	{2}	$\frac{\{2\}-\{1\}}{\{1\}}$	
	min	max	min	max	min	max	(%)	(%)	(%)
1	4	5	-0.5	0.5	9	10	25.71	48.57	+88.89
							18.00	34.00	
2	4	5	-0.5	+∞	9	+∞	48.57	88.57	+82.35
							34.00	62.00	
3	4	+∞	-0.5	+∞	9	+∞	54.29	90.00	+65.79
							38.00	63.00	
4	4	+∞	-∞	+∞	-∞	+∞	71.43	100	+40.00
							50.00	70.00	
5	-∞	+∞	-0.5	+∞	-∞	+∞	74.29	90.00	+21.15
							52.00	63.00	
6	-∞	+∞	-∞	+∞	9	+∞	80.00	94.29	+17.86
							56.00	66.00	

παραμετρική απόδοση μπορεί να αυξηθεί ή να ελαττωθεί, όπως προκύπτει από τα στοιχεία του Πίνακα 5.9, με τα οποία μπορεί να αξιολογηθεί η αποδοτικότητα της διόρθωσης για διαφορετικά όρια των προδιαγραφών. Καθώς οι προδιαγραφές γίνονται λιγότερο αυστηρές, η σχετική βελτίωση της απόδοσης υποβαθμίζεται καθώς ένα μεγάλο μέρος των κυκλωμάτων συμμορφώνεται προς αυτές, ήδη πριν τη διόρθωση. Η διόρθωση των λοιπών κυκλωμάτων είναι δυσκολότερο να επιτευχθεί, καθώς τα χαρακτηριστικά επίδοσής τους εμφανίζουν ισχυρές αποκλίσεις από τις ονομαστικές τους τιμές. Επιπλέον, η διόρθωση ενός χαρακτηριστικού επίδοσης ενδέχεται να αντίκειται στη διόρθωση ενός άλλου, καθώς η σύγκλιση του ενός προς την αποδεκτή περιοχή τιμών μπορεί να θέτει το άλλο εκτός προδιαγραφών. Ωστόσο, το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με την αύξηση της πυκνότητας των καταστάσεων του μίκτη, ώστε να επιτυγχάνεται λεπτομερέστερη κάλυψη των περιοχών τιμών που μας ενδιαφέρουν.

5.3.7 Πρακτικά θέματα

Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν προέκυψαν με την παραδοχή της άμεσης πρόσβασης στις παρατηρήσιμες τάσεις. Στην περίπτωση της έμμεσης συλλογής τους, π.χ. μέσω ενός ενσωματωμένου ADC, είναι αναμενόμενο πως το αντίστοιχο σφάλμα κβάντισης των τάσεων θα οδηγή στην υποβάθμιση της αποδοτικότητας της προτεινόμενης τεχνικής. Προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδραση των σφαλμάτων κβάντισης στην αξιοπιστία της προτεινόμενης μεθόδου, προχωρήσαμε σε αναπαραγωγή των αποτελεσμάτων για δύο διαφορετικές τιμές ανάλυσης του ADC: 8-bits και 12-bits. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα έδειξαν πως η ακρίβεια πρόγνωσης παραμένει αρκούτως υψηλή και στις δύο περιπτώσεις, όπως προκύπτει από τα στοιχεία του Πίνακα 5.10. Επιπλέον, δεν αναφέρθηκε αλλοίωση της συνολικής πιθανότητας ανίχνευσης σφαλμάτων. Επανεκτιμήθηκε, επίσης, η

Πίνακας 5.10: Συντελεστές προσδιορισμού πρόγνωσης (R^2) για ADC διαφορετικής ανάλυσης

Κατάσταση	8-bit ADC			12-bit ADC		
	R^2			R^2		
	G	1dB CP	IP3	G	1dB CP	IP3
S1	0.9723	0.8542	0.8690	0.9770	0.8742	0.8586
S2	0.9762	0.8528	0.8653	0.9762	0.9503	0.9494
S3	0.9742	0.8322	0.8300	0.9734	0.9300	0.9125
S4	0.9549	0.7657	0.7774	0.9605	0.9090	0.8678
S5	0.9437	0.8835	0.9046	0.8558	0.9373	0.9095

Πίνακας 5.11: Επίδραση της διόρθωσης στην 6σ παραμετρική απόδοση, για ADC διαφορετικής ανάλυσης (Αριθμός κυκλωμάτων που υφίστανται διόρθωση: 75 για 8-bit ADC, 70 για 12-bit ADC. Οι τιμές απόδοσης σε πλάγια γραφή αντιστοιχούν στη συνολική απόδοση, όπως υπολογίζεται επί των 100 κυκλωμάτων Monte Carlo)

A/A	8-bit ADC			12-bit ADC		
	Απόδοση			Απόδοση		
	πριν {1} (%)	μετά {2} (%)	βελτίωση $\left\{ \frac{\{2\}-\{1\}}{\{1\}} \right\}$ (%)	πριν {3} (%)	μετά {4} (%)	βελτίωση $\left\{ \frac{\{4\}-\{3\}}{\{3\}} \right\}$ (%)
1	24.00	34.67	+44.44	25.71	48.57	+88.89
	18.00	26.00		18.00	34.00	
2	48.00	85.33	+77.78	48.57	88.57	+82.35
	36.00	64.00		34.00	62.00	
3	53.33	89.30	+67.50	54.29	90.00	+65.79
	40.00	67.00		38.00	63.00	
4	70.67	96.00	+35.85	71.43	100	+40.00
	53.00	72.00		50.00	70.00	
5	74.67	92.00	+23.21	74.29	90.00	+21.15
	56.00	69.00		52.00	63.00	
6	80.00	92.00	+15.00	80.00	92.86	+16.07
	60.00	69.00		56.00	65.00	

επίπτωση στην παραμετρική απόδοση, όπως φαίνεται στον Πίνακα 5.11 για περιπτώσεις προδιαγραφών όμοιες με εκείνες του Πίνακα 5.9. Ειδικότερα, για 12-bit ADC, τα αποτελέσματα ταυτίζονται σχεδόν με εκείνα που προέκυψαν για την περίπτωση άμεσης πρόσβασης στις παρατηρήσιμες τάσεις. Για τον δεύτερο συνδυασμό προδιαγραφών – ο οποίος και προσιδιάζει περισσότερο σε μια πρακτική κατάσταση – η χρήση 8-bit ADC φαίνεται πως παρέχει βελτίωση της κατασκευαστικής απόδοσης σε επίπεδα συγκρίσιμα με εκείνα της άμεσης πρόσβασης. Σε ορισμένες μάλιστα περιπτώσεις, η εισαγωγή του ADC ενδέχεται να οδηγήσει σε ελαφρά μεγαλύτερη βελτίωση σε σύγκριση με την άμεση πρόσβαση. Αυτό οφείλεται στην πιθανή διεύρυνση των ζωνών διακύμανσης ως αποτέλεσμα της κβάντισης των ορίων τους, με αποτέλεσμα ένας μεγαλύτερος αριθμός κυκλωμάτων να οδηγείται προς διόρθωση. Το γεγονός αυτό έχει ως συνέπεια την αύξηση – σε κάποιο βαθμό – του αριθμού των κυκλωμάτων τα οποία διορθώνονται με επιτυχία. Πράγματι, από τα στοιχεία

του Πίνακα 5.11 προκύπτει πως, στην περίπτωση κβάντισης 8-bit, 75 κυκλώματα εισέρχονται στη φάση διόρθωσης, ενώ 70 κυκλώματα υφίστανται διόρθωση στην περίπτωση ADC των 12-bit.

Ενώ οι συμβατικοί χρόνοι ελέγχου των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων RF είναι της τάξης μεγέθους του δευτερολέπτου, η χρήση μετρήσεων DC τάσεων – όπως αυτές που εμπλέκονται στην προτεινόμενη μεθοδολογία – μπορούν να μειώσουν τους χρόνους ελέγχου σε μερικές δεκάδες ms [32], εκ των οποίων μόνο ένα κλάσμα αφορά μετρήσεις τάσης. Καθώς τα μοντέλα MARS είναι κατά τμήματα γραμμικά μοντέλα που αντιστοιχούν σε ένα σύνολο απλών γραμμικών εξισώσεων (βλπ Παράρτημα IV), το υπολογιστικό κόστος που επιβάλλεται για την πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης αναμένεται να διατηρεί τους βραχείς χρόνους ελέγχου. Το ίδιο ισχύει τόσο για τη διαδικασία ανίχνευσης ελαττωμάτων, όσο και για τη διαδικασία της διόρθωσης. Ειδικότερα, για τη μελέτη της περίπτωσης που παρουσιάστηκε, αναφέρεται μια μέση διάρκεια 620μs ανά κύκλωμα, η οποία αφορά τη συνολική διαδικασία – που περιλαμβάνει την πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης, την ανίχνευση ελαττωμάτων και τη διόρθωση των επιδόσεων – όπως υλοποιήθηκε σε προσωπικό υπολογιστή εφοδιασμένο με επεξεργαστή τεσσάρων πυρήνων και συχνότητας 2.2GHz. Πρόκειται προφανώς για μικρό υπολογιστικό φόρτο, ο οποίος μπορεί εύκολα να αναληφθεί από ένα απλό υπολογιστικό σύστημα επιφορτισμένο με την υποστήριξη ενός αυτόματου συστήματος ελέγχου (ATE) χαμηλού κόστους, παρόμοιο με αυτό που παρουσιάζεται στην εργασία [32], και αφιερωμένο μόνο στη μέτρηση των DC παρατηρήσιμων τάσεων.

Όσον αφορά την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων, έχει αναφερθεί χρόνος εκμάθησης της τάξης των 20ms ανά κύκλωμα. Η διάρκεια αυτή είναι σημαντικά μεγαλύτερη του χρόνου που απαιτείται για την ανίχνευση ελαττωμάτων και για τη διόρθωση των επιδόσεων (620μs), αλλά αυτό το κόστος ‘καταβάλλεται’ μία μόνο φορά (one time cost). Επιπλέον, σε ένα κατασκευαστικό περιβάλλον, προκειμένου να γίνει διαθέσιμο ένα πλήρως χαρακτηρισμένο δείγμα κυκλωμάτων ελεύθερων από ελαττώματα, θα πρέπει να διενεργηθούν συμβατικοί έλεγχοι με κόστος 1s/κύκλωμα, περίπου. Ωστόσο, αυτή είναι μια εφάπαξ επιβάρυνση η οποία είναι αμελητέα σε σύγκριση με τους λοιπούς παράγοντες που συνεισφέρουν στη συνολική διάρκεια και στο συνολικό κόστος του ελέγχου [32]. Παρά το γεγονός ότι, γενικά, μεγαλύτερο δείγμα εκμάθησης θα οδηγούσε σε πιο ακριβή προγνωστικά μοντέλα, ένα σχετικά μικρό δείγμα φαίνεται πως αρκεί στην πράξη, όπως αποδεικνύεται στην εργασία [92]. Για ένα σύνολο 1000 υποψήφιων για διόρθωση κυκλωμάτων – μερικά από τα οποία, τελικά, θα αποκλειστούν ως ελαττωματικά – θα απαιτηθεί μια χρονική διάρκεια περίπου 30 λεπτών για τη διεξαγωγή των συμβατικών ελέγχων και της διαδικασίας χαρακτηρισμού τους (υποθέτοντας μια διάρκεια 2s ανά κύκλωμα), ενώ μόνο 20s θα επαρκούσαν για την προετοιμασία των προγνωστικών μοντέλων.

5.4 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε μια στρατηγική ελέγχου και διόρθωσης των επιδόσεων, κατάλληλη για ρυθμιζόμενα κυκλώματα RF πομποδεκτών, η οποία συνδυάζει τις αρχές του προσανατολισμένου στα ελαττώματα ελέγχου (DOT) και του εναλλακτικού ελέγχου. Σύμφωνα με την προτεινόμενη μεθοδολογία, ένα σύνολο βέλτιστα επιλεγμένων παρατηρήσιμων ελέγχου συλλέγονται σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας οι οποίες διατίθενται από τον μηχανισμό ρύθμισης του κυκλώματος. Τα παρατηρήσιμα μεγέθη αξιοποιούνται τόσο για την πρόγνωση των επιδόσεων του κυκλώματος όσο και για την ανίχνευση πιθανών ελαττωμάτων. Τα κυκλώματα τα οποία βρίσκονται ελεύθερα ελαττωμάτων εξετάζονται ως προς τη συμμόρφωση τους προς τις προδιαγραφές των επιδόσεών τους. Στην περι-

πτωση που διαπιστωθεί μη συμμόρφωση, εξετάζεται η δυνατότητα διόρθωσής τους με βάση τις προγνώσεις των επιδόσεων, και ανατίθεται η κατάλληλη κατάσταση λειτουργίας εάν η διόρθωση είναι εφικτή.

6. ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΗΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΤΑΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΤΩΝ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΜΙΚΤΩΝ RF

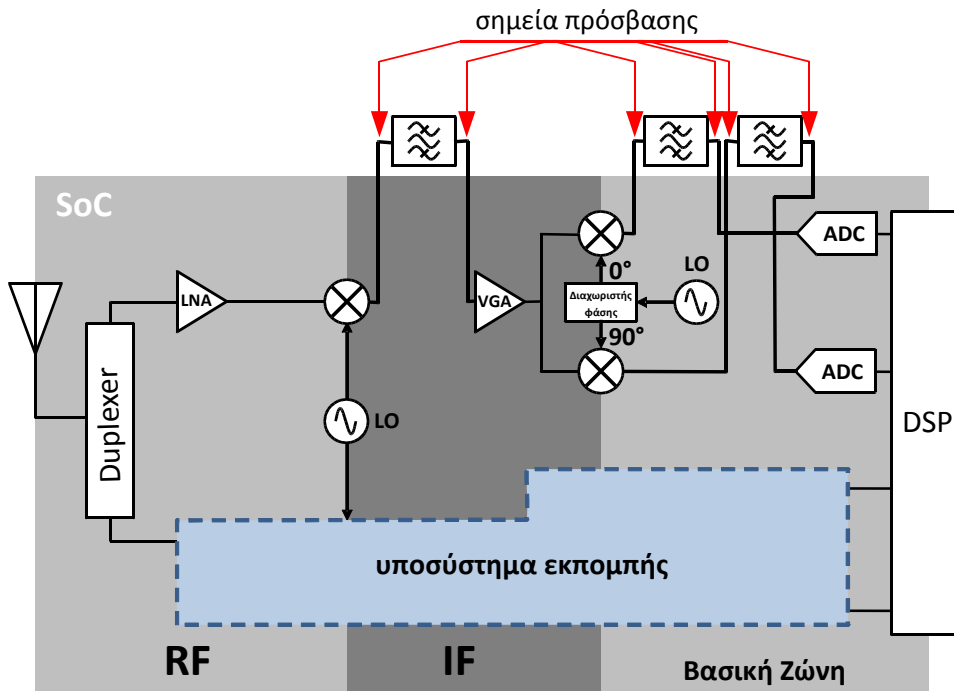
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται μια τεχνική ενσωματωμένης (built-in) μέτρησης των εσωτερικών τάσεων DC που χρησιμοποιούνται στη διόρθωση των επιδόσεων μικτών RF. Σύμφωνα με μια συνήθη μεθοδολογία εναλλακτικού ελέγχου, η διόρθωση των επιδόσεων μικτών RF βασίζεται στην πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης του κυκλώματος, η οποία απαιτεί τη συλλογή ενός αριθμού DC παρατηρήσιμων τάσεων που προκύπτουν από συγκεκριμένους κόμβους όταν ο μίκτης βρίσκεται στην ομόδυνη λειτουργία. Τα παρατηρήσιμα αυτά, ωστόσο, αντιστοιχούν συχνά σε εσωτερικούς κόμβους, η άμεση πρόσβαση στους οποίους δεν είναι πάντοτε εφικτή. Επιπλέον, η ακριβής διόρθωση των επιδόσεων του μίκτη ενδέχεται να προϋποθέτει ένα σχετικά μεγάλο σύνολο παρατηρήσιμων τάσεων, η άμεση πρόσβαση στις οποίες θα οδηγούσε σε σπατάλη πόρων και σε αύξηση του κόστους.

Η προτεινόμενη τεχνική παρέχει ψηφιακές ενδείξεις των DC τάσεων σε όλους τους κόμβους ενδιαφέροντος μέσω μιας κοινής διεπαφής, με την αξιοποίηση ενός κυκλώματος συλλογής τάσεων (voltage acquisition circuit, VAC) το οποίο υλοποιεί έναν απλό μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό και απαρτίζεται από έναν ταλαντωτή δακτυλίου ελεγχόμενο από τάση (ring-type VCO) και από έναν απαριθμητή (counter). Εισάγεται, επίσης, μια τεχνική διόρθωσης των ενδείξεων του κυκλώματος συλλογής τάσεων, απαραίτητη για την ελαχιστοποίηση της αβεβαιότητας η οποία οφείλεται στις διακυμάνσεις διεργασίας και τις ανομοιομορφίες των διατάξεων στο ίδιο το VAC. Η προτεινόμενη τεχνική αξιολογείται μέσω της εφαρμογής της στη διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων ενός τυπικού διαφορικού μίκτη RF σχεδιασμένου σε τεχνολογία 0.18μm CMOS, και ακολουθεί σύγκρισή της με την προσέγγιση της άμεσης μέτρησης των παρατηρήσιμων τάσεων, προκειμένου να εξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με την αποδοτικότητά της.

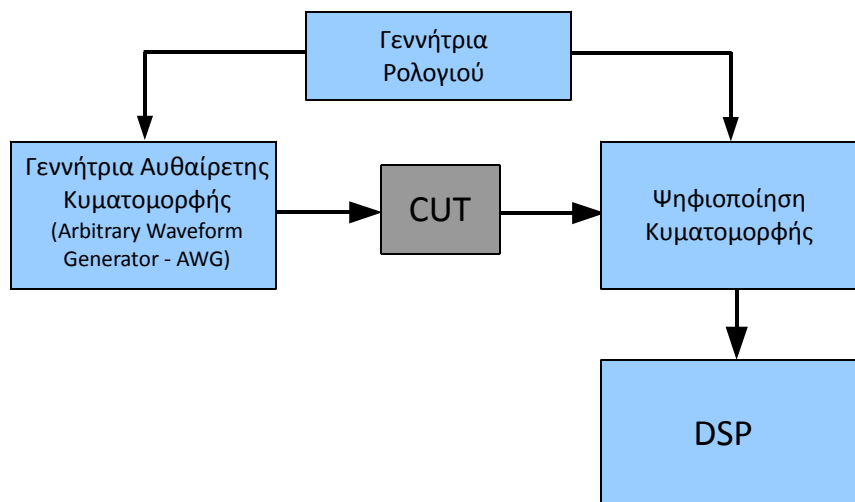
6.1 Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα

Παρόλο που οι εξωτερικοί λειτουργικοί έλεγχοι (functional tests) παρέχουν την πλέον αξιόπιστη πληροφορία σχετικά με τις επιδόσεις ενός κυκλώματος, ο αυτόματος εξοπλισμός ελέγχου (automatic test equipment, ATE) δεν είναι πάντοτε δυνατό να έχει άμεση πρόσβαση σε μέρος των εσωτερικών σημάτων ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος ή ακόμη και στο σύνολό τους, ιδιαίτερα στις περιπτώσεις των συστημάτων σε ολοκληρωμένο (system on chip, SoC) και των συστημάτων σε συσκευασία (system-in-package, SiP). Με ελάχιστα πλέον στοιχεία ή βαθμίδες (π.χ. φίλτρα επιφανειακού ακουστικού κύματος – surface acoustic wave, SAW) να υλοποιούνται σήμερα εκτός του ολοκληρωμένου κυκλώματος ενός ασύρματου πομποδέκτη, τα σημεία πρόσβασης σε κόμβους των εσωτερικών βαθμίδων τείνουν να περιορίζονται στα σημεία διασύνδεσης των εξωτερικών βαθμίδων, σύμφωνα και με το Σχήμα 6.1 [71].

Προκειμένου να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της προσβασιμότητας, έχει αναληφθεί μια αξιοσημείωτη ερευνητική προσπάθεια προς την κατεύθυνση της ενσωμάτωσης της παραγωγής των σημάτων διέγερσης (test stimuli), της συλλογής της απόκρισης (test response) και της επεξεργασίας της απόκρισης εντός του ίδιου του ολοκληρωμένου κυκλώματος [152, 153]. Προς την ίδια κατεύθυνση έχουν αναπτυχθεί τεχνικές γενικού σκοπού, οι οποίες, με την ενσωμάτωση κατάλληλων πόρων ελέγχου, αποσκοπούν στην παροχή της δυνατότητας ελέγχου οποιασδήποτε βαθμίδας αναλογικού ή μικτού σήματος του ολοκληρωμένου συστήματος. Ενδεικτικά μπορούμε να αναφέρουμε τον ολοκληρωμένο πυρήνα ελέγχου



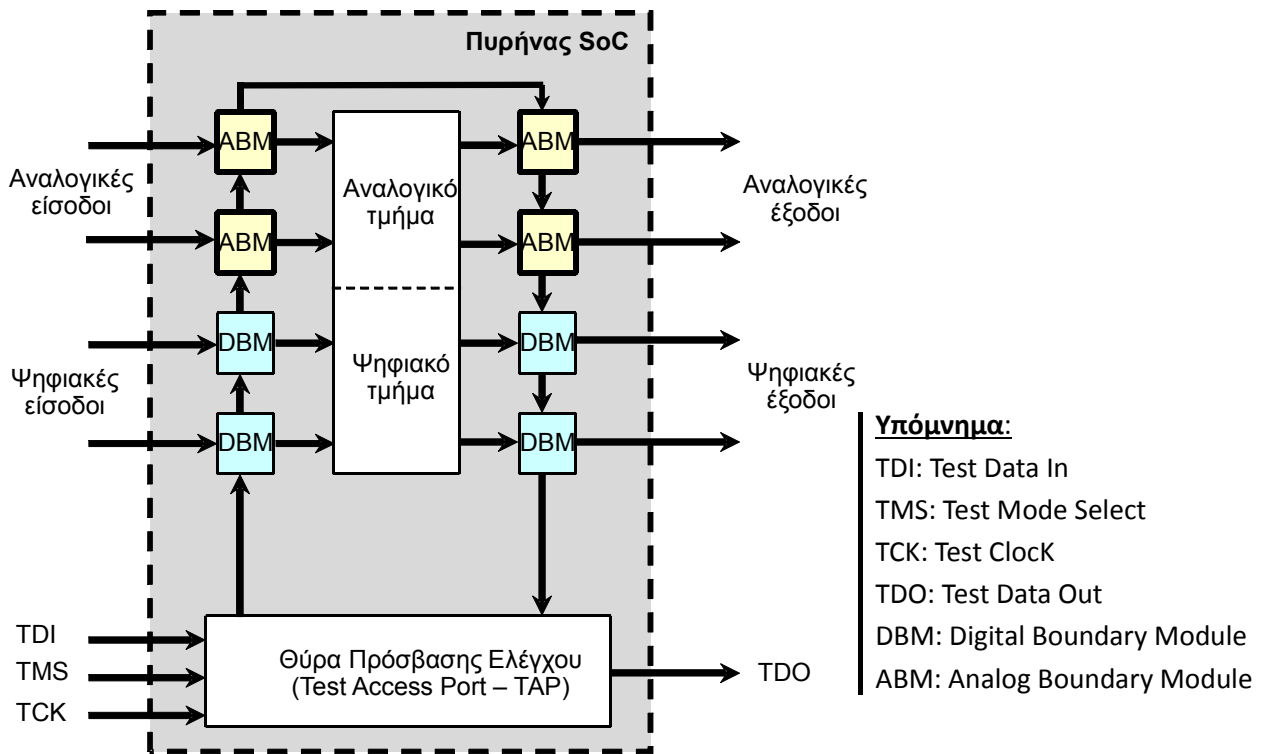
Σχήμα 6.1: Σημεία πρόσβασης σε εσωτερικούς κόμβους των βαθμίδων δέκτη RF (περίπτωση SoC) [71]



Σχήμα 6.2: Αρχή λειτουργίας ολοκληρωμένου πυρήνα ελέγχου αναλογικών ή μικτού σήματος βαθμίδων [154]

(integrated test core) ο οποίος προτείνεται στην εργασία [154], η λειτουργία του οποίου ακολουθεί την αρχή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.2. Ο πυρήνας διαθέτει γεννήτρια αυθαίρετης κυματομορφής (arbitrary waveform generator, AWG) για την παραγωγή των απαραίτητων σημάτων διέγερσης του υπό έλεγχο κυκλώματος, η οποία θα πρέπει να βρίσκεται σε συγχρονισμό με το κύκλωμα ψηφιοποίησης της κυματομορφής εξόδου προκειμένου να εξασφαλίζεται η σωστή δειγματοληψία της τελευταίας. Το σημαντικότερο μειονέκτημα των λύσεων γενικού σκοπού είναι πως – σε συγκεκριμένες περιπτώσεις κυκλωμάτων υπό έλεγχο – η αντίστοιχη κυκλωματική επιβάρυνση είναι δυσανάλογη του μεγέθους του υπό έλεγχο κυκλώματος και πλεοναστική για τη συγκεκριμένη μεθοδολογία ελέγχου η οποία πρόκειται να ακολουθηθεί.

Η πρόσφατη έρευνα που αφορά τον έλεγχο μικτών RF έχει δείξει πως η χρήση του σή-



Σχήμα 6.3: Διάγραμμα βαθμίδων ολοκληρωμένου κυκλώματος για τα αναλογικά υποσυστήματα του οποίου παρέχεται η δυνατότητα ελέγχου με χρήση του πρωτοκόλλου IEEE 1149.4

ματος τοπικού ταλαντωτή (LO) ως διέγερσης ελέγχου παρέχει ακριβή και χαμηλού κόστους εναλλακτικό έλεγχο καθώς αποφεύγεται η χρήση εξωτερικού σήματος διέγερσης [13, 72, 140, 145]. Κατά την προσέγγιση αυτή, ο μίκτης τίθεται στην ομόδυνη λειτουργία, και η απόκριση ελέγχου αντιστοιχεί στις DC τάσεις που εμφανίζονται στις εξόδους του κυκλώματος, πράγμα που απλοποιεί τη συλλογή και την επεξεργασία της απόκρισης. Από προηγούμενη έρευνα έχει, επίσης, αποδειχθεί πως η ακρίβεια πρόγνωσης που εξασφαλίζεται κατά τον εναλλακτικό έλεγχο αυξάνει σημαντικά όταν η απόκριση ελέγχου εμπλουτίζεται με μετρήσεις πρόσθετων παρατηρήσιμων μεγεθών (observables) που αντιστοιχούν σε DC τάσεις σε συγκεκριμένους εσωτερικούς κόμβους του μίκτη [145]. Στις εφαρμογές αυτόνομων (standalone) μικτών οι τάσεις αυτές θα μπορούσαν να προσπελαστούν άμεσα με τη χρήση εξωτερικού συστήματος ελέγχου (tester), με την προσθήκη κατάλληλων συμπληρωματικών ακροδεκτών (pads). Στην περίπτωση ενσωματωμένων (embedded) μικτών, η πρόσβαση θα μπορούσε να εξασφαλισθεί μέσω ενός αναλογικού διαύλου ελέγχου (analog test bus), π.χ. σύμφωνα με το πρωτόκολλο IEEE 1149.4 [146], με μια αναμενόμενη, ωστόσο, πρόσθετη σχεδιαστική προσπάθεια. Πράγματι, έχοντας υπόψη μας το γενικό διάγραμμα βαθμίδων ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος για τα αναλογικά υποσυστήματα του οποίου παρέχεται η δυνατότητα ελέγχου με χρήση του πρωτοκόλλου IEEE 1149.4 (Σχήμα 6.3), η σχεδίαση των ABMs (analog boundary modules) – τα οποία παρέχουν πρόσβαση στα αναλογικά σήματα τα οποία διακινούνται στο εσωτερικό του ολοκληρωμένου – ενδέχεται να είναι επίπονη στην περίπτωση πομποδεκτών RF, καθώς το συγκεκριμένο πρωτόκολλο αφορά τον έλεγχο σε χαμηλές συχνότητες και δεν είναι άμεσα εφαρμόσιμο στις υψηλές [155]. Εναλλακτικά, η διαδικασία ελέγχου θα μπορούσε να εκμεταλλευθεί τον ολοκληρωμένο μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (analog to digital converter, ADC) προκειμένου να διατεθούν στο σύστημα ελέγχου ψηφιακές ενδείξεις των παρατηρήσιμων τάσεων. Η συγκεκριμένη προσέγγιση προϋποθέτει πως η διαθέσιμη ανάλυση (resolution) του ADC είναι αρκετή για να εξασφαλίσει επαρκή ακρίβεια στη

μέτρηση των παρατηρήσιμων, γεγονός που δεν θα πρέπει να θεωρείται πάντοτε δεδομένο στην περίπτωση ενός ενσωματωμένου ADC. Επιπλέον, η σχεδίαση θα πρέπει επίσης να προβλέπει την αναδρομολόγηση των παρατηρήσιμων τάσεων προς την είσοδο του ADC, πράγμα όχι τετριμμένο καθώς οι τάσεις ενδέχεται να προέρχονται από εσωτερικούς κόμβους του μίκτη. Αν ένας ενσωματωμένος ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (digital signal processor, DSP) είναι εξίσου διαθέσιμος, τόσο η διαδικασία του εναλλακτικού ελέγχου όσο και η διαδικασία της διόρθωσης θα μπορούσαν να πραγματοποιούνται εσωτερικά, προσφέροντας, αντίστοιχα, λύσεις ενσωματωμένου ελέγχου (built-in test, BIT) [140] και αυτοδιόρθωσης (self-calibration) [13]. Η εφαρμογή των πιο πάνω τεχνικών προϋποθέτει πως το DSP ή/και ο ADC έχουν ήδη ελεγχθεί (ο ADC θα πρέπει να έχει, επίσης, βαθμονομηθεί) πριν τον έλεγχο και τη διόρθωση του μίκτη.

Είναι γνωστό πως η προσεκτική βαθμονόμηση (calibration ^{6.1}) ενός οργάνου συνιστά απαραίτητη προϋπόθεση οποιασδήποτε αξιόπιστης μέτρησης, καθώς εξασφαλίζει την εξάλειψη συστηματικών σφαλμάτων (systematic errors), ιδιαίτερα στην περίπτωση απαιτητικών εφαρμογών υψηλής ακρίβειας. Ορισμένες τεχνικές βαθμονόμησης ενδεχομένως να επιβάλλουν κυκλωματικές τροποποιήσεις οι οποίες πιθανόν να υποβαθμίζουν τις επιδόσεις του συστήματος, αν δεν γίνει προσεκτική σχεδίαση. Για την αποφυγή μιας τέτοιας υποβάθμισης έχουν προταθεί στρατηγικές βαθμονόμησης οι οποίες αντισταθμίζουν κατασκευαστικές ανομοιομορφίες και μη ιδανικότητες με τη βοήθεια ψηφιακών τεχνικών [156, 157] ή/και στατιστικών μεθόδων με τη χρήση λογισμικού (software) [158].

Στις εργασίες [159, 160] έχουν προταθεί υλοποιήσεις μετατροπών αναλογικού σε ψηφιακό στο πεδίο του χρόνου (time-based) οι οποίες χρησιμοποιούν ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση (voltage-controlled oscillators, VCO's). Παρόλο που οι ταλαντωτές VCO τύπου L-C μπορούν να επιτύχουν μεγαλύτερες τιμές συχνότητας λειτουργίας, οι αντίστοιχοι ταλαντωτές τύπου δακτυλίου (ring-type) είναι η προτιμότερη επιλογή όταν μια ευρεία περιοχή ρύθμισης (tuning range) αποτελεί ουσιαστική απαίτηση [160]. Οι ταλαντωτές αποτελούν ζωτικά μέρη πολλών ολοκληρωμένων μετρητικών διατάξεων. Ωστόσο, η ακρίβεια και η αξιοπιστία τους επηρεάζεται δραστικά από διάφορους παράγοντες, μεταξύ των οποίων συγκαταλέγονται οι μη γραμμικότητες, οι ανομοιομορφίες των διατάξεων και οι διακυμάνσεις στις κατασκευαστικές διεργασίες, στην τάση τροφοδοσίας και στη θερμοκρασία (process, voltage-supply and temperature, PVT). Διάφορες τεχνικές έχουν αναπτυχθεί για τη διασφάλιση της ευστάθειας ενός ταλαντωτή, μέσω της μείωσης της ευαισθησίας του στους πιο πάνω παράγοντες. Στην εργασία [161] προτάθηκε μια λύση αυτοβαθμονόμησης (self-calibration) η οποία προβλέπει τη χρήση βοηθητικών κυκλωμάτων προκειμένου να εξασφαλισθεί το 'κλειδίωμα' της συχνότητας εξόδου ενός VCO σε μια εξωτερικά επιβαλλόμενη σταθερά χρόνου. Όσο προσεκτική κι αν είναι η σχεδίαση, η προσθήκη κυκλωμάτων βαθμονόμησης είναι απαραίτητη για τη διατήρηση αυξημένης σταθερότητας της συχνότητας ενός VCO [125, 162]. Παρόλα αυτά, η χρήση πρόσθετων κυκλωμάτων θα μπορούσε να αποφευχθεί στην περίπτωση ADCs στο πεδίο του χρόνου, με την εκμετάλλευση τεχνικών ψηφιακής βαθμονόμησης των VCO [163]. Κατά το παρελθόν, χαμηλού κόστους υλοποιήσεις ADC στο πεδίο του χρόνου έχουν χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο ορθής λειτουργίας μικτών RF με βάση τη μεθοδολογία η οποία προσανατολίζεται στην ανίχνευση ελαττωμάτων (defect-oriented testing, DOT) [78, 142]. Τέλος, στην εργασία [142] έχει προταθεί μια απλή μέθοδος διόρθωσης της συχνότητας ενός VCO.

Στο κεφάλαιο αυτό προτείνεται μια τεχνική ενσωματωμένης μέτρησης των τάσεων DC που

^{6.1}Ο όρος 'calibration' χρησιμοποιείται, συνήθως, στη βιβλιογραφία για να περιγράψει τη βαθμονόμηση ενός οργάνου ή ενός συστήματος μέτρησης. Παράλληλα, ο ίδιος όρος τείνει να καθιερωθεί και για τη διόρθωση των επιδόσεων ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος. Στην παρούσα διατριβή, ο όρος θα αναφέρεται στη δεύτερη περίπτωση, εκτός και εάν – όπως εδώ – δηλώνεται διαφορετικά.

αντιστοιχούν στην απόκριση εναλλακτικού ελέγχου η οποία συλλέγεται κατά τη διάρκεια της φάσης μετρήσεων που προηγείται της φάσης διόρθωσης ενός μίκτη RF. Ένας χαμηλού κόστους μετατροπέας ADC κατασκευάζεται με τη βοήθεια ενός ταλαντωτή δακτυλίου ελεγχόμενου από τάση, και ενός απαριθμητή. Ο μετατροπέας αυτός χρησιμοποιείται ως κύκλωμα συλλογής τάσεων (voltage acquisition circuit, VAC) σκοπός του οποίου είναι η παροχή ψηφιακών ενδείξεων των παρατηρήσιμων τάσεων προς επεξεργασία, είτε από ένα εξωτερικό σύστημα ελέγχου (tester), είτε από ένα ενσωματωμένο DSP. Δεδομένου ότι η υλοποίηση συμπληρωματικών κυκλωμάτων για τη βαθμονόμηση του ίδιου του κυκλώματος συλλογής τάσεων θα οδηγούσε σε ανεπιθύμητη αύξηση της επιφάνειας, αναπτύχθηκε μέθοδος ψηφιακής διόρθωσης των ενδείξεων του VAC, η οποία και παρουσιάζεται.

6.2 Περιγραφή του υπό εξέταση μίκτη RF

Η προτεινόμενη τεχνική ενσωματωμένης μέτρησης τάσεων μπορεί να τύχει εφαρμογής σε οποιαδήποτε διαφορική τοπολογία μίκτη. Στα επόμενα, ωστόσο, προκειμένου να γίνει σαφής η αρχή στην οποία βασίζεται η τεχνική, παρατίθεται εφαρμογή της σε μια τυπική τοπολογία μίκτη RF. Όλα τα αποτελέσματα που ακολουθούν προέκυψαν από την εκτέλεση προσομοιώσεων Monte Carlo στον υπό εξέταση μίκτη, με τη χρήση του αναλογικού προσομοιωτή *Spectre* της *Cadence* [2]. Προκειμένου τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να προσιδιάζουν κατά το δυνατό περισσότερο στις πραγματικές κατασκευαστικές συνθήκες, κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων Monte Carlo λήφθηκαν υπόψη τόσο οι διακυμάνσεις διεργασίας όσο και οι ανομοιομορφίες των διατάξεων.

6.2.1 Σχεδίαση μίκτη RF

Πρόκειται για κύκλωμα μίκτη όμοιο με αυτό που χρησιμοποιήθηκε κατά τη μελέτη της τεχνικής η οποία παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Και εδώ τα χαρακτηριστικά επίδοσης που μας ενδιαφέρουν είναι η απολαβή (G), το σημείο συμπίεσης 1dB (1dB-CP) και το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3). Υπενθυμίζεται πως το συγκεκριμένο κύκλωμα διαθέτει τη δυνατότητα λειτουργίας σε πέντε διακριτές καταστάσεις, οι οποίες καθορίζονται από τις τιμές των bits ελέγχου της μεταβλητής αντίστασης R_{var} . Οι τυπικές (ονομαστικές) τιμές των επιδόσεων του κυκλώματος αντιστοιχούν στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας S_3 , ενώ οι υπόλοιπες καταστάσεις χρησιμοποιούνται κατά τη διάρκεια της διόρθωσης με σκοπό την κατάλληλη ρύθμιση του κυκλώματος.

6.2.2 DC παρατηρήσιμες τάσεις

Η διαδικασία διόρθωσης βασίζεται στη μέτρηση των αποκρίσεων εναλλακτικού ελέγχου, όπου το σήμα του τοπικού ταλαντωτή χρησιμοποιείται ως σήμα διέγερσης, αναγκάζοντας τον μίκτη να βρίσκεται στην ομόδυνη λειτουργία. Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, ως παρατηρήσιμα μεγέθη χρησιμοποιούνται οι DC τάσεις στις εξόδους του μίκτη (IF+, IF-) μαζί με την DC συνιστώσα της πτώσης τάσης κατά μήκος της πηγής ρεύματος του κυκλώματος (V_{tail}). Το διάνυσμα, δηλαδή, που αντιπροσωπεύει τις παρατηρήσιμες τάσεις είναι το $\mathbf{V} = (IF+, IF-, V_{tail})$, οι συνιστώσες του οποίου μετρώνται τόσο στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας του μίκτη (S_3) όσο και στην κατάσταση μέγιστου ρεύματος (S_5), για τους λόγους που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Πίνακας 6.1: Εύρος τιμών παρατηρήσιμων τάσεων (3σ)

Παρατηρήσιμο	Κατάσταση	Εύρος (V)	
		<i>min</i>	<i>max</i>
IF+	S3	1.6	2.3
IF-	S3	1.9	2.6
V _{tail}	S3	0.4	0.6
IF+	S5	1.1	1.9
IF-	S5	1.3	2.2
V _{tail}	S5	0.3	0.5

6.3 Το ενσωματωμένο κύκλωμα μέτρησης τάσεων

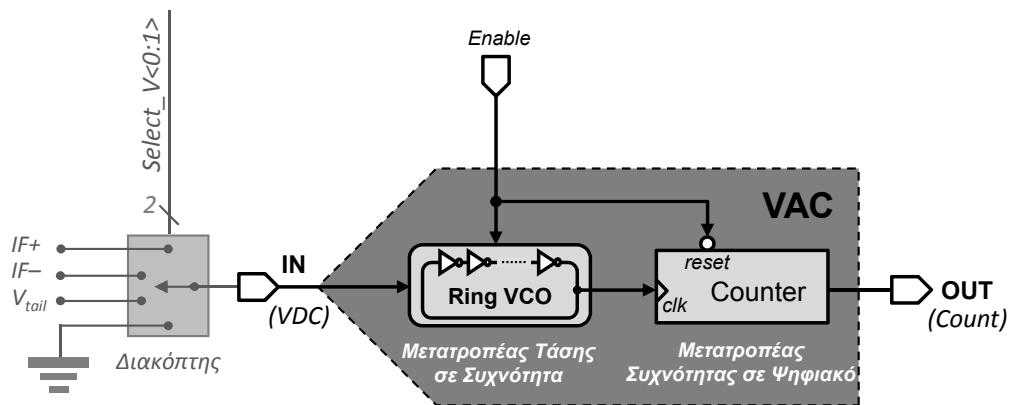
6.3.1 Απαιτήσεις

Για τη μέτρηση των αποκρίσεων εναλλακτικού ελέγχου προτείνεται ενσωματωμένο κύκλωμα μέτρησης τάσεων (voltage acquisition circuit, VAC) το οποίο θα πρέπει να διαθέτει τη δυνατότητα μετατροπής των τιμών των παρατηρήσιμων τάσεων σε ψηφιακές ενδείξεις (counts). Επιπλέον, το VAC θα πρέπει να μπορεί να ανταποκρίνεται σε μια ευρεία περιοχή τιμών των παρατηρήσιμων τάσεων, καλύπτοντας το πλήρες εύρος μεταξύ του μηδενικού δυναμικού και της τάσης τροφοδοσίας του μίκτη, όπως υποδεικνύει ο Πίνακας 6.1, όπου οι τιμές των τάσεων προκύπτουν από 3σ προσομοιώσεις Monte Carlo στον υπό εξέταση μίκτη. Το κύκλωμα θα πρέπει να διαθέτει μοναδική θύρα εισόδου για την υποδοχή της DC τάσης την οποία θα μετασχηματίζει στο ψηφιακό πεδίο, καθώς οι παρατηρήσιμες τάσεις που απαρτίζουν την απόκριση εναλλακτικού ελέγχου είναι μονόπλευρες. Επιπλέον, το VAC θα πρέπει να επιβαρύνει κατά το λιγότερο δυνατό την συνολική επιφάνεια του ολοκληρωμένου κυκλώματος, και να διατηρεί τη μέγιστη δυνατή ευαισθησία (counts/Volt).

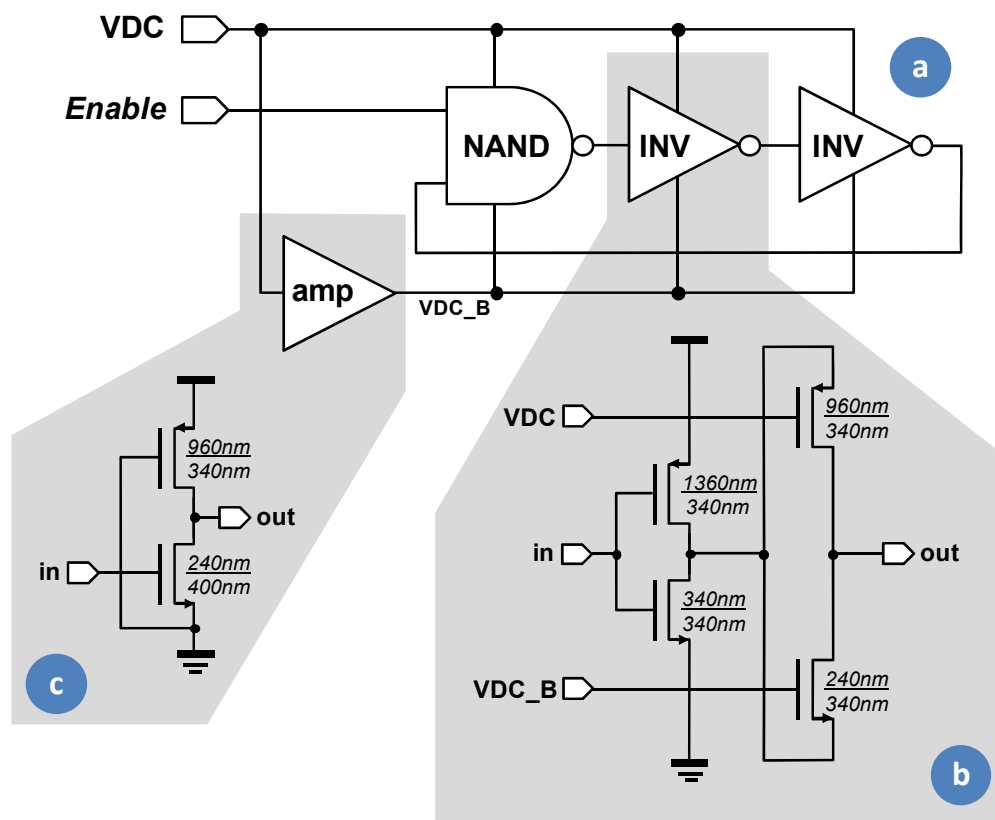
Η απαίτηση για γραμμική απόκριση δεν είναι αυστηρή, καθώς οι μη γραμμικότητες του VAC θα ενσωματώνονται στα μη γραμμικά προγνωστικά μοντέλα με τα οποία θα διενεργείται ο εναλλακτικός έλεγχος. Αξίζει να σημειωθεί πως η προσπάθεια επίτευξης καλής γραμμικής απόκρισης σε ένα μεγάλο εύρος τιμών της τάσης εισόδου θα συνεπαγόταν αυξημένη πολυπλοκότητα στη σχεδίαση του VCO, με αποτέλεσμα την υπερβολική επιβάρυνση του ολοκληρωμένου κυκλώματος από την άποψη της επιφάνειας.

Ειδική μέριμνα θα πρέπει να ληφθεί κατά τη σχεδίαση του VAC προκειμένου να παρέχεται η δυνατότητα διόρθωσης των ενδείξεών του, ώστε να ελαχιστοποιούνται τα σφάλματα εξαιτίας διακυμάνσεων διεργασίας και ανομοιομορφιών των διατάξεων. Επιπλέον, κατά τη διάρκεια της κανονικής λειτουργίας του μίκτη το VAC θα πρέπει να απενεργοποιείται, προκειμένου να αποφεύγεται η άσκοπη σπατάλη ηλεκτρικής ισχύος. Να σημειωθεί πως, παρόλο που τόσο ο μίκτης όσο και το VAC μοιράζονται την ίδια τροφοδοσία και το VAC θα είναι ενεργοποιημένο στη φάση των μετρήσεων, η δραστηριότητα του τελευταίου δεν θα επηρεάζει τη λειτουργία του μίκτη – ούτε, συνεπώς, την εγκυρότητα της διαδικασίας διόρθωσης – καθώς το VAC είναι κύκλωμα πολύ μικρών διαστάσεων που λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες. Ωστόσο, στις περιπτώσεις συστημάτων SoC, η πιθανή παρεμβολή του VAC θα μπορούσε να περιοριστεί περαιτέρω με τη σύνδεσή του στην τροφοδοσία των ψηφιακών τμημάτων του συστήματος.

Ως τελική απαίτηση, απαραίτητη για τον έλεγχο της ακεραιότητας του ίδιου του VAC, θα πρέπει να προβλεφθεί μέθοδος για την ανίχνευση ελαττωμάτων στο κύκλωμα αυτό.



Σχήμα 6.4: Κύκλωμα συλλογής τάσεων (VAC)

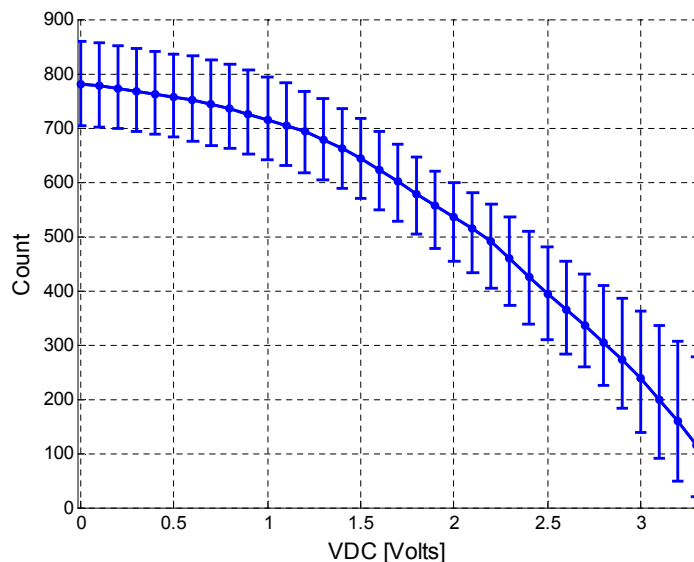


Σχήμα 6.5: Ταλαντωτής δακτυλίου στο κύκλωμα του VAC

6.3.2 Σχεδίαση και υλοποίηση

Η σχεδίαση του VAC βασίζεται στην αρχιτεκτονική των μετατροπών αναλογικού σήματος σε ψηφιακό στο πεδίο του χρόνου (time-based ADCs), κατά τον τρόπο που υποδηλώνει το Σχήμα 6.4. Ένας ταλαντωτής δακτυλίου τριών βαθμίδων ελεγχόμενος από τάση, που περιλαμβάνει πύλες διέλευσης CMOS ως στοιχεία καθυστέρησης [164], χρησιμοποιείται ως μετατροπέας τάσης σε συχνότητα (voltage to frequency converter), το σχηματικό διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.5(a), ενώ ένας ψηφιακός απαριθμητής 10-bit χρησιμοποιείται ως μετατροπέας συχνότητας σε ψηφιακό σήμα (frequency to digital converter).

Ο αριθμός των αναστρεφουσών βαθμίδων του VCO έχει διατηρηθεί στην μικρότερη δυνατή τιμή προκειμένου, αφενός, να μην επιβαρύνεται η επιφάνεια του ολοκληρωμένου και, αφετέρου, να επιτυγχάνονται υψηλές συχνότητες ταλάντωσης. Η πρώτη αναστρέφουσα



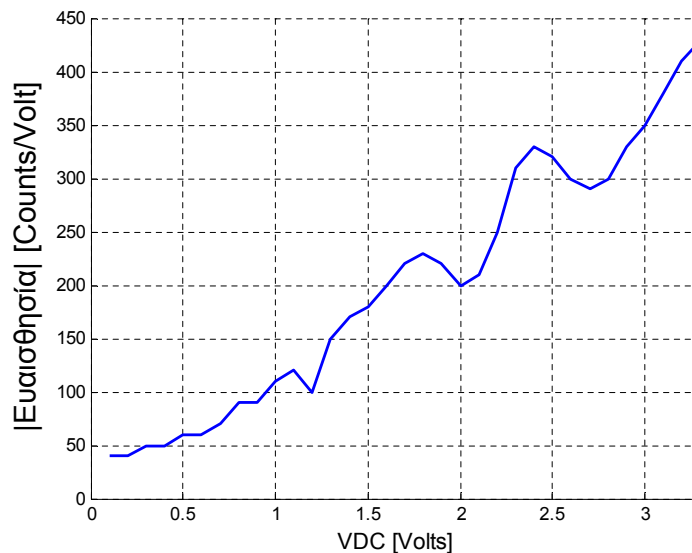
Σχήμα 6.6: Τυπική καμπύλη απόκρισης VAC (συμπαγής γραμμή). Οι ράβδοι σφαλμάτων αντιπροσωπεύουν την αβεβαιότητα στην απόκριση του VAC, η οποία οφείλεται στις διακυμάνσεις διεργασίας και στις ανομοιομορφίες των διατάξεων

βαθμίδα υλοποιείται ως πύλη NAND ώστε να επιτρέπει την εφαρμογή ενός πρόσθετου σήματος ‘Enable’ το οποίο σηματοδοτεί την σίγαση της ταλάντωσης του VCO όταν λαμβάνει τη μηδενική τιμή. Η βαθμίδα εξόδου της πύλης αυτής είναι όμοια με των υπόλοιπων αναστρεφουσών βαθμίδων (συμβολιζόμενων με ‘INV’) όπου ως στοιχεία καθυστέρησης χρησιμοποιούνται πύλες διέλευσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.5(b). Η DC παρατηρήσιμη τάση VDC χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της συχνότητας ταλάντωσης του VCO, με τη μεταβολή της αγωγιμότητας των πυλών διέλευσης. Προς την ίδια κατεύθυνση, ένας ενισχυτής κοινής πηγής (βλπ Σχήμα 6.5(c)) χρησιμοποιείται για το μετασχηματισμό της μονόπλευρης τάσης VDC σε διαφορική. Η τοπολογία αυτή αποτρέπει την απόλυτη αποκλιση των τρανζίστορ των πυλών διέλευσης, εξασφαλίζοντας την ευαισθησία του VCO σε όλο το εύρος τιμών της τάσης εισόδου του κυκλώματος.

Για την επιλογή της παρατηρήσιμης τάσης που πρόκειται να ψηφιοποιηθεί από το VAC χρησιμοποιείται ο διακόπτης του Σχήματος 6.4. Με σκοπό την εξασφάλιση της δυνατότητας ανεξάρτητου ελέγχου ορθής λειτουργίας του VAC και της διόρθωσης των ενδείξεών του, έχει ληφθεί ειδική μέριμνα ώστε η είσοδος του VAC να μπορεί να γειωθεί μέσω του διακόπτη, όπως θα εξηγηθεί αναλυτικά στη συνέχεια. Ο διακόπτης επιλογής ελέγχεται από τα σήματα *Select_V<0:1>*. Επιπλέον, το σήμα *Enable* χρησιμοποιείται για το μηδενισμό του απαριθμητή.

Θα πρέπει να σημειωθεί πως, στην περίπτωση των ενσωματωμένων μικτών που εξετάζονται, η εξαγωγή των ψηφιακών ενδείξεων που παρέχονται από την έξοδο του VAC προς τον εξωτερικό εξοπλισμό ATE θα μπορούσε να εκμεταλλευθεί τις καθιερωμένες χαμηλού κόστους δυνατότητες ελέγχου σάρωσης (scan testing) που διατίθενται για τα ψηφιακά τμήματα του συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, τα ψηφία τα οποία συνθέτουν τις ψηφιακές υπογραφές που παρέχονται από τον απαριθμητή μεταδίδονται σειριακά προς το ATE, παρόλο που παράγονται παράλληλα. Κατά παρόμοιο τρόπο, οι δυνατότητες ελέγχου σάρωσης θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για την αρχικοποίηση και την ενεργοποίηση των σημάτων ελέγχου (*Select_V<0:1>* και *Enable*).

Όπως και ο μίκτης, το κύκλωμα του VAC σχεδιάστηκε και αυτό στην τεχνολογία 0.18μm της UMC. Η καμπύλη απόκρισής του και η καμπύλη ευαισθησίας του για τυπικές συνθήκες διεργασίας παρουσιάζονται στα Σχήματα 6.6 και 6.7, αντίστοιχα, από τα οποία προκύπτει



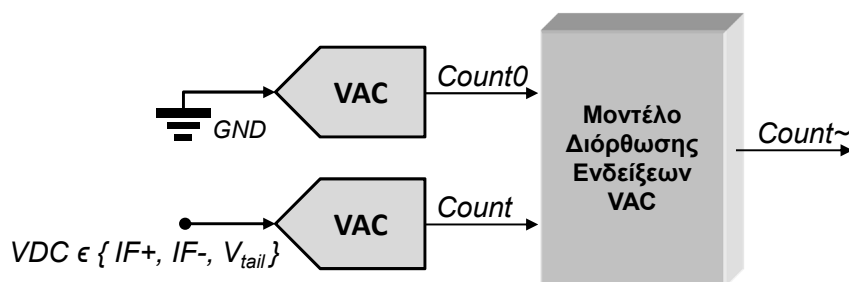
Σχήμα 6.7: Τυπική καμπύλη ευαισθησίας του VAC

μια μέση ευαισθησία περίπου ίση με 200 Counts/Volt, που ισοδυναμεί με ανάλυση τάσης (voltage resolution) ίση με 5mV. Η υιοθέτηση των συγκεκριμένων χαρακτηριστικών είναι αποτέλεσμα συμβιβασμού μεταξύ της ακρίβειας μετατροπής και του χρόνου μετατροπής, καθώς ο τελευταίος καθορίζει τη διάρκεια της συνολικής διαδικασίας συλλογής των μετρήσεων από τον μίκτη. Γενικά, η ανάλυση του VAC θα μπορούσε να γίνει λεπτότερη με την αύξηση του χρόνου μετατροπής, συνοδευόμενη από αντίστοιχη αύξηση του μήκους του απαριθμητή.

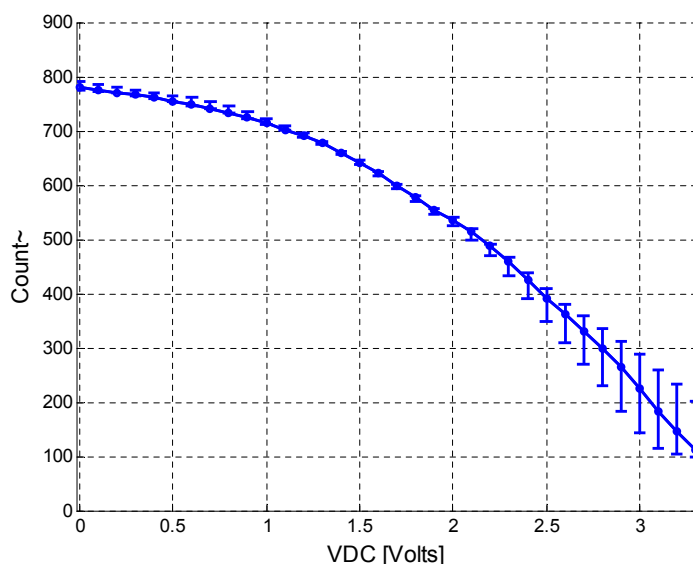
6.3.3 Διόρθωση ενδείξεων

Προσομοιώσεις Monte Carlo απέδειξαν την ύπαρξη μιας μη αμελητέας αβεβαιότητας στην απόκριση του VAC η οποία οφείλεται στις διακυμάνσεις της κατασκευαστικής διεργασίας και στις ανομοιομορφίες των διατάξεων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.6, όπου η συμπαγής γραμμή αντιστοιχεί στην τυπική απόκριση του VAC και οι ράβδοι σφαλμάτων υποδεικνύουν τη μέγιστη απόκλιση από την τυπική περίπτωση. Το γράφημα του Σχήματος 6.6 προέκυψε από ένα σύνολο 17000 προσομοιώσεων 3σ οι οποίες διενεργήθηκαν επί 500 κυκλωμάτων VAC τα οποία προέκυψαν από προσομοιώσεις Monte Carlo. Η είσοδος (VDC) του VAC σαρώθηκε γραμμικά στην περιοχή μεταξύ 0 και 3.3V με βήμα 0.1V, ώστε να ληφθούν 34 ομάδες των 500 προσομοιώσεων. Στη συγκεκριμένη καμπύλη παρατηρείται σημαντική αβεβαιότητα, η οποία είναι αποτέλεσμα της χρήσης του ενισχυτή κοινής πηγής του Σχήματος 6.5(c).

Προκειμένου να βελτιωθεί η αξιοπιστία και η ακρίβεια των ενδείξεων του κυκλώματος, προτείνεται μια τεχνική διόρθωσης η αρχή της οποίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.8. Η διόρθωση αυτή μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός μη γραμμικού μοντέλου παλινδρόμησης, κατασκευαζόμενου με στατιστική πρόγνωση, και συγκεκριμένα με τη μέθοδο MARS [69]. Το μοντέλο αυτό παρέχει μια διορθωμένη ένδειξη (Count_{\sim}) η οποία αντιστοιχεί στην απόκριση του VAC υπό τυπικές συνθήκες και η οποία υπολογίζεται από την πραγματική τιμή της ένδειξης (Count) και από την αντίστοιχη ένδειξη που λαμβάνεται με γειωμένη την είσοδο του VAC (Count_0). Κατά τη διαδικασία εκμάθησης του μοντέλου διόρθωσης χρησιμοποιήσαμε στα πειράματά μας ένα σύνολο από 500 κυκλώματα VAC, τα οποία προέκυψαν από την διεξαγωγή 3σ προσομοιώσεων Monte Carlo. Κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων ήταν ενεργοποιημένη η επιλογή LHS (Latin Hypercube Sampling),



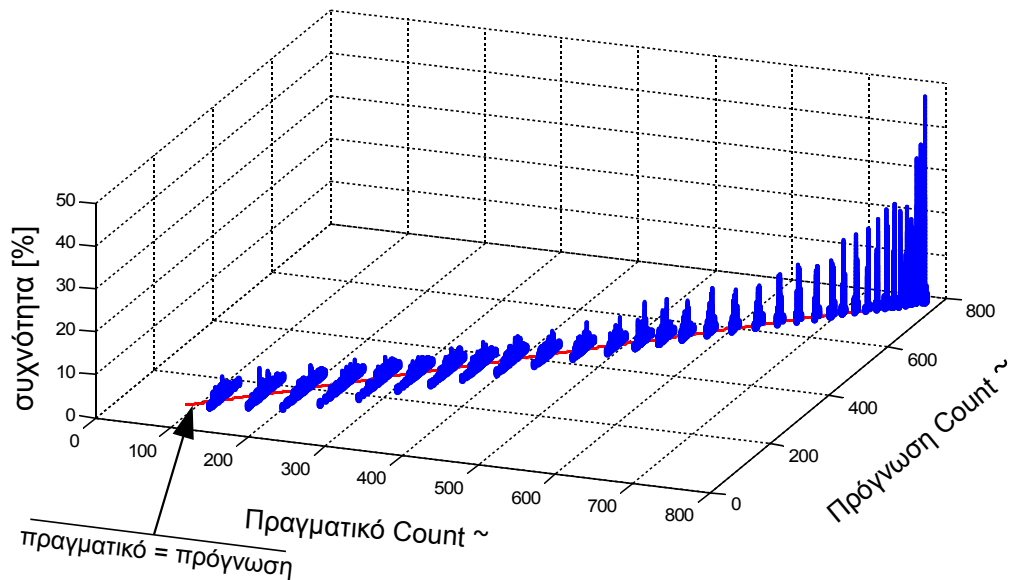
Σχήμα 6.8: Αρχή διόρθωσης των ενδείξεων του VAC



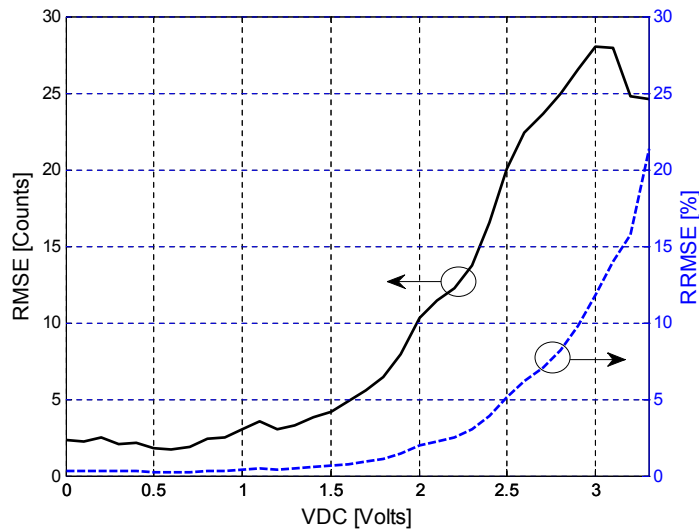
Σχήμα 6.9: Αβεβαιότητα στην διορθωμένη απόκριση του VAC (η συμπαγής γραμμή αντιστοιχεί σε τυπικές συνθήκες)

καθώς βελτιώνει την ακρίβεια του μοντέλου διόρθωσης με την αύξηση του αριθμού των δειγμάτων που παράγονται στις παρυφές τις αντίστοιχης κατανομής.

Για την αξιολόγηση του μοντέλου παλινδρόμησης που κατασκευάστηκε χρησιμοποιήθηκε ένα άλλο δείγμα από 100 κυκλώματα, τα οποία προέκυψαν επίσης από προσομοιώσεις Monte Carlo. Τα αποτελέσματα της αξιολόγησης έδωσαν μέση τιμή RMS σφάλματος (RMSE) ίση με 14.05 counts, μέσο σχετικό RMSE (RRMSE) 7% και συντελεστή προσδιορισμού (R^2) ίσο με 99.52%. Ο υψηλός αυτός βαθμός βεβαιότητας οδηγεί σε μια αντίστοιχα υψηλή αποδοτικότητα στη διόρθωση των ενδείξεων, όπως επιβεβαιώνεται από τη διορθωμένη απόκριση του VAC που απεικονίζεται στο Σχήμα 6.9. Σε σύγκριση με το Σχήμα 6.6, είναι εμφανής ο σημαντικός περιορισμός της αβεβαιότητας. Η ακρίβεια του μοντέλου διόρθωσης των ενδείξεων του VAC απεικονίζεται γραφικά στο Σχήμα 6.10, όπου οι συχνότητες κατανομής που αντιστοιχούν στα 100 κυκλώματα VAC που χρησιμοποιήθηκαν κατά την αξιολόγηση έχουν σχεδιαστεί στο επίπεδο που ορίζεται από τις τιμές των πραγματικών διορθωμένων ενδείξεων και των προγνώσεών τους. Όπως μπορεί να παρατηρηθεί, οι κατανομές συχνότητων παραμένουν συνεκτικές και προσεγγίζουν πολύ καλά τη γραμμή 'πραγματικό = πρόγνωση' για μια περιοχή μεταξύ περίπου των 350 και 800 counts. Με βάση την απόκριση του VAC (Σχήμα 6.6), η περιοχή αυτή αντιστοιχεί στο εύρος τιμών των παρατηρήσιμων τάσεων που εφαρμόζονται στην είσοδο του VAC, σύμφωνα και με τον Πίνακα 6.1 (0.3 – 2.6 Volts). Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε πως η τιμή του σφάλματος διόρθωσης αναμένεται να είναι μικρή εντός των πιο πάνω περιοχών τάσεων. Πραγματικά, το συμπέρασμα αυτό επαληθεύεται από το Σχήμα 6.11, όπου τα μεγέθη RMSE και RRMSE που αναφέρονται στη διόρθωση των μετρήσεων του VAC αναπαρίστανται γρα-

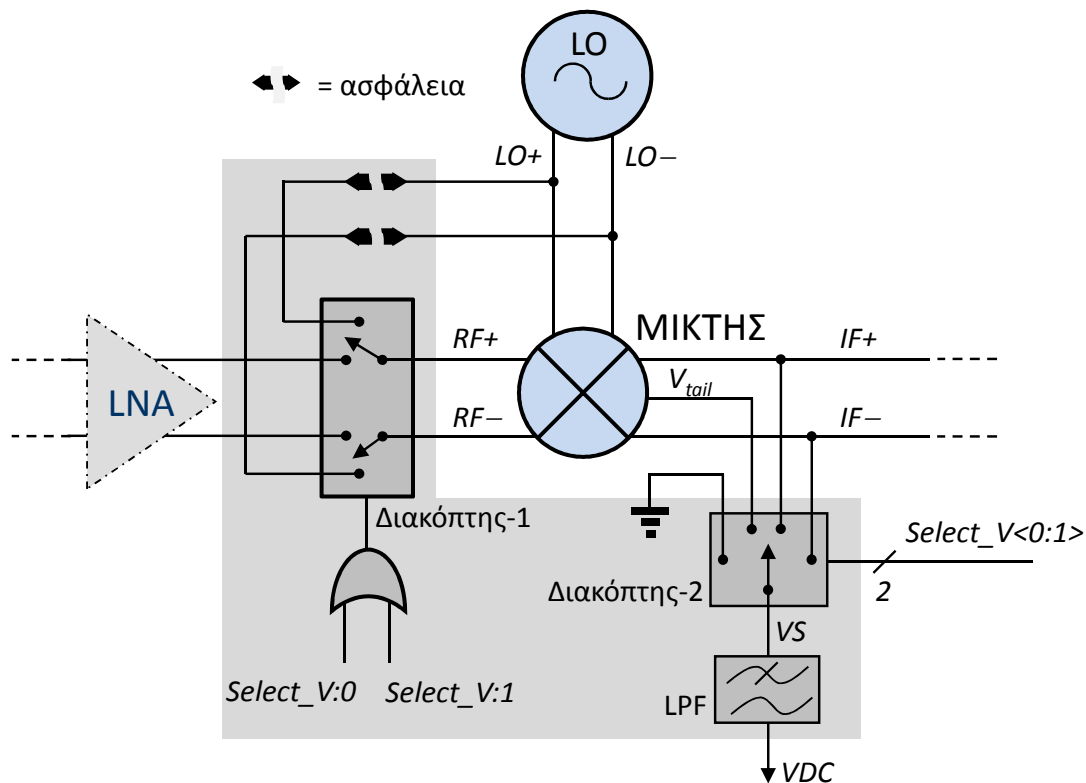


Σχήμα 6.10: Ακρίβεια του μοντέλου διόρθωσης των ενδείξεων του VAC (συσχέτιση μεταξύ πραγματικού και προβλεφθέντος Count~)



Σχήμα 6.11: Καμπύλες για τα RMSE και RRMSE που αφορούν τη διόρθωση των ενδείξεων του VAC

φικά σε συνάρτηση με την τάση εισόδου (VDC). Παρόλο που το RMSE είναι μεγαλύτερο για τις υψηλότερες τιμές του VDC, το αντίστοιχο RRMSE παραμένει μικρότερο από 6.2% για όλες τις τιμές του VDC στο διάστημα [0.3V, 2.6V]. Επιπλέον, η ευαισθησία του VAC είναι επίσης μεγαλύτερη σε υψηλότερες τιμές του VDC (βλπ Σχήμα 6.7), γεγονός που εξασφαλίζει αποδεκτή ακρίβεια κοντά στα 2.6 Volts. Πειράματα απέδειξαν πως η εναπομένουσα αβεβαιότητα κοντά στην τάση τροφοδοσίας θα μπορούσε να μειωθεί περαιτέρω αν μία πρόσθετη ανάγνωση, που θα προέκυπτε από την εφαρμογή της τάσης Vdd στην είσοδο του VAC, χρησιμοποιούνταν ως είσοδος στο μοντέλο διόρθωσης, μαζί με το Count0. Θεωρητικά, θα μπορούσε να επιτευχθεί απειροστή αβεβαιότητα με την αύξηση του αριθμού των αρχικών αναγνώσεων έτσι ώστε να λαμβάνονται ομοιόμορφα δείγματα κατά μήκος ολόκληρης της περιοχής τάσεων ελέγχου. Η αντίστοιχη μείωση της αβεβαιότητας μπορεί να δικαιολογηθεί με βάση την παρατήρηση πως η προσθήκη πολλαπλών αρχικών αναγνώσεων θα μείωνε την αβεβαιότητα της απόκρισης του VAC στην περιοχή τάσεων οι οποίες γειτνιάζουν σε κάθε πρόσθετη αρχική ανάγνωση. Γίνεται, συνεπώς, φανερό πως –



Σχήμα 6.12: Τοπολογία για την υλοποίηση της φάσης μετρήσεων του μίκτη RF

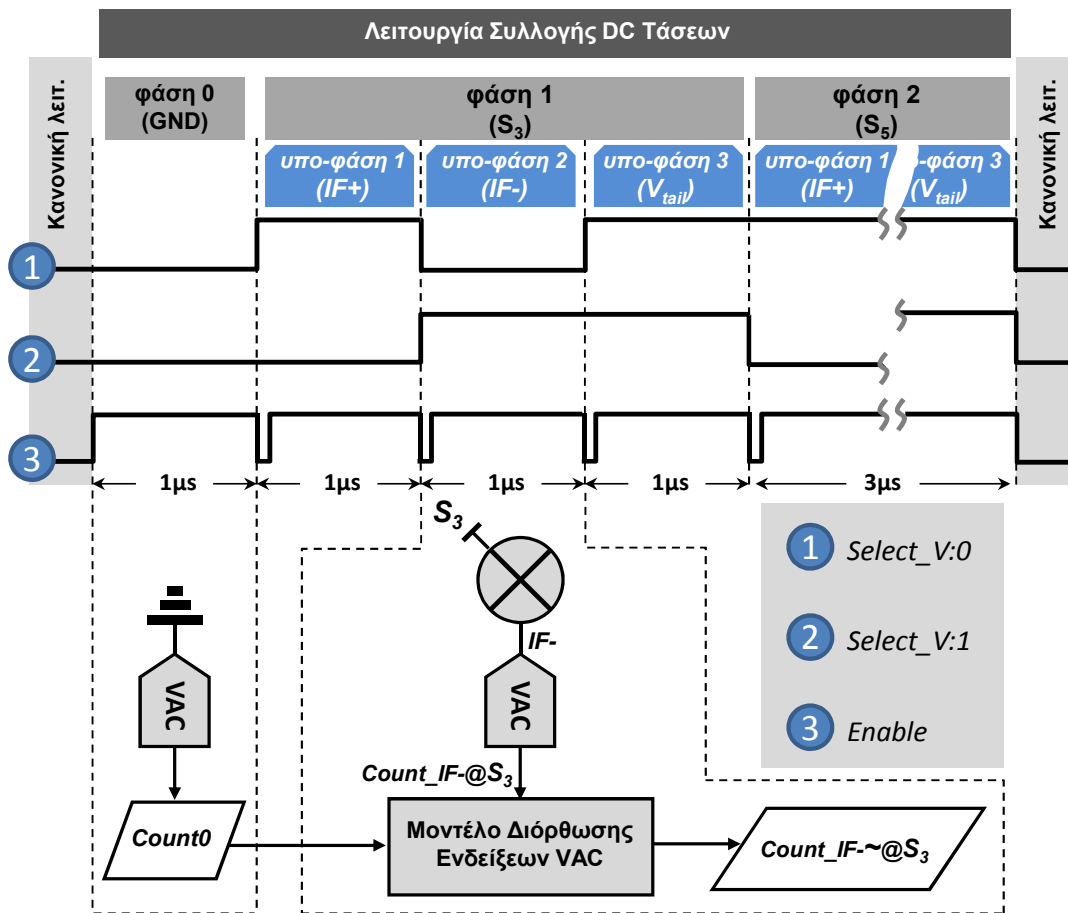
παρά την βελτίωση της ακρίβειας διόρθωσης που θα μπορούσε να επιτευχθεί – μια τέτοια υλοποίηση θα επιμήκυνε σημαντικά το χρόνο συλλογής των τάσεων και θα αύξανε κατά τρόπο ανεπιθύμητο την πολυπλοκότητα των εμπλεκόμενων κυκλωμάτων, γεγονός που συνηγορεί στην απόρριψή της.

6.4 Τοπολογία λήψης μετρήσεων μίκτη

6.4.1 Περιγραφή

Η διαδικασία διόρθωσης του μίκτη αποτελείται από μια φάση μετρήσεων και από μια φάση ρύθμισης, όπως περιγράφηκε στα προηγούμενα. Κατά την πρώτη φάση, ως σήμα διέγερσης χρησιμοποιείται το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και οι παρατηρήσιμες τάσεις για τις οποίες έγινε λόγος στην παράγραφο 6.2.2 μετατρέπονται από το VAC σε ψηφιακές ενδείξεις (counts).

Μια τοπολογία η οποία αντιστοιχεί στην περίπτωση ενός διαφορικού μίκτη σε έναν δέκτη και που επιτρέπει την εφαρμογή της διέγερσης ελέγχου και τη διασύνδεση του VAC στον κατάλληλο εσωτερικό κόμβο του κυκλώματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.12. Η προτεινόμενη τοπολογία μπορεί εύκολα να επεκταθεί προκειμένου να υποστηρίξει τους μίκτες τόσο του πομπού όσο και του δέκτη, με την από κοινού χρήση ενός και μόνο VAC, ακολουθώντας φιλοσοφία παρόμοια με την από κοινού χρήση κυκλωμάτων BIST που παρουσιάζεται στα [23, 88]. Ως ενσωματωμένη λύση, ένας αναλογικός διακόπτης (Διακόπτης-1) αποσυνδέει τη διαφορική είσοδο του μίκτη από τον LNA και τη συνδέει στον τοπικό ταλαντωτή. Εναλλακτικά, ως μη παρεμβατική λύση, θα μπορούσε να αποφευχθεί η χρήση του διακόπτη με την εισαγωγή ενός αντιτύπου του σήματος LO στην είσοδο RF του μίκτη μέσω της κανονικής διαδρομής του RF σήματος. Μια τέτοια επιλογή, ωστόσο, θα απαιτούσε μια εξωτερική ημιτονική πηγή σήματος συντονισμένη στη συχνότητα του LO, η προσθήκη της



Σχήμα 6.13: Απλουστευμένο διάγραμμα χρονισμού που περιγράφει τη συλλογή των DC τάσεων

οποίας θα αναιρούσε τον ενσωματωμένο χαρακτήρα της προτεινόμενης τεχνικής. Ένας δεύτερος αναλογικός διακόπτης (Διακόπτης-2), όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 6.12, χρησιμοποιείται για την επιλογή μεταξύ των παρατηρήσιμων τάσεων IF+, IF- και V_{tail} , μίας κάθε φορά. Μέχρι στιγμής, η προτεινόμενη τοπολογία ταυτίζεται με την αντίστοιχη της που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο (§5.3.2). Η εδώ παρουσιαζόμενη τοπολογία διαφέρει στο ότι ο δεύτερος διακόπτης παρέχει, επιπλέον, τη δυνατότητα γείωσης της εισόδου του VAC ώστε να εξασφαλίζεται ο έλεγχος της ορθής λειτουργίας του και η διόρθωση των ενδείξεών του, με βάση τα προηγούμενα. Ένα σύνηθες χαμηλοπερατό φίλτρο RC συνδέεται στην έξοδο του δεύτερου διακόπτη ώστε να απορρίπτονται οι υψίσυχνες συστατώσεις και να παρέχεται μια αμιγώς συνεχής τάση (VDC) στην είσοδο του VAC.

Με το πέρας της διαδικασίας διόρθωσης, η διαδρομή μεταξύ LO-RF μπορεί να αποκόπτεται με τη βοήθεια ασφαλειών, για τους λόγους που παρατέθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο (§5.3.2).

6.4.2 Λειτουργία

Το διάγραμμα χρονισμού του Σχήματος 6.13 περιγράφει τη διαδικασία συλλογής των μετρήσεων των παρατηρήσιμων τάσεων. Στο ίδιο διάγραμμα παρουσιάζεται και η διαδικασία διόρθωσης των ενδείξεων του VAC. Κατά την κανονική λειτουργία του μίκτη, όλα τα σήματα ελέγχου είναι μηδενικά. Η διαδικασία συλλογής των τάσεων DC διαιρείται σε τρεις φάσεις. Στη φάση 0 η είσοδος του VAC γειώνεται και λαμβάνεται μια μέτρηση προκειμένου να χρησιμοποιηθεί για τη διόρθωση του ίδιου του κυκλώματος. Οι φάσεις 1 και 2

διαίρονται η καθεμιά σε τρεις υπο-φάσεις, κατά τη διάρκεια των οποίων υλοποιείται η μέτρηση των παρατηρήσιμων τάσεων της παραγράφου 6.2.2 (IF+, IF-, V_{tail}) για τις καταστάσεις λειτουργίας S_3 και S_5 , αντίστοιχα. Η χρονική διάρκεια των υπο-φάσεων, καθώς και της φάσης 0, είναι 1μs που αντιστοιχεί στο χρόνο μετατροπής του VAC. Η συνολική χρονική διάρκεια συλλογής τάσεων είναι περίπου 7μs. Μεταξύ κάθε φάσης ή υπο-φάσης ο απαριθμητής μηδενίζεται με το σήμα *Enable*.

6.4.3 Σχεδιαστικές μέριμνες και ανίχνευση ελαττωμάτων

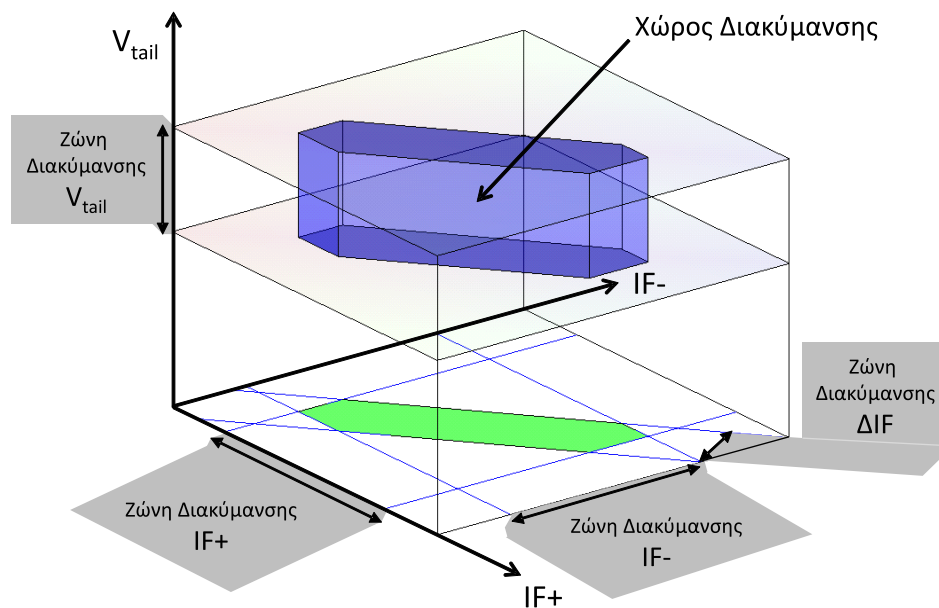
Για τους λόγους που παρατέθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο (§5.3.2) η σχεδίαση του μίκτη και των βοηθητικών κυκλωμάτων του πραγματοποιείται από κοινού, προκειμένου ο πρώτος να ικανοποιεί τις επιθυμητές προδιαγραφές παρουσία των τελευταίων.

Η διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων εκκινεί μόνο αν ο μίκτης και τα βοηθητικά κυκλώματα μέτρησης έχουν βρεθεί ελεύθερα ελαττωμάτων, ύστερα από μια διαδικασία ελέγχου ορθής λειτουργίας. Μια τέτοια διαδικασία ελέγχου, συμβατή με την προτεινόμενη μεθοδολογία μετρήσεων, παρουσιάζεται στη συνέχεια.

Η παρουσία ελαττωμάτων στο ίδιο το VAC θα οδηγούσε, ενδεχομένως, σε εσφαλμένη έκβαση της διαδικασίας διόρθωσης των επιδόσεων. Παρόλο που ο απαριθμητής μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα με βάση συνήθεις τεχνικές ψηφιακού ελέγχου [26], θα πρέπει να εξασφαλισθεί επιπλέον πως και το VAC λειτουργεί ορθά. Συνεπώς, ένας αρχικός έλεγχος θα πρέπει να διενεργηθεί προκειμένου να εντοπιστεί ενδεχόμενη μη ορθή λειτουργία του VAC. Ένας τέτοιος έλεγχος είναι δυνατός με την αξιοποίηση της μέτρησης Count0 (η οποία αντιστοιχεί σε $VDC = 0V$). Πιο συγκεκριμένα, για ένα υγιές VAC η επιτρεπτή περιοχή τιμών για το Count0 είναι μεταξύ 705 και 860 counts, όπως προκύπτει από το Σχήμα 6.6. Τιμές του Count0 που βρίσκονται εκτός της συγκεκριμένης ζώνης διακύμανσης σηματοδοτούν μη ορθή λειτουργία του VAC. Σε μια τέτοια σπάνια περίπτωση, οι επιδόσεις του υπό έλεγχο μίκτη θα πρέπει να διορθωθούν με τη χρήση συμβατικών λειτουργικών ελέγχων.

Πριν από τη διόρθωση των επιδόσεων του μίκτη θα πρέπει, εκτός από το VAC, να διασφαλισθεί επίσης η απουσία ελαττωμάτων από το σύνολο των κυκλωμάτων μέτρησης. Συνεπώς, θα πρέπει να ελεγχθούν και τα βοηθητικά κυκλώματα (που περιλαμβάνονται στη σκιασμένη περιοχή του Σχήματος 6.12) προκειμένου να επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία τους. Αν υποθέσουμε πως το VAC έχει ελεγχθεί και έχει βρεθεί ελεύθερο ελαττωμάτων, μπορεί να υιοθετηθεί μια κοινή στρατηγική ελέγχου για τον μίκτη μαζί με τα βοηθητικά κυκλώματα, αντί του ξεχωριστού ελέγχου των τελευταίων. Μια τέτοια προσέγγιση θεωρεί το σύστημα που απαρτίζεται από τον μίκτη και τα βοηθητικά κυκλώματα ως ένα ενιαίο CUT, στο οποίο εφαρμόζεται μια συνήθης τεχνική ανίχνευσης ελαττωμάτων. Για το διαχωρισμό μεταξύ ελαττωματικών CUT και CUT τα οποία είναι ελεύθερα ελαττωμάτων μπορούν να χρησιμοποιηθούν φίλτρα ελαττωμάτων (defect filters) [37, 38], τα οποία θα αξιοποιούν τις ίδιες μετρήσεις εναλλακτικής απόκρισης που χρησιμοποιούνται για τη διόρθωση των επιδόσεων του μίκτη.

Στο Σχήμα 6.14 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας ενός απλού φίλτρου ελαττωμάτων το οποίο θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για τον από κοινού έλεγχο τόσο του υπό εξέταση μίκτη, όσο και των βοηθητικών του κυκλωμάτων. Πρόκειται για ένα τετραδιάστατο φίλτρο που ανήκει στη γενική κλάση των υπερρθογωνικών (hyper-rectangular) φίλτρων ελαττωμάτων [38]. Λεπτομέρειες που αφορούν τη χρήση των τελευταίων στον έλεγχο μικτών RF μπορούν να βρεθούν στη βιβλιογραφία [13, 78, 142, 145]. Να σημειωθεί πως η τεχνική ελέγχου του VAC η οποία παρουσιάστηκε προηγουμένως εκμεταλλεύεται, στην πράξη, ένα μονοδιάστατο φίλτρο ελαττωμάτων. Το φίλτρο ελαττωμάτων του Σχήματος 6.14 – που



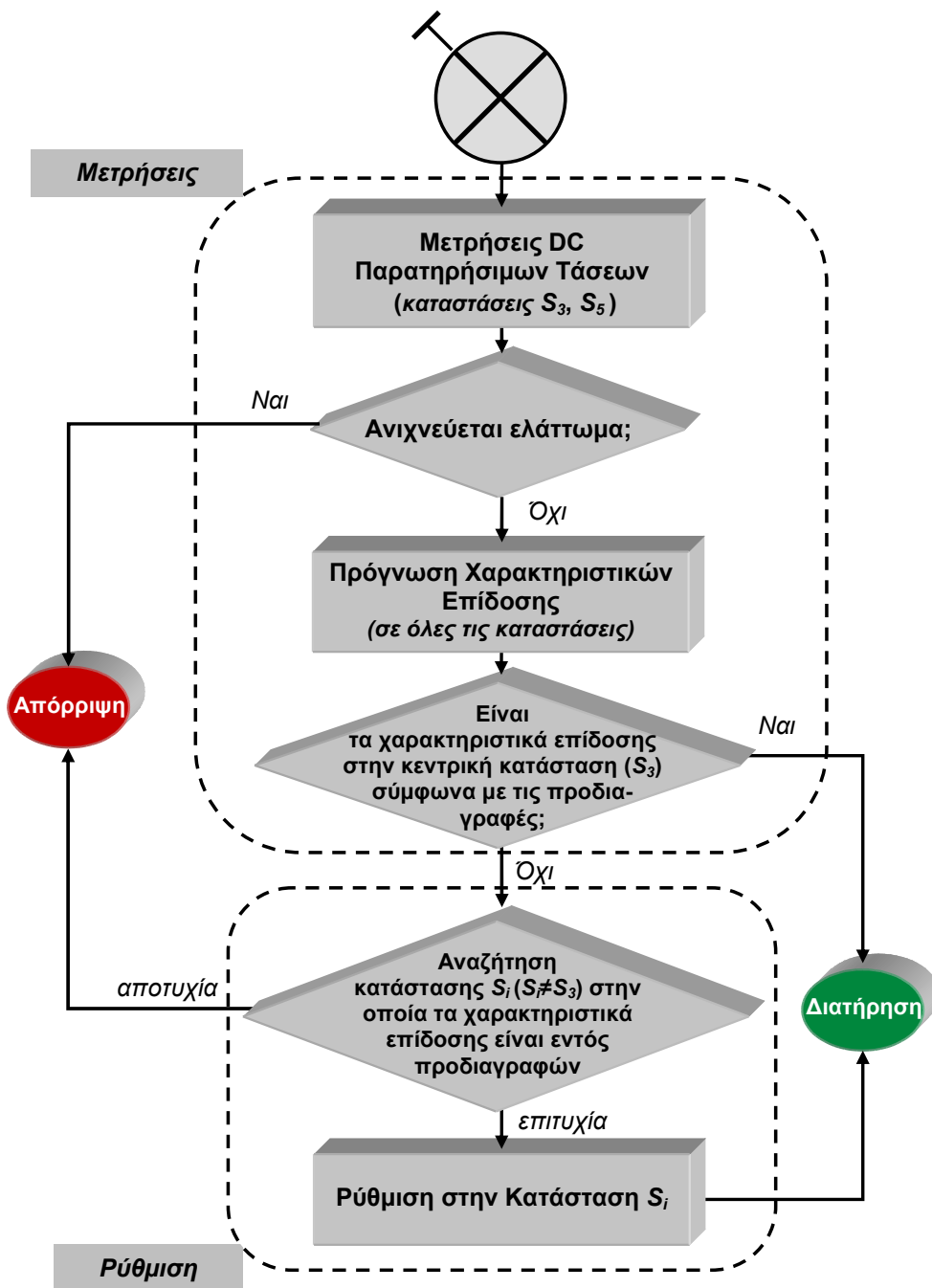
Σχήμα 6.14: Αναπαράσταση τετραδιάστατου φίλτρου ελαττωμάτων για τον υπό εξέταση μίκτη RF (συμπεριλαμβανομένων των βοηθητικών κυκλωμάτων)

προτείνεται για τη διάκριση μεταξύ μικτών οι οποίοι είναι ελεύθεροι από ελαττώματα και ελαττωματικών μικτών (συμπεριλαμβανομένων των βοηθητικών κυκλωμάτων) – βασίζεται στον ορισμό ενός ‘χώρου διακύμανσης’ (variation space): μιας περιοχής της οποίας οι έδρες ορίζονται από το εύρος τιμών των παρατηρήσιμων τάσεων του Πίνακα 6.1 (τις ζώνες διακύμανσης, όπως ορίστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο). Ας θεωρήσουμε μόνο τις ζώνες διακύμανσης που αντιστοιχούν στην κεντρική κατάσταση λειτουργίας του μίκτη (S_3 στον Πίνακα 6.1), παρότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και ένα ακόμη φίλτρο – κατασκευασμένο για την κατάσταση μέγιστου ρεύματος (S_5) – προκειμένου να βελτιωθεί η ικανότητα ανίχνευσης ελαττωμάτων. Να σημειωθεί πως η διαφορική έξοδος του μίκτη ($\Delta IF = IF_+ - IF_-$) χρησιμοποιείται ως τέταρτη παρατηρήσιμη τάση, καθώς – όπως δείχθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο – οδηγεί σε ένα φίλτρο ελαττωμάτων μεγαλύτερης διακριτικής ικανότητας. Συνεπώς, η επιφάνεια του χώρου διακύμανσης αποτελεί το όριο με βάση το οποίο γίνεται η διάκριση μεταξύ κυκλωμάτων τα οποία είναι ελεύθερα από ελαττώματα και ελαττωματικών κυκλωμάτων, καθώς τα τελευταία βρίσκονται εκτός του χώρου διακύμανσης.

Σύμφωνα με την πιο πάνω προσέγγιση ελέγχου, λαμβάνονται μετρήσεις των παρατηρήσιμων τάσεων του Πίνακα 6.1 και οι αντίστοιχες τιμές εισάγονται στο λογισμικό που υλοποιεί το φίλτρο ελαττωμάτων. Μπορούν, επομένως, να ανιχνευθούν εκείνα τα ελαττώματα στο CUT τα οποία προκαλούν τη μετατόπιση του κυκλώματος εκτός του χώρου διακύμανσης. Για την ακρίβεια, οι ζώνες διακύμανσης του Σχήματος 6.14 αντιστοιχούν σε ψηφιακές ενδείξεις (counts), παρά σε τάσεις, εξαιτίας της ψηφιοποίησης των τελευταίων από το VAC. Για το λόγο αυτό, ο έλεγχος του VAC θα πρέπει να προηγείται του ελέγχου των λοιπών κυκλωμάτων.

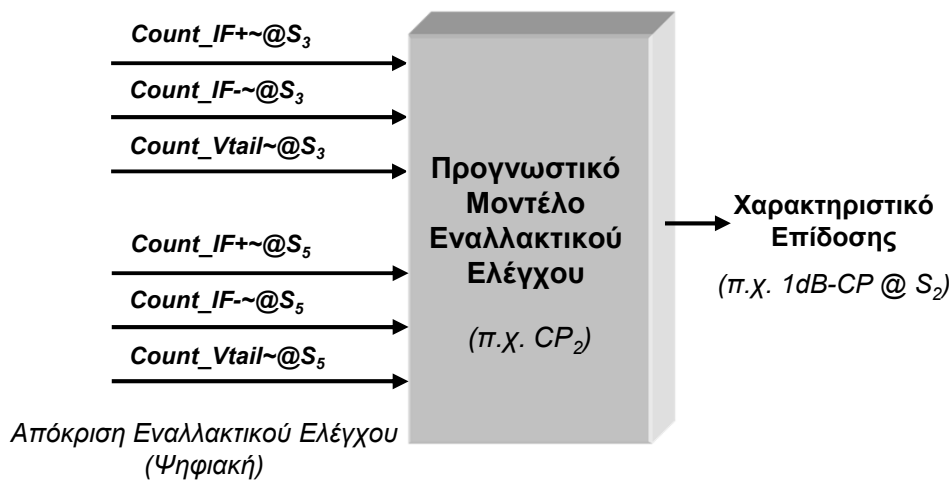
6.5 Διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη

Η διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη RF παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.15 και ακολουθεί τη γενική αρχή που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αποτελείται από δύο φάσεις: τη φάση των μετρήσεων και τη φάση της ρύθμισης, οι οποίες αναλύονται στη συνέχεια. Κατά τη φάση των μετρήσεων, λαμβάνονται ενδείξεις των παρατηρήσιμων τά-



Σχήμα 6.15: Διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη RF

σεων στις καταστάσεις S_3 και S_5 ώστε να προκύψει η απόκριση ελέγχου, σύμφωνα με την προσέγγιση του εναλλακτικού ελέγχου. Με βάση τις μετρήσεις αυτές εφαρμόζεται, στη συνέχεια, μια τεχνική ανίχνευσης ελαττωμάτων προκειμένου να γίνει διάκριση μεταξύ των κυκλωμάτων τα οποία είναι ελεύθερα ελαττωμάτων και των ελαττωματικών κυκλωμάτων. Με την ολοκλήρωση της διαδικασίας αυτής, τα ελαττωματικά κυκλώματα απορρίπτονται. Ακολουθεί πρόγνωση των χαρακτηριστικών επίδοσης που ενδιαφέρουν (G , 1dB CP και $IP3$) σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας για κάθε μίκτη ο οποίος είναι ελεύθερος ελαττωμάτων. Η πρόγνωση αυτή πραγματοποιείται με βάση τα μοντέλα παλινδρόμησης που έχουν ήδη κατασκευαστεί, και βασίζεται στις μετρήσεις που αναφέρθηκαν πιο πάνω. Τέλος, κάθε κύκλωμα εξετάζεται προκειμένου να διαπιστωθεί εάν οι προβλεφθείσες τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης στην κεντρική κατάσταση (S_3) συμμορφώνονται προς τις προδιαγραφές. Αν το τελευταίο είναι αληθές, τότε το κύκλωμα χαρακτηρίζεται ως αποδε-



Σχήμα 6.16: Λειτουργικότητα προγνωστικού μοντέλου

κτό, και η διαδικασία διόρθωσης παραλείπεται.

Για τα κυκλώματα που βρίσκονται μη συμβατά με τις προδιαγραφές ακολουθεί μια φάση ρύθμισης, στην οποία εξετάζονται οι τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, προκειμένου να διαπιστωθεί η σκοπιμότητα ή μη της διόρθωσης των επιδόσεων. Κυκλώματα για τα οποία οι προβλεφθείσες τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης σε μία τουλάχιστον κατάσταση λειτουργίας βρίσκονται να πληρούν τις προδιαγραφές διορθώνονται με τη βοήθεια του μηχανισμού ρύθμισης, όπως περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αν δεν υπάρχει τέτοια κατάσταση λειτουργίας, ο μίκτης απορρίπτεται.

Προκειμένου να ληφθεί απόφαση σχετικά με τη σκοπιμότητα διόρθωσης των επιδόσεων ενός μίκτη, θα πρέπει να είναι διαθέσιμα προγνωστικά μοντέλα για τον προσδιορισμό των επιδόσεων σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας. Στο Σχήμα 6.16 παρουσιάζεται η λειτουργικότητα των μοντέλων τα οποία χρησιμοποιούνται στην προτεινόμενη τεχνική για την πρόγνωση των επιδόσεων του μίκτη.

Για την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων απαιτείται μια αρχική διαδικασία εκμάθησης, η οποία περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στην παρούσα μελέτη χρησιμοποιήθηκαν για τη διαδικασία εκμάθησης 500 κυκλώματα που προέκυψαν από 3σ προσομοιώσεις Monte Carlo, με ενεργοποιημένη την επιλογή LHS.

6.6 Αποτελέσματα και αξιολόγηση

6.6.1 Μεθοδολογία αξιολόγησης

Η αξιολόγηση της προτεινόμενης τεχνικής ενσωματωμένης μέτρησης τάσεων για τη διόρθωση των επιδόσεων μικτών RF εστιάζεται, αφενός, στην ακρίβεια πρόγνωσης των τιμών των επιδόσεων και, αφετέρου, στα συνολικά αποτελέσματα που αφορούν τη βελτίωση της παραμετρικής απόδοσης που επιτυγχάνεται. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με τα αντίστοιχά τους που προκύπτουν από την άμεση μέτρηση των παρατηρήσιμων τάσεων. Να σημειωθεί πως, για τις συγκρίσεις που ακολουθούν, κατασκευάστηκαν προγνωστικά μοντέλα με βάση άμεσες μετρήσεις των τάσεων για το ίδιο δείγμα 500 κυκλωμάτων για το οποίο έγινε λόγος στην προηγούμενη ενότητα.

Πίνακας 6.2: Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (προτεινόμενη τεχνική)

Κατάσταση	G		1dB CP		IP3	
	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE
S1	0.9715	0.1689	0.8793	0.3474	0.8902	0.3314
S2	0.9723	0.1663	0.8692	0.3616	0.8650	0.3674
S3	0.9709	0.1707	0.8433	0.3958	0.8293	0.4131
S4	0.9437	0.2372	0.7751	0.4742	0.8089	0.4372
S5	0.9382	0.2486	0.8900	0.3316	0.9070	0.3050

Πίνακας 6.3: Μέτρα της ακρίβειας πρόγνωσης για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (άμεση πρόσβαση)

Κατάσταση	G		1dB CP		IP3	
	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE	R^2	RRMSE
S1	0.9769	0.1521	0.8861	0.3375	0.8941	0.3254
S2	0.9761	0.1545	0.9597	0.2008	0.9597	0.2008
S3	0.9731	0.1641	0.9464	0.2314	0.9438	0.2371
S4	0.9651	0.1868	0.9248	0.2742	0.8869	0.3363
S5	0.8518	0.3849	0.9454	0.2336	0.9165	0.2889

6.6.2 Αποτελέσματα

6.6.2.1 Ακρίβεια εναλλακτικού ελέγχου

Τα αποτελέσματα της αξιολόγησης της προτεινόμενης τεχνικής τα οποία αφορούν την ακρίβεια του εναλλακτικού ελέγχου συνοψίζονται στον Πίνακα 6.2, ενώ τα αντίστοιχά τους για την περίπτωση άμεσης πρόσβασης στις παρατηρήσιμες τάσεις παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.3 .

Τα μέτρα R^2 και RRMSE, που ποσοτικοποιούν την ακρίβεια πρόγνωσης, υπολογίστηκαν με βάση ένα σύνολο 100 κυκλωμάτων για τα οποία υπολογίστηκαν τα χαρακτηριστικά επίδοσης με τη βοήθεια 3σ προσομοιώσεων Monte Carlo και, στη συνέχεια, συγκρίθηκαν με τις αντίστοιχες τιμές πρόγνωσής τους.

Η σύγκριση των μέτρων των Πινάκων 6.2 και 6.3 οδηγεί στην παρατήρηση πως με την προτεινόμενη τεχνική εξασφαλίζεται ένα ελάχιστο ποσοστό 77% για τον συντελεστή προσδιορισμού R^2 της πρόβλεψης όλων των χαρακτηριστικών επίδοσης, σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη, ενώ το αντίστοιχο ποσοστό που εξασφαλίζεται με την άμεση πρόσβαση στις παρατηρήσιμες τάσεις είναι 85%. Παρόλο που η τελευταία τιμή είναι υψηλότερη, πράγμα αναμενόμενο εξαιτίας της μεγαλύτερης ακρίβειας των άμεσων μετρήσεων, και οι δυο τιμές υπερβαίνουν το ελάχιστο του 70% το οποίο έχει αναφερθεί στην εργασία [72] για αποκρίσεις εναλλακτικού ελέγχου που περιλαμβάνουν μόνο τάσεις. Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε πως τα αποτελέσματα τα οποία λαμβάνονται από την προτεινόμενη τεχνική παρέχουν επαρκή ακρίβεια στην πρόγνωση των επιδόσεων, και μάλιστα συγκρίσιμη με την ακρίβεια που επιτυγχάνεται στην περίπτωση άμεσων μετρήσεων. Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνεται περαιτέρω από τα δεδομένα του Πίνακα 6.4 τα οποία αντιστοιχούν στον υποβιβασμό ΔR^2 (απόλυτο και σχετικό) του συντελεστή προσδιορισμού, όπως αυτός προκύπτει από την εφαρμογή της προτεινόμενης τεχνικής σε σύγκριση με την αντίστοιχη τιμή στην περίπτωση της άμεσης πρόσβασης. Στατιστική ανάλυση των

Πίνακας 6.4: Υποβιβασμός του συντελεστή προσδιορισμού (R^2) για διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη (προτεινόμενη τεχνική έναντι της άμεσης πρόσβασης)

Κατάσταση	G		1dB CP		IP3	
	ΔR^2	$\Delta R^2(\%)$	ΔR^2	$\Delta R^2(\%)$	ΔR^2	$\Delta R^2(\%)$
S1	0.0054	0.5528	0.0068	0.7674	0.0039	0.4362
S2	0.0038	0.3893	0.0905	9.4300	0.0947	9.8677
S3	0.0022	0.2261	0.1031	10.8939	0.1145	12.1318
S4	0.0214	2.2174	0.1497	16.1873	0.0780	8.7947
S5	-0.0864	-10.1432	0.0554	5.8599	0.0095	1.0365

δεδομένων του Πίνακα 6.4 δίνει μέση τιμή του σχετικού ποσοστιαίου υποβιβασμού του R^2 ίση με $\overline{\Delta R^2}=4.58\%$ και τυπική απόκλιση $\sigma_{\Delta R^2}=6.66\%$. Όπως θα δείξουμε στην επόμενη παράγραφο, οι τιμές αυτές δεν είναι ικανές να επηρεάσουν σημαντικά την αποδοτικότητα της διαδικασίας διόρθωσης των επιδόσεων, η οποία παραμένει σε επίπεδα συγκρίσιμα με εκείνα της άμεσης πρόσβασης στα παρατηρήσιμα μεγέθη.

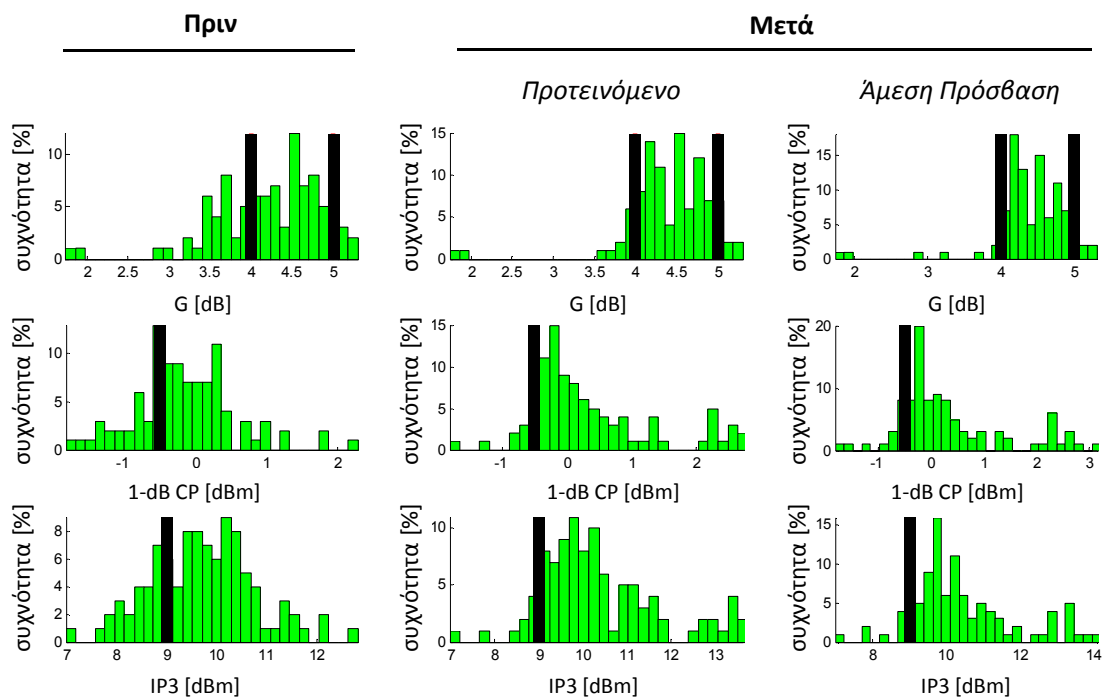
6.6.2.2 Αποδοτικότητα διόρθωσης επιδόσεων

Για την αξιολόγηση της αποδοτικότητας της διαδικασίας διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη χρησιμοποιήθηκε ένα δείγμα από 100 κυκλώματα ελεύθερα ελαττωμάτων, τα οποία προέκυψαν από 6σ προσομοιώσεις Monte Carlo. Ως αποτέλεσμα αυτής της επιλογής, ένας αριθμός κυκλωμάτων του δείγματος θα εμφανίζει ακραίες διαταραχές των παραμέτρων διεργασίας και των ανομοιομορφιών των διατάξεων. Για το λόγο αυτό, η διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων αναμένεται να αποτυγχάνει για τα συγκεκριμένα κυκλώματα, είτε εξαιτίας της αδυναμίας εξεύρεσης κατάστασης στην οποία οι επιδόσεις αποκαθίστανται, είτε εξαιτίας της ανίχνευσης ελαττωμάτων στο VAC. Η διαδικασία διόρθωσης των επιδόσεων σχεδιάστηκε σύμφωνα με την αρχή που περιγράφηκε στην παράγραφο 6.5 (βλπ και Σχήμα 6.15) προκειμένου να επιτευχθεί η αποκατάσταση των επιδόσεων του μίκτη εντός των ορίων των προδιαγραφών.

Στην παρούσα μελέτη θεωρούμε πως οι προδιαγραφές του υπό εξέταση μίκτη επιβάλλουν: $4\text{dB} \leq G \leq 5\text{dB}$, $1\text{ dB CP} \geq 0.5\text{dBm}$ και $\text{IP3} \geq 9\text{dBm}$.

Η αποδοτικότητα της διαδικασίας διόρθωσης των επιδόσεων του μίκτη παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.17, όπου απεικονίζονται οι κατανομές των χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη διόρθωση, τόσο για την προτεινόμενη τεχνική όσο και για την περίπτωση της άμεσης πρόσβασης στις παρατηρήσιμες τάσεις. Οι έντονες κατακόρυφες γραμμές υποδεικνύουν τα όρια των αποδεκτών επιδόσεων, όπως αυτά καθορίζονται από τις προδιαγραφές του κυκλώματος.

Δεδομένων των συγκεκριμένων απαιτήσεων, το 42% των κυκλωμάτων που συμμετέχουν στη διαδικασία διόρθωσης ήδη πληρούν τις προδιαγραφές. Μετά την εφαρμογή της διαδικασίας διόρθωσης, το ποσοστό των μικτών που συμμορφώνονται προς τις προδιαγραφές ανέρχεται στο 75%, που αντιστοιχεί σε σχετική βελτίωση της κατασκευαστικής απόδοσης (yield) κατά +78.6%, όπως συνοψίζεται και στον Πίνακα 6.5. Τα στοιχεία του ίδιου πίνακα αποκαλύπτουν πως, στην περίπτωση της άμεσης πρόσβασης, η κατασκευαστική απόδοση είναι ελαφρά μεγαλύτερη (77%) σε σύγκριση με την απόδοση η οποία επιτυγχάνεται με την προτεινόμενη τεχνική (75%), γεγονός που αντιστοιχεί σε μια διαφορά μόνο κατά 2.5%.



Σχήμα 6.17: Κατανομές των χαρακτηριστικών επίδοσης, πριν και μετά τη διόρθωση

Πίνακας 6.5: Επίδραση της διόρθωσης στην 6σ παραμετρική απόδοση

Προδιαγραφές						Απόδοση				
G		1dB-CP		IP3		πριν	προτεινόμενο		άμεση πρόσβαση	
(dB)	(dB)	(dBm)	(dBm)	(dBm)	(dBm)		μετά	βελτίωση	μετά	βελτίωση
min	max	min	max	min	max	(%)	(%)	(%)	(%)	(%)
4	5	-0.5	-	9	-	42	75	78.6	77	83.3

6.6.3 Σχολιασμός αποτελεσμάτων

Η συγκεκριμένη σχεδίαση του VAC θα είχε μέτριες επιδόσεις ως αυτόνομος μετατροπέας ADC, εξαιτίας της μη γραμμικής του απόκρισης. Επιπλέον, το ενδογενές σφάλμα κβάντισης επηρεάζει αναπόφευκτα την ακρίβεια της μετατροπής. Παρόλα αυτά, τα αποτελέσματα της προηγούμενης ενότητας επιβεβαίωσαν το γεγονός πως η προτεινόμενη τεχνική μέτρησης μπορεί να είναι ανταγωνιστική εκείνης με άμεση πρόσβαση στις μετρήσιμες τάσεις, εξασφαλίζοντας συγκρίσιμη και ικανοποιητική βελτίωση της παραμετρικής απόδοσης, και παρέχοντας ταυτόχρονα μια ενσωματωμένη εναλλακτική λύση έναντι της άμεσης πρόσβασης. Αποδεικνύεται, συνεπώς, πως τόσο η ψηφιακή διόρθωση των ενδείξεων του VAC, όσο και η αντιστάθμιση της μη γραμμικής απόκρισής του παρέχουν μια αξιόπιστη και χαμηλού κόστους λύση για τη συλλογή των παρατηρήσιμων τάσεων.

Η επιφάνεια πυριτίου που θα πρέπει να διατεθεί για την υλοποίηση των κυκλωμάτων της προτεινόμενης τεχνικής εκτιμάται στο 15% της επιφάνειας του μίκτη RF (ή στο 7.5% της επιφάνειας των μικτών του πομποδέκτη). Παρόλα αυτά, η επιβάρυνση της επιφάνειας του ολοκληρωμένου είναι αμελητέα στη πράξη, καθώς ο μίκτης – κυρίως λόγω των ογκωδών πηνίων του – διαθέτει αρκετή ελεύθερη επιφάνεια για την φιλοξενία του VAC και των βοηθητικών κυκλωμάτων του.

Με την τεχνική ανίχνευσης ελαττωμάτων του VAC, που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 6.4.3, αποκλείεται η επίπτωση των ελαττωμάτων αυτών στην κατασκευαστική απόδοση

του μίκτη. Συγκεκριμένα, με τον εντοπισμό ενός ελαττωματικού VAC οι επιδόσεις του αντίστοιχου μίκτη μπορούν να διορθωθούν μέσω συμβατικών μεθόδων λειτουργικού ελέγχου. Το σχετικό κόστος είναι επιτρεπτό, καθώς αφορά τις σπάνιες περιπτώσεις εντοπισμού ελαττωμάτων στο VAC.

6.7 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε μια τεχνική για την ενσωματωμένη μέτρηση εσωτερικών τάσεων DC που είναι απαραίτητες για τη διόρθωση των επιδόσεων μικτών RF. Η τεχνική αυτή βρέθηκε κατάλληλη για τη διεξαγωγή διαδικασιών διόρθωσης υψηλής αποδοτικότητας, στις οποίες η μετρούμενη απόκριση εναλλακτικού ελέγχου αποτελείται από τάσεις που εμφανίζονται σε εσωτερικούς κόμβους του κυκλώματος, συμβάλλοντας στην άρση των περιορισμών που υφίστανται στα ενσωματωμένα συστήματα.

Η αποδοτικότητα της προτεινόμενης τεχνικής επαληθεύθηκε μέσω προσομοιώσεων της διαδικασίας διόρθωσης των επιδόσεων ενός δείγματος συνήθων μικτών RF, υποκειμένων σε ακραίες παραμετρικές διακυμάνσεις και κατασκευαστικές ανομοιομορφίες των διατάξεων. Τα αποτελέσματα ανέδειξαν σημαντική μείωση της απώλειας παραμετρικής απόδοσης, συγκρίσιμης με την περίπτωση των άμεσων μετρήσεων της απόκρισης του εναλλακτικού ελέγχου.

7. ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΩΝ ΜΙΚΤΩΝ RF ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΛΗΘΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΙΜΩΝ ΜΕΓΕΘΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό προτείνεται μέθοδος για τη βελτιστοποίηση της αποδοτικότητας των εναλλακτικών ελέγχων ορθής λειτουργίας ρυθμιζόμενων μικτών RF. Στη γενική περίπτωση, η διενέργεια εναλλακτικού ελέγχου είναι δυνατή για κάθε διακριτή κατάσταση λειτουργίας του ρυθμιζόμενου μίκτη, παρέχοντας έναν μεγάλο αριθμό παρατηρήσιμων μεγεθών ελέγχου, από τα οποία μπορούν να κατασκευαστούν μοντέλα παλινδρόμησης για την πρόγνωση των επιδόσεων σε όλες τις καταστάσεις.

Παρόλα αυτά, λόγοι περιορισμού της χρονικής διάρκειας και του κόστους των ελέγχων επιβάλλουν την εισαγωγή μιας διαδικασίας βελτιστοποίησης κατά την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων, η οποία αποσκοπεί στην ελαχιστοποίηση ενός συγκεκριμένου κριτηρίου κόστους. Για τον προσδιορισμό των βέλτιστων παρατηρήσιμων μεγεθών προτείνεται η χρήση αλγορίθμων επιλογής (selection algorithms).

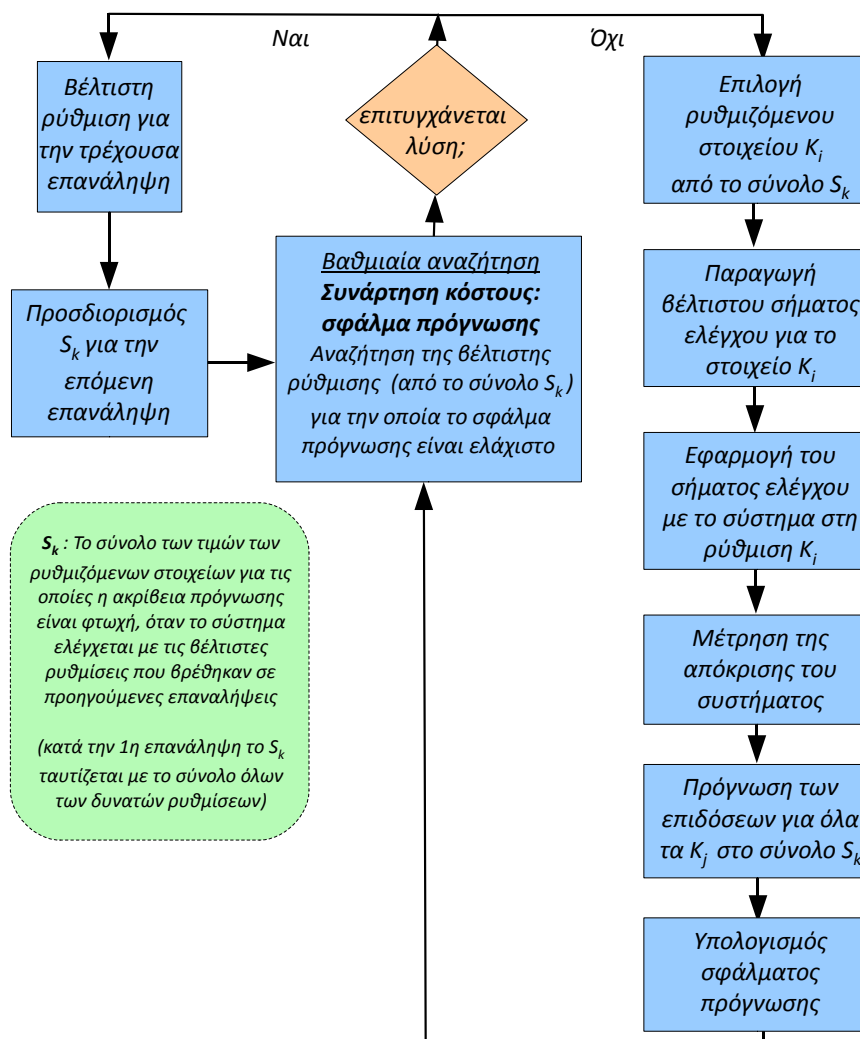
Η εφαρμογή της προτεινόμενης μεθοδολογίας μέσω προσομοιώσεων ενός τυπικού μίκτη RF, τεχνολογίας 0.18μm CMOS, ανέδειξε σημαντική βελτίωση της αποδοτικότητας των αντίστοιχων εναλλακτικών ελέγχων.

7.1 Εισαγωγή – Προϋπάρχουσα έρευνα

Μολονότι ο καθοριστικότερος παράγοντας ο οποίος προσδιορίζει την αποδοτικότητα ενός εναλλακτικού ελέγχου είναι η ακρίβεια των προγνωστικών μοντέλων που κατασκευάζονται, ο παράγοντας της πολυπλοκότητας δεν θα πρέπει να αγνοείται καθώς επηρεάζει ζωτικά τη χρονική διάρκεια και το κόστος. Συνεπώς, το πρόβλημα της βελτιστοποίησης της αποδοτικότητας των εναλλακτικών ελέγχων συνίσταται, κατ' ανάγκη, στο συμβιβασμό μεταξύ των δύο προηγούμενων παραγόντων.

Αύξηση στην ακρίβεια πρόγνωσης μπορεί να επιτευχθεί είτε με τη βέλτιστη επιλογή ενός υποσυνόλου των διαθέσιμων διεγέρσεων ελέγχου [165], είτε με την αξιοποίηση τεχνικών αυτόματης παραγωγής διανυσμάτων ελέγχου (automatic test pattern generation techniques, ATPG) [67, 127]. Στην περίπτωση παραγωγής της διεγερσης ελέγχου από μια ενσωματωμένη πηγή σήματος, η ακρίβεια πρόγνωσης μπορεί να βελτιστοποιηθεί με τη χρήση κατάλληλα επιλεγμένων παρατηρήσιμων μεγεθών για τη σύνθεση της απόκρισης εναλλακτικού ελέγχου (alternate test response, ATR) [72]. Η βελτιστοποίηση των εναλλακτικών ελέγχων θα πρέπει, ακόμη, να αντιμετωπίζει επιτυχώς την 'κατάρα της διαστατικότητας' (curse of dimensionality), σύμφωνα με την οποία η ποιότητα ενός προγνωστικού μοντέλου πολλών μεταβλητών εισόδου, στη διαδικασία εκμάθησης του οποίου έχει χρησιμοποιηθεί συγκεκριμένος αριθμός κυκλωμάτων, υποβαθμίζεται καθώς αυξάνεται ο αριθμός των διαστάσεων των δεδομένων εκμάθησης (π.χ. ο αριθμός των παρατηρήσιμων τάσεων) [166].

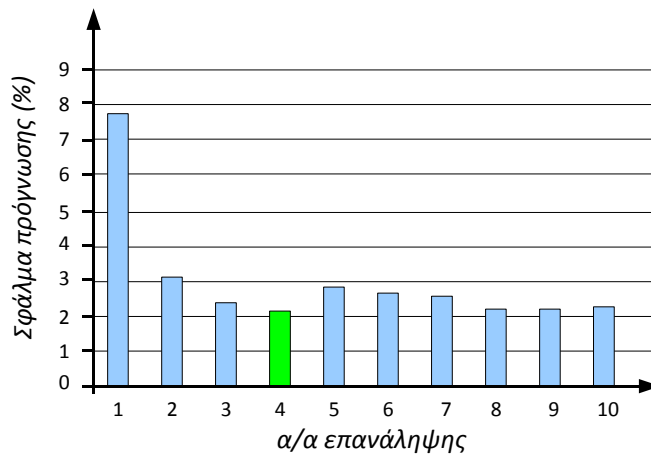
Από την άλλη πλευρά, η πολυπλοκότητα του ελέγχου μπορεί να μειωθεί με την επιλογή εύκολα μετρήσιμων παρατηρήσιμων μεγεθών [72] και/ή με την εξάλειψη του πλεονασμού μεταξύ του συνόλου των χαρακτηριστικών επίδοσης, όπως προτάθηκε στην εργασία [167], όπου γίνεται χρήση αλγορίθμου επιλογής προκειμένου να μειωθεί ο κατάλογος των χαρακτηριστικών επίδοσης σε ένα διακριτό υποσύνολο χαμηλού κόστους. Οι τεχνικές επιλογής αυτού του τύπου εκμεταλλεύονται την πιθανή συσχέτιση μεταξύ των χαρακτηριστικών επίδοσης προκειμένου να γίνει αποκλειστικός έλεγχος σε κατάλληλο υποσύνολο



Σχήμα 7.1: Μεθοδολογία εναλλακτικού ελέγχου προσαρμοστικού συστήματος [170]. (Η μεθοδολογία οδηγεί σε ενδεχόμενη μείωση της πολυπλοκότητας του ελέγχου, αξιοποιώντας μετρήσεις που λαμβάνονται μόνο για τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων που εξασφαλίζουν ελάχιστο σφάλμα ελέγχου)

τους [168]. Στην εργασία [165] παρουσιάζεται μια μέθοδος κατάταξης (ranking) ώστε οι διαδικασίες ελέγχου να περιορίζονται μόνο στα επιλεγόμενα βέλτιστα χαρακτηριστικά. Στην εργασία [169], ένα μεγάλο σύνολο παρατηρήσιμων μεγεθών περιορίζεται με τη χρήση αλγορίθμων επιλογής. Παρόλα αυτά, η πλειονότητα των προηγούμενων τεχνικών – ιδιαίτερα εκείνες που χρησιμοποιούν αλγορίθμους επιλογής – επιτυγχάνουν μόνο κατά έμμεσο τρόπο τον ενδεχόμενο περιορισμό της πολυπλοκότητας του ελέγχου, καθώς πρωτεύων στόχος τους είναι η αύξηση της ακρίβειας πρόγνωσης ή, ισοδύναμα, η μείωση του σφάλματος εναλλακτικού ελέγχου. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται πως ο περιορισμός της πολυπλοκότητας του ελέγχου, αφενός, δεν γίνεται με συστηματικό τρόπο και, αφετέρου, δεν είναι εγγυημένος. Για την υποστήριξη του προηγούμενου ισχυρισμού, θα αναφέρουμε στη συνέχεια χαρακτηριστικά παραδείγματα από την πρόσφατη βιβλιογραφία:

- Η εργασία [170] χρησιμοποιεί επαναληπτικούς αλγορίθμους επιλογής για την αναζήτηση της βέλτιστης ρύθμισης των μεταβλητών στοιχείων ενός προσαρμοστικού συστήματος με την οποία εξασφαλίζεται το ελάχιστο δυνατό σφάλμα πρόγνωσης, όπως προκύπτει από το Σχήμα 7.1 το οποίο παρουσιάζει την αντίστοιχη μεθοδολογία ελέγχου.
- Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, στόχος της εργασίας [169] – η οποία αξιο-



Σχήμα 7.2: Εξέλιξη της τιμής του σφάλματος πρόγνωσης της απολαβής (G) κατά τη διάρκεια διαδοχικών επαναλήψεων αλγόριθμου επιλογής [169]

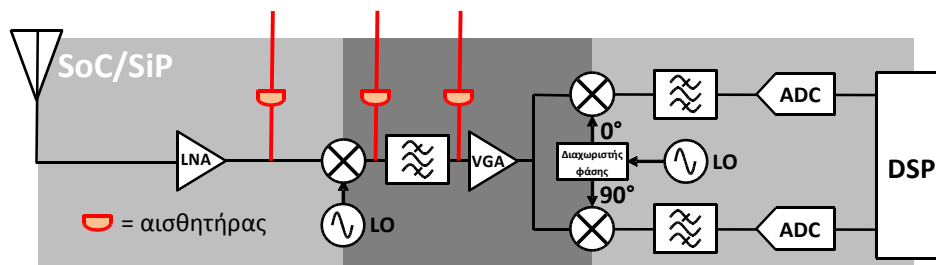
ποιεί άπληστους (greedy) αλγόριθμους, σαν κι αυτούς που παρουσιάζουμε στη συνέχεια – είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος πρόγνωσης των χαρακτηριστικών επίδοσης του υπό έλεγχο κυκλώματος. Στο Σχήμα 7.2 παρουσιάζεται η εξέλιξη της τιμής του σφάλματος πρόγνωσης της απολαβής (G) κατά τη διάρκεια διαδοχικών επαναλήψεων του αλγόριθμου επιλογής. Η τελική λύση αντιστοιχεί στην επανάληψη με αύξοντα αριθμό (α/α) 4, ως εκείνη που εξασφαλίζει το ελάχιστο σφάλμα. Παρόλα αυτά, η λύση που αντιστοιχεί στην επανάληψη με $\alpha/\alpha = 3$ επιτυγχάνει παραπλήσιο σφάλμα χρησιμοποιώντας μικρότερο αριθμό παρατηρήσιμων μεγεθών, καθώς, για τον συγκεκριμένο αλγόριθμο επιλογής, ο πληθώραριθμος του συνόλου των παρατηρήσιμων μεγεθών είναι αύξουσα συνάρτηση του αύξοντα αριθμού των επαναλήψεων.

Μια ενδιαφέρουσα παρατήρηση η οποία αφορά τη συγκεκριμένη εργασία είναι πως το σύνολο των διαθέσιμων παρατηρήσιμων περιλαμβάνει μεγάλο αριθμό (48) μεγεθών διαφορετικής φύσης (π.χ. τάσεων ή ρευμάτων), εκ των οποίων άλλα έχουν ισχυρή και άλλα ασθενή συσχέτιση προς τα χαρακτηριστικά επίδοσης του υπό έλεγχο κυκλώματος. Επομένως, ο πλεονασμός ο οποίος ενυπάρχει στο σύνολο των παρατηρήσιμων μεγεθών είναι μεγάλος, όπως μπορούμε να συμπεράνουμε από την τελική επιλογή ενός πολύ μικρού υποσυνόλου τους (4). Παρόλα αυτά, η επίλυση του προβλήματος της επιλογής παρατηρήσιμων μεγεθών δεν αναμένεται να είναι εξίσου προφανής στην περίπτωση όπου ο αριθμός των παρατηρήσιμων μεγεθών τα οποία διαθέτουμε είναι, αφενός, σχετικά μικρός και, αφετέρου, όταν η συσχέτιση μεταξύ των μεγεθών αυτών και των επιδόσεων του κυκλώματος έχει συγκρίσιμη βαρύτητα. Μια τέτοια περίπτωση θα μελετηθεί στις παραγράφους που ακολουθούν.

- Στην εργασία [167] διατίθεται ένα πολύ μεγάλο σύνολο χαρακτηριστικών επίδοσης (136 τον αριθμό), μέρος των οποίων αντιστοιχούν σε χαρακτηριστικά RF (71 τον αριθμό) και άλλα (65 τον αριθμό) σε χαρακτηριστικά DC ή χαμηλής συχνότητας ('μη RF'). Με την αξιοποίηση τεχνικών επιλογής επιχειρείται ο προσδιορισμός του μικρότερου δυνατού υποσυνόλου των χαρακτηριστικών αυτών το οποίο επαρκεί για την έγκυρη λήψη απόφασης σχετικής με τη διατήρηση/απόρριψη (pass/fail) ενός υπό έλεγχο κυκλώματος, με κριτήριο τη συμμόρφωσή του στις τεθείσες προδιαγραφές. Προτεραιότητα στην επιλογή δίδεται στα 'μη RF' χαρακτηριστικά, η μέτρηση των οποίων είναι απλούστερη. Η εργασία αποδεικνύει πως ένα πολύ μικρό σφάλμα απόφασης (της τάξης του 1%) μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός υποσυνόλου χαρακτηριστικών της τάξης της δεκάδας. Και εδώ, κριτήριο για την επιλογή του αριθμού των χαρακτηριστικών επίδοσης είναι η ελαχιστοποίηση του σφάλματος, όπως



Σχήμα 7.3: Σχέση σφάλματος απόφασης αποδοχής/απόρριψης (pass/fail) και πλήθους ‘μη RF’ χαρακτηριστικών επίδοσης τα οποία χρησιμοποιούνται για τη λήψη της απόφασης [167]

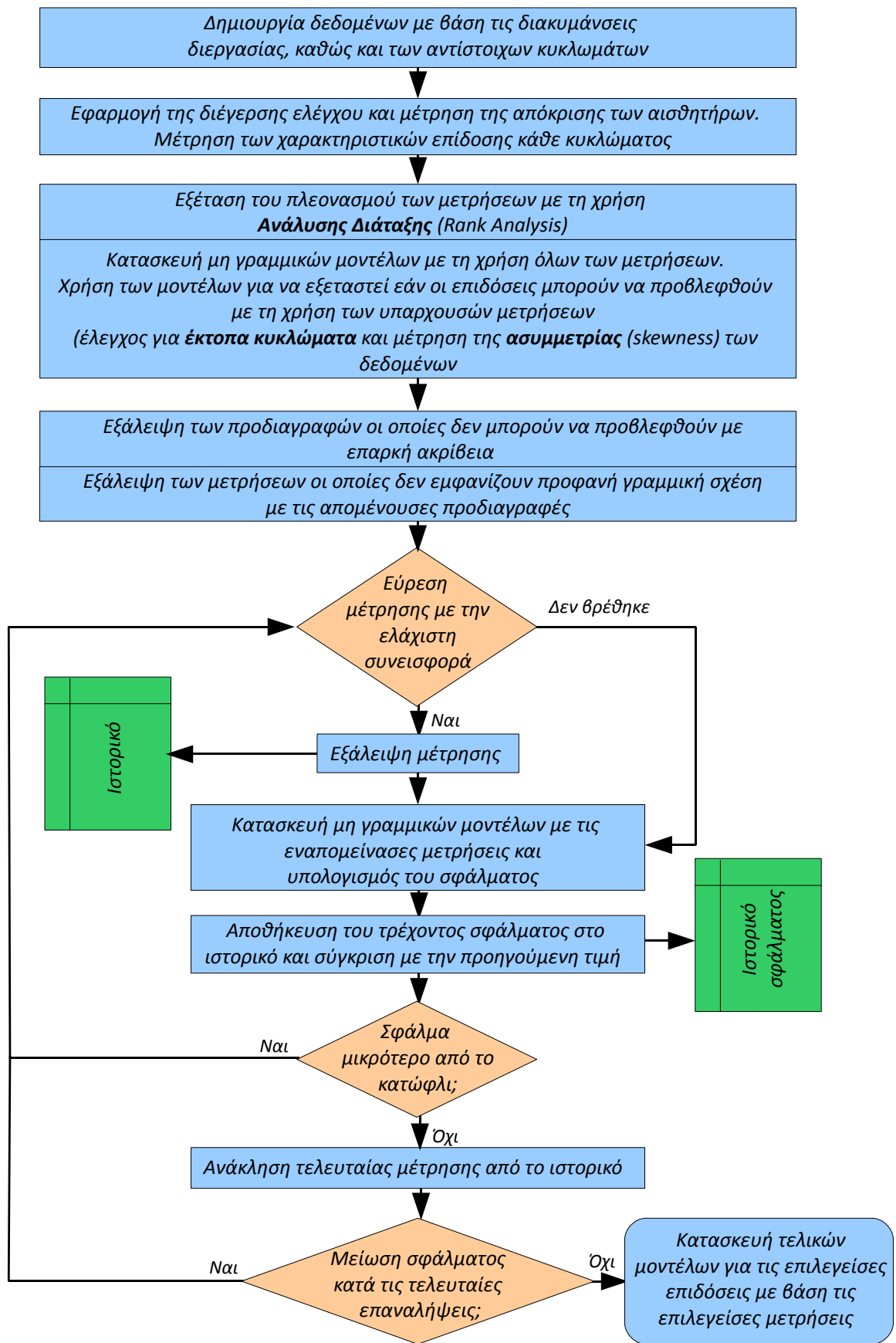


Σχήμα 7.4: Διαθέσιμα σημεία τοποθέτησης αισθητήρων για τη λήψη μετρήσεων της απόκρισης εναλλακτικού ελέγχου βαθμίδων πομποδέκτη RF (περίπτωση δέκτη) [71]

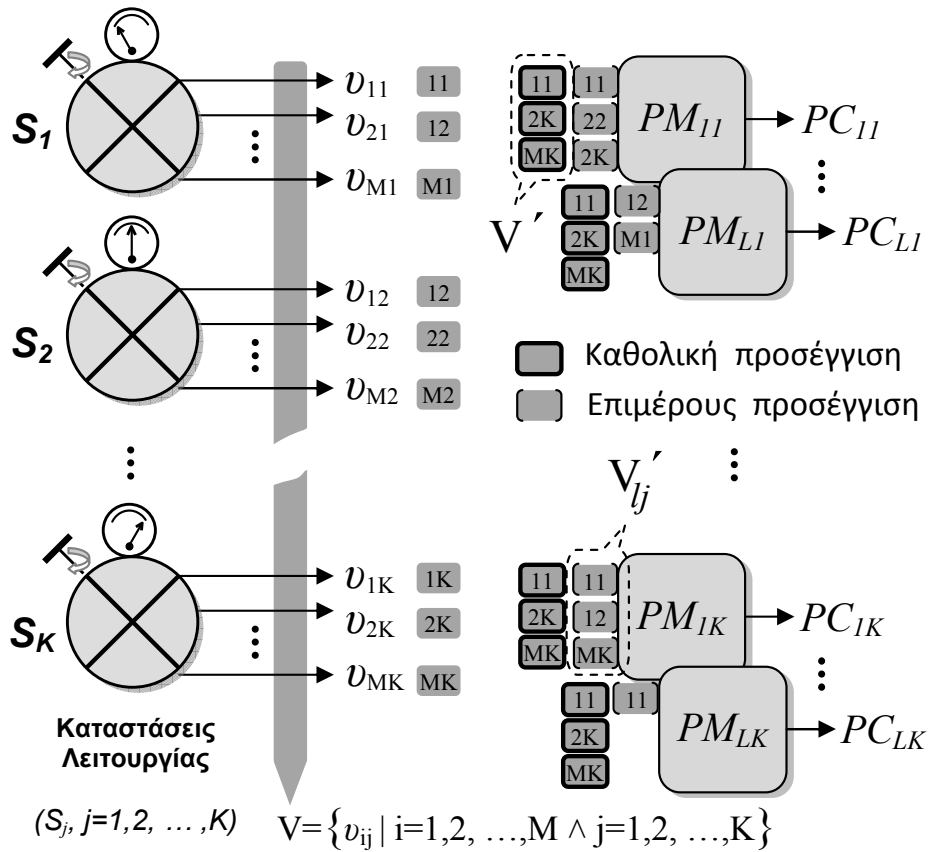
υποδεικνύεται στο Σχήμα 7.3, παρόλο που συγκρίσιμη τιμή σφάλματος θα μπορούσε να επιτευχθεί λαμβάνοντας υπόψη αρκετά μικρότερο αριθμό χαρακτηριστικών. Επιπλέον, από το ίδιο σχήμα μπορούμε να συμπεράνουμε πως ο πλεονασμός του διαθέσιμου συνόλου χαρακτηριστικών επίδοσης είναι μεγάλος, καθώς η αξιοποίηση αριθμού χαρακτηριστικών ο οποίος υπερβαίνει τα πέντε δεν οδηγεί σε αξιόλογη μεταβολή του σφάλματος απόφασης.

- Η εργασία [71] προτείνει μεθοδολογία επιλογής των σημείων τοποθέτησης αισθητήρων για τη λήψη μετρήσεων της απόκρισης εναλλακτικού ελέγχου βαθμίδων RF πομποδεκτών. Μεταξύ των διαθέσιμων σημείων τοποθέτησης (τα οποία απεικονίζονται, ενδεικτικά, στο Σχήμα 7.4) επιλέγεται το υποσύνολο το οποίο εξασφαλίζει την ελαχιστοποίηση του σφάλματος πρόγνωσης των χαρακτηριστικών επίδοσης του υπό έλεγχο συστήματος, σύμφωνα με αλγόριθμο του οποίου το διάγραμμα ροής παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.5. Η μείωση της πολυπλοκότητας του ελέγχου, συνεπώς, δεν είναι εγγυημένη.

Στο κεφάλαιο αυτό θεωρούμε εναλλακτικούς ελέγχους κατάλληλους για ρυθμιζόμενους μικτές RF. Οι εξεταζόμενες μεθοδολογίες ακολουθούν τις αρχές εναλλακτικού ελέγχου που παρουσιάστηκαν αναλυτικά στα δύο προηγούμενα κεφάλαια και προτείνονται τεχνικές επιλογής με τις οποίες καθορίζεται το βέλτιστο υποσύνολο παρατηρήσιμων μεγεθών, ώστε να επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση συγκεκριμένου κριτηρίου κόστους.



Σχήμα 7.5: Αλγόριθμος βέλτιστης επιλογής των σημείων τοποθέτησης αισθητήρων του Σχήματος 7.4 [71]



Σχήμα 7.6: Μείωση του πλήθους των τάσεων σε ένα σύνολο παρατηρήσιμων ATR (επιμέρους, και καθολική προσέγγιση)

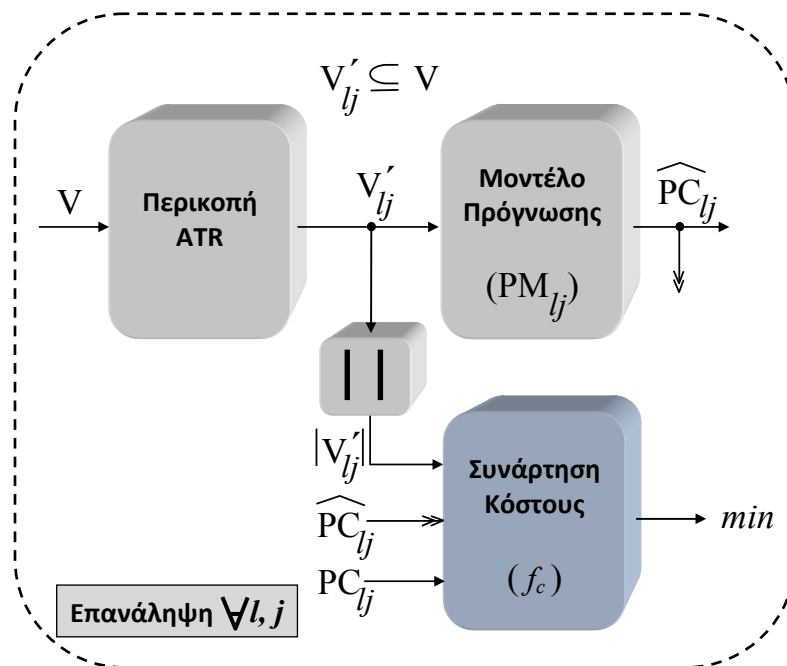
7.2 Μεθοδολογία

7.2.1 Αρχή

Ας θεωρήσουμε ρυθμιζόμενο μίκτη με K διακριτές καταστάσεις λειτουργίας, στον οποίο μπορούν να διενεργηθούν εναλλακτικές μετρήσεις από τις οποίες προκύπτουν M παρατηρήσιμες τάσεις ανά κατάσταση. Αν πραγματοποιούνται μετρήσεις του ATR σε κάθε κατάσταση λειτουργίας, τότε είναι διαθέσιμο ένα σύνολο V από $M \cdot K$ παρατηρήσιμα που αποτελούν δυνητικές εισόδους των εναλλακτικών προγνωστικών μοντέλων, όπου $V = \{v_{ij} \mid i = 1, 2, \dots, M \wedge j = 1, 2, \dots, K\}$, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.6.

Ας υποθεθεί ακόμη πως τα χαρακτηριστικά επίδοσης υπό εξέταση είναι L τον αριθμό, και πως είναι επιθυμητή η πρόγνωσή τους και στις K καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη. Για τα χαρακτηριστικά επίδοσης θα χρησιμοποιήσουμε τον εξής συμβολισμό: $PC_{lj} \mid l = 1, 2, \dots, L \wedge j = 1, 2, \dots, K$, όπου l αντιστοιχεί στο l -στό χαρακτηριστικό επίδοσης και j στην j -στή κατάσταση λειτουργίας. Για την παραγωγή προγνώσεων για όλα τα πιο πάνω χαρακτηριστικά επίδοσης απαιτείται ένα σύνολο από $L \cdot K$ προγνωστικά μοντέλα (συμβολίζονται με $PM_{lj} \mid l = 1, 2, \dots, L \wedge j = 1, 2, \dots, K$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.6). Πρόκειται για μη γραμμικά μοντέλα τα οποία αντιστοιχίζουν τις παρατηρήσιμες τάσεις του ATR στα υπό εξέταση χαρακτηριστικά επίδοσης: $PM_{lj} : V \rightarrow \widehat{PC}_{lj}$. (Να σημειωθεί πως με \widehat{PC}_{lj} συμβολίζεται η τιμή πρόγνωσης ενός χαρακτηριστικού επίδοσης, ενώ με PC_{lj} η πραγματική τιμή του).

Για τον περιορισμό των στοιχείων του συνόλου V (την περικοπή, δηλαδή, του ATR) προτείνονται και συγκρίνονται μεταξύ τους δύο προσεγγίσεις: η *επιμέρους* και η *καθολική*. Η

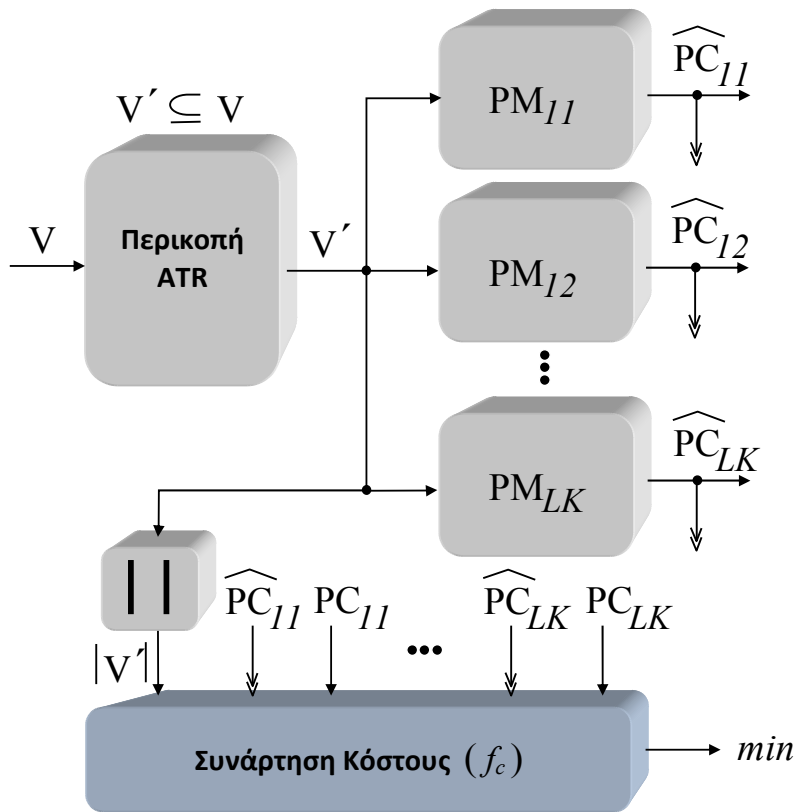


Σχήμα 7.7: Αρχή περικοπής ATR (επιμέρους προσέγγιση)

πρώτη αποσκοπεί στην παραγωγή ενός συγκεκριμένου υποσυνόλου V'_{lj} , διαφορετικού για κάθε προγνωστικό μοντέλο PM_{lj} , ενώ η δεύτερη καταλήγει σε ένα κοινό υποσύνολο V' για όλα τα μοντέλα, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.6.

7.2.1.1 Επιμέρους προσέγγιση

Η επιμέρους προσέγγιση περικοπής του ATR ακολουθεί την αρχή η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 7.7. Ας υποθέσουμε ένα δείγμα δεδομένων $PC_{lj}(V)$ το οποίο αντιστοιχεί στο χαρακτηριστικό επίδοσης PC_{lj} με όλα τα στοιχεία του V να είναι παρατηρήσιμα. Η περικοπή του ATR έγκειται στον εντοπισμό υποσυνόλου V'_{lj} του V για το οποίο ελαχιστοποιείται μια συνάρτηση κόστους f_c για το συγκεκριμένο προγνωστικό μοντέλο PM_{lj} . Καθώς η περικοπή του ATR στοχεύει στη βελτιστοποίηση της αποδοτικότητας του εναλλακτικού ελέγχου, η f_c οφείλει να είναι συνάρτηση της ακρίβειας πρόγνωσης και της πολυπλοκότητας του ελέγχου (με όρους χρονικής διάρκειας και κόστους). Το πρώτο συνεπάγεται πως τόσο οι πραγματικές τιμές (PC_{lj}) των χαρακτηριστικών επίδοσης όσο και οι προγνώσεις τους (\widehat{PC}_{lj}) θα πρέπει να αποτελούν ορίσματα της συνάρτησης κόστους, προκειμένου να προκύπτει ένα μέτρο για την αντίστοιχη ακρίβεια πρόγνωσης. Επιπλέον, τα ορίσματα της f_c θα πρέπει να παρέχουν ένα μέτρο της πολυπλοκότητας ελέγχου. Για την παροχή ενός τέτοιου μέτρου χρησιμοποιείται ο πληθάριθμος $|V'_{lj}|$ του περιορισμένου συνόλου των παρατηρήσιμων του ATR, καθώς αυξημένη τιμή του $|V'_{lj}|$ οδηγεί σε αυξημένη πολυπλοκότητα ελέγχου, και αντίστροφα. Ωστόσο, για ένα δεδομένο σύνολο προγνωστικών μοντέλων, αξιόπιστο μέτρο καθορισμού της συνολικής πολυπλοκότητας του ελέγχου αποτελεί ο πληθάριθμος της ένωσης όλων των περιορισμένων υποσυνόλων ($|\bigcup V'_{lj}|$) καθώς αντιστοιχεί σε εκείνα τα παρατηρήσιμα μεγέθη για τα οποία θα πρέπει, τελικά, να ληφθούν μετρήσεις κατά τη διάρκεια της διαδικασίας ελέγχου. Συνεπώς, η συνολική πολυπλοκότητα ελέγχου η οποία αποδίδεται σε ένα σύνολο μοντέλων κατασκευασμένων μέσω μιας επιμέρους διαδικασίας περικοπής του ATR αναμένεται να είναι μεγάλη, ακόμη κι αν οι πληθάριθμοι των επιμέρους περιορισμένων υποσυνόλων V'_{lj} είναι σημαντικά μικρότεροι σε σύγκριση με τον πληθάριθμο του πλήρους συνόλου V των παρατηρήσιμων.



Σχήμα 7.8: Αρχή περικοπής ATR (καθολική προσέγγιση)

7.2.1.2 Καθολική προσέγγιση

Αντί της επιλογής ενός βέλτιστου υποσυνόλου των παρατηρήσιμων μεγεθών για κάθε μοντέλο ξεχωριστά, η καθολική προσέγγιση περικοπής του ATR επιχειρεί την ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους με τη χρήση ενός κοινού υποσυνόλου V' για όλα τα προγνωστικά μοντέλα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.8. Οι πραγματικές τιμές των χαρακτηριστικών επίδοσης (PC_{Ij}) και οι αντίστοιχες προγνώσεις τους (\widehat{PC}_{Ij}) για όλα τα μοντέλα χρησιμοποιούνται ως ορίσματα της συνάρτησης κόστους, προκειμένου να παρέχουν ένα καθολικό μέτρο της ακρίβειας του ελέγχου, ενώ ο πληθάρθμος $|V'|$ του κοινού υποσυνόλου των παρατηρήσιμων χρησιμοποιείται ως μέτρο της πολυπλοκότητας. Η προσέγγιση αυτή αναμένεται να αποκομίζει μεγαλύτερη μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων τάσεων για τις οποίες θα πρέπει να ληφθούν μετρήσεις, όπως επιβεβαιώνεται από τα πειραματικά αποτελέσματα που ακολουθούν.

7.2.1.3 Πρακτικά θέματα

Αν θεωρήσουμε την επιμέρους προσέγγιση στην περικοπή του ATR, μια εξαντλητική εξέταση όλων των υποσυνόλων V'_{Ij} του V – προκειμένου να βρεθεί το βέλτιστο υποσύνολο που οδηγεί στην ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους – θα απαιτούσε έναν πολύ μεγάλο αριθμό δοκιμών, που θα περιλάμβαναν την κατασκευή και την αξιολόγηση ενός αριθμού προγνωστικών μοντέλων ίσου με:

$$L \cdot K \cdot (|\mathcal{P}(V)| - 1) = L \cdot K \cdot \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} = L \cdot K \cdot (2^N - 1), \quad (7.1)$$

όπου $\mathcal{P}(V) = \{V' | V' \subseteq V\}$ το δυναμοσύνολο (power set) του V , $N = |V| = M \cdot K$, $n = |V'|$, L ο αριθμός των χαρακτηριστικών επίδοσης και K ο αριθμός των καταστάσεων λειτουργίας του μίκτη. Η έκφραση αυτή, η οποία συνεπάγεται μια πολυπλοκότητα $O(2^N)$, ισχύει επίσης για την περίπτωση της καθολικής περικοπής του ATR, καθώς θα πρέπει να κατασκευαστούν $L \cdot K$ μοντέλα, και να αξιολογηθούν για καθένα από τους $2^N - 1$ συνδυασμούς των στοιχείων του V .

Η εξαντλητική εξέταση όλων των στοιχείων του $\mathcal{P}(V) \setminus \emptyset$ δεν θα ήταν εφικτή στην πράξη, αν ληφθούν υπόψη οι αυξημένοι χρόνοι που απαιτούνται για την κατασκευή ενός προγνωστικού μοντέλου, ιδιαίτερα κατά την περίπτωση όπου χρησιμοποιείται αντεπικύρωση με πολλαπλότητα k (k -fold cross-validation) [171]. Σε μια τέτοια προσέγγιση, το αρχικό δείγμα παρατηρήσεων κατατέμνεται τυχαία ώστε να προκύψουν k υπο-δείγματα, ένα από τα οποία χρησιμοποιείται για την επικύρωση του μοντέλου και τα υπόλοιπα $k-1$ χρησιμοποιούνται ανεξάρτητα κατά τη διαδικασία εκμάθησης. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τα k δείγματα επικύρωσης συνδυάζονται σε μια μέση εκτίμηση για το υπό αξιολόγηση μοντέλο. Δεδομένου ότι μια τυπική τιμή για τον αριθμό των υπο-δειγμάτων είναι $k = 10$, γίνεται φανερό πως η διαδικασία κατασκευής και αξιολόγησης μπορεί να καταστεί χρονοβόρα αν ο αριθμός των παρατηρήσεων είναι μεγάλος.

Επιπλέον, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και το υπολογιστικό κόστος του ίδιου του αλγορίθμου παλινδρόμησης, το οποίο θα μπορούσε να είναι απαγορευτικό στην περίπτωση μεγάλου πλήθους παρατηρήσιμων μεγεθών N και της χρήσης μεγάλου αριθμού κυκλωμάτων N_{tr} κατά τη διαδικασία εκμάθησης. Αν υποθέσουμε πως τα προγνωστικά μοντέλα κατασκευάζονται με τη βοήθεια της ταχύτερης υλοποίησης του αλγορίθμου MARS [172], ο μέγιστος χρόνος που απαιτείται για την ολοκλήρωση της πρόσθιας φάσης (forward phase) του αλγορίθμου – ο οποίος και καθορίζει το συνολικό χρόνο κατασκευής ενός μοντέλου – αποδεικνύεται πως είναι ανάλογος της ποσότητας

$$C_{max} = n \cdot N_{tr}^2 \cdot N_{BF_{max}}^2, \quad (7.2)$$

όπου n ο αριθμός των παρατηρήσιμων που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του συγκεκριμένου επιμέρους μοντέλου και $N_{BF_{max}}$ ο μέγιστος αριθμός συναρτήσεων βάσης που επιτρέπονται στο μοντέλο, όπως θα εξηγηθεί αναλυτικότερα στη συνέχεια.^{7.1}

Κατά τη διάρκεια κατασκευής ενός προγνωστικού μοντέλου, ο αλγόριθμος παλινδρόμησης MARS [69] υλοποιεί μια διαδικασία με την οποία χρησιμοποιείται ένα σύνολο τμηματικά γραμμικών συναρτήσεων βάσης (basis functions) για την αναπαράσταση της πληροφορίας που σχετίζεται με μία ή περισσότερες μεταβλητές εισόδου. Εμφανίζοντας μεγάλη ομοιότητα με την ανάλυση κύριων συνιστωσών (principal component analysis, PCA), η διαδικασία προσδιορισμού των συναρτήσεων βάσης αποσκοπεί στην επαναδιατύπωση της σχέσης μεταξύ των προβλεπουσών μεταβλητών (predictor variables) και της συνάρτησης εξόδου [173]. Οι συναρτήσεις βάσης περιγράφουν, ουσιαστικά, τη συμπεριφορά της συνάρτησης εξόδου μεταξύ κόμβων (knots), οι οποίοι χρησιμεύουν στην οριοθέτηση περιοχών με διαφορετική συμπεριφορά. Η διαδικασία επιλογής κόμβων και συναρτήσεων βάσης επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός άπληστου πρόσθιου αλγορίθμου (greedy forward algorithm) ο οποίος απορρίπτει όρους με αμελητέα συνεισφορά, σύμφωνα με το κριτήριο των ελάχιστων τετραγώνων [139]. Πρόκειται για μια προσαρμοστική διαδικασία, η οποία βασίζεται στα χαρακτηριστικά των δεδομένων. Τα μοντέλα MARS κατασκευάζονται με βηματικό τρόπο, ακολουθώντας μια διαδικασία που περιλαμβάνει πρόσθια και ανάστροφη φάση. Στην πρόσθια φάση (forward phase), παράγεται ένα μοντέλο το οποίο είναι πιθανότατα υπερεκτιμημένο (overfit) και περιλαμβάνει υπέρμετρο αριθμό συναρτήσεων βάσης.

^{7.1}Για πληρέστερη περιγραφή της λειτουργίας του αλγορίθμου MARS ο αναγνώστης παραπέμπεται στο Παράρτημα IV.

Στην ανάστροφη φάση (backward phase), οι συναρτήσεις βάσης με την ελάχιστη συμβολή στη συνολική ακρίβεια του μοντέλου απαλείφονται σταδιακά, μέχρι του σημείου στο οποίο ο αριθμός τους δεν υπερβαίνει το μέγιστο επιτρεπτό όριο ($N_{BF_{max}}$), όπως αυτό ορίζεται από τον χρήστη. Στην περίπτωση που είναι διαθέσιμος μεγάλος αριθμός παρατηρήσιμων μεγεθών n , η ακριβής κατασκευή του μοντέλου απαιτεί ένα αρκεούντως μεγάλο σύνολο συναρτήσεων βάσης. Επιπλέον, η ίδια υπόθεση επιβάλλει τη χρήση ενός μεγάλου δείγματος δεδομένων εκμάθησης, προκειμένου να αποφευχθεί η ‘κατάρρα της διαστατικότητας’. Από τη σχέση (7.2) συνάγεται πως, σε μια τέτοια περίπτωση, ο χρόνος κατασκευής του μοντέλου αυξάνει ταχύτατα με την αύξηση του αριθμού των παρατηρήσιμων.

Αν υποθέσουμε ότι ο αριθμός N_{tr} των κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στην εκμάθηση και ο μέγιστος επιτρεπτός αριθμός συναρτήσεων βάσης $N_{BF_{max}}$ είναι σταθερά, η σχέση (7.2) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$C_{max} = \alpha \cdot n, \quad (7.3)$$

όπου $\alpha = N_{tr}^2 \cdot N_{BF_{max}}^2$. Μια εκτίμηση για τον χρόνο υπολογισμού T_{ex} ο οποίος απαιτείται για τη διενέργεια μιας εξαντλητικής δοκιμής όλων των δυνατών υποσυνόλων παρατηρήσιμων μεγεθών μπορεί να εξαχθεί συνδυάζοντας τις (7.1) και (7.3), οδηγώντας στην ακόλουθη έκφραση:

$$T_{ex} \propto \alpha \cdot L \cdot K \cdot \sum_{n=1}^N \left[\binom{N}{n} n \right] = \alpha \cdot L \cdot K \cdot N \cdot 2^{N-1}. \quad (7.4)$$

Από την πιο πάνω σχέση συνάγεται πως, κατά την αναζήτηση του βέλτιστου υποσυνόλου παρατηρήσιμων μεγεθών, οι συνολικοί χρόνοι επεξεργασίας αποβαίνουν απαγορευτικοί για μεγάλους πληθάρθιμους του αρχικού συνόλου των παρατηρήσιμων του ATR. Σε μια τέτοια περίπτωση, καθίσταται αναγκαία η χρήση μιας μεθόδου επιλογής η οποία επιτρέπει τη βαθμιαία αναζήτηση υποψήφιων βέλτιστων υποσυνόλων.

7.2.2 Αλγόριθμοι

Παρά την ύπαρξη διαφόρων μεθόδων επιλογής μεταβλητών (variable selection) [174, 175], θα χρησιμοποιήσουμε δύο απλούς αλγόριθμους για την παρουσίαση της προτεινόμενης μεθοδολογίας. Πρόκειται για τον αλγόριθμο πρόσθιας ακολουθιακής επιλογής (sequential forward selection, SFS) και τον αλγόριθμο ανάστροφης ακολουθιακής επιλογής (sequential backward selection, SBS). Επιπρόσθετα, θα μελετηθούν οι δυνατότητες επιλογής μεταβλητών οι οποίες ενσωματώνονται στον ίδιο τον αλγόριθμο παλινδρόμησης (δηλαδή, στον αλγόριθμο MARS [69]).

7.2.2.1 Πρόσθια ακολουθιακή επιλογή (SFS)

Έστω δείγμα παρατηρήσεων $PC(V)$ που αφορά συγκεκριμένο χαρακτηριστικό επίδοσης με παρατηρήσιμα ATR V ($|V| = N = M \cdot K$), f_c συνάρτηση κόστους με τις ιδιότητες που προαναφέρθηκαν, και V' ($V' \subseteq V$) ένα περιορισμένο σύνολο παρατηρήσιμων ATR. Ο ψευδοκώδικας του Αλγορίθμου 1 περιγράφει την εκτέλεση του αλγορίθμου SFS με τον οποίο επιλέγεται ένα βέλτιστο υποσύνολο V' το οποίο ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους.

Ο αλγόριθμος επιλέγει ένα υποσύνολο V' που περιέχει παρατηρήσιμα v – από το πλήρες σύνολο V των παρατηρήσιμων του ATR – το οποίο ελαχιστοποιεί την f_c προσθέτοντας

Αλγόριθμος 1 Πρόσθια Ακολουθιακή Επιλογή (SFS)

Input: $PC(V), f_c, V = \{v_i | i = 1, 2, \dots, N\}$
Output: V'
 $V'_0 \leftarrow \emptyset, C_{-1} \leftarrow \infty$
for $i = 0$ to $N - 1$ **do**
 for $j = 1$ to $N - i$ **do**
 $C_j \leftarrow f_c[PC, \widehat{PC}(V'_i \cup \{v_j\}), |V'_i \cup \{v_j\}|]$
 (όπου $V \setminus V'_i = \{v_j | j = 1, 2, \dots, N - i\}$)
 end for
 βρες J για το οποίο $C_J = \min_{\forall j} (C_j)$
 if $C_J > C_{i-1}$ **then exit for**
 $V'_{i+1} \leftarrow V'_i \cup \{v_J\}$
 $C_i \leftarrow C_J$
end for
 $V' \leftarrow V'_i$

διαδοχικά μεταβλητές έως ότου παύσει να παρατηρείται περαιτέρω μείωση στην τιμή της συνάρτησης κόστους (C). Κατά τη διάρκεια κάθε επανάληψης, χρησιμοποιείται ένα μέρος των παρατηρήσεων για την εκπαίδευση του αντίστοιχου προγνωστικού μοντέλου. Οι αρχικές παρατηρήσεις (PC) μαζί με τις αντίστοιχες τιμές προγνώσεων (\widehat{PC}) και τον πληθάρημο του υπό αξιολόγηση υποσυνόλου ($|V' \cup \{v\}|$) χρησιμοποιούνται ως ορίσματα της συνάρτησης κόστους (f_c) η οποία επιστρέφει το κόστος C . Η τιμή αυτή είναι το αποτέλεσμα αντεπικύρωσης με πολλαπλότητα k [171] για το συγκεκριμένο υποψήφιο βέλτιστο υποσύνολο, η οποία επιστρέφει το μέσο κόστος επί των $k - 1$ υπο-δειγμάτων εκμάθησης. Μετά τον υπολογισμό των μέσων τιμών κόστους για κάθε υποψήφιο υποσύνολο, ο αλγόριθμος επιλέγει εκείνο που αντιστοιχεί στο ελάχιστο μέσο κόστος. Η διαδικασία εξακολουθεί έως ότου η προσθήκη νέων παρατηρήσιμων δεν οδηγήσει σε περαιτέρω μείωση του κόστους. Κατά τη διάρκεια της εκτέλεσης του αλγορίθμου, ο αριθμός των υποσυνόλων που δοκιμάζονται αυξάνει ανάλογα με το τετράγωνο του N . Συγκεκριμένα, ο αριθμός των δοκιμών σε κάθε βήμα είναι ίσος με τον αριθμό των απομεινάντων παρατηρήσιμων τα οποία δεν περιλαμβάνονται στο τρέχον επιλεγμένο υποσύνολο. Ο πληθάρημος του τρέχοντος επιλεγμένου υποσυνόλου αυξάνεται σε κάθε βήμα, και μέχρι τον τερματισμό του αλγορίθμου. Στο πρώτο βήμα δοκιμάζονται N υποσύνολα, στο δεύτερο $N - 1$ κ.ο.κ. Επομένως, το άνω όριο του αριθμού των δοκιμών που απαιτούνται για τον καθορισμό του βέλτιστου υποσυνόλου για όλα τα $L \cdot K$ προγνωστικά μοντέλα ισούται με

$$L \cdot K \cdot \sum_{i=0}^{N-1} (N - i) = L \cdot K \cdot \frac{N \cdot (N + 1)}{2}, \quad (7.5)$$

από την οποία προκύπτει πολυπλοκότητα $O(N^2)$. Για $N \geq 5$ η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου SFS είναι μικρότερη της πολυπλοκότητας $O(2^N)$ που αφορά την εξαντλητική εξέταση όλων των υποσυνόλων, όπως συνάγεται από τη σχέση (7.1).

Μια εκτίμηση του μέγιστου χρόνου υπολογισμού T_{SFS} που απαιτείται για την ολοκλήρωση μιας αναζήτησης SFS μπορεί να εξαχθεί συνδυάζοντας τις σχέσεις (7.3) και (7.5), από

Αλγόριθμος 2 Ανάστροφη Ακολουθιακή Επιλογή (SBS)

Input: $PC(V), f_c, V = \{v_i | i = 1, 2, \dots, N\}$

Output: V'

$V'_0 \leftarrow V, C_{-1} \leftarrow \infty$

for $i = 0$ to $N - 1$ **do**

for $j = 1$ to $N - i$ **do**

$C_j \leftarrow f_c[PC, \widehat{PC}(V'_i \setminus \{v_j\}), |V'_i \setminus \{v_j\}|]$
 (όπου $V'_i = \{v_j | j = 1, 2, \dots, N - i\}$)

end for

 βρες J για το οποίο $C_J = \min_{\forall j} (C_j)$

if $C_J > C_{i-1}$ **then exit for**

$V'_{i+1} \leftarrow V'_i \setminus \{v_J\}$

$C_i \leftarrow C_J$

end for

$V' \leftarrow V'_i$

τις οποίες προκύπτει η ακόλουθη έκφραση:^{7.2}

$$\begin{aligned} T_{SFS} &\propto \alpha \cdot L \cdot K \cdot \sum_{i=0}^N [(N - i)(i + 1)] = \\ &= \frac{1}{6} \alpha \cdot L \cdot K \cdot N \cdot (N + 1) \cdot (N + 2). \end{aligned} \quad (7.6)$$

Ο αλγόριθμος SFS είναι πιο αποδοτικός όταν το βέλτιστο υποσύνολο V' αποτελείται από μικρό αριθμό παρατηρήσιμων. Το κυριότερο μειονέκτημά του έγκειται στην αδυναμία αποκλεισμού παρατηρήσιμων τα οποία έχουν καταστεί άκυρα μετά την προσθήκη άλλων παρατηρήσιμων.

7.2.2.2 Ανάστροφη ακολουθιακή επιλογή (SBS)

Ο αλγόριθμος SBS, του οποίου η εκτέλεση περιγράφεται από τον ψευδοκώδικα του Αλγορίθμου 2, έχει πολλές ομοιότητες με τον αλγόριθμο SFS.

Ξεκινώντας από το πλήρες σύνολο V των παρατηρήσιμων μεγεθών, ο αλγόριθμος SBS επιλέγει ένα υποσύνολο από παρατηρήσιμα v το οποίο ελαχιστοποιεί την f_c με τον διαδοχικό αποκλεισμό παρατηρήσιμων έως ότου παύσει να παρατηρείται περαιτέρω μείωση στην τιμή της συνάρτησης κόστους (C).

Εξαιτίας της ομοιότητας στην εκτέλεση των αλγορίθμων SBS και SFS, το άνω όριο του αριθμού των δοκιμών του αλγορίθμου SBS που απαιτούνται για τον προσδιορισμό του βέλτιστου υποσυνόλου δίνεται, όπως και στην περίπτωση του SFS, από την (7.5), από την οποία συνάγεται πολυπλοκότητα $O(N^2)$. Αν, ωστόσο, ληφθεί υπόψη και ο χρόνος που απαιτείται για την κατασκευή των μοντέλων MARS, ο συνδυασμός των (7.3) και (7.5) παρέχει μια εκτίμηση για τον μέγιστο χρόνο υπολογισμού T_{SBS} που απαιτείται για την

^{7.2}Για λεπτομερή απόδειξη της σχέσης (7.6) βλπ Παράρτημα III.

ολοκλήρωση μιας αναζήτησης SBS, ο οποίος δίνεται από την ακόλουθη σχέση^{7.3}:

$$\begin{aligned} T_{SBS} &\propto \alpha \cdot L \cdot K \cdot \sum_{i=0}^N [(N-i)(N-i-1)] = \\ &= \frac{1}{3} \alpha \cdot L \cdot K \cdot (N-1) \cdot N \cdot (N+1). \end{aligned} \quad (7.7)$$

Με όρους υπολογιστικού κόστους, είναι φανερό πως ο αλγόριθμος SBS δεν θα ήταν η καλύτερη επιλογή στην περίπτωση μεγάλου αριθμού διαθέσιμων παρατηρήσιμων μεγεθών, όπως συνάγεται από τη σχέση $T_{SBS} = 2T_{SFS}$, η οποία προκύπτει από το συνδυασμό των (7.6) και (7.7). Ο αλγόριθμος SBS επιτυγχάνει καλύτερες επιδόσεις όταν το βέλτιστο υποσύνολο V' περιλαμβάνει μεγάλο αριθμό παρατηρήσιμων, καθώς στην πλειοψηφία των επαναλήψεων του ο αλγόριθμος επισκέπτεται μεγάλα υποσύνολα. Το κυριότερο μειονέκτημα του αλγορίθμου SBS είναι η αδυναμία του να επανεκτιμήσει παρατηρήσιμα τα οποία έχουν ήδη αποκλειστεί σε προηγούμενες επαναλήψεις.

7.2.2.3 Επιλογή με τον αλγόριθμο MARS

Κάθε προγνωστικό μοντέλο που κατασκευάζεται με τη βοήθεια του MARS έχει τη μορφή γραμμικού συνδυασμού συναρτήσεων βάσης (στον οποίο προστίθεται και ένας σταθερός όρος^{7.4}), όπου κάθε συνάρτηση βάσης συνδέεται με μία ή περισσότερες μεταβλητές. Προκειμένου να κατασκευαστεί ένα βέλτιστο μοντέλο MARS, κάποιες μεταβλητές εισόδου ενδέχεται να απορριφθούν κατά τη διάρκεια της ενσωματωμένης στον αλγόριθμο διαδικασίας επιλογής μεταβλητών, όπως περιγράφηκε στα προηγούμενα. Ο αριθμός των μεταβλητών εισόδου που παραμένουν τελικά στο προγνωστικό μοντέλο μπορεί να ελεγχθεί από την τιμή του μέγιστου επιτρεπτού αριθμού συναρτήσεων βάσης, γεγονός που δίνει τη δυνατότητα ανταλλαγής μεταξύ πολυπλοκότητας και ακρίβειας, όπως επιδιώκεται στην προτεινόμενη μεθοδολογία.

Σύμφωνα με την επιμέρους προσέγγιση, ο αλγόριθμος MARS πραγματοποιεί επιλογή των μεταβλητών εισόδου του από το πλήρες σύνολο V των παρατηρήσιμων, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η τιμή μιας συγκεκριμένης συνάρτησης κόστους για κάθε μοντέλο ξεχωριστά. Η εφαρμογή της (7.3) παρέχει μια εκτίμηση για τον μέγιστο χρόνο T_{ML} που απαιτείται για την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων σε αυτή την περίπτωση, ο οποίος δίνεται από την έκφραση:

$$T_{ML} \propto \alpha \cdot L \cdot K \cdot N. \quad (7.8)$$

Από την άλλη πλευρά, για την υλοποίηση της καθολικής προσέγγισης με τη χρήση MARS προτείνουμε τον αλγόριθμο που περιγράφεται στον Αλγόριθμο 3.

Για κάθε χαρακτηριστικό επίδοσης $PC_{l_1j_1}$ κατασκευάζεται ένα προγνωστικό μοντέλο $PM_{l_1j_1}$, το οποίο αξιοποιεί ένα υποσύνολο $V'_{l_1j_1}$ του πλήρους συνόλου V των παρατηρήσιμων, ως αποτέλεσμα της διαδικασίας κατασκευής του μοντέλου MARS. Χρησιμοποιώντας κάθε υποσύνολο $V'_{l_1j_1}$, κατασκευάζονται προγνωστικά μοντέλα $PM_{l_1j_1l_2j_2}$ για όλα τα υπό εξέταση χαρακτηριστικά επίδοσης. Να σημειωθεί πως ο συμβολισμός $PM_{l_1j_1l_2j_2}$ αντιστοιχεί στο μοντέλο το οποίο προβλέπει το χαρακτηριστικό επίδοσης $PC_{l_2j_2}$ και χρησιμοποιεί ως μεταβλητές εισόδου τις μεταβλητές εισόδου του μοντέλου $PM_{l_1j_1}$. Μεταξύ όλων των υποσυνόλων $V'_{l_1j_1}$, ο αλγόριθμος επιλέγει τελικά εκείνο για το οποίο ελαχιστοποιείται μια συνάρτηση κόστους, σύμφωνα με την αρχή που περιγράφεται στο Σχήμα 7.8.

^{7.3}Για λεπτομερή απόδειξη της σχέσης (7.7) βλπ Παράρτημα III.

^{7.4}Ο σταθερός όρος καλείται και τεταγμένη (intercept).

Αλγόριθμος 3 Καθολική Επιλογή MARS

```
for  $j_1 = 1$  to  $K$  do ▷ σάρωση καταστάσεων  
  for  $l_1 = 1$  to  $L$  do ▷ σάρωση επιδόσεων  
    βρες το σύνολο εισόδου  $V'_{l_1 j_1}$  για το  $PM_{l_1 j_1}$   
    for  $j_2 = 1$  to  $K$  do ▷ σάρωση καταστάσεων  
      for  $l_2 = 1$  to  $L$  do ▷ σάρωση επιδόσεων  
        κατασκεύασε το  $PM_{l_1 j_1 l_2 j_2}$  με σύνολο εισόδου το  $V'_{l_1 j_1}$   
      end for  
    end for  
  end for  
end for  
end for  
επίλεξε το  $V'_{l_1 j_1}$  το οποίο ελαχιστοποιεί μια καθολική συνάρτηση κόστους υπολογισμένη  
με βάση όλα τα  $PM_{l_1 j_1 l_2 j_2}$ 
```

Η εφαρμογή της (7.3) παρέχει μια εκτίμηση για τον μέγιστο χρόνο T_{MG} ο οποίος απαιτείται για την κατασκευή των προγνωστικών μοντέλων στην καθολική περίπτωση, σύμφωνα με τη σχέση:

$$T_{MG} \propto \alpha \cdot L^2 \cdot K^2 \cdot N. \quad (7.9)$$

7.2.3 Συνάρτηση κόστους

Όπως ήδη αναφέρθηκε, η συνάρτηση κόστους (f_c) θα πρέπει να αποτελεί μέτρο τόσο της ακρίβειας πρόγνωσης όσο και της πολυπλοκότητας του ελέγχου. Ένα μέτρο που χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της ακρίβειας είναι το μέγεθος $RRMSE$, όπως έχει ήδη οριστεί (βλπ σχέση (5.2), §5.3.3).

Με βάση τη σχέση ορισμού του, το μέγεθος $RRMSE$ εξασφαλίζει πως οι πραγματικές τιμές ενός χαρακτηριστικού επίδοσης PC_i που βρίσκονται κοντά στη μέση τιμή \overline{PC} του δείγματος οδηγούν σε μείωση της τιμής του $RRMSE$ μόνο αν οι αντίστοιχες προγνώσεις τους \widehat{PC}_i βρίσκονται αντίστοιχα κοντά στη μέση τιμή. Αντίθετα, πραγματικές τιμές που βρίσκονται μακριά από τη μέση τιμή συμβάλλουν σε αύξηση της τιμής του $RRMSE$ μόνο αν οι αντίστοιχες προγνώσεις τους είναι εξίσου απομακρυσμένες. Με άλλα λόγια, η αξιολόγηση του σφάλματος πρόγνωσης μέσω του $RRMSE$ διενεργείται με σταθμισμένο τρόπο, σύμφωνα με τον οποίο το σφάλμα των παρατηρήσεων που βρίσκονται κοντά στην αναμενόμενη τιμή υφίσταται μεγαλύτερο βαθμό 'ποινής', σε σύγκριση με τις παρατηρήσεις που βρίσκονται στα άκρα της κατανομής.

Ο λόγος n/N , όπου $N(=|V|)$ ο αριθμός των διαθέσιμων παρατηρήσιμων μεγεθών και n ο πληθάρθρωμος του περιορισμένου συνόλου των παρατηρήσιμων ($|V'_{l_j}|$, $|V'|$ για την επιμέρους και για την καθολική προσέγγιση, αντίστοιχα), μπορεί να αποτελέσει μέτρο της πολυπλοκότητας και του κόστους του εναλλακτικού ελέγχου.

Μπορούμε, επομένως, να ορίσουμε έναν συντελεστή της απόδοσης (figure of merit, FOM) του εναλλακτικού ελέγχου με βάση τη σχέση:

$$FOM = \frac{w_1 + w_2}{w_1 \cdot \frac{n}{N} + w_2 \cdot RRMSE}, \quad (7.10)$$

όπου τόσο η ακρίβεια πρόγνωσης – που αντιπροσωπεύεται από το $RRMSE$ – όσο και η πολυπλοκότητα ελέγχου – που αντιπροσωπεύεται από το λόγο n/N – ενσωματώνονται

με σταθμισμένο τρόπο, ενώ w_1, w_2 συμβολίζουν τους αντίστοιχους συντελεστές βαρύτητας.

Το αντίστροφο μέγεθος θα μπορούσε, προφανώς, να αντιπροσωπεύει τη συνάρτηση κόστους (f_c) που θα χρησιμοποιηθεί στην επιλογή των παρατηρήσιμων μεγεθών, καθώς μια ελάχιστη τιμή της f_c αντιστοιχεί σε μέγιστο FOM :

$$f_c = \frac{1}{FOM} = \frac{w_1 \cdot \frac{n}{N} + w_2 \cdot RRMSE}{w_1 + w_2}. \quad (7.11)$$

Να σημειωθεί πως, στην περίπτωση της καθολικής επιλογής παρατηρήσιμων, ως $RRMSE$ λαμβάνεται η μέση τιμή των αντίστοιχων μέτρων υπολογιζόμενη επί του συνόλου των προγνωστικών μοντέλων.

7.3 Μελέτη περίπτωσης – αποτελέσματα προσομοίωσης

Για την αξιολόγηση της προτεινόμενης μεθοδολογίας έγινε χρήση του ίδιου ρυθμιζόμενου μίκτη RF ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη των τεχνικών που προτάθηκαν στα δύο προηγούμενα κεφάλαια. Τα χαρακτηριστικά επίδοσης για τα οποία θα κατασκευάσουμε προγνωστικά μοντέλα είναι η απολαβή (G), το σημείο συμπίεσης 1dB (1-dB CP) και το σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης (IP3), ενώ οι παρατηρήσιμες τάσεις που είναι διαθέσιμες προκειμένου να συμπεριληφθούν στην απόκριση εναλλακτικού ελέγχου (ATR) αντιπροσωπεύονται από το σύνολο $V = \{IF + @S_i, IF - @S_j, V_{tail}@S_k | \forall i, j, k = 1, 2, \dots, 5\}$, έχουμε δηλαδή $N = |V| = 15$ παρατηρήσιμες τάσεις υποψήφιες για επιλογή.

7.3.1 Προγνωστικά μοντέλα εναλλακτικού ελέγχου

Αν υποθεθεί πως απαιτούνται προγνώσεις των $L = 3$ χαρακτηριστικών επίδοσης για όλες τις $K = 5$ καταστάσεις λειτουργίας του μίκτη, θα πρέπει να κατασκευαστεί ένα σύνολο από $L \cdot K = 15$ μοντέλα με τη βοήθεια του αλγορίθμου MARS. Στα πειράματά μας χρησιμοποιήθηκε ένα δείγμα 600 κυκλωμάτων, τα οποία προέκυψαν από 3σ προσομοιώσεις Monte Carlo στο κύκλωμα του μίκτη. Το δείγμα αυτό αξιοποιήθηκε τόσο στη διαδικασία εκμάθησης των μοντέλων, όσο και για την αξιολόγησή τους, σύμφωνα με την τεχνική της αντεπικύρωσης με πολλαπλότητα $k = 10$.

7.3.2 Επιλογή παρατηρήσιμων τάσεων

Στην παρούσα μελέτη περίπτωσης εφαρμόζονται οι μέθοδοι επιλογής που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα, τόσο για την επιμέρους όσο και για την καθολική προσέγγιση, για λόγους σύγκρισης. Επιπλέον, εξετάζεται μία ακόμη τεχνική αναζήτησης η οποία αποτελεί συνδυασμό των αλγορίθμων SFS και SBS. Σύμφωνα με αυτήν, γίνεται εφαρμογή και των δυο αλγορίθμων και επιλέγεται μεταξύ των αποτελεσμάτων τους η βέλτιστη λύση με κριτήριο τον συντελεστή απόδοσης (FOM). Αξίζει να σημειωθεί πως μια παρόμοια τεχνική πλωτής αναζήτησης (floating search) υλοποιήθηκε στην εργασία [176] με σκοπό τη μείωση του πλεονασμού του χώρου μετρήσεων, στα πλαίσια του μη γραμμικού ελέγχου αναλογικών κυκλωμάτων με τη χρήση τεχνικών κατηγοριοποίησης (classification).

Ο Πίνακας 7.1 παρουσιάζει το κόστος υπολογισμού – εκφρασμένο σε α , σύμφωνα με την (7.3) – το οποίο αντιστοιχεί σε κάθε μέθοδο, όπως υπολογίζεται με τη βοήθεια των

Πίνακας 7.1: Μέγιστο κόστος υπολογισμού για διάφορες μεθόδους επιλογής παρατηρήσιμων

Μέθοδος	Κόστος (σε α)
Εξαντλητική αναζήτηση	3686400
MARS (επιμέρους προσέγγιση)	225
MARS (καθολική προσέγγιση)	3375
SFS (επιμέρους ή καθολική προσέγγιση)	10200
SBS (επιμέρους ή καθολική προσέγγιση)	16800
SFS/SBS (επιμέρους ή καθολική προσέγγιση)	27000

εξισώσεων της προηγούμενης ενότητας και με δεδομένες τις συγκεκριμένες τιμές παραμέτρων που αντιστοιχούν στην περίπτωση που εξετάζουμε ($N = 15$, $L = 3$, $K = 5$). Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως το κόστος υπολογισμού που αντιστοιχεί στην εξαντλητική αναζήτηση είναι κατά δύο τάξεις μεγέθους υψηλότερη του κόστους που αντιστοιχεί στην κλάση των μεθόδων σειριακής αναζήτησης, ενώ η καθολική/επιμέρους προσέγγιση με τον αλγόριθμο MARS εμφανίζεται ταχύτερη κατά μία/δύο τάξεις μεγέθους, συγκρινόμενη με τις σειριακές μεθόδους. Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε πως, για μεγάλες τιμές του συντελεστή α , η εφαρμογή εξαντλητικής αναζήτησης δεν είναι αξιοποιήσιμη, ενώ – υπό τις ίδιες συνθήκες – η οικογένεια των μεθόδων MARS θα επιτύγχανε την ορθολογικότερη διαχείριση των υπολογιστικών πόρων. Παρόλα αυτά, θα πρέπει να αναφερθεί πως το κόστος υπολογισμού που αφορά την εφαρμογή μιας μεθόδου αναζήτησης αντιστοιχεί μόνο σε μια αρχική επιβάρυνση, με αμελητέα συνεισφορά στο συνολικό κόστος ελέγχου. Συνεπώς, οποιοδήποτε μη απαγορευτικό κόστος υπολογισμού είναι αποδεκτό.

7.3.3 Αποτελέσματα

Σκοπός της παρούσας μεθοδολογίας είναι η εξεύρεση τρόπων ανταλλαγής μεταξύ της ακρίβειας του ελέγχου και της πολυπλοκότητάς του, προκειμένου να ικανοποιείται ένας βέλτιστος συμβιβασμός υπό συγκεκριμένες πρακτικές συνθήκες.

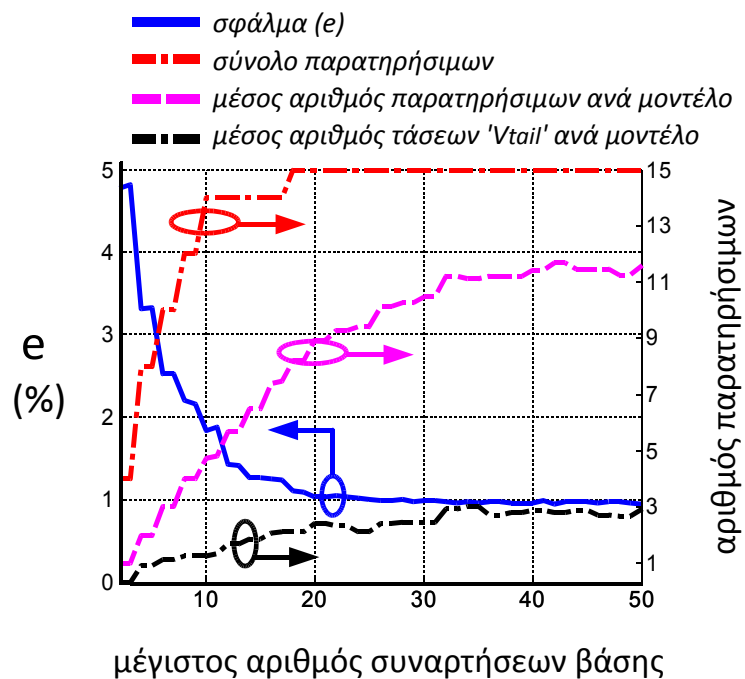
Τα αποτελέσματα που σχετίζονται με την ακρίβεια του εναλλακτικού ελέγχου παρουσιάζονται με τη βοήθεια του μέσου κανονικοποιημένου τετραγωνικού σφάλματος (average root normalized square error) (e), το οποίο αποτελεί ένα άμεσα ερμηνεύσιμο μέτρο της ακρίβειας που επιτυγχάνεται από ένα σύνολο προγνωστικών μοντέλων, όπως ορίζεται από την επόμενη σχέση:

$$e \triangleq \frac{1}{L \cdot K} \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{1}{N_{ev}} \sum_{i=1}^{N_{ev}} \left(\frac{PC_{lji} - \widehat{PC}_{lji}}{PC_{lji}} \right)^2}, \quad (7.12)$$

όπου N_{ev} ο αριθμός των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται για την αξιολόγηση των μοντέλων και PC_{lji} το i -στό δείγμα που αντιστοιχεί στο χαρακτηριστικό επίδοσης PC_{lj} .

Για την επιμέρους κλάση μεθόδων περιορισμού του ATR, η πολυπλοκότητα του ελέγχου περιγράφεται από τον πληθάρημο n της ένωσης όλων των επιλεγμένων υποσυνόλων V'_{lj} :

$$n = \left| \bigcup_{\forall l,j} V'_{lj} \right|, \quad (7.13)$$



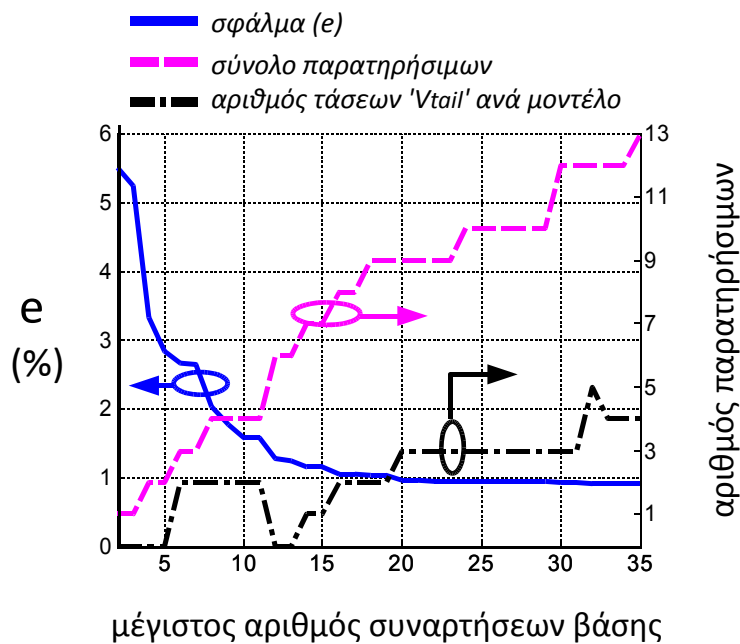
Σχήμα 7.9: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του μέγιστου αριθμού συναρτήσεων βάσης (MARS, επιμέρους προσέγγιση)

ενώ ο πληθάρημος του καθολικά επιλεγμένου υποσυνόλου V' χρησιμοποιείται για την περιγραφή της πολυπλοκότητας του ελέγχου στην περίπτωση που υιοθετείται η καθολική προσέγγιση:

$$n = |V'|. \tag{7.14}$$

7.3.3.1 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο MARS – επιμέρους προσέγγιση

Η κατασκευή των επιμέρους προγνωστικών μοντέλων μέγιστης ακρίβειας πραγματοποιείται θέτοντας τους συντελεστές βαρύτητας της συνάρτησης κόστους στις τιμές $w_1 = 0$ και $w_2 = 1$, σύμφωνα με την (7.11). Η πολυπλοκότητα του ελέγχου ελέγχεται, ωστόσο, με τη μεταβολή του μέγιστου επιτρεπτού αριθμού συναρτήσεων βάσης ανά μοντέλο, όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Οι τιμές που προέκυψαν για το σφάλμα και την πολυπλοκότητα ελέγχου παρουσιάζονται στο Σχήμα 7.9 σε συνάρτηση με τον μέγιστο αριθμό συναρτήσεων βάσης. Παρατηρούμε πως το σφάλμα (e) τείνει να συγκλίνει σε μια ελάχιστη τιμή μικρότερη του 1%. Ωστόσο, όπως αναμένεται κατόπιν των παρατηρήσεων της ενότητας 7.2, ο συνολικός αριθμός n των παρατηρήσιμων που απαιτούνται για την επίτευξη μιας τόσο μικρής τιμής σφάλματος αντιστοιχεί στο πλήρες σύνολο των παρατηρήσιμων τάσεων και, ως εκ τούτου, η μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου δεν είναι δυνατή. Παρόλο που ο αριθμός n των παρατηρήσιμων μειώνεται για μικρές τιμές του μέγιστου αριθμού συναρτήσεων βάσης, παρατηρείται ταυτόχρονα μια απότομη αύξηση του σφάλματος πρόγνωσης. Για παράδειγμα, το σφάλμα πρόγνωσης αυξάνεται περίπου στο 2% θυσιάζοντας μία και μόνο παρατηρήσιμη τάση. Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε πως η επιμέρους προσέγγιση με τον αλγόριθμο MARS αποτυγχάνει να εξασφαλίσει ικανοποιητικό συμβιβασμό μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας. Επιπλέον, οι τάσεις V_{tail} φαίνεται να συνεισφέρουν σημαντικά στην επίτευξη υψηλής ακρίβειας πρόγνωσης, όπως προκύπτει και από το Σχήμα 7.7. Επομένως, η απλοποίηση του ελέγχου με τον πλήρη αποκλεισμό των τάσεων V_{tail} είναι αδύνατη. Μια τελευταία σημαντική παρατήρηση αφορά τον μέσο αριθμό παρατηρήσιμων τάσεων ανά προγνωστικό μοντέλο, ο οποίος συμπεριλαμβάνεται



Σχήμα 7.10: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του μέγιστου αριθμού συναρτήσεων βάσης (MARS, καθολική προσέγγιση)

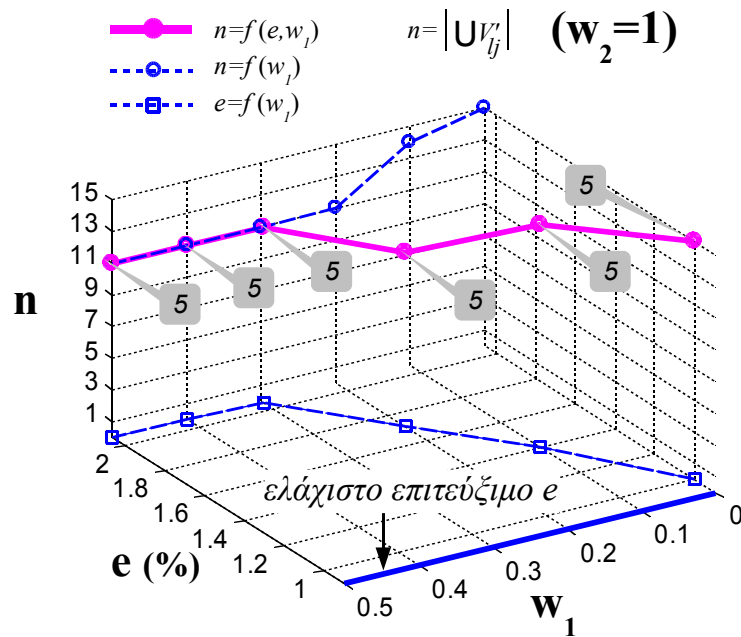
επίσης στο Σχήμα 7.9. Πιο συγκεκριμένα, τιμή σφάλματος κατά προσέγγιση ίση με 1% μπορεί να επιτευχθεί με έναν μέσο αριθμό περίπου εννέα παρατηρήσιμων ανά μοντέλο. Από την παρατήρηση αυτή συνάγεται πως υπάρχει μεγάλη πιθανότητα επίτευξης σημαντικής μείωσης της πολυπλοκότητας ελέγχου, με αμελητέα υποβάθμιση της ακρίβειας, όταν εφαρμόζεται η καθολική προσέγγιση.

7.3.3.2 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο MARS – καθολική προσέγγιση

Για την επιλογή των παρατηρήσιμων τάσεων εφαρμόζεται η καθολική προσέγγιση με τη χρήση του αλγορίθμου MARS, όπως περιγράφηκε στην προηγούμενη ενότητα. Στους συντελεστές βαρύτητας της συνάρτησης κόστους δίνουμε τις τιμές $w_1=0$ και $w_2=1$, σύμφωνα με την (7.11), ενώ η πολυπλοκότητα ελέγχου ελέγχεται με τη μεταβολή του μέγιστου αριθμού των συναρτήσεων βάσης που επιτρέπονται ανά μοντέλο. Όπως και στην περίπτωση της επιμέρους προσέγγισης, το σφάλμα πρόγνωσης συγκλίνει σε μια τιμή μικρότερη του 1%, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.10. Παρόλα αυτά, παρατηρείται σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου σε βάρος αμελητέου ποσοστού της ακρίβειας πρόγνωσης. Από το Σχήμα 7.10, π.χ., μπορεί να παρατηρηθεί πως, για τιμή σφάλματος ελαφρά μεγαλύτερη του 1%, είναι αναγκαίο να ληφθούν μετρήσεις μόνο επτά παρατηρήσιμων τάσεων. Επιπλέον, μπορεί να επιτευχθεί τιμή σφάλματος ίση με 1.3% χωρίς να συμπεριληφθεί καμία τάση V_{tail} στο σύνολο των επιλεγόμενων παρατηρήσιμων.

7.3.3.3 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SFS – επιμέρους προσέγγιση

Για την επιλογή των παρατηρήσιμων τάσεων εφαρμόζεται η επιμέρους προσέγγιση με τη χρήση του αλγορίθμου SFS. Διατηρώντας την τιμή του συντελεστή βαρύτητας w_2 της συνάρτησης κόστους σταθερή και ίση με τη μονάδα, αυξάνουμε βαθμιαία τον συντελεστή w_1 με σκοπό την ανταλλαγή μεταξύ ακρίβειας πρόγνωσης και πολυπλοκότητας ελέγχου. Τα σχετικά αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 7.11, όπου παρουσιάζεται και το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα – το οποίο προκύπτει από την εφαρμογή της επιμέρους προ-



Σχήμα 7.11: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS, επιμέρους προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}

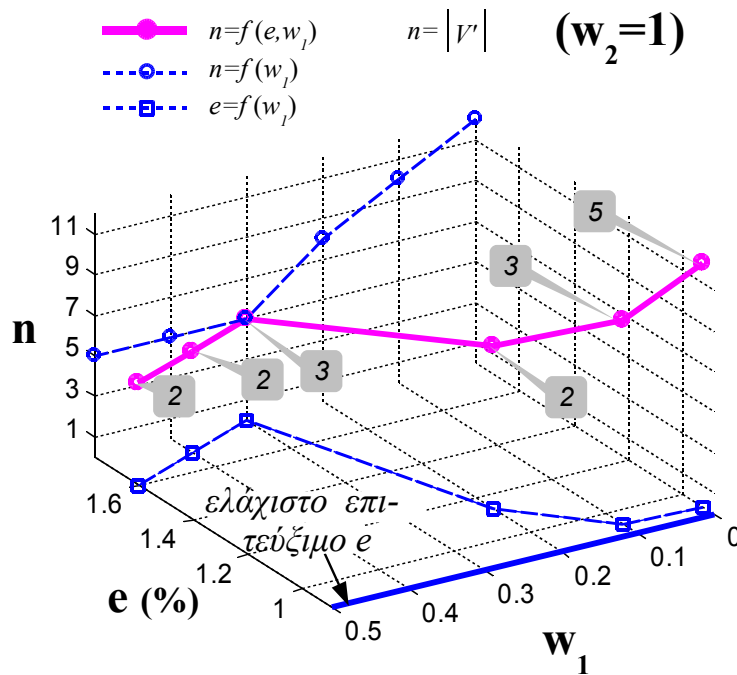
σέγγισης με χρήση συνδυασμού των αλγορίθμων SFS και SBS, όπως περιγράφεται στη συνέχεια για λόγους σύγκρισης. Τα συμπεράσματα είναι παρόμοια με αυτά της επιμέρους προσέγγισης με τη χρήση MARS. Πιο συγκεκριμένα, η ακρίβεια πρόγνωσης φαίνεται να υποβαθμίζεται σημαντικά με την περικοπή παρατηρήσιμων. Π.χ., από το Σχήμα 7.11 μπορεί να παρατηρηθεί πως το σφάλμα πρόγνωσης υπερβαίνει το 2% με την περικοπή μόνο τεσσάρων παρατηρήσιμων τάσεων. Επιπλέον, η επιμέρους προσέγγιση με την εφαρμογή του SFS φαίνεται να δείχνει μια προτίμηση στην τάση V_{tail} , καθώς όλες οι τάσεις V_{tail} συμπεριλαμβάνονται στο τελικά επιλεγόμενο σύνολο, για όλες τις τιμές του συντελεστή w_1 , όπως προκύπτει από το Σχήμα 7.11.

7.3.3.4 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SFS – καθολική προσέγγιση

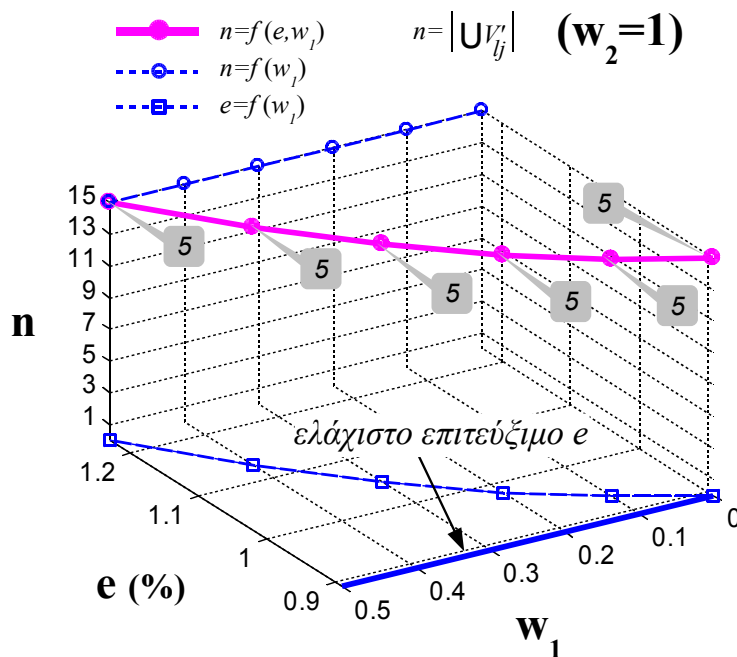
Η μεθοδολογία που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο επαναλαμβάνεται για την περίπτωση της καθολικής προσέγγισης. Τα σχετικά συμπεράσματα συνοψίζονται στο Σχήμα 7.12, όπου παρουσιάζεται και το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα. Σε σύγκριση με την επιμέρους προσέγγιση παρατηρείται μεγαλύτερη μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου, ακολουθούμενη από λιγότερο σημαντική υποβάθμιση της ακρίβειας πρόγνωσης. Παρόλα αυτά, η μείωση της πολυπλοκότητας του ελέγχου με την περικοπή των τάσεων V_{tail} δεν είναι εφικτή, καθώς ο αλγόριθμος φαίνεται να διατηρεί σε όλες τις περιπτώσεις τουλάχιστον δύο τάσεις V_{tail} εντός του τελικού συνόλου των παρατηρήσιμων τάσεων.

7.3.3.5 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SBS – επιμέρους προσέγγιση

Για την επιλογή των παρατηρήσιμων τάσεων εφαρμόζεται η επιμέρους προσέγγιση και αξιοποιείται ο αλγόριθμος SBS. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 7.13. Παρά το γεγονός ότι το ελάχιστο σφάλμα είναι σχεδόν ίσο με την ελάχιστη επιτεύξιμη τιμή του, η συγκεκριμένη μεθοδολογία αποτυγχάνει να οδηγήσει σε μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου, εξαιτίας της φύσης του αλγορίθμου ο οποίος προτιμά την αναζήτηση υποσυνό-



Σχήμα 7.12: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS, καθολική προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}

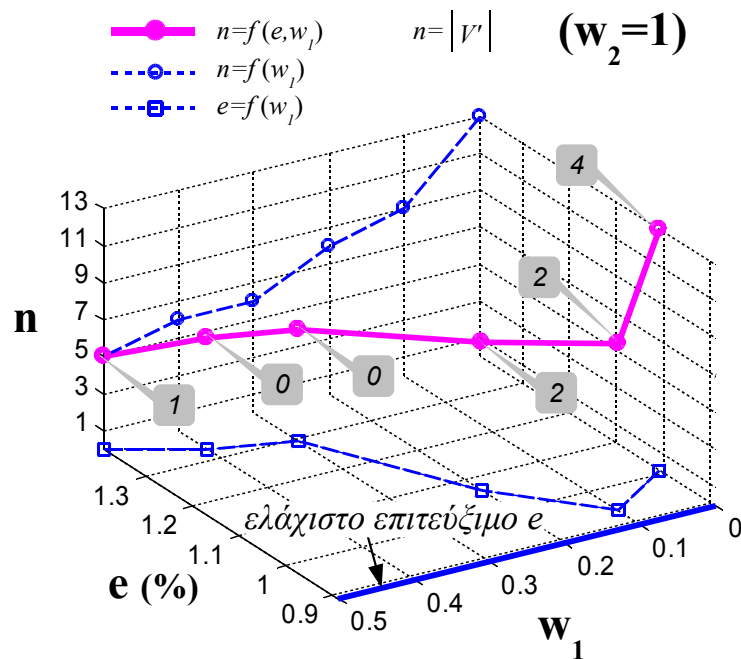


Σχήμα 7.13: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SBS, επιμέρους προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}

λων με μεγάλο πληθάριθμο, όπως εξηγήθηκε στα προηγούμενα.

7.3.3.6 Επιλογή παρατηρήσιμων με τον αλγόριθμο SBS – καθολική προσέγγιση

Με την υιοθέτηση της καθολικής προσέγγισης, η εφαρμογή του αλγορίθμου SBS δίνει τα αποτελέσματα που συνοψίζονται στο Σχήμα 7.14. Παρόλο που οι τιμές σφάλματος πρό-



Σχήμα 7.14: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SBS, καθολική προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}

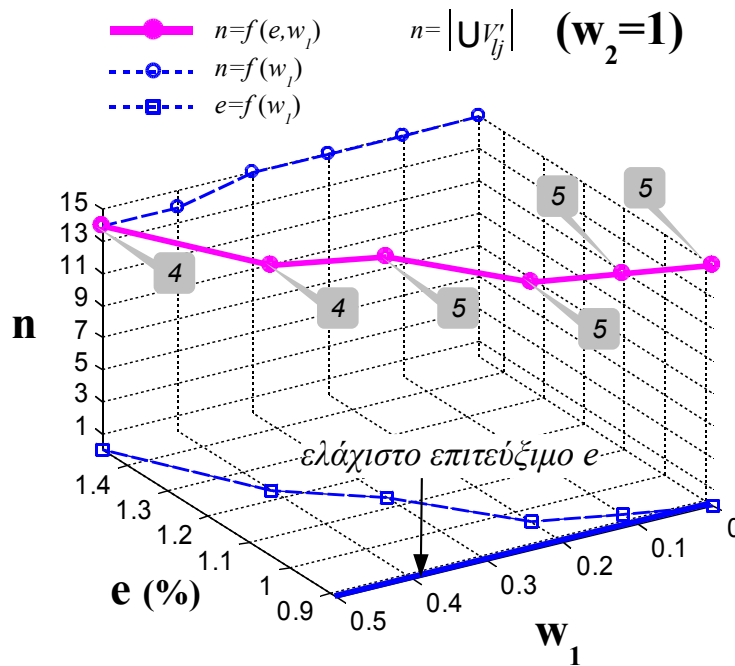
γνωσης που επιτυγχάνονται είναι ελαφρά μεγαλύτερες σε σύγκριση με την επιμέρους προσέγγιση, προσφέρεται μια πιο ευέλικτη ανταλλαγή μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας. Επιπλέον, η καθολική προσέγγιση με τη χρήση του SBS κατορθώνει, σε κάποιες περιπτώσεις, την πλήρη εξάλειψη των τάσεων V_{tail} από το τελικά επιλεγόμενο σύνολο, γεγονός που συνεπάγεται δραστική μείωση της πολυπλοκότητας του ελέγχου.

7.3.3.7 Επιλογή παρατηρήσιμων με συνδυασμό των αλγορίθμων SFS και SBS – επιμέρους προσέγγιση

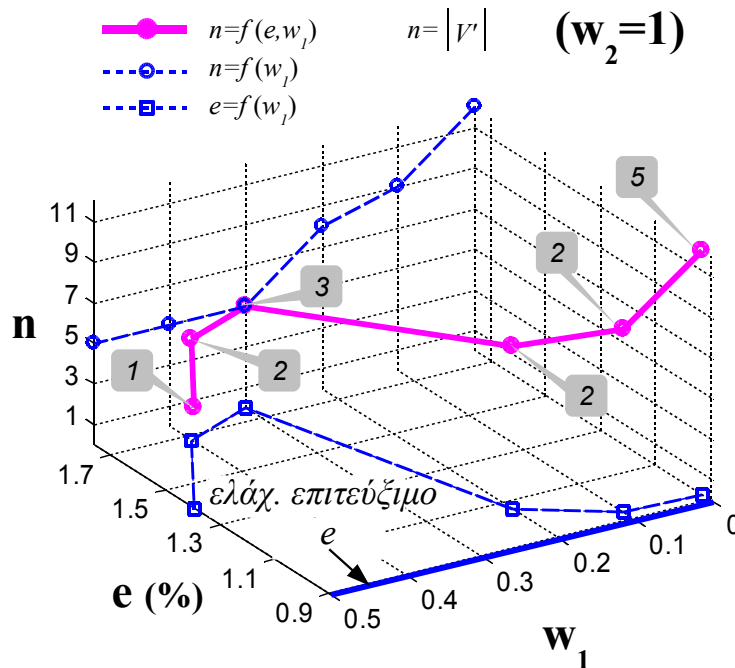
Στη συνέχεια, εφαρμόζεται συνδυασμός των αλγορίθμων SFS και SBS. Μεταξύ των δύο βέλτιστων λύσεων που παρέχονται από τους δύο αλγορίθμους, επιλέγεται το υποσύνολο παρατηρήσιμων τάσεων το οποίο εξασφαλίζει μεγαλύτερο συντελεστή απόδοσης (FOM). Παρά το ότι επιτυγχάνει ελάχιστο σφάλμα πρόγνωσης ίσο με 0.88% – το ελάχιστο σφάλμα μεταξύ όλων των εξεταζόμενων μεθόδων – η συγκεκριμένη μεθοδολογία πάσχει από τον πολύ μικρό βαθμό μείωσης της πολυπλοκότητας που εξασφαλίζει, όπως συνάγεται από τη μελέτη του Σχήματος 7.15, εξαιτίας των αδυναμιών της επιμέρους προσέγγισης την οποία υιοθετεί.

7.3.3.8 Επιλογή παρατηρήσιμων με συνδυασμό των αλγορίθμων SFS και SBS – καθολική προσέγγιση

Στο Σχήμα 7.16 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την από κοινού εφαρμογή των αλγορίθμων SFS και SBS υπό την καθολική προσέγγιση, για χάρη της πληρότητας. Όπως είναι αναμενόμενο, προσφέρεται ένας πιο ευέλικτος συμβιβασμός μεταξύ ακρίβειας πρόγνωσης και πολυπλοκότητας ελέγχου, σε σύγκριση με την αντίστοιχη επιμέρους προσέγγιση.



Σχήμα 7.15: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS/SBS, επιμέρους προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}



Σχήμα 7.16: Σφάλμα και πολυπλοκότητα ελέγχου ως συναρτήσεις του συντελεστή βαρύτητας w_1 της συνάρτησης κόστους (SFS/SBS, καθολική προσέγγιση). Οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στις εμφανίσεις των τάσεων V_{tail}

7.3.4 Σχολιασμός αποτελεσμάτων

7.3.4.1 Αξιολόγηση μεθόδων επιλογής

Από τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν πιο πάνω είναι εμφανές πως η προτεινόμενη καθολική επιλογή παρατηρήσιμων υπερτερεί της αντίστοιχης επιμέρους, τόσο με όρους ακρίβειας πρόγνωσης, όσο και με όρους περιορισμού του συνόλου των διαθέσιμων πα-

Πίνακας 7.2: Σφάλμα πρόγνωσης έναντι της πολυπλοκότητας ελέγχου για ATR προερχόμενα από διαφορετικές καθολικές μεθόδους επιλογής παρατηρήσιμων

<i>SFS</i>			
σφάλμα (e)	<1%	<1.2%	1.6%
μείωση παρατηρήσιμων	5/15 (33%)	7/15 (47%)	10/15 (67%)
υποβάθμιση ακρίβειας (ως προς το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα)	4.5%	28.1%	79.8%
$V_{tail} \in V'$	αληθές	αληθές	αληθές
<i>SBS</i>			
σφάλμα (e)	<1%	<1.1%	1.3%
μείωση παρατηρήσιμων	6/15 (40%)	7/15 (47%)	9/15 (60%)
υποβάθμιση ακρίβειας (ως προς το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα)	5.2%	19.7%	45.5%
$V_{tail} \in V'$	αληθές	αληθές	ψευδές
<i>MARS</i>			
σφάλμα (e)	<1%	<1.3%	<1.6%
μείωση παρατηρήσιμων	6/15 (40%)	9/15 (60%)	11/15 (73%)
υποβάθμιση ακρίβειας (ως προς το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα)	6.7%	38.2%	76.4%
$V_{tail} \in V'$	αληθές	ψευδές	αληθές

ρατηρήσιμων. Όσον αφορά την ακρίβεια πρόγνωσης, ο συνδυασμός SFS/SBS οδηγεί σε μικρή μείωση του σφάλματος. Ωστόσο, αυτό εξασφαλίζεται με τη χρήση του πλήρους συνόλου των παρατηρήσιμων τάσεων. Κατά συνέπεια, οι μέθοδοι που παρουσιάζουν ενδιαφέρον αφορούν την καθολική προσέγγιση με τη χρήση των αλγορίθμων MARS, SFS και SBS.

7.3.4.2 Σχέση ακρίβειας πρόγνωσης και πολυπλοκότητας ελέγχου

Ο Πίνακας 7.2 υποδεικνύει τρόπους ανταλλαγής μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας, για τις καθολικές μεθόδους που εξετάζονται, με βάση τα αποτελέσματα που ήδη παρουσιάστηκαν. Τόσο το ποσοστό περικοπής των παρατηρήσιμων, όσο και η υποβάθμιση της ακρίβειας, όπως παρουσιάζονται στον συγκεκριμένο πίνακα, αντιστοιχούν σε σχετικές τιμές που υπολογίζονται ως προς τον μέγιστο αριθμό των παρατηρήσιμων και το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα, αντίστοιχα. Οι τιμές σφάλματος που επιλέγονται για τους αλγορίθμους SFS, SBS και MARS προκύπτουν από τις καμπύλες των Σχημάτων 7.12, 7.14 και 7.10, αντίστοιχα. Θα πρέπει να σημειωθεί πως ο συμβιβασμός μεταξύ ακρίβειας και πολυπλοκότητας καθορίζεται με βάση κριτήρια τα οποία τίθενται από τον σχεδιαστή της μεθοδολογίας εναλλακτικού ελέγχου. Αν, π.χ., ένα σφάλμα της τάξης του 1.3% είναι ανεκτό, τότε μπορεί να επιτευχθεί περικοπή του αριθμού των παρατηρήσιμων κατά 60% με τη χρήση

του αλγορίθμου MARS, όπως προκύπτει από τον Πίνακα 7.2. Εκτός από τον σημαντικό περιορισμό του αριθμού των παρατηρήσιμων, η απουσία των τάσεων V_{tail} θα οδηγούσε, στην περίπτωση αυτή, σε περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου εξαιτίας της απλούστευσης των βοηθητικών κυκλωμάτων που εμπλέκονται στη συλλογή των τάσεων, σύμφωνα με όσα περιγράφηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Από την άλλη πλευρά, αν ένα σφάλμα μεγαλύτερο από 1% δεν είναι αποδεκτό, τότε θα προτιμούσαμε την περικοπή του αριθμού των παρατηρήσιμων τάσεων κατά 33%, όπως προκύπτει από την εφαρμογή του αλγορίθμου SFS.

Θα ήταν ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε πως τα αποτελέσματα του Πίνακα 7.2 αναδεικνύουν αρκετές περιπτώσεις στις οποίες σημαντική μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων συνοδεύεται από μικρή μόνο υποβάθμιση της ακρίβειας πρόγνωσης, σε σχέση με το ελάχιστο επιτεύξιμο σφάλμα. Για παράδειγμα, μια μείωση των παρατηρήσιμων κατά 33% συνοδεύεται από υποβάθμιση της ακρίβειας μόνο κατά 4.5%, στην περίπτωση του αλγορίθμου SFS. Παρόλα αυτά, ακόμα και στις περιπτώσεις όπου αναφέρεται σημαντική υποβάθμιση της σχετικής ακρίβειας, η παρατηρούμενη απόλυτη μεταβολή είναι μικρή (π.χ. αύξηση του απόλυτου σφάλματος κατά 0.6% αντιστοιχεί σε σχετική υποβάθμιση της ακρίβειας κατά 76.4%).

7.3.4.3 Κόστος ελέγχου

Είναι προφανές πως η χρονική διάρκεια του εναλλακτικού ελέγχου έχει άμεση σχέση με τον αριθμό των παρατηρήσιμων τάσεων για τις οποίες θα πρέπει να ληφθούν μετρήσεις. Η σημαντική μείωση του αριθμού αυτών των μετρήσεων, όπως προκύπτει από τον Πίνακα 7.2, διασφαλίζει αντίστοιχη μείωση του χρόνου ελέγχου και, κατ' επέκταση, του κόστους.

Άλλος ένας παράγοντας που καθορίζει το κόστος ελέγχου είναι ο συνολικός χρόνος που απαιτείται για την πρόγνωση των επιδόσεων. Για ένα δεδομένο μοντέλο MARS, ο χρόνος πρόγνωσης είναι ανάλογος του αριθμού των συναρτήσεων βάσης που περιλαμβάνονται σε αυτό. Λαμβάνοντας υπόψη πως σε κάθε συνάρτηση βάσης αντιστοιχεί μια χρονική διάρκεια κατά προσέγγιση ίση με 70ns (όπως υπολογίστηκε χρησιμοποιώντας τους υπολογιστικούς πόρους που παρέχονται από έναν προσωπικό υπολογιστή εφοδιασμένο με επεξεργαστή τεσσάρων πυρήνων και συχνότητας λειτουργίας 2.2 GHz), η απαισιόδοξη υπόθεση ενός αριθμού πενήντα συναρτήσεων βάσης ανά μοντέλο θα συνεπαγόταν χρόνο πρόγνωσης μικρότερο των 55μs, αν πραγματοποιούνταν προγνώσεις δεκαπέντε χαρακτηριστικών επίδοσης, όπως στην περίπτωση που εξετάζουμε. Είναι, επομένως, φανερό πως ο χρόνος πρόγνωσης είναι αμελητέος σε σύγκριση με τον λοιπό χρόνο ελέγχου, δεδομένου ότι οι μετρήσεις τάσεων απαιτούν χρόνους της τάξης των 10ms.^{7.5}

7.4 Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε μια μεθοδολογία βελτιστοποίησης των εναλλακτικών ελέγχων, κατάλληλη για ολοκληρωμένους ρυθμιζόμενους μίκτες RF. Εφαρμόστηκαν τεχνικές επιλογής των παρατηρήσιμων τάσεων προκειμένου να καθοριστούν τα βέλτιστα υποσύνολα τα οποία εξασφαλίζουν μειωμένη πολυπλοκότητα ελέγχου, διατηρώντας ανεκτή ακρίβεια πρόγνωσης. Με την περικοπή της απόκρισης εναλλακτικού ελέγχου επιτυγχάνεται μείωση του κόστους ελέγχου, εξαιτίας της μείωσης της πολυπλοκότητας και του χρόνου διεξαγωγής του. Δεδομένου ότι οι ολοκληρωμένοι μίκτες τείνουν να ενσωματώνουν μηχανισμούς ρύθμισης, προκειμένου να εξασφαλίζεται η διόρθωση των επιδόσεων

^{7.5}Για την επίδραση των μετρήσεων τάσης στον συνολικό χρόνο ελέγχου βλπ και §5.3.7.

τους, η προτεινόμενη μεθοδολογία προσφέρει μια εφικτή λύση προς την κατεύθυνση της βελτιστοποίησης των εναλλακτικών τεχνικών ελέγχου.

Η προτεινόμενη μεθοδολογία αξιολογήθηκε μέσω προσομοιώσεων ενός τυπικού ρυθμιζόμενου μίκτη RF, και παρατηρήθηκε σημαντική μείωση της πολυπλοκότητας ελέγχου, συνοδευόμενη από αμελητέα υποβάθμιση της αντίστοιχης ακρίβειας.

8. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ

Στην παρούσα διατριβή προτάθηκε ενιαία μέθοδος ελέγχου ορθής λειτουργίας και διόρθωσης των επιδόσεων, κατάλληλη για ρυθμιζόμενα κυκλώματα πομποδεκτών RF. Το σκέλος της ανίχνευσης ελαττωμάτων αποτελεί συνδυασμό των τεχνικών DOT και εναλλακτικού ελέγχου, με σκοπό τη μεγιστοποίηση της πιθανότητας ανίχνευσης ελαττωμάτων. Το σκέλος της διόρθωσης των επιδόσεων, το οποίο έπεται της διαδικασίας ανίχνευσης ελαττωμάτων, αξιοποιεί τα ρυθμιζόμενα στοιχεία του κυκλώματος που διαθέτουν τη δυνατότητα μεταβολής υπό ψηφιακό έλεγχο. Κατάλληλα σχεδιασμένος αλγόριθμος διόρθωσης εξετάζει αν συντρέχει ανάγκη αποκατάστασης των επιδόσεων και προσδιορίζει την κατάσταση λειτουργίας στην οποία εξασφαλίζεται η επιθυμητή διόρθωση, ενεργοποιώντας τη μετάπτωση του κυκλώματος στην κατάσταση αυτή θέτοντας κατάλληλες τιμές στα σήματα ελέγχου του ρυθμιζόμενου στοιχείου. Η εφαρμογή της τεχνικής σε τυπικό διαφορικό μίκτη RF έδειξε υψηλή κάλυψη ελαττωμάτων και αξιόλογη μείωση της απώλειας κατασκευαστικής απόδοσης. Επιπλέον, παρατηρήθηκε σημαντική βελτίωση της ακρίβειας πρόγνωσης των χαρακτηριστικών επίδοσης.

Προτάθηκε, επίσης, τεχνική μέτρησης συνεχών τάσεων η οποία αντιμετωπίζει το πρόβλημα της έλλειψης άμεσης πρόσβασης στα παρατηρήσιμα μεγέθη που απαρτίζουν την απόκριση εναλλακτικού ελέγχου μικτών ραδιοσυχνοτήτων. Η αξιολόγηση της μεθόδου πραγματοποιήθηκε με την εφαρμογή της σε τυπικό διαφορικό μίκτη RF ο οποίος προσομοιώθηκε υπό ακραίες παραμετρικές διακυμάνσεις και ανομοιομορφίες μεταξύ των ηλεκτρονικών του διατάξεων. Παρατηρήθηκε σημαντική μείωση της απώλειας κατασκευαστικής απόδοσης, συγκρίσιμη με την περίπτωση διενέργειας της διαδικασίας διόρθωσης με βάση άμεσες μετρήσεις των παρατηρήσιμων τάσεων.

Τέλος, προτάθηκε μεθοδολογία βελτιστοποίησης της αποδοτικότητας του εναλλακτικού ελέγχου ορθής λειτουργίας. Η μεθοδολογία συνίσταται στη μείωση της πολυπλοκότητας του ελέγχου με την μείωση του αριθμού των παρατηρήσιμων τάσεων οι οποίες υπεισέρχονται στη διαδικασία πρόβλεψης των επιδόσεων του υπό έλεγχο κυκλώματος, χωρίς σημαντική αύξηση του σφάλματος πρόγνωσης. Η προταθείσα προσέγγιση εξασφαλίζει μείωση του κόστους ελέγχου, με τη μείωση της πολυπλοκότητας και της χρονικής διάρκειας που απαιτείται για τη διενέργειά του.

Ανοικτά θέματα τα οποία θα άξιζαν, μελλοντικά, περαιτέρω διερεύνησης είναι τα ακόλουθα:

- Οι τεχνικές που προτάθηκαν εστιάστηκαν στον έλεγχο ορθής λειτουργίας και στη διόρθωση των επιδόσεων συγκεκριμένης βαθμίδας. Θα είχε, ίσως, ενδιαφέρον να διερευνηθεί η δυνατότητα εφαρμογής των τεχνικών αυτών στο σύνολο των βαθμίδων ενός πομποδέκτη, καθώς αναμένεται μεγαλύτερη ευελιξία στην επίτευξη συγκεκριμένων επιδόσεων σε επίπεδο συστήματος. Στην περίπτωση αυτή, η δυνατότητα αντιστάθμισης των αδυναμιών μιας βαθμίδας φτωχών επιδόσεων από μίαν άλλη βαθμίδα με επιδόσεις άνω της αναμενόμενης τιμής θα μπορούσε να οδηγήσει σε ακόμα μεγαλύτερη μείωση της παραμετρικής απώλειας κατασκευαστικής απόδοσης.
- Η μεθοδολογία βελτιστοποίησης του εναλλακτικού ελέγχου μέσω της μείωσης των παρατηρήσιμων μεγεθών θα μπορούσε να επεκταθεί και σε άλλα ρυθμιζόμενα κυκλώματα RF, πέραν των μικτών.
- Οι διακριτές τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων που εξετάστηκαν κατανέμονται ομοιόμορφα σε ίσα βήματα κατά μήκος της περιοχής μεταβολής τους. Η εφαρμογή αλγορίθμων επιλογής με συνάρτηση κόστους την βελτίωση της παραμετρικής απόδοσης θα μπορούσε, ενδεχομένως, να οδηγήσει στη μεγιστοποίηση της τελευταίας, υποδεικνύοντας τις βέλτιστες διακριτές τιμές των ρυθμιζόμενων στοιχείων του κυκλώματος.

- Οι τεχνικές που προτάθηκαν αφορούν τον έλεγχο και τη διόρθωση των επιδόσεων RF κυκλωμάτων αμέσως μετά την κατασκευή τους, και πριν διατεθούν στην αγορά. Θα είχε ενδιαφέρον να διερευνηθεί η εφαρμογή τους και σε μεταγενέστερες φάσεις του κύκλου ζωής του κυκλώματος, για την αποκατάσταση της απώλειας λειτουργικότητας που οφείλεται σε φαινόμενα γήρανσης, σε υπερθέρμανση, κ.λπ.
- Σε επέκταση της προηγούμενης προοπτικής, θα μπορούσε ακόμα να διερευνηθεί η δυνατότητα εφαρμογής των τεχνικών που προτάθηκαν στον εν λειτουργία (online) έλεγχο και διόρθωση των επιδόσεων.
- Τέλος, θα μπορούσε να εξεταστεί η δυνατότητα εφαρμογής των πιο πάνω τεχνικών στην περίπτωση προσαρμοστικών κυκλωμάτων ή συστημάτων, για την εξασφάλιση της αυτόματης προσαρμογής των επιδόσεών τους στον στιγμιαίο φόρτο εργασίας με σκοπό τη μείωση της κατανάλωσης ισχύος.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός όρος
Adjustable	Ρυθμιζόμενος
Amplitude Detector	Φωρατής Πλάτους
Annealing	Ανόπτηση
Balanced	Ισοσταθμισμένος
Baseband	Βασική Ζώνη
Behavioral Model	Μοντέλο Συμπεριφοράς
Binning	Διαλογή
Bridging	Γεφύρωμα
Built-In Test	Ενσωματωμένος Έλεγχος
Bus	Δίαυλος
Cardinality	Πληθάριθμος
Carrier	Φέρον
Chip	Ολοκληρωμένο
Circuit Under Test	Κύκλωμα υπό Έλεγχο
Classification	Κατηγοριοποίηση
Co-Design	Συσχεδίαση
Coefficient of Determination	Συντελεστής Προσδιορισμού
Compression	Συμπύεση
Controllability	Ελεγχιμότητα
Counter	Απαριθμητής
Cross Validation	Αντεπικύρωση
Current Sensing Circuit	Κύκλωμα Παρακολούθησης Ρεύματος
Current-Starved Inverter	Αναστροφέας Περιορισμένου Ρεύματος
Curse of Dimensionality	Κατάρα της Διαστατικότητας
Curve Fitting	Προσαρμογή Καμπύλης
Data Converter	Μετατροπέας Δεδομένων
Defect-free	Ελεύθερος Ελαττωμάτων
Defective	Ελαττωματικός
Degeneration	Εκφυλισμός
Deposition	Απόθεση
Detector	Φωρατής
Device Under Test	Διάταξη υπό Έλεγχο
Die	Ψηφίδα
Digitizer	Ψηφιοποιητής
Double-Ended	Δίπλευρος
Drain	Εκροή (ή Απαγωγός)
Embedded	Ενσωματωμένος
Etching	Χάραξη
Extrapolation	Παρέκταση
Fault Coverage	Κάλυψη Σφαλμάτων
Fault Diagnosis	Διάγνωση Σφαλμάτων
Feedback	Ανάδραση (Ανατροφοδότηση)
Feedthrough	Διατροφοδότηση
Floating Search	Πλωτή Αναζήτηση
Functional Test	Λειτουργικός Έλεγχος

συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα ...

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ (συνέχεια)

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός όρος
Gain	Απολαβή
Greedy Algorithm	Άπληστος Αλγόριθμος
Hardware	Υλικό
Heterodyne	Ετερόδυνος
Hinge Function	Συνάρτηση Συναρμογής
Homodyne	Ομόδυνος
Hyperrectangle	Υπερορθογώνιο
Inductive Fault Analysis	Επαγωγική Ανάλυση Σφαλμάτων
Interface	Διεπαφή
Interferer	Παρεμβολέας
Intermediate Frequency	Ενδιάμεση Συχνότητα
Intermodulation	Ενδοδιαμόρφωση
Interpolation	Παρεμβολή
Inverter	Αναστροφέας
Ion Implantation	Εμφύτευση Ιόντων
Iterative	Επαναληπτικός
Knot	Κόμβος
Layout	Φυσικό Σχέδιο
Leakage Power	Ισχύς διαρροής
Loopback	Βρόχος Επιστροφής
Manufacturability	Κατασκευασιμότητα
Mismatch	Ανομοιομορφία
Mixed-Signal	Μικτό Σήμα (αναλογικό και ψηφιακό)
Mixer	Μίκτης
Nominal	Ονομαστικός
Norm	Νόρμα
Observability	Παρατηρησιμότητα
Observable	Παρατηρήσιμο μέγεθος
Observation	Παρατήρηση
Open	Ανοικτοκύκλωμα
Oscillator	Ταλαντωτής
Outlier	Έκτοπο
Overfitting	Υπερπροσαρμογή
Oversampling	Υπερδειγματοληψία
Package	Συσκευασία
Parametric Defect	Παραμετρικό Ελάττωμα
Peak Detector	Φωρατής Κορυφής
Phase Splitter	Διαχωριστής Φάσης
Photoresist	Φωτοαντιστατικό
Planarization	Επιπεδοποίηση
Power Set	Δυναμοσύνολο
Predictor Variable	Προβλέπουσα Μεταβλητή
Principal Component Analysis	Ανάλυση Κύριων Συνιστωσών
Propagation Delay	Καθυστέρηση Διάδοσης
Quiescent Point	Σημείο Ηρεμίας (ή Λειτουργίας)
Reactive Load	Άεργο Φορτίο
Reflected Pair	Ζεύγος από Ανάκλαση

συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα ...

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ (συνέχεια)

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός όρος
Regression	Παλινδρόμηση
Resolution	Ανάλυση
Response	Απόκριση
Ring Oscillator	Ταλαντωτής Δακτυλίου
Scan Test	Έλεγχος Σάρωσης
Scattering Parameters	Παράμετροι Σκέδασης
Self-Calibration	Αυτοδιόρθωση
Self-Mixing	Ιδιο-Μίξη
Sensor	Αισθητήρας
Sequential Backward Selection	Ανάστροφη Ακολουθιακή Επιλογή
Sequential Forward Selection	Πρόσθια Ακολουθιακή Επιλογή
Settling Time	Χρόνος Αποκατάστασης
Shallow Trench Isolation	Απομόνωση Ρηχών Τάφρων
Short (circuit)	Βραχυκύκλωμα
Shunt Resistance	Αντίσταση Βραχυκύκλωσης
Single-ended	Μονόπλευρος
Singular	Ιδιάζων
Smoothing	Εξομάλυνση
Software	Λογισμικό
Source	Πηγή
Specifications	Προδιαγραφές
Spectrum Analyzer	Αναλυτής Φάσματος
Spline	Ιχνηθέτης
Spot Defect	Σημειακό Ελάττωμα
Standalone	Αυτόνομος
Stimulus	Διέγερση
Strain	Διάταση
Structural Defect	Ελάττωμα Δομής
Superheterodyne	Υπερετεροδύνος
Supervised Learning	Επιβλεπόμενη Μάθηση
Switching	Μεταγωγή
Systematic Error	Συστηματικό Σφάλμα
Training	Εκμάθηση
Transceiver	Πομποδέκτης
Transmission Gate	Πύλη Διέλευσης
Tuning Range	Περιοχή Ρύθμισης
Two-Tone Test	Έλεγχος Δύο Τόνων
Variable Selection	Επιλογή Μεταβλητών
Volatile	Πτητικός
Voltage-Controlled Oscillator	Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση
Wafer	Δισκίο
Worst Case Analysis	Ανάλυση Χείριστης Περίπτωσης

ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

1-dB CP	1-dB Gain Compression Point
ABM	Analog Boundary Module
ADC	Analog to Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ATE	Automatic Test Equipment
ATPG	Automatic Test Pattern Generation
ATR	Alternate Test Response
BIST	Built-In Self Test
BIT	Built-In Test
BTI	Bias-Temperature Instability
CAD	Computer Aided Design
CMOS	Complementary MOS
CUT	Circuit Under Test
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DOT	Defect-Oriented Testing
DSP	Digital Signal Processor
DUT	Device Under Test
EUV	Extreme Ultra-Violet
FOM	Figure Of Merit
I/O	Input/Output
IC	Integrated Circuit
IF	Intermediate Frequency
IFA	Inductive Fault Analysis
IM	Intermodulation
IP3	Third order Intercept Point
ITRS	International Technology Roadmap for Semiconductors
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LPF	Low Pass Filter
MARS	Multivariate Adaptive Regression Splines
MOSFET (MOS)	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NF	Noise Figure
PA	Power Amplifier
PAE	Power-Added Efficiency
PCA	Principal Component Analysis
PVT	Process Voltage-supply Temperature (variations in)
RF	Radio Frequency
RFIC	Radio Frequency Integrated Circuit
RMS	Root Mean Square
SAW	Surface Acoustic Wave
SBS	Sequential Backward Selection
SFS	Sequential Forward Selection
SiP	System in Package
SNR	Signal to Noise Ratio

συνεχίζεται στην επόμενη σελίδα ...

ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ (συνέχεια)

SoC	System on Chip
STI	Shallow Trench Isolation
TOI	Third Order Intercept point
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

ΤΡΙΓΩΝΟΜΕΤΡΙΚΕΣ ΤΑΥΤΟΤΗΤΕΣ

$$\bullet \cos\theta\cos\phi = \frac{1}{2}[\cos(\theta - \phi) + \cos(\theta + \phi)]$$

$$\bullet \cos^2\theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$$

$$\bullet \cos^3\theta = \frac{\cos 3\theta + 3\cos\theta}{4}$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΚΑΤΕΥΘΥΝΤΙΚΟΥ ΣΥΖΕΥΚΤΗ

Τα χαρακτηριστικά μεγέθη που περιγράφουν τη συμπεριφορά ενός κατευθυντικού συζεύκτη ορίζονται ως εξής (βλπ και Σχήμα II.1):

- Παράγοντας σύζευξης (coupling factor)

$$C = -10 \log \left(\frac{P_3}{P_1} \right) \quad (\text{II.1})$$

- Απώλεια εισαγωγής (insertion loss)

$$L_i = -10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad (\text{II.2})$$

- Απώλεια σύζευξης (coupling loss)

$$L_c = -10 \log \left(\frac{P_1 - P_3}{P_1} \right) \quad (\text{II.3})$$

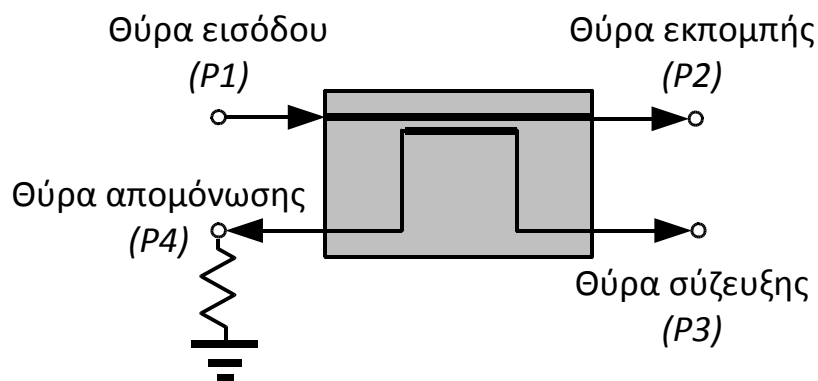
- Απομόνωση (isolation)

$$I_{4,1} = -10 \log \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \quad (\text{II.4})$$

$$I_{3,2} = -10 \log \left(\frac{P_3}{P_2} \right) \quad (\text{II.5})$$

- Κατευθυντικότητα (directivity)

$$D = -10 \log \left(\frac{P_4}{P_3} \right) \quad (\text{II.6})$$



Σχήμα II.1: Αναπαράσταση κατευθυντικού συζεύκτη

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

ΑΠΟΔΕΙΞΗ ΤΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ (7.4), (7.6) ΚΑΙ (7.7)

- Απόδειξη της σχέσης (7.4):

Αρκεί να υπολογιστεί το άθροισμα $\sum_{n=1}^N \left[\binom{N}{n} n \right]$.

Έχουμε:

$$\sum_{n=1}^N \left[\binom{N}{n} n \right] = \binom{N}{1} \cdot 1 + \sum_{n=2}^N \left[\binom{N}{n} n \right] = N + \sum_{n=2}^N \left[\binom{N}{n} n \right]. \quad (\text{III.1})$$

Ισχύει η ταυτότητα της απορρόφησης (absorption identity) $\binom{N}{n} n = N \binom{N-1}{n-1}$, με τη βοήθεια της οποίας η (III.1) γράφεται:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N \left[\binom{N}{n} n \right] &= N + \sum_{n=2}^N \left[N \binom{N-1}{n-1} \right] = N \left[1 + \sum_{n=2}^N \binom{N-1}{n-1} \right] = \\ &= N \left[1 + \sum_{n-1=1}^{N-1} \binom{N-1}{n-1} \right] = N [1 + (2^{N-1} - 1)] = N \cdot 2^{N-1} \blacksquare \end{aligned}$$

- Απόδειξη της σχέσης (7.6):

Αρκεί να υπολογιστεί το άθροισμα $\sum_{i=0}^N [(N-i)(i+1)]$.

Έχουμε:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^N [(N-i)(i+1)] &= \sum_{i=0}^N [(N-i)i] + \sum_{i=0}^N (N-i) = \\ &= \sum_{i=0}^N [(N-i)i] + \frac{N(N+1)}{2}. \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Αλλά:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^N [(N-i)i] &= \sum_{i=1}^N [(N-i)i] = \\ &= 1 \cdot (N-1) + 2 \cdot (N-2) + 3 \cdot (N-3) + \dots + N \cdot (N-N) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= 1N + 2N + 3N + \cdots + NN - (1^2 + 2^2 + 3^2 + \cdots + N^2) = \\
&= N(1 + 2 + 3 + \cdots + N) - (1^2 + 2^2 + 3^2 + \cdots + N^2) = \\
&= N \frac{N(N+1)}{2} - \frac{N(N+1)(2N+1)}{6} = \\
&= \frac{1}{6}(N-1)N(N+1). \tag{III.3}
\end{aligned}$$

Με τη βοήθεια της (III.3) η (III.2) γράφεται:

$$\begin{aligned}
\sum_{i=0}^N [(N-i)(i+1)] &= \sum_{i=0}^N [(N-i)i] + \frac{N(N+1)}{2} = \\
&= N \frac{N(N+1)}{2} - \frac{N(N+1)(2N+1)}{6} + \frac{N(N+1)}{2} = \\
&= \frac{1}{6}N(N+1)(N+2) \blacksquare
\end{aligned}$$

• **Απόδειξη της σχέσης (7.7):**

Αρκεί να υπολογιστεί το άθροισμα $\sum_{i=0}^N [(N-i)(N-i-1)]$.

Έχουμε [με τη βοήθεια και της (III.3)]:

$$\begin{aligned}
\sum_{i=0}^N [(N-i)(N-i-1)] &= (N-1) \sum_{i=0}^N (N-i) - \sum_{i=0}^N [(N-i)i] = \\
&= (N-1) \frac{N(N+1)}{2} - \frac{1}{6}(N-1)N(N+1) = \\
&= \frac{1}{2}(N-1)N(N+1) - \frac{1}{6}(N-1)N(N+1) = \frac{1}{3}(N-1)N(N+1) \blacksquare
\end{aligned}$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ IV

ΠΟΛΥΜΕΤΑΒΛΗΤΟΙ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΙ ΙΧΝΗΘΕΤΕΣ ΠΑΛΙΝΔΡΟΜΗΣΗΣ (Multivariate Adaptive Regression Splines)

• Γενικά

Οι *πολυμεταβλητοί προσαρμοστικοί ιχνηθέτες παλινδρόμησης* (multivariate adaptive regression splines, MARS) είναι μια μορφή *παλινδρόμησης* (regression) η οποία προτάθηκε από τον J. Friedman το 1991 [69].

Η παλινδρόμηση χρησιμοποιείται ευρύτατα για την *πρόβλεψη* μιας μεταβλητής (μεταβλητή απόκρισης, response variable) με βάση τις τιμές άλλων μεταβλητών (επεξηγηματικές μεταβλητές, explanatory variables). Οι τεχνικές παλινδρόμησης έχουν ως σκοπό τον προσδιορισμό μιας συνάρτησης (πολλών μεταβλητών, στη γενική περίπτωση) η οποία να περιγράφει τη σχέση μεταξύ της μεταβλητής απόκρισης και των επεξηγηματικών μεταβλητών, και διακρίνονται σε *παραμετρικές* [139] και *μη παραμετρικές* [177]. Στην πρώτη κατηγορία, στην οποία περιλαμβάνονται η γραμμική παλινδρόμηση και η παλινδρόμηση ελάχιστων τετραγώνων, η συνάρτηση παλινδρόμησης ορίζεται μέσω ενός πεπερασμένου αριθμού παραμέτρων οι οποίες προσδιορίζονται από τα δεδομένα, υποθέτοντας συγκεκριμένη σχέση μεταξύ της μεταβλητής απόκρισης και των επεξηγηματικών μεταβλητών. Στην περίπτωση των μη παραμετρικών τεχνικών παλινδρόμησης, αντίθετα, η συνάρτηση παλινδρόμησης είναι μέλος ενός απειροσυνόλου καθορισμένων συναρτήσεων, καθώς καμία αρχική υπόθεση για τη σχέση απόκρισης-επεξηγηματικών μεταβλητών δεν είναι αναγκαία.

• Σχέση με την προσαρμογή καμπύλης

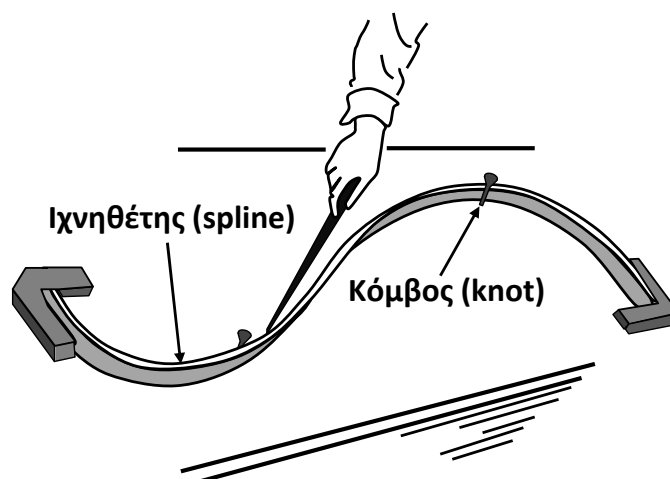
Ο όρος *προσαρμογή καμπύλης* (curve fitting) αναφέρεται στη διαδικασία χάραξης μιας καμπύλης η οποία, υπό συγκεκριμένους περιορισμούς, προσεγγίζει ένα δεδομένο σύνολο σημείων. Η προσαρμογή καμπύλης μπορεί να αφορά *παρεμβολή* (interpolation), κατά την οποία η προκύπτουσα καμπύλη οφείλει να περιλαμβάνει το αρχικό σύνολο σημείων, ή *εξομάλυνση* (smoothing), κατά την οποία η καμπύλη αποτελεί προσέγγιση των σημείων αυτών. Είναι φανερό ότι η διαδικασία της παλινδρόμησης για συναρτήσεις μιας μεταβλητής σχετίζεται με την προσαρμογή καμπύλης. Επιπλέον, η διαδικασία της παλινδρόμησης ποσοτικοποιεί την αβεβαιότητα η οποία αντιστοιχεί σε μια καμπύλη που προκύπτει κατόπιν προσαρμογής σε σημεία των οποίων οι συντεταγμένες έχουν προκύψει από μετρήσεις παρουσία τυχαίων σφαλμάτων.

• Ορολογία

Μεγάλο μέρος της ορολογίας που χρησιμοποιείται στην παλινδρόμηση με πολυμεταβλητούς προσαρμοστικούς ιχνηθέτες προέρχεται από τη διαδικασία προσαρμογής καμπύλης, εξαιτίας της σχέσης της με αυτήν.

Κατά την εποχή πριν την εμφάνιση των τεχνικών CAD (computer aided design) η προσαρμογή καμπύλης, για τις ανάγκες κυρίως του τεχνικού σχεδίου, γινόταν μέσω λεπτών ξύλινων ή μεταλλικών ελασμάτων (*splines*^{IV.1}) [178] τα οποία αποτελούσαν τους *ιχνηθέτες* για τη χάραξη των επιθυμητών γραμμών, κατά το Σχήμα IV.1. Η καμπυλότητα των ιχνηθετών καθοριζόταν με την πάκτωση συγκεκριμένων σημείων τους με τη βοήθεια *κόμβων* (knots), όπως φαίνεται στο ίδιο σχήμα. Για τους συγκεκριμένους ιχνηθέτες οι νόμοι της φυσικής επιβάλλουν κατά προσέγγιση τμηματικά κυβική μορφή με συνεχή δεύτερη παράγωγο [178].

^{IV.1} Στην ελληνική βιβλιογραφία ο όρος συνηθίζεται να παραμένει αμετάφραστος. Στην παρούσα εργασία τολμούμε να προτείνουμε τον όρο *ιχνηθέτες*.



Σχήμα IV.1: Προέλευση των όρων spline (ιχνηθέτης) και knot (κόμβος)

Παρόλο που η χρήση κυβικών ιχνηθετών είναι συμβατή με τη διαδικασία MARS, στην πράξη χρησιμοποιούνται γραμμικοί ιχνηθέτες, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

- **Γραμμική προσαρμογή**

Έστω το διάνυσμα

$$\mathbf{w} = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_n \end{pmatrix}. \quad (\text{IV.1})$$

Ορίζουμε τον πίνακα

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_m \end{pmatrix}, \quad (\text{IV.2})$$

όπου m ο αριθμός των παρατηρήσεων (observations) του διανύσματος \mathbf{w} με βάση τις οποίες θα πραγματοποιηθεί η προσαρμογή.

Ορίζουμε, επίσης, το διάνυσμα

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{pmatrix}, \quad (\text{IV.3})$$

για το οποίο το στοιχείο y_i αναφέρεται στην εκτιμώμενη τιμή (δηλαδή, στην πρόγνωση) που αντιστοιχεί στην παρατήρηση \mathbf{x}_i .

Οι γραμμές του διανύσματος

$$\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y} = \begin{pmatrix} \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_1 - y_1 \\ \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_2 - y_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_m - y_m \end{pmatrix}, \quad (\text{IV.4})$$

αντιστοιχούν στο σφάλμα μεταξύ της πραγματικής και της εκτιμώμενης τιμής όπως αυτό προκύπτει για το διάνυσμα παρατήρησης \mathbf{x}_i .

Σκοπός της διαδικασίας προσαρμογής είναι η ελαχιστοποίηση του τετραγώνου του ευκλείδειου μέτρου (ή, αλλιώς, της L_2 νόρμας^{IV.2})

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^m (\mathbf{w} \cdot \mathbf{x}_i - y_i)^2 = \|\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y}\|_2^2, \quad (\text{IV.5})$$

για την οποία ισχύει η ισοδύναμη έκφραση^{IV.3}

$$\varepsilon = (\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y})^T (\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y}) = \mathbf{w}^T \mathbf{X}^T \mathbf{w} - 2\mathbf{w}^T \mathbf{X}^T \mathbf{y} + \mathbf{y}^T \mathbf{y}, \quad (\text{IV.6})$$

από την οποία η απαίτηση για μηδενική πρώτη παράγωγο ως προς \mathbf{w} δίνει

$$2\mathbf{X}^T \mathbf{X}\mathbf{w} - 2\mathbf{X}^T \mathbf{y} = 0. \quad (\text{IV.7})$$

Η τελευταία δίνει, ισοδύναμα,

$$(\mathbf{X}^T \mathbf{X})\mathbf{w} = \mathbf{X}^T \mathbf{y}, \quad (\text{IV.8})$$

ή

$$\mathbf{w} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y}, \quad (\text{IV.9})$$

όπου $(\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T$ ο ψευδοαντίστροφος του πίνακα \mathbf{X} .

Η εξίσωση (IV.9) – που, για να είναι επιλύσιμη, απαιτεί την ύπαρξη του ψευδοαντίστροφου του πίνακα των παρατηρήσεων – παρέχει τον τρόπο υπολογισμού των εκτιμήσεων (ή, αλλιώς, προβλέψεων) \mathbf{y} για το διάνυσμα \mathbf{w} με βάση τις παρατηρήσεις που περιλαμβάνονται στον πίνακα \mathbf{X} .

• Γραμμικοί ιχνηθέτες

Ας υποθεθεί πως επιδιώκουμε την παλινδρόμηση συνάρτησης $y = f(x)$ με βάση τις παρατηρήσεις που αντιστοιχούν στα σημεία της γραφικής παράστασης του Σχήματος IV.2. Θα υποθέσουμε, ακόμη, πως οι κόμβοι k_1 και k_2 , οι οποίοι οριοθετούν τις περιοχές στις οποίες η συνάρτηση $f(x)$ εμφανίζει διαφορετική συμπεριφορά, είναι εκ των προτέρων γνωστοί.

Το πρόβλημα θα μπορούσε να επιλυθεί με την εφαρμογή γραμμικής προσαρμογής κατά τμήματα, όπως φαίνεται στο Σχήμα IV.2, η προκύπτουσα συνάρτηση, ωστόσο, πιθανόν να μην ήταν συνεχής. Η συνέχεια της συνάρτησης παλινδρόμησης μπορεί να εξασφαλισθεί με τη χρήση γραμμικών ιχνηθετών προκειμένου αυτή να εκφραστεί ως γραμμικός συνδυασμός τμηματικά ευθύγραμμων συναρτήσεων, ως εξής:

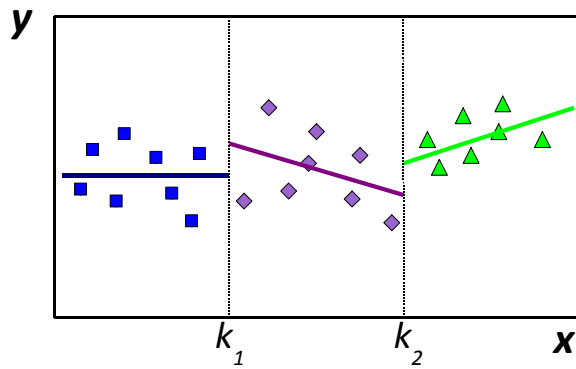
Ας ορίσουμε μια *συνάρτηση συναρμογής* (hinge function) ως εξής:

$$h(x) = (x - t)_+ = \begin{cases} x - t, & x > t \\ 0, & x \leq t \end{cases}, \quad (\text{IV.10})$$

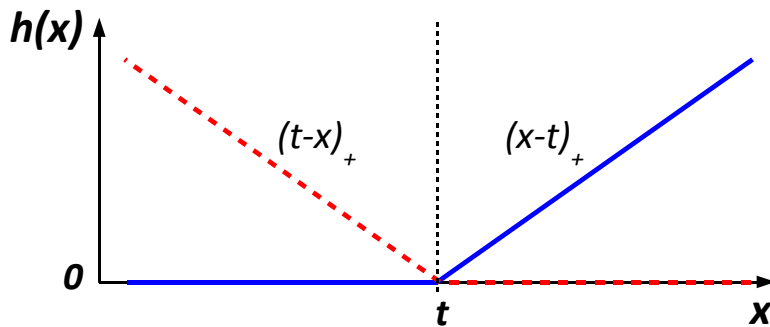
η γραφική παράσταση της οποίας έχει τις δύο εναλλακτικές μορφές του Σχήματος IV.3.

^{IV.2}Στη γενικότερη περίπτωση, με δεδομένο πραγματικό αριθμό $p \geq 1$ η L_p νόρμα του διανύσματος \mathbf{x} συμβολίζεται με $\|\mathbf{x}\|_p$ και ορίζεται από τη σχέση $\|\mathbf{x}\|_p = \left(\sum_{i=1}^m |x_i|^p \right)^{1/p}$, όπου m το πλήθος των συνιστωσών x_i του διανύσματος \mathbf{x} .

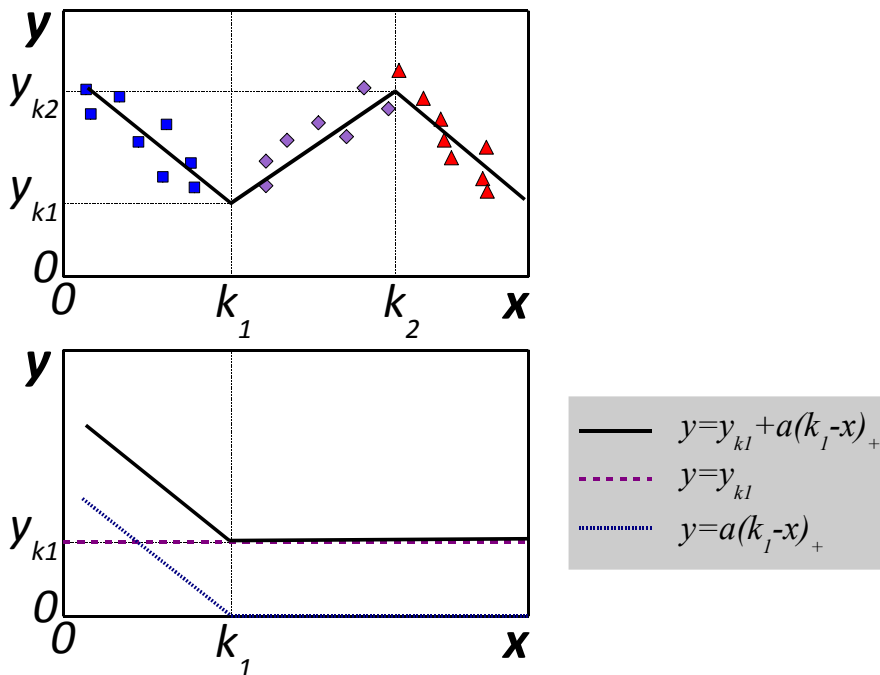
^{IV.3}Είναι γνωστό από τη γραμμική άλγεβρα ότι για την L_2 νόρμα διανύσματος \mathbf{x} ισχύει: $\|\mathbf{x}\|_2^2 = \mathbf{x}^T \mathbf{x}$, όπου \mathbf{x}^T το ανάστροφο διάνυσμα του \mathbf{x} .



Σχήμα IV.2: Γραμμική προσαρμογή καμπύλης, κατά τμήματα



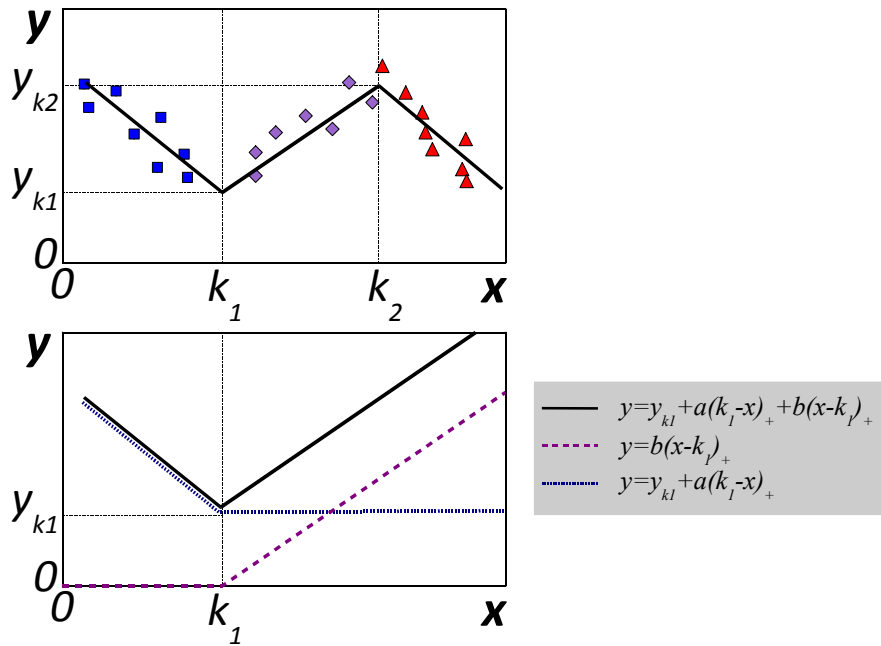
Σχήμα IV.3: Γραφικές παραστάσεις συναρτήσεων συναρμογής



Σχήμα IV.4: Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (1/3)

Κάθε τμηματικά ευθύγραμμη συνάρτηση μπορεί να γραφτεί ως το άθροισμα ενός σταθερού όρου και του γραμμικού συνδυασμού κατάλληλων συναρτήσεων συναρμογής, οι οποίες μπορούν να αποτελέσουν συναρτήσεις βάσης στο χώρο των τμηματικά ευθύγραμμων συναρτήσεων, όπως θα δείξουμε στη συνέχεια.

Ας θεωρήσουμε την τμηματικά ευθύγραμμη συνάρτηση η οποία προσεγγίζει τις παρατηρήσεις που αντιστοιχούν στα σημεία της γραφικής παράστασης του Σχήματος IV.4.



Σχήμα IV.5: Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (2/3)

Για τιμές της ανεξάρτητης μεταβλητής x μικρότερες της τιμής του κόμβου k_1 η συνάρτηση παλινδρόμησης μπορεί να γραφεί, με βάση και το Σχήμα IV.4, ως

$$f(x) = y = y_{k1} + a(k_1 - x)_+, \quad (IV.11)$$

όπου y_{k1} σταθερός όρος και a σταθερός συντελεστής που καθορίζει την κλίση του αντίστοιχου τμήματος.

Τροποποιώντας την προηγούμενη έκφραση ώστε αυτή να περιγράφει και τιμές της ανεξάρτητης μεταβλητής x στο διάστημα μεταξύ των τιμών των δύο κόμβων, η συνάρτηση παλινδρόμησης μπορεί να γραφεί ως

$$f(x) = y = y_{k1} + a(k_1 - x)_+ + b(x - k_1)_+, \quad (IV.12)$$

σύμφωνα και με το Σχήμα IV.5, όπου b σταθερός συντελεστής που καθορίζει την κλίση του τμήματος μεταξύ των κόμβων.

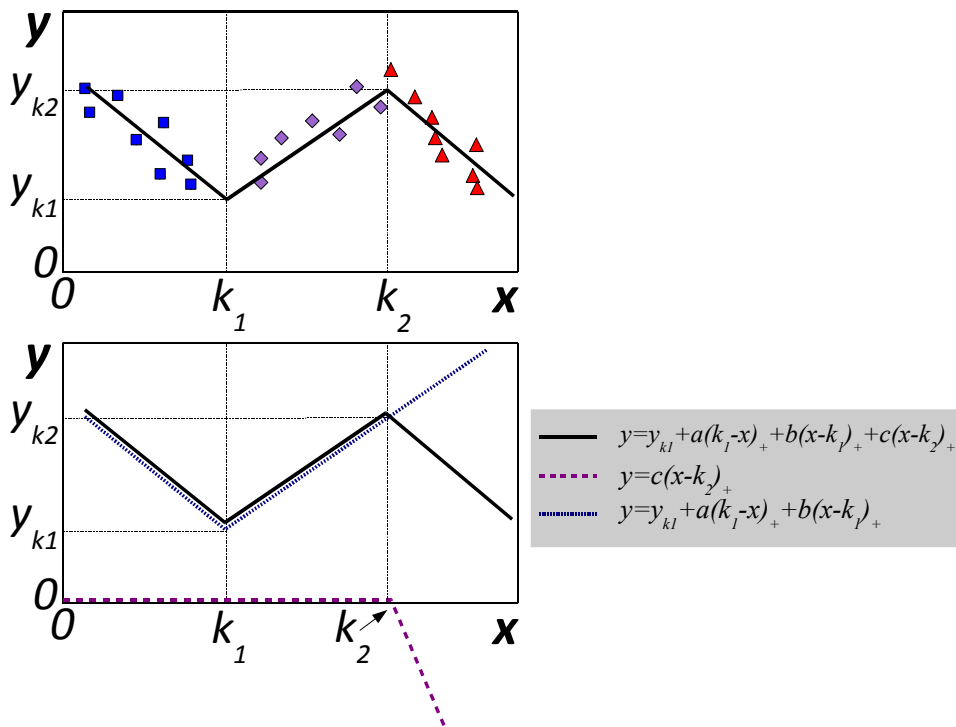
Η έκφραση της συνάρτησης παλινδρόμησης παίρνει την τελική της μορφή με την προσθήκη μιας ακόμη συνάρτησης συναρμογής, κατά το Σχήμα IV.6, ώστε

$$f(x) = y = y_{k1} + a(k_1 - x)_+ + b(x - k_1)_+ + c(x - k_2)_+, \quad (IV.13)$$

όπου ο σταθερός συντελεστής c , ο οποίος καθορίζει την κλίση του τμήματος που αντιστοιχεί σε τιμές της ανεξάρτητης μεταβλητής μεγαλύτερες του κόμβου k_2 , είναι αρνητικός στην περίπτωση του παραδείγματος που εξετάζουμε.

Αν υποθέσουμε ότι οι θέσεις των κόμβων είναι δεδομένες, το πρόβλημα της παλινδρόμησης ανάγεται στον προσδιορισμό του σταθερού όρου και των συντελεστών της (IV.13), ο οποίος είναι ισοδύναμος με την επίλυση του προβλήματος της γραμμικής προσαρμογής, στο οποίο ήδη αναφερθήκαμε, με την αντιστοίχιση κάθε σημείου παρατήρησης σε διάνυσμα της μορφής $\langle 1, x, (x - k_1)_+, (x - k_2)_+ \rangle$.

Η διαδικασία των πολυμεταβλητών προσαρμοστικών ιχνηθετών παλινδρόμησης βασίζεται, αφενός, στον αυτόματο προσδιορισμό των θέσεων των κόμβων και, αφετέρου, στην προσέγγιση της συνάρτησης παλινδρόμησης μέσω κατάλληλα επιλεγμένων συναρτήσεων συναρμογής, όπως θα περιγράψουμε αναλυτικότερα στη συνέχεια.



Σχήμα IV.6: Παράδειγμα αναπτύγματος τμηματικά ευθύγραμμης συνάρτησης σε γραμμικό συνδυασμό συναρτήσεων συναρμογής (3/3)

• Πολυμεταβλητοί προσαρμοστικοί ιχνηθέτες παλινδρόμησης (MARS)

Πρόκειται για μια προσαρμοστική διαδικασία επειδή, ακριβώς, η επιλογή των συναρτήσεων βάσης βασίζεται στα δεδομένα παρατήρησης. Χρησιμοποιεί έναν μη παραμετρικό (non parametric) αλγόριθμο ο οποίος λειτουργεί χωρίς να προβαίνει σε καμία αρχική υπόθεση για την υποκείμενη σχέση μεταξύ των ανεξάρτητων και των εξαρτημένων μεταβλητών. Η αποδοτικότητά του είναι ιδιαίτερα αυξημένη για προβλήματα με μεγάλο αριθμό διαστάσεων (εξαρτημένων μεταβλητών) και κυρίως για μη γραμμικές συναρτήσεις. Το βασικότερο πλεονέκτημα έγκειται στη δυνατότητα εκτίμησης της συνεισφοράς των συναρτήσεων βάσης ώστε να λαμβάνονται υπόψη τόσο προσθετικά φαινόμενα μεταξύ των ανεξάρτητων μεταβλητών όσο και πιθανές αλληλεπιδράσεις τους.

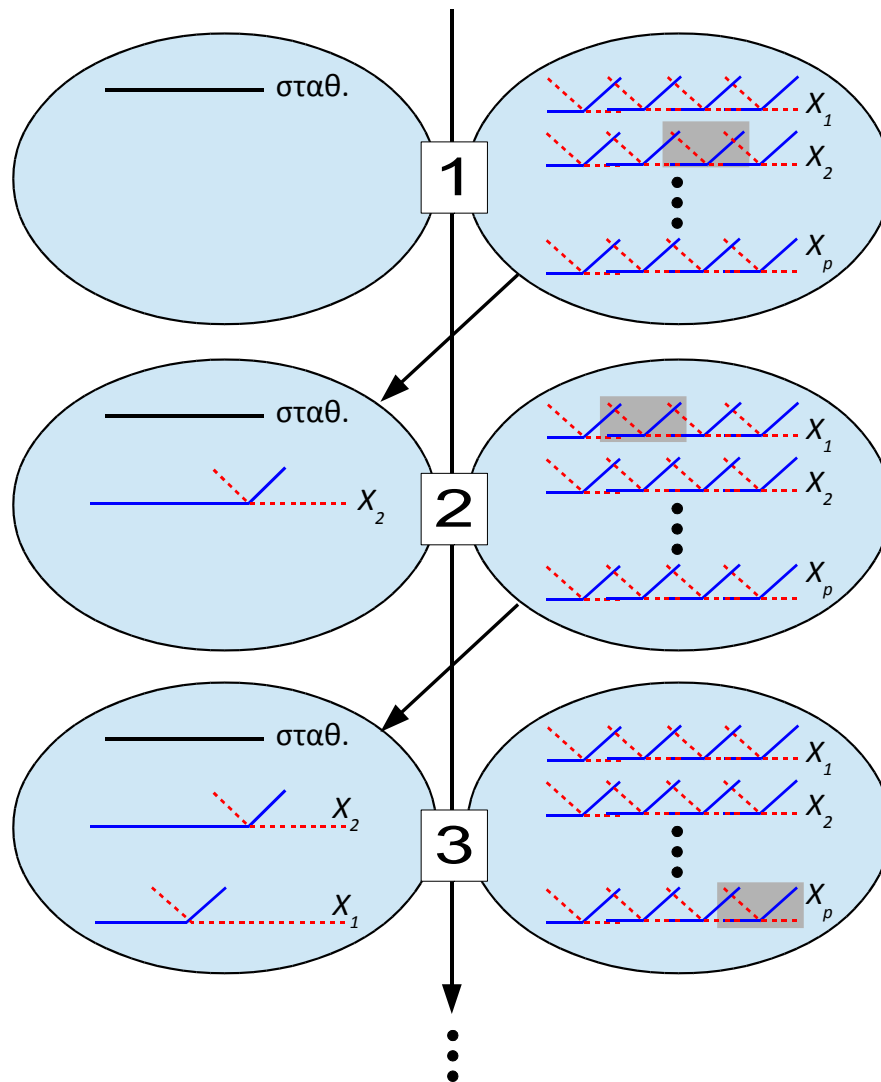
Η διαδικασία κατασκευής της συνάρτησης παλινδρόμησης (αλλιώς, μοντέλου) ακολουθεί μια μορφή εκμάθησης (training) για τη διεξαγωγή της οποίας είναι αναγκαία η προηγούμενη συλλογή σχετικά μεγάλου αριθμού παρατηρήσεων. Από τις παρατηρήσεις αυτές, μέρος μόνο χρησιμοποιείται για την εκμάθηση, ενώ οι υπόλοιπες χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο (testing) του μοντέλου σε κάθε φάση της επαναληπτικής διαδικασίας κατασκευής του. Σκοπός του ελέγχου είναι η αξιολόγηση της επίδοσής του – μέσω της σύγκρισης των πραγματικών (actual) τιμών των παρατηρήσεων ελέγχου με τις αντίστοιχες όπως προβλέπονται από το μοντέλο (predicted) – και η διόρθωση του μοντέλου, αν αυτό είναι απαραίτητο. Η ακολουθία εκμάθησης - ελέγχου διέπεται από μια διαδικασία αντεπικύρωσης (cross - validation), όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Μια σύντομη περιγραφή του μοντέλου παλινδρόμησης MARS έχει ως εξής [69, 139]:

Για κάθε εξαρτημένη μεταβλητή X_j (είσοδο) με κόμβους σε κάθε παρατήρηση x_{ij} σχηματίζονται ζεύγη από ανάκλαση (reflected pairs) συναρτήσεων συναρμογής της μορφής $(x - t)_+$ και $(t - x)_+$.

Το σύνολο των συναρτήσεων βάσης είναι, επομένως,

$$C = \{(X_j - t)_+, (t - X_j)_+\}, t \in \{x_{1j}, x_{2j}, \dots, x_{Nj}\}, j = 1, 2, \dots, p. \quad (IV.14)$$



Σχήμα IV.7: Αρχή λειτουργίας αλγορίθμου κατασκευής μοντέλου MARS [139]

Η διαδικασία κατασκευής του μοντέλου είναι παρόμοια με τη γραμμική παλινδρόμηση την οποία ήδη εξετάσαμε, με τη διαφορά ότι αντί των ίδιων των εισόδων χρησιμοποιούνται οι συναρτήσεις βάσης της (IV.14), οδηγώντας σε μοντέλο της μορφής

$$f(X) = \beta_0 + \sum_{m=1}^M \beta_m h_m(X), \quad (IV.15)$$

όπου $h_m(X) \in \mathcal{C}$, ή $h_m(X)$ γινόμενο συναρτήσεων του \mathcal{C} και M ο αριθμός των επαναληπτικών βημάτων του αλγορίθμου κατασκευής του μοντέλου.

Κατόπιν μιας συγκεκριμένης επιλογής για τις $h_m(X)$, οι συντελεστές β_m προκύπτουν μέσω γραμμικής προσαρμογής. Η επιλογή των $h_m(X)$ γίνεται με επαναληπτική διαδικασία η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα IV.7.

Η διαδικασία ξεκινά με μόνη τη σταθερή συνάρτηση $h_0(X) = 1$ να περιλαμβάνεται στο μοντέλο \mathcal{M} υπό κατασκευή. Σε κάθε βήμα, όλα τα γινόμενα των ζευγών από ανάκλαση που ανήκουν στο \mathcal{C} , πολλαπλασιασμένα με τις συναρτήσεις $h_m(X)$ που έχουν ήδη περιληφθεί στο μοντέλο \mathcal{M} , θεωρούνται ως υποψήφιες συναρτήσεις βάσης. Από όλες αυτές τις συναρτήσεις συμπεριλαμβάνεται, τελικά, στο μοντέλο \mathcal{M} ο όρος της μορφής

$$\hat{\beta}_{M+1} h_l(X) \cdot (X_j - t)_+ + \hat{\beta}_{M+2} h_l(X) \cdot (t - X_j)_+, h_l \in \mathcal{M}, \quad (IV.16)$$

ο οποίος προκαλεί τη μεγαλύτερη μείωση στο σφάλμα ελέγχου του μοντέλου, συγκρινόμενο με το σφάλμα που προκύπτει από τους λοιπούς υποψήφιους συνδυασμούς.

Η επαναληπτική διαδικασία τερματίζεται όταν ο αριθμός των συναρτήσεων βάσης που περιλαμβάνονται στο μοντέλο \mathcal{M} γίνει ίσος με μια προκαθορισμένη μέγιστη τιμή.

Με το πέρας της πιο πάνω διαδικασίας (πρόσθια φάση – forward phase) το μοντέλο που έχει παραχθεί αποτελείται, τυπικά, από μεγάλο αριθμό όρων (συναρτήσεων βάσης) οδηγώντας στο ανεπιθύμητο φαινόμενο της *υπερπροσαρμογής* (overfitting) των δεδομένων. Για το λόγο αυτό απαιτείται μια ανάστροφη φάση (backward phase) προκειμένου να αφαιρεθεί αριθμός συναρτήσεων βάσης. Και αυτή η φάση διενεργείται επαναληπτικά, με στόχο την απόρριψη σε κάθε βήμα της συνάρτησης βάσης η οποία έχει τη μικρότερη συνεισφορά στην ακρίβεια του μοντέλου. Με τον τρόπο αυτό ο πληθάρθρωτος (cardinality) του συνόλου των συναρτήσεων βάσης στο μοντέλο περιορίζεται σε λ , του οποίου η βέλτιστη (optimum) τιμή προκύπτει από ένα γενικευμένο κριτήριο αντεπικύρωσης (generalized cross-validation, GCV) της μορφής

$$GCV(\lambda) = \frac{\sum_{i=1}^N (y_i - \hat{f}_\lambda(x_i))^2}{\left(1 - \frac{M(\lambda)}{N}\right)^2}, \quad (\text{IV.17})$$

όπου \hat{f}_λ η συνάρτηση παλινδρόμησης που κατασκευάζεται από λ συναρτήσεις βάσης.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] United Microelectronics Corporation (UMC) website. [Online]. Available: <http://www.umc.com>
- [2] Cadence Design Systems Inc. website. [Online]. Available: <http://www.cadence.com>
- [3] MathWorks website. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com>
- [4] G. Jekabsons. (2011) ARESLab: Adaptive Regression Splines toolbox for Matlab/Octave. [Online]. Available: <http://www.cs.rtu.lv/jekabsons/>
- [5] B. Leung, *VLSI for Wireless Communication*. Springer, 2011.
- [6] B. Razavi, *RF microelectronics*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1998.
- [7] J. Rollett, "Stability and power-gain invariants of linear twoports," *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 29–32, 1962.
- [8] R. Gilmore and L. Besser, *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems: Active Circuits and Systems, Vol. 2*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2003.
- [9] H. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proceedings of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419 – 422, Jul. 1944.
- [10] V. D. Agrawal and F. Dai. RFIC Design and Testing for Wireless Communications: A tutorial presented at VLSI Design and Test Symp. (VDATE08).
- [11] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 3, no. 4, pp. 365 –373, Dec. 1968.
- [12] W. Sansen, "Distortion in elementary transistor circuits," in *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 1999, pp. 315–325.
- [13] A. Goyal, M. Swaminathan, and A. Chatterjee, "Self-calibrating embedded RF down-conversion mixers," in *Proc. IEEE Asian Test Symp. (ATS)*, Taichung, Taiwan, 2009, pp. 249–254.
- [14] A. Halder, S. Bhattacharya, and A. Chatterjee, "Automatic multitone alternate test generation for RF circuits using behavioral models," in *Proc. 2003 Int. Test Conference (ITC 2003)*, Charlotte, NC, USA, 2003, pp. 665–673.
- [15] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Second Edition (Artech House Microwave Library)*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2006.
- [16] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, ser. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. McGraw-Hill Education, 2000.
- [17] A. Agarwal and J. Lang, *Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits*, ser. The Morgan Kaufmann Series in Computer Architecture and Design. Elsevier Science, 2005.
- [18] J. Tang, D. Kasperkovitz, and A. Roermund, *High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers*, ser. The Springer International Series in Engineering and Computer Science, vol. 748. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [19] J. McNeill and D. Ricketts, *The Designer's Guide to Jitter in Ring Oscillators*, ser. The Designer's Guide Book Series. Springer London, Limited, 2009.
- [20] N. Mahapatra, S. Garimella, and A. Tareen, "An empirical and analytical comparison of delay elements and a new delay element design," in *Proc. IEEE Computer Society Workshop on VLSI*, 2000, pp. 81–86.
- [21] M. Gaynor, *System-in-Package RF Design and Applications*, ser. Artech House microwave library. Artech House, 2007.
- [22] J. Laskar, B. Matinpour, and S. Chakraborty, *Modern Receiver Front-Ends: Systems, Circuits, and Integration*. Wiley, 2004.
- [23] L. Dermentzoglou, "A defect oriented approach for testing RF front-ends of wireless transceivers," Ph.D. dissertation, Department of Informatics & Telecommunications, National and Kapodistrian University of Athens, Athens, Greece, Dec. 2010.
- [24] A. Grochowski, D. Bhattacharya, T. R. Viswanathan, and K. Laker, "Integrated circuit testing for quality assurance in manufacturing: history, current status, and future trends," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 44, no. 8, pp. 610–633, 1997.

- [25] SIA - The International Technology Roadmap for Semiconductors. [Online]. Available: <http://public.itrs.net>
- [26] L. Wang, C. Wu, and X. Wen, *VLSI Test Principles and Architectures: Design for Testability*, ser. Systems on Silicon. Elsevier Science, 2006.
- [27] S. Sengupta, S. Kundu, S. Chakravarty, P. Parvathala, R. Galivanche, G. Kosonocky, M. Rodgers, and T. M. Mak, "Defect-based test: A key enabler for successful migration to structural test," *Intel Technol. J.*, no. Q1, pp. 1–14, 1999.
- [28] L. Wang, C. Stroud, and N. Toubia, *System-On-Chip Test Architectures: Nanometer Design for Testability*, ser. Morgan Kaufmann Series in Systems on Silicon. Elsevier Science Ltd., 2008.
- [29] A. Goyal, "Methodologies for low-cost testing and self-healing of RF systems," Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, USA, Aug. 2011.
- [30] V. Agrawal, *Essentials of Electronic Testing for Digital, Memory, and Mixed-Signal VLSI Circuits*, ser. Frontiers in Electronic Testing. Springer, 2000.
- [31] J. Kelly, *Advanced production testing of RF, SoC, and SiP devices*, ser. Artech House microwave library. Artech House, 2007.
- [32] J. Ferrario, R. Wolf, and S. Moss, "Architecting millisecond test solutions for wireless phone RFICs," in *Proc. IEEE Int. Test Conf. (ITC)*, 2002, pp. 1151–1158.
- [33] K. Schaub and J. Kelly, *Production Testing of RF and System-On-a-Chip Devices for Wireless Communications*, ser. Artech House microwave library. Artech House, 2004.
- [34] P. Vizmuller, *Radio Frequency Design Guide*, ser. Artech House Antennas and Propagation Library. Artech House, Inc., 1995.
- [35] R. Witte, *Spectrum and network measurements*. Prentice Hall PTR, 1991.
- [36] M. Sachdev and J. P. de Gyvez, *Defect-Oriented Testing for Nano-Metric CMOS VLSI Circuits*. New York: Springer, 2007.
- [37] H. G. Stratigopoulos, S. Mir, E. Acar, and S. Ozev, "Defect filter for alternate RF test," in *Proc. IEEE European Test Symp.*, 2009, pp. 161–166.
- [38] N. Kupp, P. Drineas, M. Slamani, and Y. Makris, "Confidence estimation in non-RF to RF correlation-based specification test compaction," in *Proc. 13th European Test Symp. (ETS)*, 2008, pp. 35–40.
- [39] S. S. Akbay and A. Chatterjee, "Fault-based alternate test of RF components," in *Proc. IEEE Int. Conf. Computer Design (ICCD)*, 2007, pp. 518–525.
- [40] J. C. M. Li and E. J. McCluskey, "IDDQ data analysis using current signature," in *Proc. IEEE Int. Workshop IDDQ Testing*, 1998, pp. 37–42.
- [41] L. E. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, and Y. Tsiatouhas, "A built-in-test circuit for RF differential low noise amplifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 57, no. 7, pp. 1549–1558, 2010.
- [42] K. Suenaga, R. Picos, S. Bota, M. Roca, E. Isern, and E. Garcia-Moreno, "Parametrical fault test of CMOS LNA," in *Proc. 7th Int. Caribbean Conf. Devices, Circuits and Systems (ICCDACS)*, 2008, pp. 1–6.
- [43] J. P. Shen, W. Maly, and F. J. Ferguson, "Inductive fault analysis of MOS integrated circuits," *IEEE Des. Test. Comput.*, vol. 2, no. 6, pp. 13–26, 1985.
- [44] T. Olbrich, J. Pérez, I. A. Grout, A. M. D. Richardson, and C. Ferrer, "Defect-oriented vs schematic-level based fault simulation for mixed-signal ICs," in *Proc. Int. Test Conf.*, 1996, pp. 511–520.
- [45] W. Maly, A. Strojwas, and S. Director, "VLSI yield prediction and estimation: A unified framework," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 5, no. 1, pp. 114–130, 1986.
- [46] K. Huang, H. G. Stratigopoulos, S. Mir, C. Hora, Y. Xing, and B. Kruseman, "Diagnosis of local spot defects in analog circuits," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 61, no. 10, pp. 2701–2712, 2012.
- [47] K. Lakshmikumar, R. Hadaway, and M. Copeland, "Characterisation and modeling of mismatch in MOS transistors for precision analog design," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 21, no. 6, pp. 1057–1066, 1986.
- [48] D. Schroder and J. Babcock, "Negative bias temperature instability: Road to cross in deep submicron silicon semiconductor manufacturing," *Journal of Applied Physics*, vol. 94, no. 1, pp. 1–18, 2003.

- [49] Y. Tsividis, *Operation and modeling of the MOS transistor*, ser. McGraw-Hill series in electrical engineering: VLSI. McGraw-Hill, 1987.
- [50] K. Tu, "Recent advances on electromigration in very-large-scale-integration of interconnects," *Journal of Applied Physics*, vol. 94, no. 9, pp. 5451–5473, 2003.
- [51] Y. Xing, "Defect-oriented testing of mixed-signal ICs: Some industrial experience," in *Proc. IEEE Int. Test Conf.*, 1998, pp. 678–687.
- [52] W. Maly, "Modeling of lithography related yield losses for CAD of VLSI circuits," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 4, no. 3, pp. 166–177, 1985.
- [53] J. de Gyvez and C. Di, "IC defect sensitivity for footprint-type spot defects," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 11, no. 5, pp. 638–658, 1992.
- [54] T. Yanagawa, "Yield degradation of integrated circuits due to spot defects," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 19, no. 2, pp. 190–197, 1972.
- [55] E. Acar and S. Ozev, "Defect-oriented testing of RF circuits," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 27, no. 5, pp. 920–931, 2008.
- [56] R. Rodriguez-Montanes, E. Bruis, and J. Figueras, "Bridging defects resistance measurements in a CMOS process," in *Proc. Int. Test Conf.*, 1992, pp. 892–899.
- [57] R. Montanes, J. de Gyvez, and P. Volf, "Resistance characterization for weak open defects," *IEEE Design Test of Computers*, vol. 19, no. 5, pp. 18–26, 2002.
- [58] R. Kheriji, V. Danelon, J. L. Carbonero, and S. Mir, "Optimising test sets for RF components with a defect-oriented approach," in *Proc. ICM 16th Int. Conf. Microelectronics*, 2004, pp. 400–403.
- [59] K. Arabi and B. Kaminska, "Design for testability of embedded integrated operational amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 4, pp. 573–581, 1998.
- [60] H. G. Stratigopoulos, J. Tongbong, and S. Mir, "A general method to evaluate RF BIST techniques based on non-parametric density estimation," in *Proc. Design, Automation and Test in Europe (DATE)*, 2008, pp. 68–73.
- [61] K. Huang, H. G. Stratigopoulos, and S. Mir, "Bayesian fault diagnosis of RF circuits using nonparametric density estimation," in *Proc. 19th IEEE Asian Test Symp. (ATS)*, 2010, pp. 295–298.
- [62] Y.-C. Huang, H.-H. Hsieh, and L.-H. Lu, "A build-in self-test technique for RF low-noise amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 5, pp. 1035–1042, 2008.
- [63] S. Bhattacharya and A. Chatterjee, "A DFT approach for testing embedded systems using DC sensors," *IEEE Design Test of Computers*, vol. 23, no. 6, pp. 464–475, 2006.
- [64] G. Zhang and R. Farrell, "Embedded built-in-test detection circuit for radio frequency systems and circuits," in *Proc. IEEE Conf. Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS)*, 2006, pp. 87–88.
- [65] P. Variyam, S. Cherubal, and A. Chatterjee, "Prediction of analog performance parameters using fast transient testing," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 21, no. 3, pp. 349–361, Mar. 2002.
- [66] P. Variyam and A. Chatterjee, "Enhancing test effectiveness for analog circuits using synthesized measurements," in *Proc. 16th IEEE VLSI Test Symposium (VTS)*, 1998, pp. 132–137.
- [67] R. Voorakaranam, S. S. Akbay, S. Bhattacharya, S. Cherubal, and A. Chatterjee, "Signature testing of analog and RF circuits: Algorithms and methodology," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 54, no. 5, pp. 1018–1031, May 2007.
- [68] S. S. Akbay, A. Halder, A. Chatterjee, and D. Keezer, "Low-cost test of embedded RF/analog/mixed-signal circuits in SOPs," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 27, no. 2, pp. 352–363, May 2004.
- [69] J. H. Friedman, "Multivariate adaptive regression splines," *Ann. Stat.*, vol. 19, no. 1, pp. 1–141, 1991.
- [70] R. Voorakaranam, S. Cherubal, and A. Chatterjee, "A signature test framework for rapid production testing of RF circuits," in *Proc. Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition (DATE)*, 2002, pp. 186–191.
- [71] S. Bhattacharya and A. Chatterjee, "Use of embedded sensors for built-in-test RF circuits," in *Proc. Int. Test Conf. (ITC)*, 2004, pp. 801–809.

- [72] E. Garcia-Moreno, K. Suenaga, R. Picos, S. Bota, M. Roca, and E. Isern, "Predictive test strategy for CMOS RF mixers," *Integration, the VLSI Journal*, vol. 42, pp. 95–102, Jan. 2009.
- [73] M. Margala and S. Ozev, *Design for Testability for RF Circuits and Systems*. Springer, 2012.
- [74] S. Bou-Sleiman and M. Ismail, *Built-In-Self-Test and Digital Self-Calibration for RF SoCs*, ser. Briefs in electrical and computer engineering. Springer, 2012.
- [75] A. Valdes-Garcia, J. Silva-Martinez, and E. Sanchez-Sinencio, "On-chip testing techniques for RF wireless transceivers," *IEEE Design Test of Computers*, vol. 23, no. 4, pp. 268–277, 2006.
- [76] Y.-C. Huang, H.-H. Hsieh, and L.-H. Lu, "A low-noise amplifier with integrated current and power sensors for RF BIST applications," in *Proc. 25th IEEE VLSI Test Symp.*, 2007, pp. 401–408.
- [77] L. Dermentzoglou, Y. Tsiatouhas, and A. Arapoyanni, "A built-in self-test scheme for differential ring oscillators," in *Proc. 6th Int. Symp. Quality of Electronic Design, (ISQED)*, 2005, pp. 448–452.
- [78] L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, and Y. Tsiatouhas, "A built-in self-test technique for RF mixers," in *IEEE Int. Symp. Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS)*, 2010, pp. 88–92.
- [79] D. Lupea, U. Pursche, and H.-J. Jentschel, "RF-BIST: Loopback spectral signature analysis," in *Proc. Conf. Design, Automation and Test in Europe (DATE)*, 2003, pp. 478–483.
- [80] D. Han, S. Akbay, S. Bhattacharya, A. Chatterjee, and W. Eisenstadt, "On-chip self-calibration of RF circuits using specification-driven built-in self test (S-BIST)," in *Proc. 11th IEEE Int. On-Line Testing Symp., (IOLTS)*, 2005, pp. 106–111.
- [81] K. Arabi, B. Kaminska, and S. Sunter, "Design for testability of integrated operational amplifiers using oscillation-test strategy," in *Proc. IEEE Int. Conf. Computer Design: VLSI in Computers and Processors (ICCD)*, 1996, pp. 40–45.
- [82] A. Goyal, M. Swaminathan, and A. Chatterjee, "A novel self-healing methodology for RF amplifier circuits based on oscillation principles," in *Proc. IEEE Design Automation & Test in Europe (DATE)*, 2009, pp. 1656–1661.
- [83] D. Arbet, V. Stopjakova, L. Majer, G. Gyepes, and G. Nagy, "New OBIST using on-chip compensation of process variations towards increasing fault detectability in analog ICs," *IEEE Trans. Nanotechnol.*, 2013, to be published.
- [84] A. Nacul, L. Carro, D. Janner, and M. Lubaszewski, "Testing of RF mixers with adaptive filters," *Microelectronics Journal*, vol. 33, no. 10, pp. 847 – 853, 2002.
- [85] M. Hafed, N. Abaskharoun, and G. Roberts, "A stand-alone integrated test core for time and frequency domain measurements," in *Proc. Int. Test Conf.*, 2000, pp. 1031–1040.
- [86] M. Hafed and G. Roberts, "A stand-alone integrated excitation/extraction system for analog BIST applications," in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 2000, pp. 83–86.
- [87] J.-F. Nowakowski, B. Bonhoure, and J.-L. Carbonero, "A new loopback GSM/DCS bit error rate test method on baseband I/Q outputs," in *Proc. 57th Automatic RF Techniques Group Conf. (ARFTG)*, vol. 39, May 2001.
- [88] L. Dermetzoglou, J. Liaperdos, A. Arapoyanni, and Y. Tsiatouhas, "Testing wireless transceivers' RF front-ends utilizing defect-oriented BIST techniques," in *Proc. 19th IEEE Int. Conf. Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, Seville, Dec. 2012, pp. 961–964.
- [89] S. R. Nassif, "Design for variability in DSM technologies," in *Proc. IEEE 1st Int. Symp. Quality Electron. Des. (ISQED)*, San Jose, CA, USA, Mar. 2000, pp. 451–454.
- [90] T. Najibi. (2003, Nov.) How designers can increase parametric yield, *EE Times*. [Online]. Available: <http://www.eetimes.com>
- [91] R. Goering and R. Wilson. (2003, Mar.) Yield, packages hang up design below 100 nm, *EE Times*. [Online]. Available: <http://www.eetimes.com>
- [92] N. Kupp, H. Huang, Y. Makris, and P. Drineas, "Improving analog and RF device yield through performance calibration," *IEEE Des. Test. Comput.*, vol. 28, no. 3, pp. 64–75, May 2011.
- [93] V. Natarajan, S. Sen, A. Banerjee, A. Chatterjee, G. Srinivasan, and F. Taenzler, "Analog signature-driven postmanufacture multidimensional tuning of RF systems," *IEEE Des. Test. Comput.*, vol. 27, no. 6, pp. 6–17, Nov. 2010.

- [94] D. Han, B.-S. Kim, and A. Chatterjee, "DSP-driven self-tuning of RF circuits for process-induced performance variability," *IEEE Trans. VLSI Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 305–314, Feb. 2010.
- [95] A. Chatterjee, D. Han, V. Nataran, S. Devarakond, S. Sen, H. Choi, R. Senguttuvan, S. Bhattacharya, A. Goyal, D. Lee, and M. Swaminathan, "Iterative built-in testing and tuning of mixed-signal/RF systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Computer Design (ICCD)*, Oct. 2009, pp. 319–326.
- [96] T. Das, A. Gopalan, C. Washburn, and P. Mukund, "Self-calibration of input-match in RF front-end circuitry," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 52, no. 12, pp. 821–825, Dec. 2005.
- [97] K. Dufrene and R. Weigel, "A novel IP2 calibration method for low-voltage downconversion mixers," in *Proc. IEEE Int. Symp. Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC)*, San Jose, CA, USA, 2006, pp. 292–295.
- [98] S. Rodriguez, A. Rusu, L.-R. Zheng, and M. Ismail, "Digital calibration of gain and linearity in a CMOS RF mixer," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, Seattle, USA, 2008, pp. 1288–1291.
- [99] L. T. Pang, "Measurement and analysis of variability in CMOS circuits," Ph.D. dissertation, Univ. of California, Berkeley, Aug. 2008.
- [100] K. Bernstein, D. J. Frank, A. E. Gattiker, W. Haensch, B. L. Ji, S. R. Nassif, E. J. Nowak, D. J. Pearson, and N. J. Rohrer, "High-performance CMOS variability in the 65-nm regime and beyond," *IBM J. of Research and Development*, vol. 50, no. 4/5, July/September 2006.
- [101] A. Kahng and Y. Pati, "Subwavelength lithography and its potential impact on design and EDA," in *Proc. 36th Conf. Design Automation*, 1999, pp. 799–804.
- [102] M. Orshansky, S. Nassif, and D. Boning, *Design for Manufacturability and Statistical Design: A Constructive Approach*, ser. Integrated Circuits and Systems. Springer, 2008.
- [103] A. Chatterjee, J. Esquivel, S. Nag, I. Ali, D. Rogers, K. Taylor, K. Joyner, M. Mason, D. Mercer, A. Amerasekera, T. Houston, and I.-C. Chen, "A shallow trench isolation study for 0.25/0.18 μm CMOS technologies and beyond," in *VLSI Technology Symp. Digest of Technical Papers.*, 1996, pp. 156–157.
- [104] G. Giusi, F. Crupi, E. Simoen, G. Eneman, and M. Jurczak, "Performance and reliability of strained-silicon nMOSFETs with SiN cap layer," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 1, pp. 78–82, 2007.
- [105] V. Chan, R. Rengarajan, N. Rovedo, W. Jin, T. Hook, P. Nguyen, J. Chen, E. Nowak, X.-D. Chen, D. Lea, A. Chakravarti, V. Ku, S. Yang, A. Steegen, C. Baiocco, P. Shafer, H. Ng, S.-F. Huang, and C. Wann, "High speed 45nm gate length CMOSFETs integrated into a 90nm bulk technology incorporating strain engineering," in *Proc. IEEE Int. Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2003, pp. 3.8.1–3.8.4.
- [106] X. Wang, B. Cheng, S. Roy, and A. Asenov, "Simulation of strain enhanced variability in nMOSFETs," in *Proc. 9th Int. Conf. Ultimate Integration of Silicon (ULIS)*, 2008, pp. 89–92.
- [107] E. Ungersboeck, S. Dhar, G. Karlowatz, V. Sverdlov, H. Kosina, and S. Selberherr, "The effect of general strain on the band structure and electron mobility of silicon," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 9, pp. 2183–2190, 2007.
- [108] S. Borkar, "Design challenges for gigascale integration," presented at the 37th Annu. IEEE/ACM Int. Symp. Microarchitecture, Portland, OR, 2004.
- [109] D. Steele, A. Coniglio, C. Tang, and B. Singh, "Characterizing post exposure bake processing for transient and steady state conditions, in the context of critical dimension control," *Metrology, Inspection and Process Control for Microlithography XVI*, ser. Proc. SPIE, D. Herr, Ed., vol. 4689, pp. 517–530, Jul. 2002.
- [110] E. Yilmaz, S. Ozev, O. Sinanoglu, and P. Maxwell, "Adaptive testing: Conquering process variations," in *Proc. 17th IEEE European Test Symposium (ETS)*, Annecy, France, May 2012, pp. 1–6.
- [111] P. Zuchowski, P. Habitz, J. Hayes, and J. Oppold, "Process and environmental variation impacts on ASIC timing," in *Proc. IEEE/ACM Int. Conf. Computer Aided Design (ICCAD)*, 2004, pp. 336–342.
- [112] J. Srinivasan, S. Adve, P. Bose, and J. Rivers, "The impact of technology scaling on lifetime reliability," in *Proc. Int. Conf. on Dependable Systems and Networks*, May 2004, pp. 177–186.
- [113] M. Pelgrom, A. C. J. Duinmaijer, and A. Welbers, "Matching properties of MOS transistors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 5, pp. 1433–1439, 1989.

- [114] P. Kinget, "Device mismatch and tradeoffs in the design of analog circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 6, pp. 1212–1224, 2005.
- [115] M. Alam, K. Kang, B. Paul, and K. Roy, "Reliability- and process-variation aware design of VLSI circuits," in *Proc. 14th Int. Symp. Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, Jul. 2007, pp. 17–25.
- [116] R. W. Keyes, "Physical limits of silicon transistors and circuits," *Reports on Progress in Physics*, vol. 68, no. 12, pp. 2701–2746, 2005.
- [117] S. Bhunia and S. Mukhopadhyay, *Low-Power Variation-Tolerant Design In Nanometer Silicon*. Springer, 2011.
- [118] R. Spence and R. S. Sooin, *Tolerance Design of Integrated Circuits*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1988.
- [119] K.-J. Chang, "Accurate on-chip variation modeling to achieve design for manufacturability," in *Proc. 4th IEEE Int. Workshop System-on-Chip for Real-Time Applications*, 2004, pp. 219–222.
- [120] J.-F. Huang, C. VCY, S. Liu, K.-Y. Doong, and K.-J. Chang, "Modeling sub-90nm on-chip variation using Monte Carlo method for DFM," in *Proc. Asia and South Pacific Design Automation Conf. (ASP-DAC)*, 2007, pp. 221–225.
- [121] D. Long, X. Hong, and S. Dong, "Optimal two-dimension common centroid layout generation for MOS transistors unit-circuit," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 3, 2005, pp. 2999–3002.
- [122] S. Borkar, "Designing reliable systems from unreliable components: The challenges of transistor variability and degradation," *IEEE Micro*, vol. 25, no. 6, pp. 10–16, 2005.
- [123] P. Sakian, R. Mahmoudi, and A. van Roermund, *RF-Frontend Design for Process-Variation-Tolerant Receivers*, ser. Analog Circuits and Signal Processing. Springer, 2012.
- [124] S. Sen and A. Chatterjee, "Design of process variation tolerant radio frequency low noise amplifier," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, 2008, pp. 392–395.
- [125] D. Ghai, S. P. Mohanty, and E. Kougiianos, "Parasitic aware process variation tolerant voltage controlled oscillator (VCO) design," in *Proc. IEEE 9th Int. Symp. Quality of Electron. Des. (ISQED)*, 2008, pp. 330–333.
- [126] Self-HEALing mixed-signal Integrated Circuits (HEALICs), DARPA Broad Agency Announcement, DARPA-BAA-08-40, May 19, 2008. [Online]. Available: <http://www.darpa.org>
- [127] A. Banerjee, S. Sen, S. Devarakond, and A. Chatterjee, "Accurate signature driven power conscious tuning of RF systems using hierarchical performance models," in *Proc. IEEE Int. Test Conf. (ITC)*, Sep. 2011, paper 6.3.
- [128] R. Senguttuvan, S. Sen, and A. Chatterjee, "VIZOR: Virtually zero margin adaptive RF for ultra low power wireless communication," in *Proc. 25th Int. Conf. Computer Design (ICCD)*, 2007, pp. 580–586.
- [129] A. Goyal, M. Swaminathan, and A. Chatterjee, "Self-correcting, self-testing circuits and systems for post-manufacturing yield improvement," in *Proc. 54th IEEE Int. Midwest Symp. Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2011, pp. 1–4.
- [130] J. Wilson and M. Ismail, "Input match and load tank digital calibration of an inductively degenerated CMOS LNA," *Integration, the VLSI Journal*, vol. 42, no. 1, pp. 3 – 9, 2009.
- [131] N. Ahsan, J. Dabrowski, and A. Ouacha, "A self-tuning technique for optimization of dual band LNA," in *Proc. European Conf. Wireless Technology (EuWiT)*, 2008, pp. 178–181.
- [132] V. Natarajan, S. Sen, S. K. Devarakond, and A. Chatterjee, "A holistic approach to accurate tuning of RF systems for large and small multiparameter perturbations," in *Proc. 28th VLSI Test Symp. (VTS)*, 2010, pp. 331–336.
- [133] M. Kalos and P. Whitlock, *Monte Carlo Methods*. Wiley, 2008.
- [134] A. Doucet, N. de Freitas, and N. Gordon, *Sequential Monte Carlo Methods in Practice*, ser. Information Science and Statistics. Springer, 2001.
- [135] M. Stein, "Large sample properties of simulations using latin hypercube sampling," *Technometrics*, vol. 29, no. 2, pp. 143–151, May 1987.

- [136] X. Li, J. Le, and L. Pileggi, *Statistical Performance Modeling and Optimization*. Lightning Source Inc., 2007.
- [137] I. Jolliffe, *Principal Component Analysis*, ser. Springer Series in Statistics. Springer, 2002.
- [138] R. Khereddine, L. Abdallah, E. Simeu, S. Mir, and F. Cenni, “Adaptive logical control of RF LNA performances for efficient energy consumption,” in *Proc. IFIP/IEEE Int. Conf. Very Large Scale Integration (VLSI-SoC)*, 2010, pp. 518–525.
- [139] T. Hastie, R. Tibshirani, and J. Friedman, *The Elements of Statistical Learning*. Springer-Verlag, 2001.
- [140] K. Suenaga, R. Picos, S. Bota, M. Roca, E. Isern, and E. Garcia-Moreno, “Built-in test strategy for CMOS RF mixers,” in *Conf. Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, 2005, paper 3b.2.
- [141] C. Zhang, R. Gharpurey, and J. A. Abraham, “Built-in test of RF mixers using RF amplitude detectors,” in *Proc. Int. Conf. on Quality of Electronic Design (ISQED)*, 2007, pp. 404–409.
- [142] I. Liaperdos, L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, and Y. Tsiatouhas, “A test technique and a BIST circuit to detect catastrophic faults in RF mixers,” in *Conf. Design and Technology of Integrated Systems in the Nanoscale Era (DTIS)*, 2011, paper st1a.
- [143] S. A. Maas, *Microwave Mixers*. Artech House Publishers, 1993.
- [144] Q. Li and J.-S. Yuan, “Linearity analysis and design optimisation for 0.18 μm CMOS RF mixer,” *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 149, no. 2, pp. 112–118, 2002.
- [145] I. Liaperdos, L. Dermentzoglou, A. Arapoyanni, and Y. Tsiatouhas, “Fault detection in RF mixers combining defect-oriented and alternate test strategies,” in *Conf. Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, 2011, pp. 315–320.
- [146] A. Osseiran, *Analog and Mixed-Signal Boundary-Scan: A Guide to the IEEE 1149.4 Test Standard*, ser. Frontiers in Electronic Testing. Springer, 2010.
- [147] J. Park, H. Shin, and J. A. Abraham, “Parallel loopback test of mixed signal circuits,” in *Proc. IEEE VLSI Test Symp.*, 2008, pp. 309–316.
- [148] S. Mourad and Y. Zorian, *Principles of Testing Electronic Systems*, ser. A Wiley-Interscience publication. John Wiley & Sons, 2000.
- [149] J. Safran, A. Leslie, G. Fredeman, C. Kothandaraman, A. Cestero, C. Xiang, R. Rajeevakumar, K. Deok-Kee, L. Y. Zun, N. R. D. Moy, T. Kirihata, and S. Iyer, “A compact e-FUSE programmable array memory for SOI CMOS,” in *Proc. IEEE Symp. on VLSI Circuits*, 2007, pp. 72–73.
- [150] L. Counts, “Analog and mixed-signal innovation: The process-circuit-system-application interaction,” in *Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.*, 2007, pp. 26–32.
- [151] E. Acar and S. Ozev, “Defect-based RF testing using a new catastrophic fault model,” in *Proc. IEEE Int. Test Conf. (ITC)*, 2005, pp. 429–437.
- [152] S. R. Das, J. Zakizadeh, S. Biswas, M. H. Assaf, A. R. Nayak, E. M. Petriu, W.-B. Jone, and M. Sahinoglu, “Testing analog and mixed-signal circuits with built-in hardware – A new approach,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 3, pp. 840–855, Jun. 2007.
- [153] S. R. Das, “Getting errors to catch themselves – Self-testing of VLSI circuits with built-in hardware,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 3, pp. 941–955, Jun. 2005.
- [154] M. Hafed, N. Abaskharoun, and G. Roberts, “A 4-GHz effective sample rate integrated test core for analog and mixed-signal circuits,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 499–514, 2002.
- [155] P. Syri, J. Hakkinen, and M. Moilanen, “IEEE 1149.4 compatible ABMs for basic RF measurements [analogue boundary modules],” in *Proc. Design, Automation and Test in Europe (DATE)*, vol. 1, 2005, pp. 172–173.
- [156] B. Provost and E. Sanchez-Sinencio, “A practical self-calibration scheme implementation for pipeline ADC,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 2, pp. 448–469, Apr. 2004.
- [157] R. Rashidzadeh, M. Ahmadi, and W. C. Miller, “An all-digital self-calibration method for a Vernier-based time-to-digital converter,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 2, pp. 463–469, Feb. 2010.
- [158] P. Handel, M. Skoglund, and M. Pettersson, “A calibration scheme for imperfect quantizers,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, no. 5, pp. 1063–1068, Oct. 2000.

- [159] A. Iwata, N. Sakimura, M. Nagata, and T. Morie, "The architecture of delta sigma analog-to-digital converters using a voltage-controlled oscillator as a multibit quantizer," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 46, no. 7, pp. 941–945, Aug. 1999.
- [160] J. Kim and S. Cho, "A time-based analog-to-digital converter using a multi-phase voltage controlled oscillator," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, 2006, pp. 3934–3937.
- [161] K. Lasanen and J. Kostamovaara, "A 1.2-V CMOS RC oscillator for capacitive and resistive sensor applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 12, pp. 2792–2800, Dec. 2008.
- [162] K. Sundaresan, P. E. Allen, and F. Ayazi, "Process and temperature compensation in a 7-MHz CMOS clock oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 2, pp. 433–442, Feb. 2006.
- [163] D. H. Venkatram, R. Inti, and U.-K. Moon, "Least mean square calibration method for VCO non-linearity," in *Proc. 22nd Int. Conf. Microelectronics (ICM 2010)*, 2010, pp. 1–4.
- [164] M.-L. Sheu, T.-W. Lin, and W.-H. Hsu, "Wide frequency range voltage controlled ring oscillators based on transmission gates," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS)*, 2005, pp. 2731–2734.
- [165] N. Kupp, H. Stratigopoulos, P. Drineas, and Y. Makris, "PPM-accuracy error estimates for low-cost analog test: A case study," in *Proc. 17th IEEE Int. Mixed-Signals, Sensors and Systems Test Workshop (IMS3TW)*, May 2011, pp. 43–47.
- [166] G. Hughes, "On the mean accuracy of statistical pattern recognizers," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 14, no. 1, pp. 55–63, Jan. 1968.
- [167] H.-G. D. Stratigopoulos, P. Drineas, M. Slamani, and Y. Makris, "Non-RF to RF test correlation using learning machines: A case study," in *Proc. 25th IEEE VLSI Test Symp. (VTS)*, May 2007, pp. 9–14.
- [168] J. B. Brockman and S. Director, "Predictive subset testing: Optimizing IC parametric performance for quality, cost, and yield," *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, vol. 2, no. 3, pp. 104–113, Aug. 1989.
- [169] H. Ayari, F. Azais, S. Bernard, M. Comte, M. Renovell, V. Kerzerho, O. Potin, and C. Kelma, "Smart selection of indirect parameters for DC-based alternate RF IC testing," in *Proc. 30th IEEE VLSI Test Symp. (VTS)*, Apr. 2012, pp. 19–24.
- [170] A. Banerjee, S. Devarakond, S. Sen, D. Banerjee, and A. Chatterjee, "Optimal testing of digitally assisted adaptive RF systems," in *Proc. 18th Int. Mixed-Signals, Sensors and Systems Test Workshop (IMS3TW)*, 2012, pp. 46–51.
- [171] M. Stone, "Cross-validators: choice and assessment of statistical predictions," *J. Royal Stat. Soc.*, vol. 36, no. 2, pp. 111–147, Dec. 1974.
- [172] J. H. Friedman, "Fast MARS," Laboratory for Computational Statistics, Department of Statistics, Stanford University, Tech. Rep. 110, May 1993.
- [173] A. Abraham and D. Steinberg, "MARS: Still an alien planet in soft computing?" in *Computational Science - ICCS 2001*, ser. Lecture Notes in Computer Science, V. N. Alexandrov, J. J. Dongarra, B. A. Juliano, R. S. Renner, and C. K. Tan, Eds. Springer Berlin Heidelberg, 2001, vol. 2074, pp. 235–244.
- [174] H. Liu and H. Motoda, *Feature Extraction, Construction and Selection: A Data Mining Perspective*. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [175] —, *Feature Selection for Knowledge Discovery and Data Mining*. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [176] H.-G. Stratigopoulos and Y. Makris, "Nonlinear decision boundaries for testing analog circuits," *IEEE Trans. Comput.-Aided Design Integr. Circuits Syst.*, vol. 24, no. 11, pp. 1760–1773, Nov. 2005.
- [177] K. Takezawa, *Introduction to Nonparametric Regression*. Wiley, 2005.
- [178] J. Ahlberg, E. Nilson, and J. Walsh, *The theory of splines and their applications*. Academic Press, 1972.

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ

A

ADC *βλπ* Μετατροπέας: αναλογικού σε ψηφιακό
 Alternate test *βλπ* Έλεγχος ορθής λειτουργίας: εναλλακτικός

ATPG 161

ATR *βλπ* Απόκριση εναλλακτικού ελέγχου

B

BISC *βλπ* Διόρθωση επιδόσεων: ενσωματωμένη

BIST *βλπ* Έλεγχος ορθής λειτουργίας: αυτοέλεγχος

BIT *βλπ* Έλεγχος ορθής λειτουργίας: ενσωματωμένος

C

CUT *βλπ* Υπό έλεγχο κύκλωμα

D

DAC *βλπ* Μετατροπέας: ψηφιακού σε αναλογικό

DSP *βλπ* Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος

E

E-fuse *βλπ* Ασφάλεια: ηλεκτρική

I

IDDDQ 86

IEEE 1149.4 126, 141

IFA 86

IP3 *βλπ* Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης

L

Laser-cut fuse *βλπ* Ασφάλεια: αποκοπής με laser

Latin Hypercube Sampling (LHS) 116, 128, 148, 155

LNA *βλπ* Ενισχυτής χαμηλού θορύβου

M

Monte Carlo 116, 120, 128, 130, 131, 143, 144, 156, 175

Multivariate Adaptive Regression Splines (MARS) 115, 127, 137, 147, 169, 170, 173, 201

P

Principal component analysis *βλπ* Ανάλυση κύριων συνιστωσών

R

RF *βλπ* Ραδιοσυχνότητα

S

S-παράμετροι 82, 87

Sequential backward selection *βλπ* Ανάστροφη ακολουθιακή επιλογή

Sequential Forward Selection *βλπ* Πρόσθια ακολουθιακή επιλογή

SiP *βλπ* Σύστημα σε συσκευασία

SoC *βλπ* Σύστημα σε ολοκληρωμένο

V

Varactor 108

VCO *βλπ* Ταλαντωτής: ελεγχόμενος από τάση

VGA *βλπ* Ενισχυτής: μεταβλητής απολαβής

A

Αλγόριθμος διόρθωσης επιδόσεων 106

Ανάλυση κύριων συνιστωσών 116

Ανάστροφη ακολουθιακή επιλογή 170, 172

Ανοικτοκύκλωμα 41, 87, 130

Ανομοιομορφία 59, 63, 98, 100, 109

Αντεπικύρωση 169, 171, 175

Άπληστος αλγόριθμος 169

Απόκριση εναλλακτικού ελέγχου 161, 166–168

Απολαβή 35, 43, 83

Απώλεια κατασκευαστικής απόδοσης 80, 95, 117

Ασφάλεια

αποκοπής με laser 126

ηλεκτρική 126, 133

Αυτοβαθμονόμηση 142

Αυτόματος εξοπλισμός ελέγχου 77, 82, 102, 137, 139

B

Βαθμονόμηση 126, 142

Βραχυκύκλωμα 78, 87, 130

Γ

Γεφύρωμα 78, 87, 130

Δ

Δείγμα εκμάθησης 90, 128

Διακυμάνσεις

διεργασίας 78, 87, 101, 107, 109, 110, 114, 123, 128, 139

παραμετρικές 95, 129, 159, 187

Διατροφοδότηση 59

Διέγερση *βλπ* σήμα διέγερσης

Διόρθωση επιδόσεων 102, 109, 113, 133, 139, 153

αυτοδιόρθωση 105, 106

ενσωματωμένη 32

E

Εικόνα θορύβου 43

Εκμάθηση 92, 115

Έκτοπο 91, 133

Ελάττωμα 78

επίπεδο ελαττωμάτων 80
καταστροφικό 78
παραμετρικό 79
σημειακό 78, 87

Ελεξιμότητα 31

Έλεγχος
δύο τόνων 84
σάρωσης 126, 146

Έλεγχος ορθής λειτουργίας 79
αυτοέλεγχος 32, 88, 91, 93, 106, 150
εναλλακτικός 88, 90, 103, 104, 109, 119, 137, 139, 156, 161, 187
ενσωματωμένος 32, 88, 91
προσανατολισμένος στην ανίχνευση ελαττωμάτων 85, 142
συμβατικός 82

Ενδοδιαμόρφωση 38, 39, 41, 76, 84

Ενισχυτής
ισχύος 64, 74
κοινής πηγής 107, 146
μεταβλητής απολαβής 64
χαμηλού θορύβου 47, 107, 125

Επαγωγικός εκφυλισμός 107, 119

Ετεροδύνωση 49

Z —————

Ζώνη διακύμανσης 116, 117, 130, 131, 152, 153

K —————

Κατάρα της διαστατικότητας 161, 170

Κατώφλι θορύβου 84

Κριτήριο Barkhausen 65

Λ —————

Λιθογραφία βλπ Φωτολιθογραφία

M —————

Μετατροπέας
αναλογικού σε ψηφιακό 75, 126, 135, 141, 142
συχνότητας σε ψηφιακό σήμα 145
τάσης σε συχνότητα 145
ψηφιακού σε αναλογικό 75, 92, 108

Μίκτης 47, 62, 119
αρχή λειτουργίας 50
κυτάρου Gilbert 59, 61, 119
μεταγωγής 52
τετραγωνικού νόμου 51
τύποι 54

Μίξη βλπ Μίκτης

O —————

Ομόδυνος 49, 62, 121, 122, 124, 139, 141, 143
Ομοδύνωση βλπ Ομόδυνος

Π —————

Παλινδρόμηση 109, 110, 115, 170, 201
Παράγοντας ευστάθειας 43
Παράγοντας θορύβου 43
Παράμετροι σκέδασης βλπ S-παράμετροι
Παρατηρήσιμο μέγεθος 86, 116, 124, 128
Παρατηρησιμότητα 31, 32, 90, 109
Περικοπή ATR
επιμέρους 167
καθολική 168

Πολυμεταβλητοί προσαρμοστικοί ιχνηθέτες παλινδρόμησης βλπ Multivariate Adaptive Regression Splines (MARS)

Πομποδέκτης 35
αρχιτεκτονικές 74
έλεγχος ορθής λειτουργίας 92
μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας 75
υπερετερόδυνος 75

Προδιαγραφές 79, 82, 88, 95, 100

Πρόσθια ακολουθιακή επιλογή 170

Πύλη διέλευσης 71

P —————

Ραδιοσυχνότητα 48, 65, 77

Ρυθμιζόμενο κύκλωμα 110, 113

Σ —————

Σήμα διέγερσης 89, 102, 139
Σημείο ανάσχεσης τρίτης τάξης 39, 61, 84
Σημείο συμπίεσης απολαβής 1dB 36, 63, 83

Συνάρτηση
βάσης 169, 173
κόστους 167, 170, 174

Συντελεστής προσδιορισμού 127, 148, 156

Σύστημα σε ολοκληρωμένο 74, 85, 90, 105, 126, 139

Σύστημα σε συσκευασία 74, 85, 90, 105, 139

Σφάλμα κβάντισης 135, 158

Σφάλμα ταξινόμησης 79

Σχεδίαση ανεκτική στις διακυμάνσεις 101

Σχεδίαση για ελεξιμότητα 91

T —————

Ταλαντωτής 65
δακτυλίου 68
ελεγχόμενος από τάση 73, 139, 142, 144, 145

συντονιζόμενου κυκλώματος LC 65, 66

τοπικός 49, 52, 54, 76, 119, 121, 129, 141,
150

Υ _____

Υπό έλεγχο κύκλωμα 89, 113, 152, 153

Φ _____

Φίλτρο ελαττωμάτων 85, 91, 152

Φωτολιθογραφία 96

Χ _____

Χαρακτηριστικό επίδοσης 31, 35, 62, 77, 82

Χάραξη 96

Ψ _____

Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος 77, 83, 105,
106, 126, 142