



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρονικής, Επικοινωνιών και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

Ανάλυση RF Ενισχυτών Ισχύος και Τεχνικών Γραμμικοποίησης
Ερευνητική εφαρμογή: Μοντελοποίηση και Βελτιστοποίηση
Σχεδίασης ενός RF Ενισχυτή Ισχύος Διακοπτόμενων Πυκνωτών
(SCPA)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

των

Χρίστου-Γεωργίου Αδαμόπουλου

Παναγιώτη Ζάρκου

Επιβλέπων: Παύλος-Πέτρος Σωτηριάδης, Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, 2015



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρονικής, Επικοινωνιών και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

**Ανάλυση RF Ενισχυτών Ισχύος και Τεχνικών Γραμμικοποίησης
Ερευνητική εφαρμογή: Μοντελοποίηση και Βελτιστοποίηση
Σχεδίασης ενός RF Ενισχυτή Ισχύος Διακοπτόμενων Πυκνωτών
(SCPA)**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
των

Χρίστου-Γεωργίου Αδαμόπουλου

Παναγιώτη Ζάρκου

Επιβλέπων: Παύλος-Πέτρος Σωτηριάδης, Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την 22^α Ιανουαρίου 2015.

.....
Π. Σωτηριάδης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ. Πεκμεστζή
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Θ. Παναγόπουλος
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, 2015

.....

Αδαμόπουλος Χρίστος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών
ΕΜΠ

.....

Ζάρκος Παναγιώτης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών
ΕΜΠ

© (2015) Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τους συγγραφείς και σε καμία περίπτωση δεν πρέπει να ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζονται οι ενισχυτές ισχύος, καθώς και διάφορες αρχιτεκτονικές πομπών. Αρχικά παρουσιάζονται βασικά κριτήρια προδιαγραφών ενός πομπού, όσον αφορά την ισχύ εξόδου, τη γραμμικότητα και την απόδοση ισχύος. Στη συνέχεια η ανάλυση εστιάζεται στη λεπτομερή εξέταση των ενισχυτών ισχύος, δίνοντας κυρίως έμφαση στους διακοπόμενους ενισχυτές και συγκεκριμένα στην τάξη E. Η βασική έννοια που αντιμετωπίζει η παρούσα εργασία είναι το trade-off μεταξύ της γραμμικότητας και της απόδοσης ισχύος των ενισχυτών. Για το λόγο αυτό αναλύονται διαφορετικές τεχνικές γραμμικοποίησης των ενισχυτών ισχύος που αντιμετωπίζουν επιτυχώς την παραπάνω πρόκληση. Η περιγραφή αυτών των τεχνικών λειτουργεί ως υπόβαθρο για την ανάλυση και τη βελτιστοποίηση μίας νέας αρχιτεκτονικής, του ενισχυτή ισχύος διακοπόμενων πυκνωτών. Πραγματοποιείται ανάλυση στο χώρο κατάστασης και μέσω αυτής επιλέγονται οι κατάλληλες τιμές για τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος συντονισμού που οδηγούν σε μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου και της απόδοσης ισχύος. Τέλος, τα θεωρητικά αποτελέσματα επαληθεύονται με τη βοήθεια του σχεδιαστικού εργαλείου IC Cadence, σε τεχνολογία 65nm.

Λέξεις κλειδιά: ενισχυτές ισχύος RF (ραδιοφωνικών) συχνοτήτων, διακοπόμενοι ενισχυτές ισχύος, διακοπόμενοι πυκνωτές, περιβάλλουσα, τεχνικές γραμμικοποίησης, χώρος καταστάσεων

Abstract

The demand for spectral efficient modulation schemes and high data rates lead to non constant envelope RF modulated signals. This raises many challenges in the design of a linear and efficient Power Amplifier. This thesis attempts to examine different PA classes and linearization techniques. Firstly, several requirements for radio transmission are introduced in terms of Output Power (P_{out}), linearity and efficiency. In order to satisfy these requirements a linear and efficient PA is needed. To this end, different PA classes are analysed with a specific emphasis on Switching Mode PAs and class E. In order to address the challenge of the trade-off between efficiency and linearity of a PA several linearization techniques are presented. This serves as the background for the analysis and optimization of an architecture recently

proposed, the Switched Capacitor Power Amplifier (SCPA). State space analysis of the amplifier is performed. Power derivation parameterized on component values and intermediated transformed impedances offers a tool for optimizing the SCPA for maximum output power and Power Added Efficiency (PAE). All theoretical results are verified via Cadence with a 65nm technology.

Keywords: envelope signal, linearization techniques, RF power amplifiers, state-space, switched capacitor, switching mode power amplifiers

Ευχαριστίες

Πρωτίστως, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής μας εργασίας, κύριο Παύλο Σωτηριάδη για την συνεχή καθοδήγηση και υποστήριξη καθώς και για την εμπιστοσύνη που μας έδειξε σε ένα τόσο απαιτητικό και σύγχρονο θέμα. Το κίνητρο και η ουσιαστική βοήθεια που μας παρείχε σε όλη την πορεία της έρευνας ήταν καθοριστικά για την επιτυχία αυτής με την εξαγωγή γόνιμων αποτελεσμάτων. Τα αποτελέσματα αυτά δημοσιεύθηκαν και παρουσιάστηκαν στο διεθνές συνέδριο ICECS 2014, ενώ προσεχώς θα υποβληθούν στο επιστημονικό περιοδικό TCAS-II.

Ειδική μνεία οφείλουμε να κάνουμε στην βοήθεια του κυρίου Ιάσονα Βασιλείου, ο οποίος με τις εύστοχες παρατηρήσεις του και κατευθύνσεις του, έπαιξε καθοριστικό ρόλο στην εκπόνηση αυτής της εργασίας. Η συμβολή του ήταν ιδιαίτερα σημαντική και τον ευχαριστούμε θερμά.

Φυσικά, θα θέλαμε να εκφράσουμε την ευγνωμοσύνη μας στις οικογένειές μας για την αγάπη και την φροντίδα με την οποία έχουν μας περιβάλλει σε όλο το ακαδημαϊκό μας ταξίδι ως τώρα, καθώς και για την αμέριστη υλική και ψυχολογική στήριξη που μας παρείχαν. Η αξία τους είναι ανεκτίμητη.

Ακόμη, ευχαριστούμε πολύ και όλα τα υπόλοιπα μέλη του group, τον Χάρη, τον Δημήτρη, τον Νίκο και τον Βασίλη που μας ενθάρρυναν σε όλη τη διάρκεια της έρευνας και που σε κάποιες περιπτώσεις συνέβαλαν εποικοδομητικά με τα εύστοχα σχόλια τους.

Κλείνοντας, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τους κοντινούς μας φίλους που διαχρονικά μας παραστέκονται στα πάσης φύσεως προβλήματα που αντιμετωπίζουμε. Έκαναν και εξακολουθούν να κάνουν την καθημερινότητά μας ομορφότερη.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή.....	13
2	Βασικές Αρχές Πομπών	16
2.1	Κριτήρια Απόδοσης Πομπού.....	16
2.1.1	Spectral Mask	18
2.1.2	Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR).....	18
2.1.3	Error Vector Magnitude (EVM).....	19
2.1.4	Απόδοση Ισχύος (Power Efficiency)	20
2.2	Τάξεις Ενισχυτών Ισχύος και Κριτήρια Απόδοσης	20
2.2.1	Γενική προσέγγιση-Βασικά χαρακτηριστικά.....	21
2.2.2	Switching Mode PAs	22
2.2.3	Linear PAs.....	39
2.3	Μη Γραμμικά Φαινόμενα στους RF Power Amplifiers	46
3	Τεχνικές Γραμμικοποίησης.....	50
3.2	Envelope Elimination and Restoration (EER)	50
3.2	Envelope Tracking	54
3.3	PWM διαμόρφωση	55
3.4	Outphasing RF PAs	57
3.5	Doherty Amplifier.....	62
4	Ανάλυση, Μοντελοποίηση και Βελτιστοποίηση ενός Ενισχυτή Ισχύος Διακοπτόμενων Πυκνωτών Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων (Switched Capacitor RF Power Amplifier - SCPA).....	66
4.1	Μοντελοποίηση του Switched-Capacitor Ενισχυτή Ισχύος σε Χώρο Καταστάσεων.	68
4.1.1	Γραμμικό Χρονο-Εξαρτώμενο Κυκλωματικό Μοντέλο του SCPA....	68
4.1.2	Χρονισμός της Λειτουργίας του SCPA	72
4.1.3	Εξισώσεις Κατάστασης του SCPA	74
4.1.4	Εξαγωγή της χρονο-μεταβλητής συνάρτησης του διανύσματος κατάστασης $x(t)$	78
4.2	Ισχύς Εξόδου και Τροφοδοσίας (DC)	81
4.3	Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	85

4.3.1 Χρονικές Κυματομορφές	86
4.3.2 Συγκριτικά Αποτελέσματα Ισχύος Εξόδου και Τροφοδοσίας.....	86
4.4 Κανόνες Βέλτιστης Σχεδίασης	89
4.4.1 Επιλογή της r_{opt} για Μέγιστη Ισχύ Εξόδου	90
4.4.2 Γενική Βελτιστοποίηση του SCPA	95
Παράρτημα Α.....	97
Παράρτημα Β.....	97
Παράρτημα Γ	99
Βιβλιογραφία.....	100

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1 Μπλοκ διάγραμμα Ραδιοπομπού	16
Σχήμα 2.2 GSM Spectral Mask Requirements και φάσμα εξόδου πραγματικού σήματος GSM EDGE	18
Σχήμα 2.3 Ιδανικό και εκπεμπόμενο σύμβολο - Διάνυσμα λάθους Ek	19
Σχήμα 2.4 Τοπολογία ενισχυτή class F	23
Σχήμα 2.5 Ιδανικός ισοδύναμο κύκλωμα class E.....	27
Σχήμα 2.6 Ισοδύναμο κύκλωμα Class E με finite DC feed inductor	29
Σχήμα 2.7 (α) Εξάρτηση των παραμέτρων $\frac{\omega L}{R}$ και $\frac{X}{R}$ από το q (β) Εξάρτηση των παραμέτρων ωCR και $\frac{RP_{out}}{V_{DD}^2}$ από το q	33
Σχήμα 2.8 K_p, K_c vs q για duty cycle $d = 0.8, 1$ και 1.2	36
Σχήμα 2.9 K_L, K_X vs q για duty cycle $d = 0.8, 1$ και 1.2	36
Σχήμα 2.10 Αλληλεξαρτήσεις παραμέτρων	36
Σχήμα 2.11 Τοπολογία ιδανικού class D	38
Σχήμα 2.12 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του Σχ. 2.12	38
Σχήμα 2.13 Κυματομορφές τάσης πόλης και ρεύματος υποδοχής για μειωμένη γωνία αγωγής ενισχυτή ισχύος (στο σχήμα απεικονίζεται το παράδειγμα του class AB)	40
Σχήμα 2.14 Αρμονικές ρεύματος για τάξεις ενισχυτών ανάλογα με τη γωνία αγωγής	42
Σχήμα 2.15 Gate voltage για διαφορετικές τάξεις ενισχυτών	43
Σχήμα 2.16 Γωνία αγωγής β σε back-off power levels για διάφορες αρχικές γωνίες αγωγής α	44
Σχήμα 2.17 Απόδοση (drain efficiency) σε back-off power levels	45
Σχήμα 2.18 Απλουστευμένο σχηματικό τερματισμού PA.....	45
Σχήμα 2.19 Φαινόμενα επέκτασης φάσματος λόγω μη γραμμικότητας (spectral regrowth)	47
Σχήμα 2.20 Third Order Intercept Point (IP3).....	49
Σχήμα 3.1 Απλουστευμένη τοπολογία EER	50
Σχήμα 3.2 EER με hybrid regulator	52
Σχήμα 3.3 Τεχνική dual supply class G	53
Σχήμα 3.4 Efficiency σε back-off power levels στην περίπτωση της τεχνικής EER με dual voltage supply - PDF OFDM σήματος	54
Σχήμα 3.5 Πομπός με τεχνική ET	54
Σχήμα 3.6 Σχηματισμός σήματος PWPM.....	56
Σχήμα 3.7 PWPM Generator.....	57
Σχήμα 3.8 Γενική μορφή της αρχιτεκτονικής LINC	58
Σχήμα 3.9 Έξοδος ενός outphasing PA	59
Σχήμα 3.10 Αντιστάθμιση Chireix στην έξοδο ενός outphasing PA.....	60
Σχήμα 3.11 Δυναμικά αντισταθμισμένος outphasing PA	61

Σχήμα 3.12 Αρχή λειτουργίας του active load-pulling	63
Σχήμα 3.13 Ιδανική καμπύλη ισχύος εισόδου-εξόδου ενός ενισχυτή Doherty	64
Σχήμα 3.14 Τάσεις και ρεύματα εξόδου συναρτήση της τάσης εισόδου ενός ιδανικού ενισχυτή Doherty	65
Σχήμα 3.15 Γενικό σχηματικό αρχιτεκτονικής ενισχυτή Doherty	65
Σχήμα 4.1 Η βασική αρχιτεκτονική του SCPA με n επιλεγμένους πυκνωτές να ανοιγοκλείνουν μεταξύ V_{DD} και γης στην RF συχνότητα του φέροντος.....	67
Σχήμα 4.2 Στοιχειώδης δομική μονάδα (unit cell) του SCPA.....	69
Σχήμα 4.3(α) Γειωμένο unit cell (β) Ενεργό unit cell.....	70
Σχήμα 4.4 Δικτύωμα διακοπών του SCPA.....	71
Σχήμα 4.5 Δικτύωμα προσαρμογής και φορτίο που ακολουθεί τη συστοιχία διακοπών.....	72
Σχήμα 4.6 (α) Διάγραμμα χρονισμού που απεικονίζει τις φάσεις Up, Open 1, Down και Open 2, (β) Μη-επικαλυπτόμενοι παλμοί ρολογιού για μία περίοδο.....	73
Σχήμα 4.7 Ισχύς εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα (solid καμπύλη), THD (dashed καμπύλη), 3 ^η αρμονική (dot καμπύλη) και 2 ^η αρμονική (dashed-dot καμπύλη).....	84
Σχήμα 4.8 Ισχύς των αρμονικών στην έξοδο από 2 ^η μέχρι και 9 ^η όπως λαμβάνεται μέσω προσομοίωσης σε SPECTRE, Cadence (κουκκίδες) και μέσω των μαθηματικών αλγορίθμων της ενότητας 4.1.2 υλοποιημένων σε MATLAB (τετράγωνα) για (α) input code $n = 24$, (β) input code $n = 60$	85
Σχήμα 4.9 Κυματομορφές μόνιμης κατάστασης των τάσεων που εξήχθησαν μέσω του μοντέλου χώρου καταστάσεων σε MATLAB και μέσω PSS σε Cadence για δύο διαφορετικές τιμές του input code (α) $n = 24$, (β) $n = 60$	87
Σχήμα 4.10 Σύγκριση μεταξύ της P_{out} που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.	88
Σχήμα 4.11 Σύγκριση μεταξύ της P_s που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.	88
Σχήμα 4.12 Σύγκριση μεταξύ της PAE που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.	89
Σχήμα 4.13 (α) Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα για τον αναλυτικό προσδιορισμό της βέλτιστης r_{opt} , (β) Ισοδύναμο του περιγεγραμμένου με διακεκομμένη γραμμή κυκλώματος του σχήματος (α).....	91
Σχήμα 4.14 r_{opt} vs f_c	94
Σχήμα 4.15 Αναλυτική PAE vs r_{opt} και P_{out} vs r_{opt} για $n = 16, 28, 40, 52$. Οι συνεχείς καμπύλες αντιστοιχούν στην PAE ενώ οι διακεκομμένες στην P_{out}	94

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1 Εύρος καναλιού και τιμές ACLR για διαφορετικά πρωτόκολλα	19
Πίνακας 2.2 Τιμές EVM και crest factor	20
Πίνακας 2.3 Intermodulation Products με βάση μη γραμμικό μοντέλο PA.....	47
Πίνακας 4.1. Οι διαφορικές εξισώσεις με τις αρχικές συνθήκες που αντιστοιχούν σε κάθε μία από τις τέσσερις φάσεις λειτουργίας εντός μίας περιόδου T	78
Πίνακας 4.2 Εκφράσεις του για τις τέσσερις φάσεις του $x(t)$	79
Πίνακας 4.3 Επίδραση της ρύθμισης (tuning) του L_1 στην Ισχύ Έξόδου και την PAE για διαφορετικές τιμές των αντιστάσεων r_{on}	95

1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση ασύρματων RF πομποδεκτών που καταναλώνουν χαμηλή ισχύ και χαρακτηρίζονται από υψηλής φασματικής απόδοσης σχήματα διαμόρφωσης, αποτελεί ένα τρέχον ερευνητικό ζήτημα που παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον. Η ικανότητα του πομπού να υποστηρίξει πρωτόκολλα που συνοδεύονται από αυστηρές απαιτήσεις ως προς τα επίπεδα ισχύος στην έξοδο και τη γραμμικότητα είναι αναγκαία για να είναι εφικτή η διασυνδεσιμότητά του (network connectivity). Επομένως, το μέγεθος του πομπού, η χαμηλή κατανάλωσή του και η ικανότητα υποστήριξης διαφόρων spectral efficient σχημάτων διαμόρφωσης αποτελούν τρεις παραμέτρους που έρχονται σε σύγκρουση (trade-offs) με αποτέλεσμα η σχεδίαση που ικανοποιεί τις παραπάνω ιδιότητες να φαίνεται ένα δύσκολο εγχείρημα εκ πρώτης όψεως.

Η ανάγκη για υψηλή φασματική απόδοση και υψηλό ρυθμό μετάδοσης οδήγησε σε σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούν και το πλάτος ως παράμετρο προς κωδικοποίηση. Σε πρωτόκολλα όπως το WLAN και το LTE υπάρχουν αυτά τα υψηλής φασματικής απόδοσης σχήματα διαμόρφωσης. Έτσι, το RF σήμα προς μετάδοση δεν είναι σταθερό ως προς την περιβάλλουσα. Η μεταβολή αυτή φέρνει στο προσκήνιο το σημαντικό πρόβλημα των RF transmitters που αφορά την απόδοση ισχύος του ενισχυτή ισχύος (Power Amplifier-PA) και κατ' επέκταση του πομπού. Πιο συγκεκριμένα η μεταβλητή περιβάλλουσα απαιτεί τη γραμμικότητα του πομπού κάτι το οποίο συγκρούεται με την απόδοση ισχύος. Στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών ισχύος η απόδοση ελαττώνεται σημαντικά σε μικρότερα επίπεδα ισχύος στην έξοδο (back-off power levels), όπως θα δούμε στο Κεφάλαιο 2. Επομένως, ένα ζήτημα που ανακύπτει και συνδέεται με τη χρήση των spectrally efficient σχημάτων διαμόρφωσης είναι η ικανότητα ενίσχυσης σημάτων με μεταβλητή περιβάλλουσα (non constant envelope RF signal) διατηρώντας ταυτόχρονα υψηλή απόδοση ισχύος στον PA και κατ' επέκταση στον πομπό και ικανοποιώντας τους απαιτητικούς περιορισμούς που σχετίζονται με τη γραμμικότητα του πομπού.

Στην παρούσα εργασία το trade-off μεταξύ της απόδοσης και της γραμμικότητας αποτελεί τον κύριο θεματικό πυρήνα. Στο Κεφάλαιο 2, αρχικά, εισάγονται βασικά μεγέθη που εκτιμούν τη συμπεριφορά του πομπού ως προς τη γραμμικότητα και την απόδοση του. Αυτά περιλαμβάνονται σε κάθε πρωτόκολλο και δημιουργούν σημαντικές προκλήσεις στο σχεδιαστικό κομμάτι για την ικανοποίησή τους. Στη συνέχεια γίνεται μία ανασκόπηση των διαφόρων τάξεων ενισχυτών ισχύος, παρουσιάζοντας τις διαφορετικές συμπεριφορές τους και τα πλεονεκτήματα της κάθε τάξης. Παρουσιάζονται σε

αναλυτικό βαθμό οι διακοπόμενοι ενισχυτές ισχύος (switching mode PAs). Η συνεχής βελτίωση των τεχνολογιών CMOS, όσον αφορά το μέγεθος του καναλιού οδηγεί σε ταχύτερα τρανζίστορ αλλά και σε χαμηλότερες «ανεκτές» τάσεις τροφοδοσίας. Αυτό, όπως είναι φυσικό δημιουργεί προβλήματα στην ολοκλήρωση CMOS ενισχυτών, με στόχο την επίτευξη υψηλών επιπέδων ισχύος στην έξοδο. Ωστόσο, εκμεταλλευόμενοι την υψηλότερη ταχύτητα των τρανζίστορ μέσω του scaling, δίνεται η ευκαιρία στους διακοπόμενους ενισχυτές ισχύος να παρέχουν υψηλή ισχύ εξόδου και μεγάλη απόδοση ισχύος. Για το λόγο αυτό γίνεται αναλυτική παρουσίαση των switching mode PAs, με έμφαση στον class E, τα πλεονεκτήματα του οποίου έναντι των υπόλοιπων τάξεων θα αναλυθούν με λεπτομέρεια. Παράλληλα, γίνεται εκτενής αναφορά στους γραμμικούς ενισχυτές ισχύος και στο μηχανισμό λειτουργίας τους. Επιπρόσθετα αναλύεται και ο λόγος της ελάττωσης της απόδοσης σε back-off επίπεδα ισχύος. Στο τέλος του κεφαλαίου εισάγοντας σημαντικές έννοιες που σχετίζονται με τη μη γραμμικότητα του PA. Το 1dB compression point και το Third Order Intercept Point (IP3) είναι ιδιαίτερα σημαντικά στη σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος.

Στο Κεφάλαιο 3, μελετώνται διάφορες τεχνικές γραμμικοποίησης, που αποτελούν μία σημαντική λύση για την αντιμετώπιση αυτού του ζητήματος. Αναζητώντας τη λύση πέρα από το πλαίσιο του ενισχυτή ισχύος, οι τεχνικές γραμμικοποίησης έχουν ως πρωταρχικό στόχο την υλοποίηση ενός γραμμικού πομπού που θα ικανοποιεί τις προδιαγραφές γραμμικότητας (ACLR, EVM), όπως ορίζονται από τα πρωτόκολλα και την ίδια στιγμή θα χαρακτηρίζεται από υψηλή απόδοση. Για να είναι εφικτός αυτός ο στόχος, όπως θα δούμε στα αντίστοιχα κεφάλαια, γίνεται χρήση της υψηλής απόδοσης του διακοπόμενου ενισχυτή ισχύος, ο οποίος ωστόσο δεν είναι γραμμικός και ενισχύει σήματα με σταθερή περιβάλλουσα.

Πιο συγκεκριμένα, αρχικά, αναλύεται η τεχνική της διαμόρφωσης της τάσης τροφοδοσίας. Στηριζόμενοι στο γεγονός ότι η τάση στην έξοδο ενός switching mode PA είναι ανάλογη της τροφοδοσίας, η γραμμικότητας μπορεί να επιτευχθεί με τον έλεγχο της τροφοδοσία ανάλογα με την περιβάλλουσα. Η τεχνική αυτή έχει σημειώσει σημαντικά αποτελέσματα ωστόσο το πρόβλημα εντοπίζεται στο διαμορφωτή της τροφοδοσίας (Supply Modulator) και έχει να κάνει με το trade-off ανάμεσα στο εύρος ζώνης και στην απόδοση ισχύος. Παράλληλα με την τεχνική EER παρουσιάζεται συνοπτικά και η μέθοδος του Envelope Tracking.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τεχνικές της PWM διαμόρφωσης και του Outphasing. Η υψηλή απόδοση του switching mode PA είναι βασικό στοιχείο και των δύο αυτών τεχνικών. Στην πρώτη περίπτωση η πληροφορία του πλάτους και της φάσης κωδικοποιούνται στο εύρος και στη θέση του παλμού

αντίστοιχα σε έναν RF κύκλο, ο οποίος οδηγεί ένα switching mode PA. Θα δοθούν συγκεκριμένοι τρόποι σχηματισμού αυτών των κυματομορφών. Στην περίπτωση του Outphasing η πληροφορία του πλάτους κωδικοποιείται στη φάση, με αποτέλεσμα να προκύπτουν σήματα με σταθερή περιβάλλουσα που οδηγούν switching mode PAs. Οι δύο αυτές διαδεδομένες τεχνικές ωστόσο παρουσιάζουν επιμέρους προβλήματα τα οποία αναλύονται στη συνέχεια.

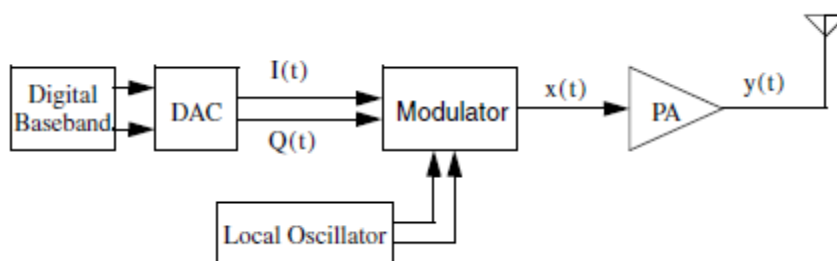
Μία ακόμη τεχνική που αντιμετωπίζει το βασικό trade-off απόδοσης και γραμμικότητας εφαρμόζεται στον ενισχυτή Doherty. Σε αυτήν την περίπτωση, πραγματοποιείται διαμόρφωση του φορτίου έτσι ώστε να επιτυγχάνεται το μέγιστο πλάτος στην έξοδο για μικρότερα επίπεδα ισχύος στην έξοδο.

Τέλος, εισάγεται η έννοια του ψηφιακού ενισχυτή ισχύος (Digital Power Amplifier-DPA). Σε αυτήν την μελέτη περιοριζόμαστε σε ένα σχήμα πολικής διαμόρφωσης (polar modulation) όπου η πληροφορία του πλάτους σε ψηφιακή μορφή ελέγχει μια συστοιχία από μοναδιαίους ενισχυτές ισχύος (unit cell PAs). Παράλληλα, οι ενισχυτές αυτοί οδηγούνται από το σταθερής περιβάλλουσας και διαμορφωμένης φάσης RF σήμα, με αποτέλεσμα να γίνεται χρήση switching mode PAs που εγγυώνται υψηλή απόδοση. Η έννοια της γραμμικότητας έγκειται στην κωδική λέξη (codeword) του πλάτους που επιλέγει ανάλογα με την τιμή της τα unit cells που θα «ενεργοποιούνται» στην RF φέρουσα συχνότητα.

Η έννοια των DPAs αποτελεί το υπόβαθρο πάνω στο οποίο θα στηριχθεί η εισαγωγή σε μία νέα αρχιτεκτονική ενισχυτή ισχύος, του ενισχυτή ισχύος διακοπόμενων πυκνωτών. Στο Κεφάλαιο 4, παρουσιάζεται αυτή η νέα και υποσχόμενη τοπολογία που έχει να επιδείξει μεγάλο ενδιαφέρον σε όρους γραμμικότητας και απόδοσης ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, γίνεται ανάλυση του ενισχυτή στο χώρο καταστάσεων με βάση ένα προτεινόμενο μοντέλο το οποίο συνοδεύεται από ορισμένες απλουστεύσεις. Με αυτόν τρόπο είναι δυνατή η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή ως προς το χρόνο με βάση τιμές που δίνονται στα στοιχεία του κυκλώματος. Παράλληλα, στηριζόμενοι σε αυτό το μοντέλο, είναι δυνατός ο υπολογισμός της ισχύος εξόδου του ενισχυτή καθώς και της απόδοσης ισχύος. Αυτό μας επιτρέπει να πραγματοποιήσουμε βελτιστοποίηση του ενισχυτή ως προς τα παραπάνω μεγέθη και να επιλεγούν οι κατάλληλες τιμές των στοιχείων που θα οδηγήσουν στη μεγιστοποίησή τους. Η ανάλυση αυτή που έχει πραγματοποιηθεί στο MATLAB έρχεται σε συμφωνία με τα αποτελέσματα προσομοίωσης που έχουν ληφθεί από το CADENCE γεγονός που επιβεβαιώνει την ορθότητα του μοντέλου. Τέλος παρουσιάζονται τα συμπεράσματα από αυτήν την ανάλυση και προσφέρονται συμβουλές για τη βέλτιστη σχεδίαση του ενισχυτή.

2 Βασικές Αρχές Πομπών

Η βασική λειτουργία ενός πομπού είναι να μετατρέπει την πληροφορία που λαμβάνει σε ένα σήμα που την αναπαριστά έτσι ώστε να μεταδοθεί και να ληφθεί από έναν απομακρυσμένο δέκτη, ο οποίος στη συνέχεια είναι σε θέση να αποδιαμορφώσει και να αποκαταστήσει την πληροφορία. Στο παρακάτω σχήμα διακρίνουμε μία απλοποιημένη τοπολογία ενός σύγχρονου πομπού.



Σχήμα 2.1 Μπλοκ διάγραμμα Ραδιοπομπού [1]

Αρχικά παρατηρούμε πως τα δεδομένα που είναι να μεταδοθούν υφίστανται ψηφιακή επεξεργασία και μετατρέπονται σε αναλογική μορφή μέσω των D/A Converters (DACs). Ένας τοπικός ταλαντωτής (Local Oscillator) παράγει ένα σήμα αναφοράς σε μία συγκεκριμένη συχνότητα RF. Ένας διαμορφωτής δέχεται ως είσοδο το σήμα από τον LO και το baseband σήμα πληροφορίας και σχηματίζει ένα διαμορφωμένο σήμα. Ωστόσο, η ισχύς αυτού του σήματος είναι αρκετά χαμηλή, με αποτέλεσμα να είναι αναγκαία η χρήση ενός ενισχυτή ισχύος (Power Amplifier - PA που θα το ανεβάσει στα απαραίτητα επίπεδα ισχύος.

Γίνεται κατανοητό πως η παραπάνω τοπολογία είναι μία απλή απεικόνιση των βασικών μονάδων ενός πομπού. Πολλές διαφοροποιήσεις μπορούν να υπάρξουν στο block της διαμόρφωσης, με αποτέλεσμα να προκύπτουν τοπολογίες (θα μελετηθούν ορισμένες από αυτές) που εμφανίζουν διαφορές με την παραπάνω.

2.1 Κριτήρια Απόδοσης Πομπού

Ένα σημαντικό στοιχείο για τους πομπούς είναι οι προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιούν με βάση τα πρωτόκολλα επικοινωνιών. Αυτά με τη σειρά τους καθορίζουν μία σειρά παραμέτρων που ο πομπός οφείλει να ικανοποιεί και αυτή η κατάσταση δημιουργεί συνεχώς προκλήσεις, καθώς

πολλές από τις απαιτήσεις είναι αρκετά δύσκολο να επιτευχθούν σε κυκλωματικό επίπεδο.

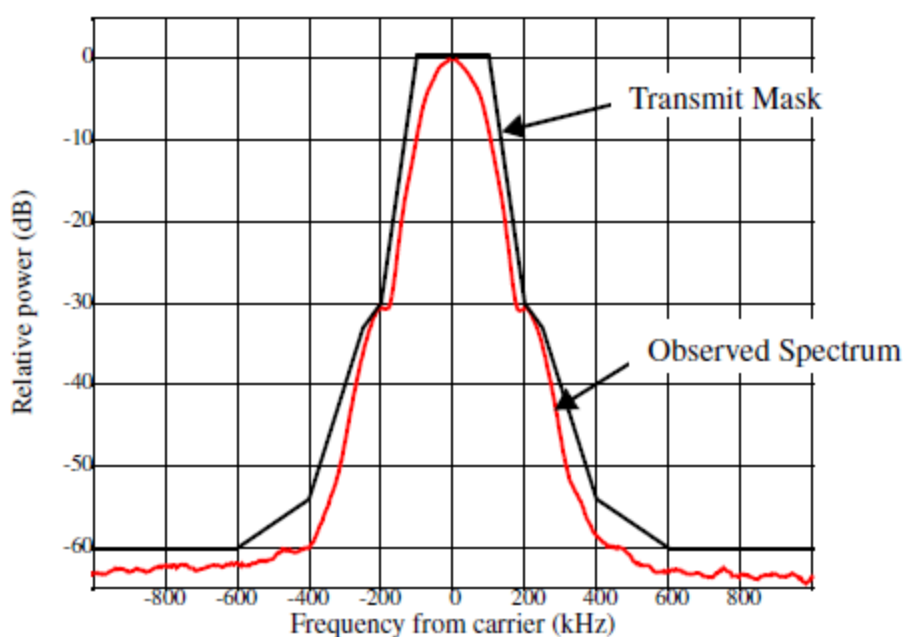
Αρχικά, σημαντικό μέγεθος είναι το επίπεδο της ισχύος εξόδου (Output Power- P_{out}), το οποίο εξασφαλίζει την ικανότητα της μετάδοσης ως προς την απόσταση που απαιτείται. Επιπλέον, σημαντικό μέγεθος είναι η απόδοση ισχύος (Power Efficiency). Αυτή η παράμετρος θα μας απασχολήσει σημαντικά στη συνέχεια, καθώς ένας από τους βασικούς στόχους είναι να υπάρχει μεγαλύτερη «κινητικότητα» (mobility) στις συσκευές και να μην υπάρχει σημαντική κατανάλωση ισχύος από τα επιμέρους blocks (με σημαντικότερο power hungry block τον ενισχυτή ισχύος). Ωστόσο, δεν υπάρχει άμεση προδιαγραφή από τα πρωτόκολλα για την απόδοση ισχύος.

Μία από τις μεγαλύτερες προκλήσεις που αντιμετωπίζει η ερευνητική κοινότητα στη σχεδίαση ενός πομπού είναι το trade-off που παρατηρείται μεταξύ της γραμμικότητας και της απόδοσης ισχύος ενός PA και κατ'επέκταση του πομπού. Το μεγαλύτερο μέρος αυτής της εργασίας είναι αφιερωμένο σε αυτό το ζήτημα. Εν συντομία μπορούμε να σημειώσουμε πως η ύπαρξη γραμμικών ενισχυτών ισχύος παρουσιάζει χαμηλό efficiency σε backoff P_{out} επίπεδα, με αποτέλεσμα να υπάρχει διαρκής έρευνα για την αντιμετώπιση αυτού του ζητήματος. Η σχεδίαση Switched-Mode PAs λύνει κατά ένα μέρος το πρόβλημα, ωστόσο περιορίζεται σε συγκεκριμένης μορφής σήματα λόγω μη γραμμικότητας, όπως θα δούμε αναλυτικά στη συνέχεια. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί διάφορες τεχνικές που αντιμετωπίζουν σε πολλές περιπτώσεις με αξιοσημείωτη επιτυχία αυτό το trade-off. Σε ένα από τα επόμενα κεφάλαια θα γίνει εκτενής αναφορά των τεχνικών γραμμικοποίησης (linearization techniques).

Η παραβίαση της γραμμικότητας του ενισχυτή ισχύος θα δημιουργήσει σημαντική παραμόρφωση (distortion) στο φάσμα εξόδου του πομπού με αποτέλεσμα να προκύπτουν προβλήματα, όπως η παρεμβολή σε άλλα κανάλια. Για το λόγο αυτό υπάρχουν τα ακόλουθα κριτήρια της γραμμικότητας που καθορίζονται από τα πρωτόκολλα (standards) και η ικανοποίηση αυτών από τον πομπό αποτελεί μία σημαντική πρόκληση σε κυκλωματικό επίπεδο. Διακρίνουμε τα Spectral Mask Requirements, το Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR) και το Error-Vector Magnitude (EVM). Τα μεγέθη αυτά αποτελούν εκτιμήσεις του θορύβου και της παραμόρφωσης που παρατηρείται στην έξοδο του PA, λόγω μη γραμμικότητας.

2.1.1 Spectral Mask

Σημαντικό στοιχείο του σήματος προς μετάδοση είναι το φάσμα του σήματος εξόδου. Υπάρχει μία κεντρική συχνότητα (carrier frequency) και ένα εύρος καναλιού μέσα στο οποίο θα πρέπει να βρίσκεται το φάσμα εξόδου. Παρ' όλα αυτά ο θόρυβος και η παραμόρφωση εισάγουν φάσμα και σε γειτονικές συχνότητες. Τα Spectral Mask Requirements καθορίζουν την ένταση αυτών των μη επιθυμητών εκπομπών θέτοντας ανώτατα επιτρεπτά όρια ως συνάρτηση της συχνότητας σε σχέση με τη φέρουσα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται τα Spectral Mask Requirements για το σύστημα GSM, καθώς και το φάσμα εξόδου ενός GSM EDGE σήματος.



Σχήμα 2.2 GSM Spectral Mask Requirements και φάσμα εξόδου πραγματικού σήματος GSM EDGE [1]

2.1.2 Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR)

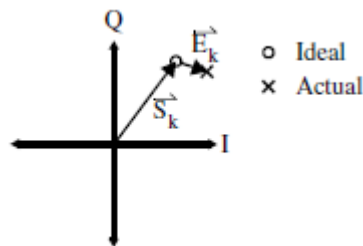
Ένα άλλο κριτήριο γραμμικότητας του πομπού είναι το ACLR, το οποίο εκτιμά το σήμα που λαμβάνουν άλλοι χρήστες. Είναι γνωστό πως οι δέκτες φιλτράρουν το σήμα εισόδου, οπότε αυτό που έχει ενδιαφέρον είναι οι παρεμβολές που επιβιώνουν μετά το φιλτράρισμα. Το μέγεθος που μετρά το ACLR είναι η ισχύς του σήματος εξόδου που βρίσκεται μετά την έξοδο του φίλτρου που υπάρχει στην είσοδο του δέκτη. Η ισχύς αυτή μετράται σε σχέση με την επιθυμητή ισχύ στη φέρουσα συχνότητα. Στον παρακάτω πίνακα παρατηρούμε τις διάφορες τιμές που λαμβάνει το ACLR για διάφορα πρωτόκολλα επικοινωνίας.

Πίνακας 2.1 Εύρος καναλιού και τιμές ACLR για διαφορετικά πρωτόκολλα [2]

	GSM	EDGE	WCDMA	802.11b	802.11a/g
Channel BW (MHz)	0.2	0.2	5	15	20
ACLR (dB)	-30/-60	-30/-54	-33/-44		

2.1.3 Error Vector Magnitude (EVM)

Τα δύο προηγούμενα μεγέθη είχαν να κάνουν με την επίδραση της μη γραμμικότητας στο φάσμα και συγκεκριμένα σε άλλες ζώνες συχνοτήτων. Ένα επιπλέον κριτήριο της μη γραμμικότητας είναι το EVM, που σχετίζεται με την ακρίβεια του σήματος (συμβόλου) που μεταδόθηκε. Διαφοροποιείται σε σχέση με Spectral Mask Requirements και το ACLR και είναι δυνατόν να ικανοποιούνται αυτές οι προδιαγραφές αλλά το EVM να μην είναι επιτρεπτό με βάση το πρωτόκολλο. Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει ένα σύμβολο που έχει μεταδοθεί καθώς και το σύμβολο που θα μεταδιδόταν από έναν ιδανικό πομπό.



Σχήμα 2.3 Ιδανικό και εκπεμπόμενο σύμβολο - Διάνυσμα λάθους $|\vec{E}_k|$ [2]

Το EVM ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$EVM_i = \sqrt{\frac{|\vec{E}_i|^2}{\sum_{k=1}^N \frac{|\vec{S}_k|^2}{N}}} \quad (2.1)$$

και η RMS τιμή είναι:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N \left| \vec{E}_k \right|^2}{N}} \quad (2.2)$$

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι αποδεκτές τιμές του EVM για διαφορετικά συστήματα μαζί με τον crest factor. Ως crest factor ορίζουμε το λόγο της μέγιστης τιμής του envelope προς την RMS τιμή, $C = \frac{X_{peak}}{X_{RMS}}$.

Παρατηρούμε πως στην περίπτωση που χρησιμοποιείται OFDM διαμόρφωση (το $PAPR = C^2$ είναι υψηλό) το EVM έχει χαμηλότερες απαιτούμενες τιμές, λόγω του μεγαλύτερου constellation map που οδηγεί σε μεγαλύτερη ευαισθησία για λάθος.

Πίνακας 2.2 Τιμές EVM και crest factor [2]

	EDGE	WCDMA	802.11b	802.11a/g
EVM	9%	17.5%	35%	5.6%
Crest factor (dB)	3	3.35-7.5		10-12

2.1.4 Απόδοση Ισχύος (Power Efficiency)

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η απόδοση ισχύος έχει ιδιαίτερη σημασία στο χρόνο ζωής της μπαταρίας και στην ισχύ που αντλείται από αυτήν. Η ανάγκη για υψηλή απόδοση στον ενισχυτή ισχύος είναι άκρως επιθυμητή, καθώς το συγκεκριμένο μπλοκ επιβαρύνει σημαντικά το σύστημα του πομπού ως προς την ισχύ που καταναλώνεται.

Εστιάζοντας στον PA ορίζουμε το μέγεθος του Power Efficiency ως $\eta = \frac{P_{RF,out}}{P_{DC}}$. Ωστόσο, λαμβάνοντας υπ' όψιν την ισχύ στην είσοδο του PA

ορίζουμε το μέγεθος του Power Added Efficiency $PAE = \frac{P_{RF,out} - P_{RF,in}}{P_{DC}}$.

2.2 Τάξεις Ενισχυτών Ισχύος και Κριτήρια Απόδοσης

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο μελετώνται διάφορες τάξεις ενισχυτών ισχύος. Για την καλύτερη κατανόηση της έννοιας του ενισχυτή ισχύος και των μεγεθών που τον χαρακτηρίζουν, θα πραγματοποιηθεί αρχικά μία γενική προσέγγιση στο block του ενισχυτή χωρίς να υπεισέλθουμε σε κυκλωματικές

λειπομέρειες. Στη συνέχεια, ανάλογα με τα ιδιαίτερα κυκλωματικά χαρακτηριστικά του κάθε ενισχυτή θα γίνει η κατηγοριοποίηση σε τάξεις (classes), και θα βρεθεί η απόδοση (efficiency) της κάθε τάξης.

Όπως έχει σημειωθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, το trade-off ανάμεσα στη γραμμικότητα (linearity) και την απόδοση (efficiency) ενός ενισχυτή ισχύος είναι ένα εξαιρετικά σημαντικό ζήτημα που απασχολεί τη σχεδίαση RF πομποδεκτών. Κινούμενοι σε αυτό το πρόβλημα, θα διακριθούν οι δύο βασικές κατηγορίες ενισχυτών ισχύος με κριτήριο το βασικό μηχανισμό λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, οι περιπτώσεις των switching mode ενισχυτών και των conducting phase angle θα αναλυθούν και θα διαπιστωθεί ο λόγος για τον οποίο προκύπτει το πρόβλημα της γραμμικότητας-απόδοσης.

2.2.1 Γενική προσέγγιση-Βασικά χαρακτηριστικά

Παρακάτω ακολουθεί η γενική μορφή ενός ενισχυτή ισχύος που περιλαμβάνει ένα τρανζίστορ κοινού εκπομπού και οδηγεί φορτίο 50Ω . Το radio frequency choke (RFC), το οποίο είναι πηνίο υψηλής επαγωγής, λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα στις χαμηλές συχνότητες επιτρέποντας τη διέλευση DC ρεύματος. Το κύκλωμα matching network έχει ως σκοπό το μετασχηματισμό της αντίστασης φορτίου (στην περίπτωση αυτή θεωρούμε πως είναι 50Ω), σε χαμηλότερης τιμής αντίσταση που θα επιτρέπει την αύξηση της ισχύος εξόδου. Παράλληλα, λειτουργεί και ως φίλτρο, καθώς οδηγεί στο σχηματισμό ημιτονοειδούς τάσης στην έξοδο.

Θεωρούμε ότι στην είσοδο του ενισχυτή εισέρχεται ισχύς P_{in} και από την τάση τροφοδοσίας P_{sup} . Στόχος σε οποιονδήποτε PA είναι η μεταφορά θεμελιώδους ισχύος στο φορτίο. Επομένως η ισχύς από την τροφοδοσία, P_{sup} , καταμερίζεται σε καταναλισκόμενη ισχύ στο τρανζίστορ, P_{diss} και σε ισχύ που αποδίδεται στο matching network, P_{load} . Η ισχύς P_{load} θεωρούμε αρχικά ότι περιλαμβάνει τη θεμελιώδη συνιστώσα και ανώτερες αρμονικές (high order harmonics). Το μέγεθος της απόδοσης του ενισχυτή ορίζεται από το λόγο της ισχύος στην έξοδο (φορτίο), P_{out} προς την ισχύ τροφοδοσίας P_{sup} , δηλαδή

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{sup}} = \frac{P_{out}}{P_{diss} + P_{out} + P_2 + P_3 + \dots}$$

Επομένως, για τη μεγιστοποίηση της απόδοσης δεν θα πρέπει να υπάρχει κατανάλωση ισχύος στο τρανζίστορ και η ισχύς που μεταφέρεται στο drain να είναι μόνο θεμελιώδης.

Όπως θα δούμε στη συνέχεια, στην περίπτωση των switching mode PAs, όπου το τρανζίστορ λειτουργεί ως διακόπτης, δεν παρατηρείται επικάλυψη (overlap) της τάσης και του ρεύματος στο τρανζίστορ. Αυτό έχει ως

αποτέλεσμα το γινόμενο τους, με βάση το οποίο ορίζεται η στιγμιαία ισχύς, να είναι μηδενικό. Ωστόσο αυτό αποτελεί εξιδανικευμένη περίπτωση. Κατά τη διάρκεια της κατάστασης OFF η τάση στο drain διαμορφώνεται από το ολοκλήρωμα του ρεύματος που ρέει στον πυκνωτή C της υποδοχής.

Ωστόσο, κατά τη μετάβαση από την κατάσταση OFF στην κατάσταση ON, δεν υπάρχει απότομη εκφόρτιση του πυκνωτή κάτι το οποίο οδηγεί σε μη μηδενικό γινόμενο ρεύματος και τάσης που συνεπάγεται κατανάλωση ισχύος στο τρανζίστορ.

Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με την τεχνική του ZVS (Zero Voltage Switching). Όπως προκύπτει και από την ονομασία, η μέθοδος αυτή επιτρέπει το μηδενισμό της τάσης στην υποδοχή ακριβώς πριν τη μετάβαση στην κατάσταση ON. Στις επόμενες υποενότητες θα δούμε πως η παραπάνω τεχνική αποτελεί χαρακτηριστικό γνώρισμα της τάξης E ενισχυτών ισχύος.

2.2.2 Switching Mode PAs

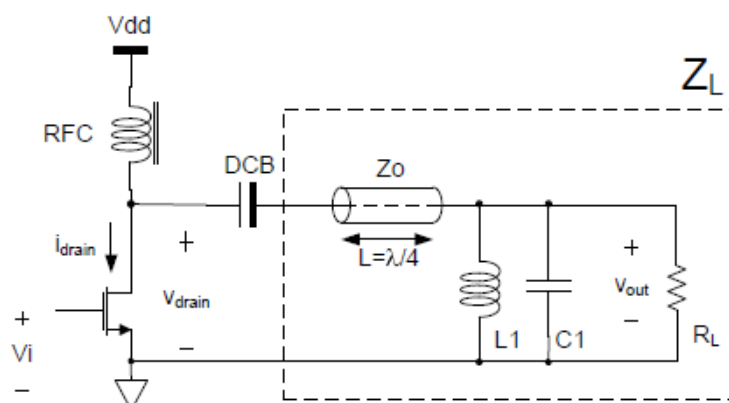
Στη συγκεκριμένη υποενότητα θα μελετηθούν οι ενισχυτές ισχύος που ανήκουν στην κατηγορία των διακοπόμενων PAs. Το βασικό γνώρισμα τους, όπως έχει προαναφερθεί, είναι το γεγονός ότι το τρανζίστορ δεν λειτουργεί ως διαγωγός (transconductive element) αλλά ως διακόπτης. Αυτό ουσιαστικά επιτρέπει τη διαμόρφωση της τάσης στο drain κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να μην υπάρχει η επικάλυψη μεταξύ τάσης και ρεύματος που θα οδηγήσει στην κατανάλωση ισχύος. Η ευκολότερη σχηματοποίηση (στη βιβλιογραφία αναφέρεται ως *squaring*) της τάσης στην υποδοχή είναι και το πλεονέκτημα των διακοπόμενων ενισχυτών ισχύος σε σχέση με τους *conducting phase angle*.

Στην περίπτωση των *switching mode PAs* η είσοδος καθορίζει τη στιγμή που ο διακόπτης - τρανζίστορ θα είναι ανοικτός και κλειστός. Επομένως γίνεται άμεσα αντιληπτό πως αυτή η κατηγορία ενισχυτών χαρακτηρίζεται από μεγάλη μη-γραμμικότητα, καθώς μεταβολές στο πλάτος του σήματος εισόδου δεν οδηγούν σε αντίστοιχη συμπεριφορά στην έξοδο. Αυτό που συμβαίνει είναι πως όταν το σήμα εισόδου είναι επαρκές για να άγει το τρανζίστορ, τότε η τάση στην υποδοχή μηδενίζεται. Στην κατάσταση OFF, ωστόσο το τρανζίστορ δεν επενεργεί στην τάση και το ρεύμα υποδοχής, καθώς αυτά εξαρτώνται από το *matching network*.

Στο σημείο αυτό, θα μελετηθούν οι βασικές τοπολογίες *switching mode PAs* και θα αναλυθούν τα βασικά μεγέθη που τις χαρακτηρίζουν.

2.2.2.1 Class F

Παρακάτω απεικονίζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή τάξης F.



Σχήμα 2.4 Τοπολογία ενισχυτή class F [4]

Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 2.4, το βασικό γνώρισμα αυτής της τάξης είναι το matching network. Σε αυτήν την υλοποίηση του ενισχυτή, ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ είναι το βασικό στοιχείο του matching network. Από τη μικροκυματική θεωρία γνωρίζουμε πως ένα τμήμα γραμμής μεταφοράς με μήκος $l = \lambda/4$ σε μία συγκεκριμένη συχνότητα μεταφέρει την αντίσταση τερματισμού στην είσοδο ανεστραμμένη [3].

Πιο συγκεκριμένα ισχύει, $Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_L}$. Η σχέση αυτή ισχύει και για κάθε περιττό πολλαπλάσιο του $\lambda/4$. Αντίθετα αν το μήκος της γραμμής μεταφοράς είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του $\lambda/2$ τότε η αντίσταση τερματισμού μεταφέρεται στην είσοδο, δηλαδή $Z_{in} = Z_L$.

Από τα παραπάνω, συνάγουμε το συμπέρασμα ότι σε περιττές αρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας η αντίσταση που φαίνεται από την υποδοχή προς το matching network είναι ανοιχτοκύκλωμα ενώ σε άρτιες αρμονικές είναι βραχυκύκλωμα. Δηλαδή, έχουμε:

$$R_{drain,n} = \left\{ \begin{array}{l} 0, n = 0 \\ \frac{Z_o^2}{R_L}, n = 1 \\ \infty, n = 2k + 1 \\ 0, n = 2k \end{array} \right\} \quad (2.3)$$

Αυτό συνεπάγεται πως η τάση στην υποδοχή δεν περιλαμβάνει άρτιες αρμονικές, επομένως αντιστοιχεί σε τετραγωνική τάση. Λόγω της

ανοιχτοκύκλωσης στις περιττές αρμονικές το ρεύμα στο drain περιλαμβάνει μόνο άρτιες αρμονικές μαζί με τη θεμελιώδη. Επομένως, αντιστοιχεί σε ένα ημιανορθωμένο ημίτονο (παρόμοιο με την κυματομορφή ρεύματος του class B, όπως θα δούμε στη συνέχεια). Συμπερασματικά, διαπιστώνουμε πως έχουμε πετύχει κυματομορφή τάσης και ρεύματος στην υποδοχή, που χαρακτηρίζονται από περιττές και άρτιες αρμονικές αντίστοιχα. Άρα, η ισχύς που εισέρχεται στο matching network αντιστοιχεί μόνο στη θεμελιώδη συχνότητα, κάτι το οποίο έρχεται σε συμφωνία με τη βασική προϋπόθεση της προηγούμενης ενότητας σχετικά με την υψηλό efficiency του PA [4].

Για την κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος ισχύει ότι :

$$V_d(\theta) = V_{dd} + \sum_{n=2k+1} V_n \cos(n\theta + \varphi_o) \quad (2.4)$$

$$i_d(\theta) = i_o + i_1 \cos(\theta + \varphi_o) + \sum_{n=2k} i_n \cos(n\theta + \varphi_o) \quad (2.5)$$

όπου i_n και V_n είναι τα πλάτη των αρμονικών ρεύματος και τάσης αντίστοιχα.

Διακρίνουμε τις εξής καταστάσεις :

$$\begin{aligned} ON & : \quad V_d = i_d R_{on} \\ OFF & : \quad i_d = 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Ο προσδιορισμός της τάσης και του ρεύματος κατά τη διάρκεια ενός κύκλου μπορεί να προέλθει από τη τιμή της άλλης ημιοπεριόδου.

Πιο συγκεκριμένα, για γωνία $\theta - \pi$ έχουμε :

$$V_d(\theta - \pi) = V_{dd} - \sum_{n=2k+1} V_n \cos(n\theta + \varphi_o) = 2V_{dd} - V_d(\theta) \quad (2.7)$$

$$i_d(\theta - \pi) = i_o - i_1 \cos(\theta + \varphi_o) + \sum_{n=2k} i_n \cos(n\theta + \varphi_n) = i_d(\theta) - 2i_1 \cos(\theta + \varphi_o) \quad (2.8)$$

Εφ' όσον σε κατάσταση OFF το ρεύμα της υποδοχής είναι μηδενικό, προκύπτει ότι το ρεύμα σε κατάσταση ON θα έχει ημιτονοειδή μορφή, με αποτέλεσμα η συνολική κυματομορφή να είναι ένα ημιανορθωμένο ημίτονο. Στη συνέχεια από τη σχέση τάσης - ρεύματος (2.6) σε κατάσταση ON υπολογίζεται η τάση στην κατάσταση αγωγής. Επομένως, είναι πλέον δυνατός ο προσδιορισμός της τάσης σε κατάσταση OFF.

Η θεμελιώδης συνιστώσα ρεύματος και τάσης συνδέονται με βάση την παρακάτω σχέση:

$$V_1 = i_1 \frac{Z_o^2}{R_L} \quad (2.9)$$

Εφαρμόζοντας τον Μ/Σ Fourier λαμβάνουμε τις ακόλουθες εκφράσεις για τις θεμελιώδεις συνιστώσες τάσης και ρεύματος υποδοχής:

$$u_{d1} = \frac{4V_{DD}}{\pi} \left(\frac{1}{1 + \frac{2R_{on}R_L}{Z_o^2}} \right) \quad (2.10)$$

$$i_{d1} = \frac{u_{d1}R_L}{Z_o^2}, \quad i_{d0} = \frac{2}{\pi} i_{d1} \quad (2.11)$$

Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η ισχύς εξόδου P_{out} δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = \frac{\frac{1}{2} u_{d1}^2 R_L}{Z_o^2} \quad (2.12)$$

Η DC ισχύς είναι:

$$P_{DC} = V_{DD} i_{d0} \quad (2.13)$$

Από τον ορισμό της απόδοσης ισχύος έχουμε:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.14)$$

Επομένως, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (2.11), (2.12) και (2.13) έχουμε:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2R_{on}R_L}{Z_o^2}} \quad (2.15)$$

Στην ιδανική περίπτωση που δεν υπάρχουν απώλειες του τρανζίστορ παρατηρούμε πως επιτυγχάνεται ιδανικό efficiency 100%.

Βασικός παράγοντας ελάττωσης της απόδοσης είναι η ON resistance του τρανζίστορ. Ωστόσο υπάρχουν και άλλοι παράγοντες απωλειών όπως οι απώλειες λόγω της φόρτισης και της εκφόρτισης της χωρητικότητας στην υποδοχή. Αυτές οι απώλειες είναι:

$$P_C = \frac{1}{2} C_{drain} (2V_{DD})^2 f_0 \quad (2.16)$$

Στο σημείο αυτό προκύπτει το trade-off μεταξύ του μεγέθους της χωρητικότητας στην υποδοχή και της αντίστασης R_{ON} που αφορά το μέγεθος του τρανζίστορ. Αυξάνοντας το πλάτος παρατηρούμε πως ελαττώνεται η R_{ON} ενώ παράλληλα αυξάνεται η C_{drain} . Επίσης ένα επιπλέον πρόβλημα που ανακύπτει είναι το γεγονός ότι σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας του class F, το C_{drain} δημιουργεί προβλήματα στο ανοιχτοκύκλωμα που έχουμε αναφέρει ότι παρατηρείται στις περιττές αρμονικές [4].

2.2.2.2 Class E

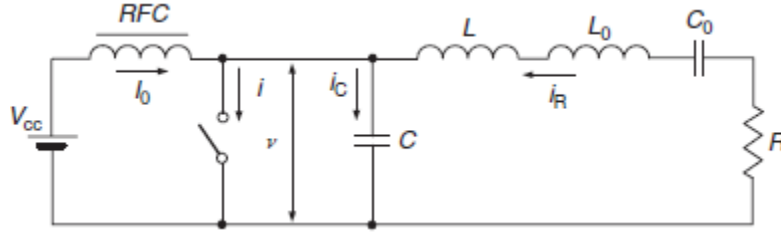
Στη συγκεκριμένη υποενότητα θα γίνει ανάλυση της λειτουργίας του ενισχυτή class E [4]-[7]. Παράλληλα, θα διερευνηθούν και τροποποιημένες υλοποιήσεις, στις οποίες ο ενισχυτής αποδεικνύει ότι αποτελεί μία αρκετά αξιόπιστη επιλογή PA που εγγυάται υψηλό efficiency. Αρχικά, θα παρατεθούν οι βασικές εξισώσεις λειτουργίας του και στις συνέχεια θα μελετηθούν οι τροποποιημένες εξισώσεις.

A) Ιδανική λειτουργία

Για την ανάλυση του class E θεωρούμε τις ακόλουθες παραδοχές :

1. Η διακοπτική μετάβαση του τρανζίστορ θεωρείται απότομη, χωρίς απώλεια ισχύος
2. Η συνολική χωρητικότητα παράλληλα στο τρανζίστορ είναι γραμμική και ανεξάρτητη της τάσης στην υποδοχή.
3. Το RFC επιτρέπει τη διέλευση μόνο DC ρεύματος χωρίς να παρουσιάζει ωμική αντίσταση.
4. Ο συντελεστής ποιότητας του matching network (loaded quality factor Q) θεωρείται επαρκώς υψηλός έτσι ώστε το ρεύμα να θεωρηθεί ημιτονοειδές.
5. Το duty cycle θεωρείται 50% για τη βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος.

Παρακάτω φαίνεται η γενική τοπολογία του class E που θα αναλυθεί παρακάτω.



Σχήμα 2.5 Ιδανικός ισοδύναμο κύκλωμα class E [6]

Οι δύο βασικές συνθήκες που διαφοροποιούν τον class E από τις άλλες τάξεις είναι το ZVS και το dZVS. Αυτό γράφεται ως εξής :

$$u_{sw}(\omega t = 2\pi) = 0, \quad \frac{du_{sw}(\omega t = 2\pi)}{dt} = 0 \quad (2.17)$$

όπου u_{sw} η τάση στην υποδοχή και θεωρούμε ότι η κατάσταση OFF επεκτείνεται από $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$.

Σε κατάσταση OFF ισχύει :

$$i(\omega t) = I_R \sin(\omega t + \varphi) + I_o \quad (2.18)$$

Για $\omega t = 0$ ισχύει:

$$\begin{aligned} i(\omega t = 0) = 0 &\Rightarrow I_o = -I_R \sin \varphi \Rightarrow \\ i(\omega t) &= I_R (\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Άρα, σε κατάσταση OFF έχουμε:

$$i_c(\omega t) = I_R (\sin(\omega t + \varphi) - \sin \varphi) \quad (2.20)$$

Η τάση στην υποδοχή σε κατάσταση αποκοπής προκύπτει από την ολοκλήρωση του ρεύματος που ρέει στον πυκνωτή και δίνεται ακολούθως:

$$u(\omega t) = \frac{1}{\omega C} \int_{\pi}^{\omega t} (i_c(\omega t) dt) = -\frac{I_R}{\omega C} (\cos(\omega t + \varphi) + \cos \varphi + (\omega t - \pi) \sin \varphi) \quad (2.21)$$

Από τη συνθήκη του ZVS η (2.21) για $\omega t = 2\pi$ έχουμε ότι:

$$\varphi = \arctan\left(-\frac{2}{\pi}\right) \quad (2.22)$$

Οι ορθογώνιες συνιστώσες στη θεμελιώδη συχνότητα στην τάση στο φορτίο δίνονται από τα ακόλουθα ολοκληρώματα:

$$\begin{aligned} V_R &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{I_R}{\pi \omega C} \left(\frac{\pi}{2} \sin(2\varphi) + 2 \cos(2\varphi) \right) \\ V_L &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos(\omega t + \varphi) dt = -\frac{I_R}{\pi \omega C} \left(\frac{\pi}{2} + \pi \sin^2 \varphi + 2 \sin(2\varphi) \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Σε περίπτωση που ικανοποιούνται οι συνθήκες των ZVS και dZVS, τότε στην ιδανική περίπτωση έχουμε το μέγιστο efficiency (100%). Οπότε μπορούμε να γράψουμε και με τη βοήθεια των σχέσεων 2.19 και 2.22 ότι:

$$I_o V_{dd} = \frac{I_R^2 R}{2} \rightarrow I_o = 0.577 \frac{V_{dd}}{R} \quad (2.24)$$

Άρα, η μέγιστη τιμή της τάσης στο φορτίο είναι

$$V_R = I_R R = \frac{2V_{dd} \sin \varphi}{R} = 1.074V_{dd} \quad (2.25)$$

Αν V_L , V_R είναι οι ορθογώνιες συνιστώσες της τάσης στο φορτίο, τότε ο λόγος τους $\frac{V_L}{V_R}$ καθορίζει την τιμή που πρέπει να αποκτήσει το πηνίο του matching network L .

Πιο συγκεκριμένα, διαιρώντας κατά μέλη τις ορθογώνιες συνιστώσες της σχέσης 2.23 έχουμε:

$$\left| \frac{V_L}{V_R} \right| = \left| \frac{i\omega L I_R}{I_R R} \right| = \frac{\omega L}{R} = 1.1525 \quad (2.26)$$

$$\omega C R = \omega C \frac{V_R}{I_R} = 0.1836 \quad (2.27)$$

Διαπιστώνουμε, επομένως, πως η σχεδιαστική ροή για το κύκλωμα του ενισχυτή τάξης E μπορεί να αρχίσει με την επιλογή κατάλληλης αντίστασης τερματισμού R, η οποία με τη σειρά της θα καθορίσει τις τιμές της επαγωγικής αντίδρασης στο κύκλωμα προσαρμογής και της παράλληλης χωρητικότητας C.

Η επιλογή της αντίστασης πραγματοποιείται με βάση την επιθυμητή τιμή της ισχύος εξόδου P_{out} . Για την ακρίβεια η πιο συνήθης πορεία είναι με βάση την επιθυμητή τιμή ισχύος να επιλέγεται συγκεκριμένη τιμή αντίστασης.

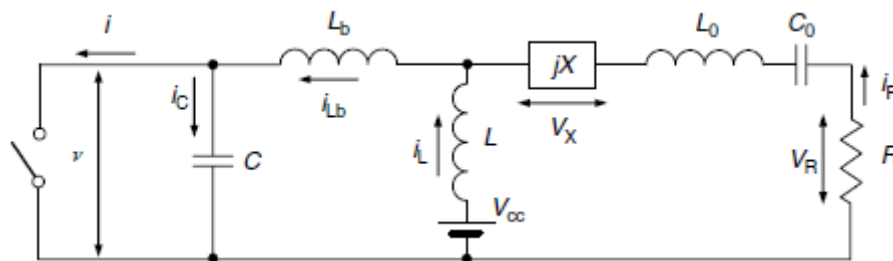
Η τιμή της αντίστασης R προκύπτει από την παρακάτω σχέση:

$$R = \frac{8V_{DD}^2}{(\pi^2 + 4)P_{out}} \quad (2.28)$$

Επομένως, τα στοιχεία του κυκλώματος είναι πλέον γνωστά για τη λειτουργία του ενισχυτή σε ιδανικό efficiency, που οφείλεται στο γεγονός ότι οι δύο συνθήκες ZVS και dZVS ικανοποιούνται.

B) Class E με finite dc feed inductor

Στο συγκεκριμένο σημείο, θα μελετηθεί η λειτουργία του ενισχυτή όταν το πηνίο RFC είναι πεπερασμένο (σε αυτήν την περίπτωση το πεπερασμένο πηνίο αναφέρεται ως L , όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.6). Για το ρεύμα υποδοχής μπορούμε να γράψουμε:



Σχήμα 2.6 Ισοδύναμο κύκλωμα Class E με finite DC feed inductor [7]

$$\begin{aligned} i(\omega t) &= i_L(\omega t) + i_R(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} (V_{DD} - u_{Lb}) d(\omega t) + i_L(0) + i_R \sin(\omega t + \varphi) = \\ &= \frac{V_{DD}\omega t}{\omega(L + L_b)} + \frac{\omega L}{\omega(L + L_b)} (i_L(0) + i_R \sin(\omega t + \varphi)), \quad \text{όπου } i_L(0) = -i_R \sin \varphi \end{aligned} \quad (2.29)$$

όπου u_{Lb} είναι η τάση που αναπτύσσεται στην “bondwire” επαγωγή Lb .

Επομένως, έπεται ότι το ρεύμα στη φάση ON δίνεται από τη σχέση:

$$i(\omega t) = \frac{V_{DD}\omega t}{\omega(L + L_b)} + \frac{\omega L}{\omega(L + L_b)} i_R (-\sin \varphi + \sin(\omega t + \varphi)) \quad (2.30)$$

Στη φάση OFF το ρεύμα διοχετεύεται στον πυκνωτή C με αποτέλεσμα η τάση στην υποδοχή να δίνεται από τη σχέση :

$$\omega C \frac{du(\omega t)}{dt} = \frac{1}{\omega L} \int_{\pi}^{\omega t} (V_{DD} - u(\omega t) - u_{lb}(\omega t)) d(\omega t) + i_L(\pi) + i_R \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.31)$$

όπου $i_L(\pi) = i(\pi) + i_R \sin \varphi$.

Το ρεύμα $i(\pi)$ στο τέλος της φάσης ON προσδιορίζεται από τη σχέση (2.30) για $\omega t = \pi$.

Αν παραγωγίσουμε τη σχέση (2.31) καταλήγουμε σε μία διαφορική εξίσωση που περιγράφει την τάση υποδοχής κατά τη διάρκεια του OFF state. Έχουμε ότι:

$$\omega^2 (L + L_b) C \frac{d^2 u}{dt^2} + u(\omega t) - V_{DD} - \omega L i_R \cos(\omega t + \varphi) = 0 \quad (2.32)$$

Η λύση της είναι:

$$\frac{u(\omega t)}{V_{DD}} = C_1 \cos(q\omega_o t) + C_2 \sin(q\omega_o t) + 1 - \frac{q^2 p}{1 - q^2} \cos(\omega_o t + \varphi) \quad (2.33)$$

όπου ορίζονται οι σχεδιαστικές παράμετροι q και p :

$$q = \frac{1}{\omega \sqrt{(L + L_b) C}} \quad (2.34)$$

$$p = \frac{\omega L i_R}{V_{DD}} \quad (2.35)$$

Έχουμε επομένως εξαγάγει τις εκφράσεις του ρεύματος στην υποδοχή του τρανζίστορ σε κατάσταση ON και της τάσης σε κατάσταση OFF η οποία οφείλεται στη ροή του ρεύματος στον πυκνωτή της υποδοχής. Απομένει να βρεθούν οι τιμές των παθητικών στοιχείων που εξασφαλίζουν τις συνθήκες ZVS και dZVS, με αποτέλεσμα να προκύπτει το υψηλό efficiency.

Οι συντελεστές C_1 και C_2 προκύπτουν από τις αρχικές συνθήκες τάσης σε κατάσταση OFF.

Από τις σχέσεις, $u(\omega t = \pi) = 0$, $\frac{du}{dt} \Big|_{\omega t = \pi} = \frac{i(\pi)}{\omega C}$, οι συντελεστές C_1 και C_2 έχουν την ακόλουθη μορφή:

$$C_1 = -\cos(q\pi) + q\pi \sin(q\pi) - \frac{q\pi}{1 - q^2} \left(q \cos \phi \cos(q\pi) - (1 - 2q^2) \sin \phi \sin(q\pi) \right) \quad (2.36)$$

$$C_2 = q\pi \cos(q\pi) - \sin(q\pi) - \frac{q\pi}{1-q^2} \left(q \cos \phi \sin(q\pi) + (1-2q^2) \sin \phi \cos(q\pi) \right) \quad (2.37)$$

Σε ιδανικές συνθήκες λειτουργίας του class E το efficiency είναι θεωρητικά 100%. Όποτε, αυτό σημαίνει ότι η DC ισχύς και η ισχύς εξόδου είναι ίσες. Επομένως, έχουμε ότι:

$$I_o V_{DD} = \frac{V_R^2}{2R} \quad (2.38)$$

Η dc συνιστώσα του ρεύματος προκύπτει από την ανάλυση Fourier και τη σχέση (2.30). Έχουμε ότι:

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d(\omega t) = \frac{\frac{i_R}{2\pi} \left(\frac{\pi^2}{2p} + 2 \cos \phi - \pi \sin \phi \right)}{1 + \frac{L_b}{L}} \quad (2.39)$$

Από την (2.38), έχουμε ότι η βέλτιστη αντίσταση τερματισμού προκύπτει από την επιθυμητή τιμή της ισχύος εξόδου και πιο συγκεκριμένα δίνεται από τη σχέση:

$$R = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{V_R}{V_{DD}} \right)^2 V_{DD}^2}{P_{out}} \quad (2.40)$$

όπου από τις σχέσεις (2.38) και (2.39) έχουμε $\frac{V_R}{V_{DD}} = \frac{1}{\pi} \frac{\frac{\pi^2}{2p} + 2 \cos \phi - \pi \sin \phi}{1 + \frac{L_b}{L}}$

[6].

Τα παθητικά στοιχεία L και C προκύπτουν από τις τιμές που επιλέγουμε για τις παραμέτρους p και q .

Πιο συγκεκριμένα, από τη (2.34), (2.35) και από το λόγο $\frac{V_R}{V_{DD}}$ έχουμε ότι:

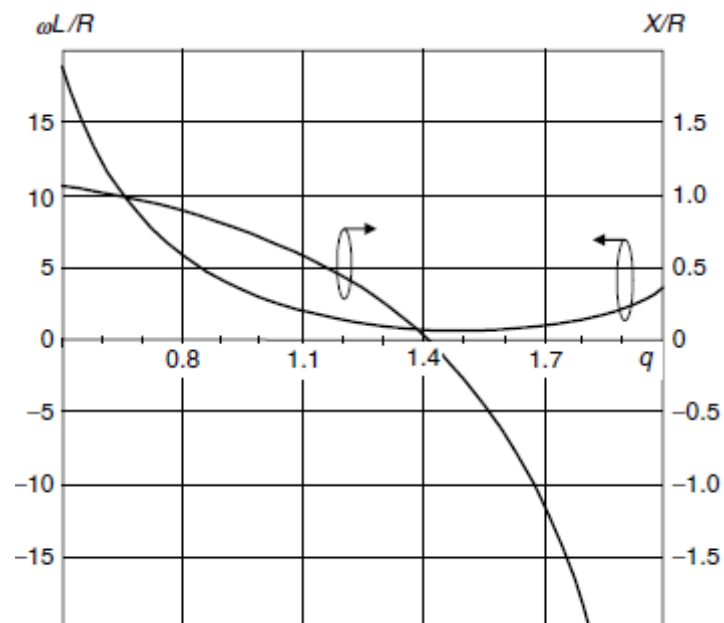
$$\frac{\omega L}{R} = \frac{p \left(1 + \frac{L_b}{L} \right)}{\frac{\pi}{2p} + \frac{2}{\pi} \cos \phi - \sin \phi} \quad (2.41)$$

$$\omega CR = \left(\frac{q^2 \left(1 + \frac{L_b}{L} \right) \omega L}{R} \right)^{-1} \quad (2.42)$$

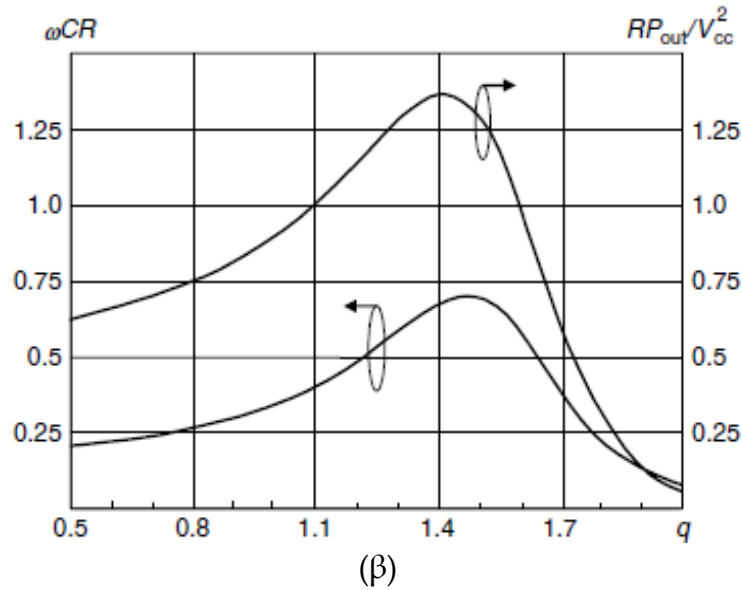
Οι άγνωστες παράμετροι στην παραπάνω ανάλυση είναι οι p , q και ϕ . Αν θεωρήσουμε ως σχεδιαστική παράμετρο την παράμετρο q , τότε τα p και ϕ προκύπτουν από την εφαρμογή των συνθηκών ZVS και dZVS. Εφ' όσον βρεθούν τα p και ϕ τότε είναι δυνατός ο υπολογισμός των L και C .

Η αντίδραση σε σειρά X μπορεί να βρεθεί από το λόγο των ορθογώνιων συνιστωσών της τάσης στην υποδοχή στην θεμελιώδη συχνότητα. Εφαρμόζοντας τη λογική της σχέσης (2.23) έχουμε $\frac{X}{R} = \frac{V_X}{V_R}$.

Παρακάτω απεικονίζονται τα διαγράμματα που δείχνουν την εξάρτηση των μεγεθών $\frac{\omega L}{R}$, ωCR , $\frac{X}{R}$ και $\frac{RP_{out}}{V_{DD}^2}$ από τη σχεδιαστική παράμετρο q , της οποίας η φυσική σημασία είναι ο λόγος της συχνότητας συντονισμού μεταξύ του DC finite inductor και της χωρητικότητας στην υποδοχή προς τη συχνότητα λειτουργίας του class E.



(α)



Σχήμα 2.7 (α) Εξάρτηση των παραμέτρων $\frac{\omega L}{R}$ και $\frac{X}{R}$ από το q (β) Εξάρτηση των παραμέτρων ωCR και $\frac{RP_{out}}{V_{DD}^2}$ από το q [6]

Γ) Γενικευμένες Αναλυτικές Εξισώσεις Class E για τυχαίο Duty Cycle

Στο συγκεκριμένο σημείο, θα μελετήσουμε τη λειτουργία του class E στην περίπτωση που το duty cycle δεν είναι 50%, όπως είχαμε θεωρήσει στις προηγούμενες ενότητες. Αυτό θα μας επιτρέψει τη σχεδίαση του class E για τυχαίο duty cycle μέσα από ένα σύνολο σχεδιαστικών παραμέτρων [7].

Αρχικά, γράφουμε τις εξισώσεις για το ρεύμα και την τάση στην υποδοχή στις δύο καταστάσεις λειτουργίας.

Σε κατάσταση ON :

$$i(t) = i_R \sin(\omega t + \varphi) + i_L(t) = i_R \sin(\omega t + \varphi) + \frac{1}{L} V_{DD} t + i_L(0), \quad u_d = 0 \quad (2.43)$$

όπου

$$i_L(0) = -i_R \sin \varphi \quad (2.44)$$

Σε κατάσταση OFF :

$$C \frac{du(t)}{dt} = i_c(t) = i_R \sin(\omega t + \varphi) + i_L(t) = i_R \sin(\omega t + \varphi) + \frac{1}{L} \int_{\frac{d\pi}{\omega}}^t (V_{DD} - u(t)) dt + i_L \left(\frac{d\pi}{\omega} \right) \quad (2.45)$$

Παραγωγίζοντας την παραπάνω σχέση, προκύπτει η διαφορική εξίσωση που διέπει τη λειτουργία του κυκλώματος σε κατάσταση OFF.

$$LC \frac{du(t)}{dt} + u(t) - V_{DD} - \omega L i_R \cos(\omega t + \varphi) = 0 \quad (2.46)$$

Η λύση της παραπάνω εξίσωσης έχει την ακόλουθη μορφή :

$$u(t) = C_1 \cos(q\omega t) + C_2 \sin(q\omega t) + V_{DD} - \frac{q^2}{1-q^2} p V_{DD} \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.47)$$

Οι συντελεστές C_1 και C_2 προκύπτουν από την εφαρμογή των συνθηκών βέλτιστης απόδοσης ZVS και dZVS. Επομένως έχουμε τις ακόλουθες εκφράσεις για τους συντελεστές C_1 και C_2 ,

$$C_1 = \left(\frac{q^2 \cos(2q\pi) \cos \phi}{1-q^2} p + \frac{q \sin(2q\pi) \sin \phi}{1-q^2} p - \cos(2q\pi) \right) V_{DD} \quad (2.48)$$

$$C_2 = \left(\frac{q^2 \sin(2q\pi) \cos \phi}{1-q^2} p - \frac{q \cos(2q\pi) \sin \phi}{1-q^2} p - \sin(2q\pi) \right) V_{DD} \quad (2.49)$$

Ωστόσο, για τον ακριβή προσδιορισμό των κυματομορφών τάσης και ρεύματος απαιτείται η εύρεση των παραμέτρων p , q , d , ϕ . Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε τις OFF-state αρχικές συνθήκες. Πιο συγκεκριμένα, γνωρίζουμε πως η περίοδος OFF βρίσκεται στο διάστημα μεταξύ $\frac{d\pi}{\omega} \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega}$.

Ισχύει ότι:

$$u \left(\frac{d\pi}{\omega} \right) = 0 \quad \text{και} \quad \frac{du}{dt} \Big|_{t=\frac{d\pi}{\omega}} = \frac{i \left(\frac{d\pi}{\omega} \right)}{C} \quad (2.50)$$

Από τη σχέση (2.47) προκύπτουν δύο επιπλέον εξισώσεις, από τις οποίες είναι δυνατόν να βρεθούν οι άγνωστοι p και ϕ συναρτήσει των σχεδιαστικών παραμέτρων q και d .

Δηλαδή, εφαρμόζοντας αρχικά τις συνθήκες ZVS και dZVS προσδιορίζουμε συναρτήσει των q , p και ϕ τους συντελεστές C_1 και C_2 και στη συνέχεια εφαρμόζοντας τις OFF state αρχικές συνθήκες προσδιορίζουμε τις άγνωστες παραμέτρους p και ϕ , συναρτήσει των design parameters q και d , των οποίων η φυσική σημασία έχει δοθεί προηγουμένως [7].

Δηλαδή, παρατηρούμε πως η επιλογή δύο εκ των παραμέτρων του συνόλου $\Sigma = \{p, q, d, \phi\}$ επιτρέπει την έκφραση των υπολοίπων δύο συναρτήσει αυτών, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι βασικές συνθήκες του class E. Επομένως, καταλήγουμε μέσα από τις παραμέτρους του συνόλου Σ στη βέλτιστη επιλογή στοιχείων, που εγγυώνται ιδανικό efficiency για οποιοδήποτε duty cycle.

Με βάση τα παραπάνω είναι δυνατός ο προσδιορισμός των παθητικών στοιχείων που εξασφαλίζουν τη λειτουργία του class E σε ιδανικό efficiency.

Πιο συγκεκριμένα, διακρίνουμε τις παραμέτρους $\{K_L, K_C, K_X, K_P\}$ οι οποίες ορίζονται ως εξής:

$$K_L = \frac{\omega L}{R}, \quad K_C = \omega CR, \quad K_X = \frac{X}{R}, \quad K_P = \frac{RP_{out}}{V_{DD}^2} \quad (2.51)$$

Παρατηρούμε πως η φυσική σημασία των παραμέτρων K_L , K_C και K_X είναι ο λόγος της εμπέδησης των παθητικών στοιχείων στη συχνότητα λειτουργίας του class E προς την αντίσταση R .

Σε συνθήκες ZVS και dZVS τα παραπάνω μεγέθη έχουν τις ακόλουθες εκφράσεις:

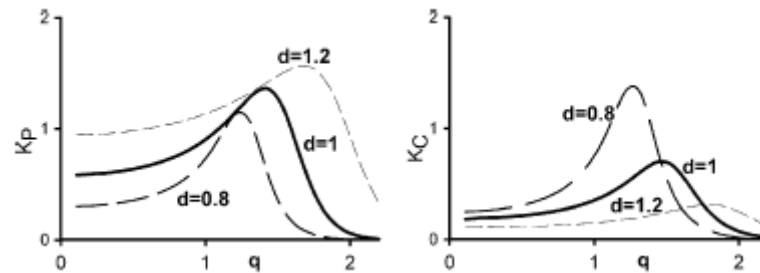
$$K_L = \frac{\omega L}{R} = \frac{p}{\frac{d^2\pi}{2p} - 2\cos(d\pi + \phi) + 2d\pi \sin\phi + 4\cos\phi} \quad (2.52)$$

$$K_C = \frac{1}{q^2 K_L(q, d)} \quad (2.53)$$

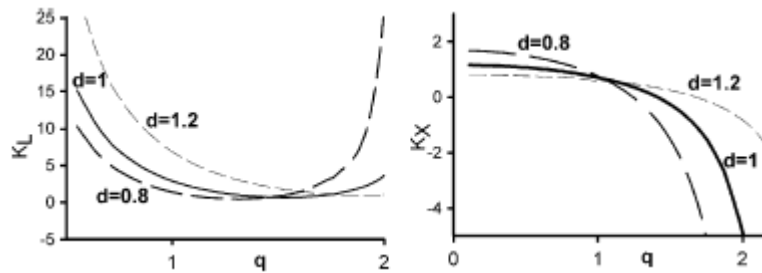
$$K_P = \frac{p^2}{2K_L^2(q, d)} \quad (2.54)$$

Επομένως για συγκεκριμένες τιμές των q και d είναι δυνατός ο προσδιορισμός των παθητικών στοιχείων από τις ανωτέρω σχέσεις.

Στο σημείο αυτό ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις που φανερώνουν την εξάρτηση αυτών των παραμέτρων από το λόγο συχνοτήτων q για συγκεκριμένη τιμή του duty cycle d ($0 < d < 2$).

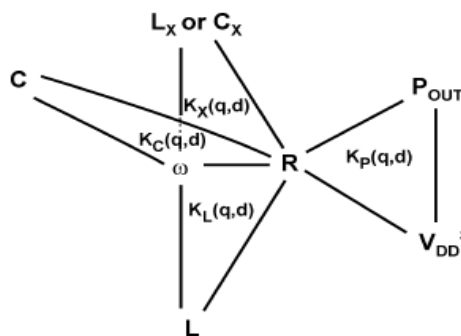


Σχήμα 2.8 K_p, K_c vs q για duty cycle $d = 0.8, 1$ και 1.2 [7]



Σχήμα 2.9 K_L, K_x vs q για duty cycle $d = 0.8, 1$ και 1.2 [7]

Ένας απλός τρόπος να διαπιστώσει κανείς τις σχεδιαστικές ικανότητες και τις αλληλεξαρτήσεις των παραμέτρων του class E είναι το παρακάτω διάγραμμα. Σε κάθε κλειστό χωρίο (τριγωνο), η γνώση δύο εκ των τριών κορυφών (μεγεθών) δίνει το τρίτο.



Σχήμα 2.10 Αλληλεξαρτήσεις παραμέτρων [7]

Ενδιαφέρον παρουσιάζει το διάγραμμα K_c vs q για τις τρεις διαφορετικές τιμές d . Παρατηρούμε πως καθώς αυξάνεται το duty cycle ελαττώνεται το διάστημα στο οποίο ο ενισχυτής βρίσκεται σε κατάσταση OFF. Επομένως,

διαισθητικά, διαπιστώνουμε πως για να επιτευχθούν οι συνθήκες ZVS και dZVS θα πρέπει η χωρητικότητα C της υποδοχής να ελαττωθεί, έτσι ώστε να αυξηθεί η συχνότητα συντονισμού με την DC finite inductance L . Αυτό φαίνεται και από τη γραφική παράσταση, όπου για μεγαλύτερα duty cycle ελαττώνεται το K_c .

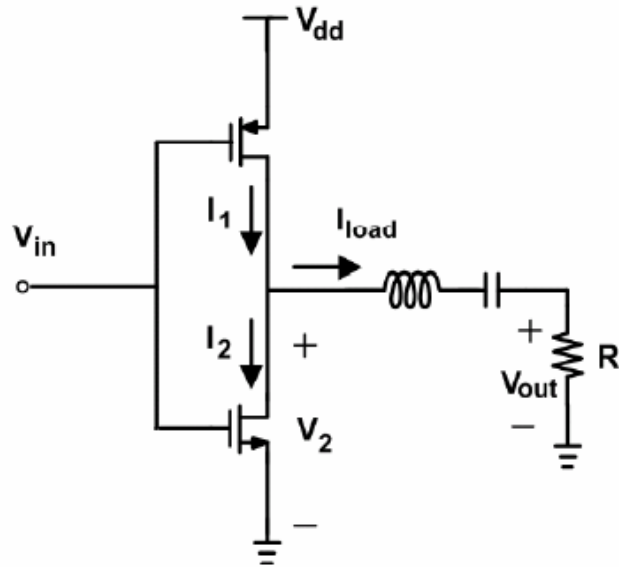
Η παραπάνω παρατήρηση είναι ιδιαίτερα σημαντική γιατί εισάγει την ιδέα της δυναμικής μεταβολής της χωρητικότητας στην υποδοχή έτσι ώστε αν εξασφαλίζονται για οποιαδήποτε τιμή duty cycle η συνθήκη ZVS. Η μεταβολή του d θα έχει ως αποτέλεσμα μία νέα τιμή για την παράμετρο q .

Προηγουμένως αναλύθηκαν οι εξισώσεις για τη λειτουργία του class E σε συνθήκες μέγιστου efficiency για οποιοδήποτε duty cycle. Ωστόσο αυτό που έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι η συμπεριφορά του ενισχυτή σε μεταβαλλόμενο duty cycle (περίπτωση PWM διαμόρφωσης). Όπως γίνεται κατανοητό, η μεταβολή του duty cycle επιβάλλει ταυτόχρονη μεταβολή των τιμών των στοιχείων του κυκλώματος έτσι ώστε να εξακολουθούν να ικανοποιούνται οι συνθήκες ZVS και dZVS. Σε αντίθετη περίπτωση η παραβίαση των συνθηκών λόγω μη δυναμικής μεταβολής των στοιχείων, οδηγεί σε ελαττωμένο efficiency σε power back off levels. Η ανάλυση του δυναμικά μεταβαλλόμενου class E βασίζεται στη δημοσίευση των [9].

2.2.2.3 Class D

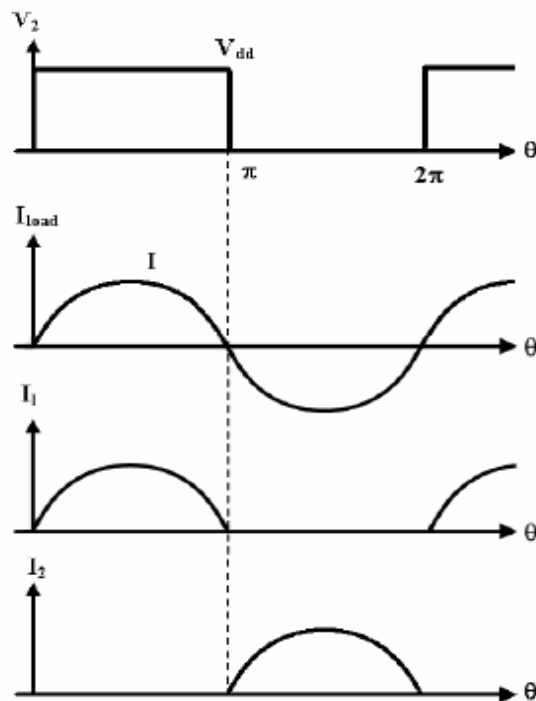
Στο σημείο αυτό θα εξετασθεί μία ακόμη πολύ σημαντική κατηγορία switching mode PA, ο ενισχυτής τάξης D [8], [10]. Όπως συμβαίνει και με τους υπόλοιπους switching mode PAs, το τρανζίστορ λειτουργεί ως διακοπτικό στοιχείο και όχι ως στοιχείο διαγωγιμότητας, με αποτέλεσμα να εμφανίζει σημαντική μη γραμμικότητα. Αυτό καθιστά τον class D σημαντικό block σε τοπολογίες που χρησιμοποιούν τεχνικές γραμμικοποίησης, όπως η outphasing τεχνική που θα δούμε στη συνέχεια.

Παρακάτω, φαίνεται η γενική τοπολογία του class D.



Σχήμα 2.11 Τοπολογία ιδανικού class D [10]

Οι γραφικές παραστάσεις για την τάση V_2 και τα ρεύματα I_1 , I_2 και I_{LOAD} είναι οι ακόλουθες:



Σχήμα 2.12 Κομματομορφές τάσεων και ρευμάτων του Σχ. 2.12 [10]

Παρατηρούμε επομένως πως ο class D μπορεί να λειτουργήσει ως πηγή τάσης. Για την τάση V_2 ισχύει:

$$V_2 = \begin{cases} V_{DD}, & 0 \leq \theta < \pi \\ 0, & \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (2.55)$$

Θεωρούμε πως η αντίσταση για οποιαδήποτε αρμονική πέρα από τη θεμελιώδη είναι πολύ μεγάλη, με αποτέλεσμα να προκύπτουν οι ακόλουθες εκφράσεις για την ισχύ εξόδου και DC ισχύ. Πιο συγκεκριμένα, έχουμε:

$$V_{out}(\theta) = \frac{2}{\pi} V_{DD} \sin \theta \quad (2.56)$$

$$I_{LOAD}(\theta) = \frac{2}{\pi R} V_{DD} \sin \theta \quad (2.57)$$

Οπότε,

$$P_{out} = \frac{2}{\pi^2 R} V_{DD}^2 \quad (2.58)$$

Το DC ρεύμα προκύπτει από την ολοκλήρωση του ρεύματος I_1 και είναι:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_1(\theta) d\theta = \frac{2V_{DD}}{\pi^2 R} \quad (2.59)$$

Επομένως, έχουμε ότι

$$P_{DC} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 R} \quad (2.60)$$

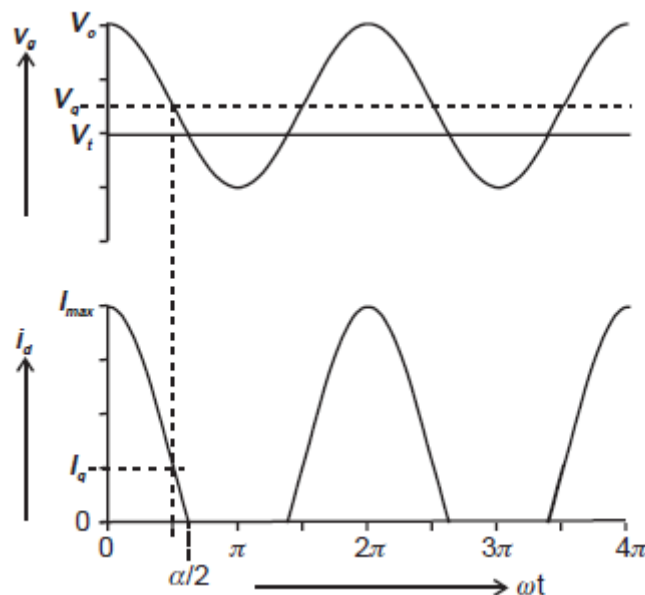
Διαπιστώνουμε πως στην ιδανική λειτουργία του class D, το efficiency είναι 100%. Ωστόσο, κάτι τέτοιο είναι αδύνατο καθώς υπάρχουν διάφορες πηγές απωλειών όπως η ON resistance του τρανζίστορ και οι απώλειες στη μετάβαση από την κατάσταση ON σε OFF (καθώς εδώ δεν έχουμε τη συνθήκη του ZVS όπως θα δούμε στη συνέχεια). Επίσης, εύκολα διαπιστώνεται πως για duty cycle διαφορετικό του 50% η απόδοση του ενισχυτή παραμένει στο μέγιστο δυνατό.

2.2.3 Linear PAs

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα μελετηθεί η κατηγορία των γραμμικών ενισχυτών ισχύος. Σε αυτήν την περίπτωση το τρανζίστορ δε λειτουργεί ως

διακοπτικό στοιχείο, όπως είδαμε στις προηγούμενες τάξεις ενισχυτών, αλλά ως στοιχείο διαγωγιμότητας. Αυτό σημαίνει ότι παράγεται ρεύμα το οποίο θεωρούμε ότι είναι ανάλογο της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ. Οι linear PAs χαρακτηρίζονται από ένα βαθμό γραμμικότητας παρουσιάζοντας ωστόσο το μειονέκτημα του χαμηλού efficiency σε power back-off levels. Στο σημείο αυτό θα παρουσιαστούν οι βασικές κατηγορίες των linear PAs με βάση τη γωνία αγωγής του τρανζίστορ (conduction angle) [4], [8].

Αρχικά θεωρούμε πως το τρανζίστορ είναι πολωμένο στο σημείο V_q το οποίο σε κανονικοποιημένη μορφή βρίσκεται μεταξύ 0 (σημείο αποκοπής-cutoff point) και της τάσης V_o που εξασφαλίζει το μέγιστο ρεύμα I_{max} στο τρανζίστορ. Θεωρούμε ότι το swing της τάσης εισόδου είναι τέτοιο ώστε να εξασφαλίζεται το μέγιστο ρεύμα στο drain, δηλαδή $V_s = V_o - V_q$. Παρακάτω, παρατηρούμε τις κυματομορφές τάσης εισόδου και ρεύματος υποδοχής i_d , όταν το σημείο πόλωσης της πύλης είναι V_q . Οι ενισχυτές ισχύος μειωμένης γωνίας αγωγής επιτρέπουν την ελάττωση της επικάλυψης μεταξύ της τάσης και του ρεύματος στην υποδοχή του τρανζίστορ εξασφαλίζοντας με αυτόν τον τρόπο τον περιορισμό της καταναλισκόμενης ισχύος (η ισχύς καταναλώνεται στο φορτίο και στο τρανζίστορ). Ωστόσο η ανάγκη να επιτευχθεί μέγιστο ρεύμα στην υποδοχή του τρανζίστορ με μειωμένη τη γωνία αγωγής οδηγεί στην αύξηση του σήματος εισόδου στο gate. Αυτό συνεπάγεται μείωση του κέρδους του PA.



Σχήμα 2.13 Κυματομορφές τάσης πύλης και ρεύματος υποδοχής για μειωμένη γωνία αγωγής ενισχυτή ισχύος (στο σχήμα απεικονίζεται το παράδειγμα του class AB) [8]

Διακρίνουμε την conduction angle που σε αυτήν την περίπτωση είναι $a > \pi$. Η μαθηματική μορφή του ρεύματος i_d είναι η ακόλουθη :

$$i_d = I_q + I_{pk} \cos \theta, \quad -\alpha/2 < \theta < \alpha/2 \quad (2.61)$$

$$0 \quad -\pi < \theta < \alpha/2, \quad \alpha/2 < \theta < \pi$$

όπου I_q είναι το ρεύμα πόλωσης που αντιστοιχεί στο σημείο V_q .

Η γωνία αγωγής εξαρτάται από το σημείο πόλωσης της πύλης και δίνεται από τη σχέση:

$$\cos(\alpha/2) = -\frac{I_q}{I_{pk}} \quad (2.62)$$

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα i_d να γράφεται στην ακόλουθη μορφή:

$$i_d = I_{pk} (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) = \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) \quad (2.63)$$

Με βάση τη σχέση (2.63), προκύπτει ότι οι αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος i_d και η DC συνιστώσα δίνονται από τις σχέσεις:

$$i_{n,d} = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \left(\frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) \right) \cos(n\theta) d\theta \quad (2.64)$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{\max}}{1 - \cos(\alpha/2)} (\cos \theta - \cos(\alpha/2)) d\theta \quad (2.65)$$

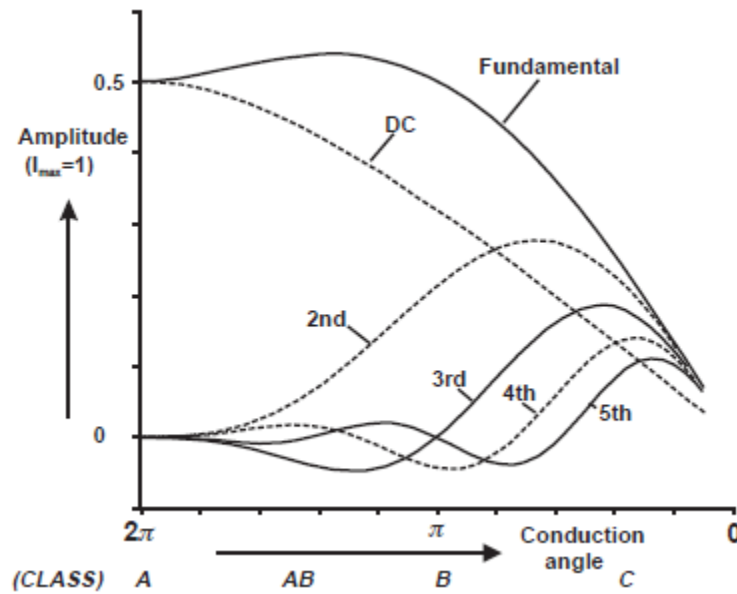
Από τις προηγούμενες σχέσεις καταλήγουμε στις εκφράσεις της θεμελιώδους αρμονικής του ρεύματος και της DC συνιστώσας:

$$i_1 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{a - \sin a}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (2.66)$$

$$i_0 = \frac{I_{\max}}{2\pi} \frac{2 \sin(\alpha/2) - a \cos(\alpha/2)}{1 - \cos(\alpha/2)} \quad (2.67)$$

Με βάση τη γωνία αγωγής μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε σε τάξεις τους linear PAs και να μελετήσουμε σε κάθε περίπτωση τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Παρακάτω ακολουθεί διάγραμμα που φανερώνει την

εξάρτηση των αρμονικών ρεύματος και της DC συνιστώσας από τη γωνία αγωγής.



Σχήμα 2.14 Αρμονικές ρεύματος για τάξεις ενισχυτών ανάλογα με τη γωνία αγωγής [8]

Παρατηρούμε πως η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος είναι ίση για την περίπτωση του class B (conduction angle π) και του class A (conduction angle 2π). Παρ' όλα αυτά, η DC συνιστώσα ελαττώνεται με τη μείωση της γωνίας αγωγής και στην περίπτωση του class B έχει ελαττωθεί κατά $\pi/2$ σε σχέση με τον class A, κάτι το οποίο οδηγεί σε αύξηση του efficiency κατά $\pi/4$, άρα 78.5% efficiency.

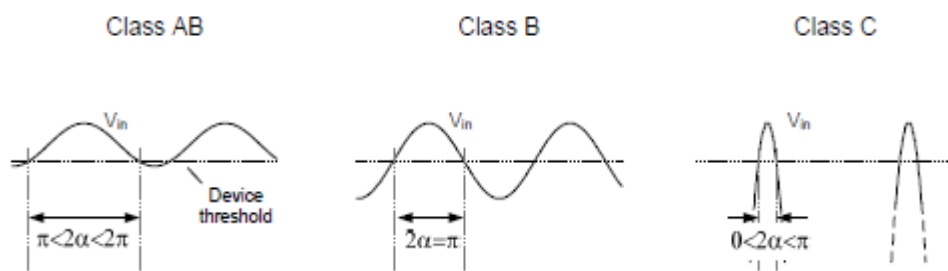
Στην περίπτωση του class AB PA το σημείο πόλωσης V_q βρίσκεται μεταξύ 0 και 0.5 με το πλάτος που επιτυγχάνει το μέγιστο ρεύμα I_{max} να είναι ίσο με $V_s = 1 - V_q$. Η γωνία αγωγής είναι $\pi < \alpha < 2\pi$. (βλ. σχήμα 2.13)

Από την άλλη πλευρά, η γωνία αγωγής του class C βρίσκεται μεταξύ 0 και π όπου και επιτυγχάνεται η μέγιστη απόδοση. Ωστόσο, η ισχύς εξόδου που λαμβάνεται είναι μικρή.

Η παραπάνω διαπίστωση μπορεί να περιγραφεί μέσα από το μέγεθος του Power Capacity το οποίο ορίζεται ως:

$$PC = \frac{P_{out}}{i_{dmax} u_{dmax}} \quad (2.68)$$

Η παρακάτω γραφική παράσταση παρουσιάζει την τάση στο gate του τρανζίστορ για κάθε μία από τις τάξεις ενισχυτών.



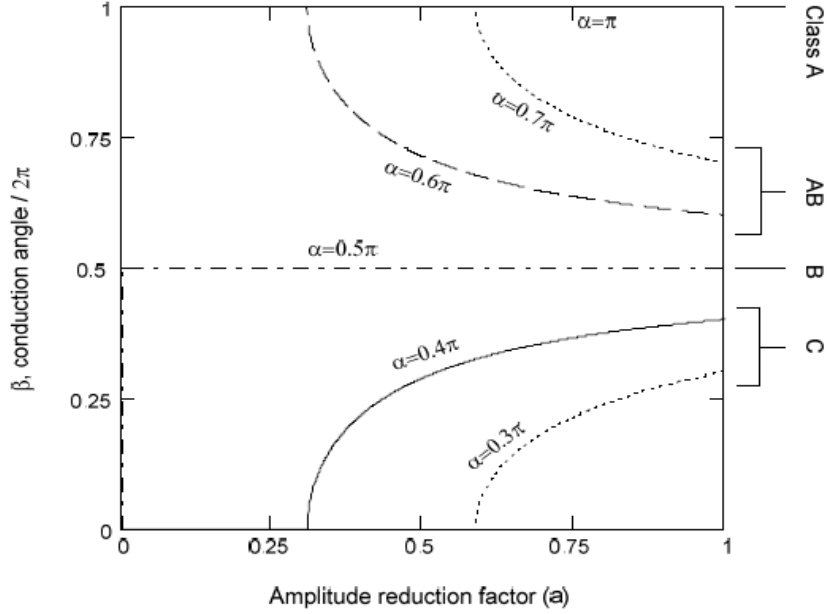
Σχήμα 2.15 Gate voltage για διαφορετικές τάξεις ενισχυτών [4]

Η παραπάνω ανάλυση αφορούσε τη συμπεριφορά των PAs όταν το σήμα στην είσοδο οδηγούσε σε μέγιστο ρεύμα στην υποδοχή. Δηλαδή, μελετήθηκε το peak efficiency στο υψηλότερο επίπεδο του σήματος εισόδου (input signal level). Ωστόσο, στη συνήθη περίπτωση που χρησιμοποιούνται non constant envelope διαμορφώσεις ενδιαφέρον παρουσιάζει η συμπεριφορά των linear PAs σε back-off power levels. Σε αυτό το σημείο θα γίνει διακριτή η αδυναμία αυτών των ενισχυτών να παρουσιάσουν υψηλό efficiency σε back-off levels, κάτι το οποίο οδηγεί στη χρήση των τεχνικών γραμμικοποίησης που θα αναλυθούν στη συνέχεια.

Ορίζουμε το συντελεστή μείωσης του πλάτους του σήματος εισόδου a . Το παρακάτω διάγραμμα απεικονίζει τη νέα γωνία αγωγής σε περίπτωση μείωση του πλάτους του σήματος εισόδου. Να σημειωθεί πως η αρχική γωνία αγωγής είναι μικρότερη από π , στοιχείο που κατατάσσει τον ενισχυτή στην τάξη C. Η νέα γωνία αγωγής β (πιο συγκεκριμένα το μισό της, η συνολική γωνία είναι 2β) είναι συνάρτηση του συντελεστή μείωσης και της αρχικής γωνίας αγωγής α και έχει την ακόλουθη έκφραση:

$$\beta = \left\{ \begin{array}{ll} \arccos\left(\frac{\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{k}\right), & a \geq \left|\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right| \\ \pi, & a < -\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\ 0, & a < \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{array} \right\} \quad (2.69)$$

Το παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζει την παραπάνω εξάρτηση:



Σχήμα 2.16 Γωνία αγωγής β σε back-off power levels για διάφορες αρχικές γωνίες αγωγής α [4]

Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως στην περίπτωση του class A και του class B η γωνία αγωγής παραμένει σταθερή με 2π και π αντίστοιχα. Στην περίπτωση του class AB όταν $a = \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)$ τότε η γωνία αγωγής γίνεται ίση με 2π (class A), ενώ στην περίπτωση του class C γίνεται ίση με 0.

Η παραπάνω έκφραση για τη γωνία αγωγής β έχει προκύψει με βάση τις νέες σχέσεις για το ρεύμα της υποδοχής i_d , από το οποίο μπορούν να εξαχθούν με ανάλυση Fourier η DC συνιστώσα καθώς και η θεμελιώδης.

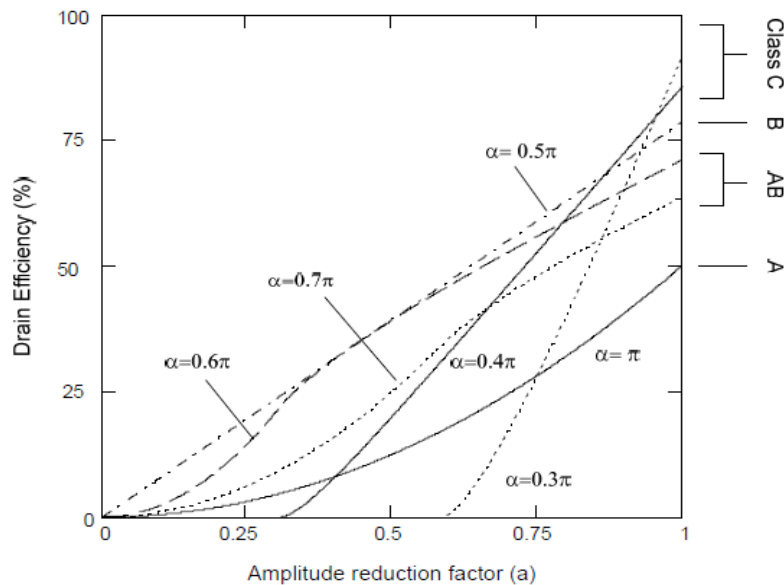
$$i_d(\theta) = \frac{I_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \left(a \cos \theta - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) \quad (2.70)$$

$$i_{d, \text{fund}}(\beta) = \frac{I_{\max}}{\pi \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right)} \left(\frac{a\beta}{4} - \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \left(2 \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - a \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \right) \right) \quad (2.71)$$

$$i_{DC}(\beta) = \frac{I_{\max}}{\pi \left(1 - \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right)} \left(a \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) - \frac{\beta}{2} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) \quad (2.72)$$

Αυτό που μας ενδιαφέρει είναι η απόδοση του ενισχυτή σε back-off power levels. Στις περιπτώσεις που έχουμε non constant envelope διαμορφώσεις,

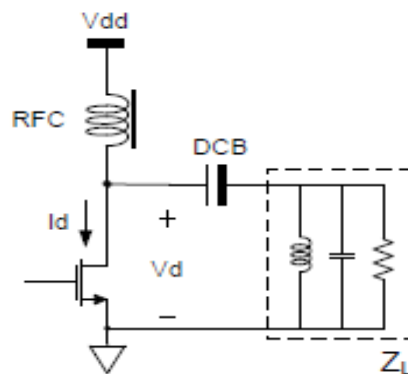
στόχος είναι η επίτευξη ενός όσο το δυνατόν υψηλότερου average efficiency. Το παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζει το μέγεθος του drain efficiency συναρτήσει του συντελεστή μείωσης a .



Σχήμα 2.17 Απόδοση (drain efficiency) σε back-off power levels [4]

Παρατηρούμε πως ο class B πετυχαίνει υψηλότερο efficiency για ένα μεγάλο εύρος του σήματος εισόδου, κάτι το οποίο οδηγεί στη χρήση του όταν εφαρμόζονται σήματα με μεγάλο Peak to Average Power Ratio (PAPR).

Θεωρούμε ότι το output termination χαρακτηρίζεται από βραχυκύκλωμα σε όλες τις αρμονικές εκτός από τη θεμελιώδη, όπου παρουσιάζει αντίσταση R_L . Αυτό το "harmonic short" απλοϊκά μπορούμε να πούμε ότι εξασφαλίζεται από τη χρήση ενός συντονισμένου στη θεμελιώδη συχνότητα κυκλώματος LC παράλληλα στο φορτίο, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.18 Απλουστευμένο σχηματικό τερματισμού PA [8]

2.3 Μη Γραμμικά Φαινόμενα στους RF Power Amplifiers

Στα προηγούμενα κεφάλαια γνωρίσαμε τους γραμμικούς ενισχυτές ισχύος που παρουσίαζαν χαμηλή απόδοση σε backoff power επίπεδα σε σχέση με το peak efficiency, ωστόσο το πλεονέκτημα τους ήταν η γραμμικότητα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι είχε θεωρηθεί μία γραμμική σχέση του ρεύματος υποδοχής και της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη. Ωστόσο, θα παρουσιασθεί ένα μη γραμμικό μοντέλο του ενισχυτή ισχύος και θα βρεθεί η επίδραση της μη γραμμικότητας στο φασματικό περιεχόμενο του σήματος εξόδου [8]. Το μέτρο της μη γραμμικότητας εκτιμάται με δύο παραμέτρους, το EVM (Error Vector Magnitude) και το ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), οι οποίοι έχουν ορισθεί προηγουμένως. Θεωρούμε ένα μη γραμμικό σύστημα του οποίου η είσοδος και η έξοδος συνδέονται με την παρακάτω σχέση :

$$y(t) = a_1 x_i(t) + a_2 x_i(t)^2 + a_3 x_i(t)^3 + a_4 x_i(t)^4 + a_5 x_i(t)^5 + \dots \quad (2.73)$$

Ως είσοδο του συστήματος θεωρούμε σήμα το οποίο αποτελείται από δύο ίσου πλάτους φέροντα των οποίων η απόσταση είναι πολύ μικρότερη από την κάθε φέρουσα. Πιο συγκεκριμένα, είναι $x_i(t) = v \cos(\omega_1 t) + v \cos(\omega_2 t)$. Θα μελετηθεί η απόκριση του συστήματος στην παρακάτω είσοδο. Μέσα από τον παρακάτω πίνακα, προκύπτουν τα μεγέθη των distortion products, όπως υπολογίζονται από την ανάπτυξη της σχέσης ορισμού του μη γραμμικού συστήματος.

Έχουμε,

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 x_i(t) + a_2 x_i(t)^2 + a_3 x_i(t)^3 + a_4 x_i(t)^4 + a_5 x_i(t)^5 + \dots \Rightarrow \\ y(t) &= a_1 v(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + a_2 v^2 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^2 + a_3 v^3 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^3 + \\ &+ a_4 v^4 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^4 + a_5 v^5 (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))^5 + \dots \end{aligned} \quad (2.74)$$

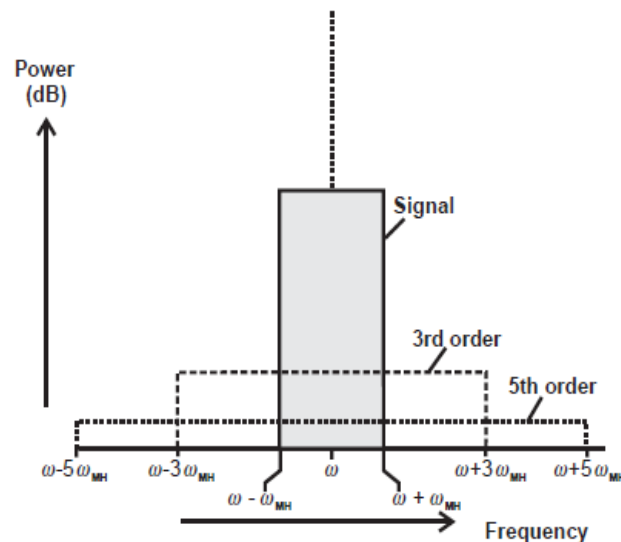
Άρα, τα διάφορα distortion products έχουν την ακόλουθη μορφή :

Πίνακας 2.3 Intermodulation Products με βάση μη γραμμικό μοντέλο PA [8]

	$a_1 v$	$a_2 v^2$	$a_3 v^3$	$a_4 v^4$	$a_5 v^5$
1 (DC)		1		9/4	
ω_1	1		9/4		25/4
ω_2	1		9/4		25/4
$2\omega_1$		1/2		2	
$2\omega_2$		1/2		2	
$\omega_1 \pm \omega_2$		1		3	
$2\omega_1 \pm \omega_2$		3/4			25/8
$2\omega_2 \pm \omega_1$		3/4			25/8
$3\omega_1$		1/4			25/16
$3\omega_2$		1/4			25/16
$2\omega_1 \pm 2\omega_2$				3/4	
$3\omega_2 \pm \omega_1$				1/2	
$3\omega_1 \pm \omega_2$				1/2	

Τα intermodulation products που έχουν τη σημαντικότερη επίπτωση ως προς τα distortion effects στον PA είναι τα τρίτης τάξης τα οποία προέρχονται κυρίως από τους όρους τρίτης τάξης, καθώς και από higher order όρους.

Με βάση τα intermodulation products του προηγούμενου πίνακα, το φάσμα του σήματος εξόδου του μη γραμμικού συστήματος έχει την ακόλουθη μορφή. Έχει συμπεριληφθεί η επίδραση μόνο των 3rd και 5th order products.



Σχήμα 2.19 Φαινόμενα επέκτασης φάσματος λόγω μη γραμμικότητας (spectral regrowth) [8]

Γίνεται κατανοητό πως το distortion θα είναι εντονότερο όσο το σήμα εισόδου οδεύει προς την περιοχή κορεσμού του συστήματος.

Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται και ως spectral regrowth και αποτελεί τη βάση πάνω στην οποία στηρίζεται το μέγεθος του ACPR (adjacent channel power ratio), το οποίο έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Η μη γραμμικότητα του PA μπορεί να χαρακτηριστεί από το μέγεθος του 3rd order intercept point (IP3) και του 1dB compression point.

Στην περίπτωση του 1dB Compression Point ορίζουμε εκείνη τη στάθμη του σήματος εισόδου για την οποία το κέρδος ελαττώνεται κατά 1dB σε σχέση με το κέρδος της θεμελιώδους συνιστώσας. Για το λόγο αυτό θεωρούμε στην είσοδο του PA ένα φέρον σήμα $u_i = u_{ic} \cos(\omega_o t)$. Εφαρμόζοντας το σήμα αυτό στη γενική έκφραση του μη γραμμικού συστήματος έχουμε:

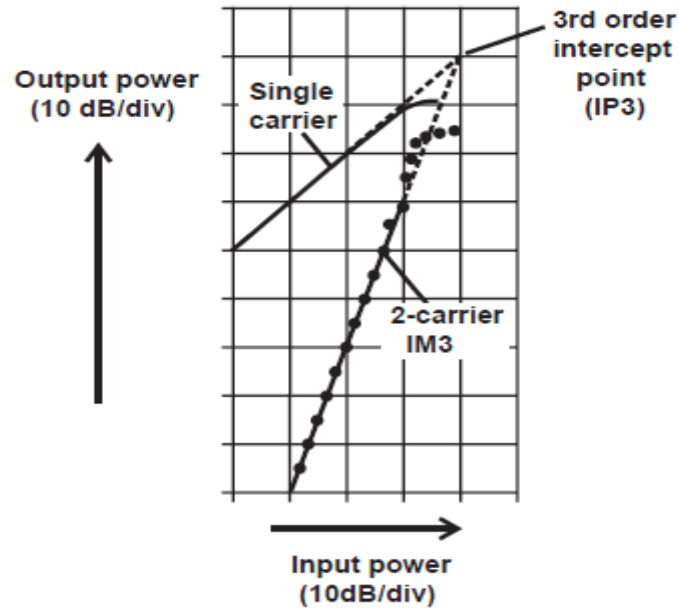
$$u_{oc} = \alpha_1 u_{ic} \cos(\omega_o t) + \alpha_2 u_{ic}^2 \cos^2(\omega_o t) + \alpha_3 u_{ic}^3 \cos^3(\omega_o t) \quad (2.75)$$

Έχουμε λάβει υπ' όψιν μέχρι τον τρίτο μη γραμμικό όρο. Επιθυμώντας να βρούμε εκείνη τη στάθμη εισόδου για την οποία το κέρδος στη θεμελιώδη συχνότητα ελαττώνεται κατά 1dB από τη γραμμική μορφή καταλήγουμε στα εξής:

$$u_{o, fmd} = \alpha_1 u_{ic} + \frac{3}{4} \alpha_3 u_{ic}^3 = \alpha_1 u_{ic} 10^{-0.05} \quad (2.76)$$

$$u_{ic, 1dB} = \sqrt{\frac{4|\alpha_1|}{3|\alpha_3|} (1 - 10^{-0.05})}$$

Ένα άλλο σύνηθες metric, είναι το IP3 (Third Order Intercept Point) που σχετίζει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας μέσω του γραμμικού όρου, με το πλάτος στη θεμελιώδη λόγω του όρου τρίτης τάξης. Από το παρακάτω σχήμα βλέπουμε το σημείο τομής αυτών των δύο καμπυλών. Το IP3 point δεν είναι ρεαλιστικό, ωστόσο χρησιμοποιείται ευρέως στη σχεδίαση PAs.



Σχήμα 2.20 Third Order Intercept Point (IP3) [8]

Αναλυτικότερα, έχουμε:

$$\alpha_1 u_{ip} = \frac{3}{4} \alpha_3 u_{ip}^3 \Leftrightarrow u_{ip}^2 = \frac{4\alpha_1}{3\alpha_3} \quad (2.77)$$

Ο λόγος του IP3 με το 1dB compression point δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$\left(\frac{u_{ip}}{u_{ic}} \right)^2 = \frac{1}{1 - 10^{-0.05}} \quad (2.78)$$

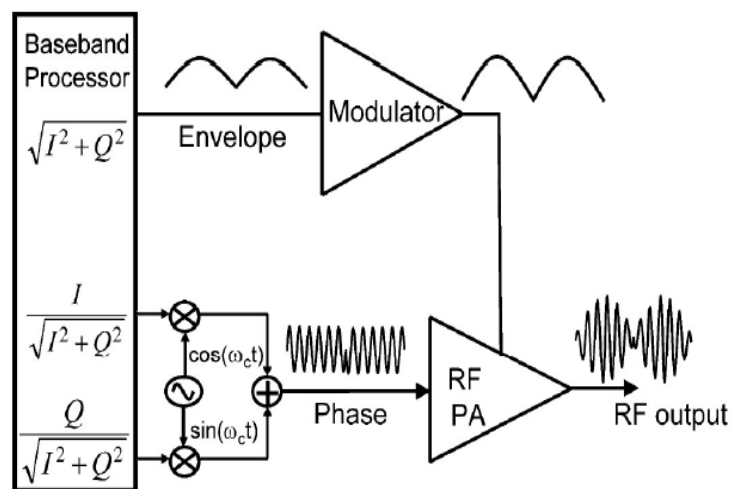
Διαπιστώνουμε επομένως, ότι το IP3 είναι περίπου 10dB μεγαλύτερο από το 1dB compression point.

3 Τεχνικές Γραμμικοποίησης

Σε αυτή την ενότητα θα γίνει μία σύντομη παρουσίαση και ανάλυση των βασικών τεχνικών γραμμικοποίησης του ενισχυτή ισχύος. Γνωρίζοντας πως το trade-off μεταξύ της γραμμικότητας και της απόδοσης των γραμμικών PAs σε χαμηλά επίπεδα ισχύος εξόδου έχει συγκεντρώσει σημαντικό ερευνητικό ενδιαφέρον, οι τεχνικές γραμμικοποίησης αποτελούν μία σημαντική λύση σε αυτό το πρόβλημα. Αρχικά, θα αναφερθούν οι τεχνικές γραμμικοποίησης που σχετίζονται με τη διαμόρφωση της τροφοδοσίας (EER, Envelope Tracking) και στη συνέχεια θα αναλυθούν και επιπλέον τεχνικές με σημαντικό ερευνητικό ενδιαφέρον, όπως η outphasing τεχνική και η PWM διαμόρφωση. Όπως θα αναφερθεί στη συνέχεια, οι περισσότερες τεχνικές αξιοποιούν την υψηλή απόδοση του switched mode PA. Ωστόσο, κάθε μία λύση παρουσιάζει τα μειονεκτήματά της.

3.2 Envelope Elimination and Restoration (EER)

Ο βασικός μηχανισμός λειτουργίας αυτής της τεχνικής είναι αρκετά παλιός και βασίζεται στο [11]. Συνίσταται στη μετατροπή του καρτεσιανού αστερισμού σε πολική μορφή (polar form), και στο διαχωρισμό της περιβάλλουσας από την πληροφορία φάσης. Αυτό οδηγεί σε δύο διαφορετικά μονοπάτια, αυτό του πλάτους (amplitude path) και της φάσης (phase path). Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα έχουμε το σχηματισμό ενός constant envelope σήματος και του σήματος της περιβάλλουσας.



Σχήμα 3.1 Απλουστευμένη τοπολογία EER [16]

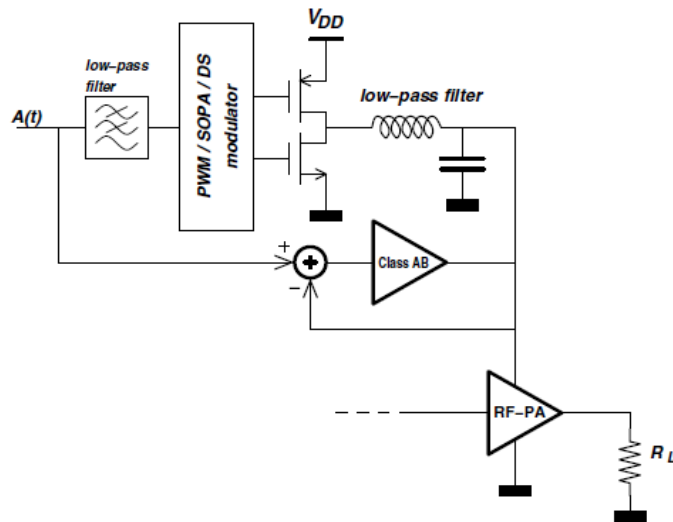
Ανατρέχοντας στη ανάλυση των switching mode PAs διαπιστώνουμε πως η τάση στην έξοδο είναι ανάλογη της τάσης τροφοδοσίας. Επομένως, αν η τάση τροφοδοσίας μεταβάλλεται ανάλογα με το σήμα περιβάλλουσας τότε εξασφαλίζεται η γραμμικότητα που απουσιάζει από τους switched PAs. Ταυτόχρονα, όμως, διατηρείται η υψηλή απόδοση μέσα από την οδήγηση του gate του power MOSFET από το constant amplitude, phase modulated σήμα. Επομένως, θεωρητικά η τεχνική του EER επιτυγχάνει 100% απόδοση αξιοποιώντας την εξάρτηση της τάσης εξόδου από την τροφοδοσία για τη γραμμικότητα και την έμφυτη υψηλή απόδοση του ενισχυτή ισχύος.

Ωστόσο, αυτό απέχει σημαντικά από την πραγματική εικόνα. Ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα αυτής της τεχνικής παρουσιάζεται στο amplitude path και συγκεκριμένα στο Supply Modulator (SM) που παρέχει τη μεταβαλλόμενη τάση τροφοδοσίας στον PA. Σε αυτήν την περίπτωση εμφανίζεται το πρόβλημα του trade-off μεταξύ απόδοσης και BW που αφορά τον SM [12]-[13].

Στην περίπτωση που ως Supply Modulator χρησιμοποιείται ένας LDO, τότε το σημαντικότερο πρόβλημα παρουσιάζεται στην απόδοσή του, με αποτέλεσμα να μειώνεται ο συνολικός βαθμός απόδοσης. Αυτό συμβαίνει, διότι σε χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας του PA το ρεύμα που αντλείται είναι το ίδιο με το ρεύμα από την τροφοδοσία του SM, με αποτέλεσμα να ακολουθεί τη ρυθμισμένη (regulated) τάση. Ωστόσο, η τροφοδοσία του LDO είναι σταθερή, επομένως σε backoff επίπεδα ισχύος έχουμε μείωση της απόδοσης του LDO.

Ένας τρόπος αντιμετώπισης του ανωτέρω προβλήματος είναι η χρήση ενός διακοπτόμενου (switched) SM. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται μεγαλύτερος βαθμός απόδοσης, ωστόσο το εύρος ζώνης περιορίζεται σε ένα μικρό κλάσμα του switching frequency f_s . Για να επιτευχθεί μεγαλύτερο εύρος ζώνης και να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές σχετικά με το φάσμα στην έξοδο του PA επιλέγεται μεγαλύτερη f_s . Αυτό, ωστόσο, οδηγεί σε μεγαλύτερες απώλειες λόγω του switching των πυκνωτών CfV_{DD}^2 . Επομένως, και πάλι έχουμε μείωση της απόδοσης.

Μία λύση που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα του linear Supply Modulator και του Switching SM είναι μία υβριδική τοπολογία που απεικονίζεται παρακάτω.



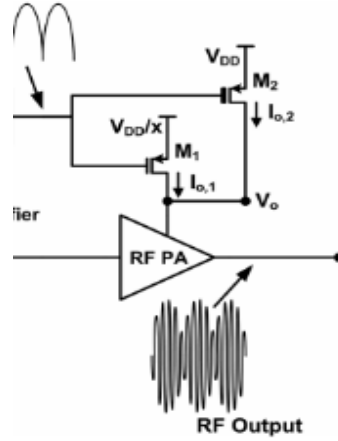
Σχήμα 3.2 EER με hybrid regulator [13]

Βασίζεται στο γεγονός ότι το μεγαλύτερο μέρος του φάσματος του σήματος της περιβάλλουσας είναι συγκεντρωμένο σε χαμηλές συχνότητες περί την DC και τα πλάτη σε υψηλότερες συχνότητες είναι αρκετά μικρότερα. Επομένως, ο διακοπόμενος SM δέχεται ως είσοδο τις χαμηλότερες συχνότητες του φάσματος στις οποίες παρουσιάζεται υψηλή απόδοση και ένας linear SM διαχειρίζεται τις υψηλότερες συχνότητες. Σε αυτή την περίπτωση, το πρόβλημα της χαμηλής απόδοσης που χαρακτηρίζει τον linear SM δεν είναι έντονο, καθώς μεταφέρει χαμηλά ποσά ισχύος.

Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τον γραμμικό SM ως βασικό block είναι δυνατή η χρήση του Dual Supply class G Regulator. Η βασική ιδέα στηρίζεται στη χρήση δύο τροφοδοσιών τάσης έτσι ώστε σε back-off power levels το dc power consumption του SM να είναι μικρότερο και να επιτυγχάνεται καλύτερο average efficiency. Το scaling factor που χρησιμοποιείται στην τροφοδοσία $\frac{V_{DD}}{x}$, εξαρτάται από την pdf (probability density function) του σήματος περιβάλλουσας, το οποίο καθορίζει το σημείο στο οποίο θέλουμε να έχουμε μεγιστοποίηση του efficiency.

Στο σημείο αυτό θα παρουσιάσουμε συνοπτικά μία εφαρμογή του class G Dual Supply Linear Regulator με Switching Mode PA class E με βάση το [14].

Αρχικά, παρουσιάζεται η αύξηση που επιτυγχάνεται στο efficiency του SM και κατ' επέκταση του transmitter όταν χρησιμοποιούνται δύο τάσεις τροφοδοσίας. Θεωρούμε ότι ο SM είναι ιδανικός όπως και ο PA. Από το παρακάτω απλό διάγραμμα διακρίνουμε τα εξής:



Σχήμα 3.3 Τεχνική dual supply class G [14]

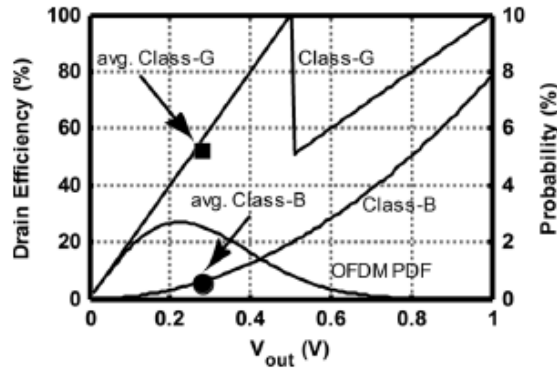
$$P_o = V_o I_o, \quad \text{όπου} \quad I_o = \begin{cases} I_{o1}, & 0 < V_o < \frac{V_{DD}}{x} \\ I_{o2}, & \frac{V_{DD}}{x} < V_o < V_{DD} \end{cases} \quad (3.1)$$

Η DC ισχύς δίνεται από τη σχέση $P_{DC} = V_{DC} I_o$, οπότε η απόδοση του SM είναι ίση με

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \begin{cases} \frac{xV_o}{V_{DD}}, & 0 < V_o < \frac{V_{DD}}{x} \\ \frac{V_o}{V_{DD}}, & \frac{V_{DD}}{x} < V_o < V_{DD} \end{cases} \quad (3.2)$$

Διαπιστώνουμε επομένως πως παρουσιάζονται δύο peak efficiencies περί τα σημεία V_{DD} και $\frac{V_{DD}}{x}$.

Παρακάτω φαίνεται η γραφική παράσταση που παρουσιάζει το efficiency που θεωρητικά επιτυγχάνεται με τον class G σε σχέση με το efficiency ενός linear class B. Παράλληλα, απεικονίζεται και η pdf ενός OFDM σήματος, γεγονός που καταδεικνύει που θα κυμαίνεται η μέση απόδοση. Επίσης, διαπιστώνουμε πως ο optimal scaling factor είναι $x = 2.5$.

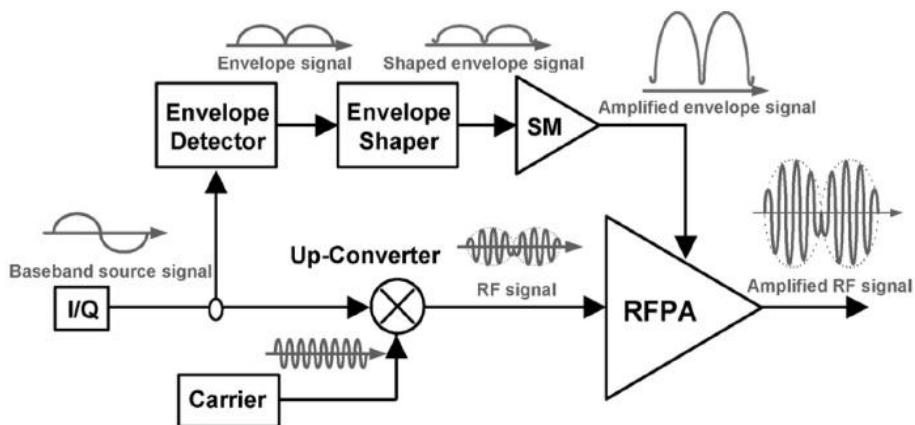


Σχήμα 3.4 Efficiency σε back-off power levels στην περίπτωση της τεχνικής EER με dual voltage supply – PDF OFDM σήματος [14]

Για την αναλυτική περιγραφή της τοπολογίας του class G Modulator παραπέμπουμε τον αναγνώστη στο [14].

3.2 Envelope Tracking

Η περίπτωση του ET [15] παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με την τεχνική EER που αναφέρθηκε προηγουμένως, καθώς και σε αυτήν την περίπτωση η τροφοδοσία του PA διαμορφώνεται με βάση την περιβάλλουσα. Ωστόσο, η ET συνοδεύεται με τη χρήση γραμμικών ενισχυτών ισχύος κάτι το οποίο δεν ισχύει στην περίπτωση του EER. Δηλαδή αποτελεί μία τεχνική περιορισμού του low efficiency σε back-off power levels και έρχεται σε αντίθεση με το νόημα του EER που επιτυγχάνει γραμμικότητα μέσω ενός switching mode PA. Παρακάτω ακολουθεί η γενική αρχιτεκτονική της τεχνικής ET.



Σχήμα 3.5 Πομπός με τεχνική ET [16]

Παρατηρούμε πως η διαμόρφωση πραγματοποιείται και μέσω της πόλης του PA (εκμεταλλευόμαστε εδώ τη λειτουργία του τρανζίστορ ως στοιχείο διαγωγού). Στόχος είναι να λειτουργεί ο γραμμικός ενισχυτής στην περιοχή

κορεσμού (compression area). Επομένως, οι απαιτήσεις για τον SM είναι πιο ελαστικές. Δηλαδή, η τεχνική αυτή παρουσιάζει πλεονεκτήματα σε σχέση με την EER, όπου υπήρχε χαμηλή απόδοση όταν το εύρος ζώνης του σήματος βασικής ζώνης ήταν μεγάλο [16]. Επίσης, η ET παρουσιάζει μικρότερη ευαισθησία στα mismatches που δημιουργούνται μεταξύ του amplitude path και του RF (phase) path.

3.3 PWM διαμόρφωση

Όπως είδαμε σε προηγούμενα κεφάλαια η χρήση CMOS Switching Mode PAs έχει αναπτυχθεί ιδιαίτερα λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει το scaling των τεχνολογιών στη διακοπτική ικανότητα (switching ability) του τρανζίστορ. Ωστόσο, η υψηλή απόδοση που προσφέρουν οι switching mode PAs έρχεται σε αντίθεση με τη γραμμικότητα που απαιτείται. Μια σημαντική τεχνική που συνδυάζει την απόδοση αυτών των ενισχυτών ισχύος σε συνδυασμό με τη γραμμικότητα είναι η διαμόρφωση PWM. Η τεχνική αυτή μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορους τρόπους ορισμένους από τους οποίους συνοπτικά θα δούμε στη συνέχεια.

Ένα ακόμα στοιχείο που είναι απαραίτητο να εξεταστεί είναι η επιλογή του switching mode PA. Ο class D όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάζει δυναμικές απώλειες λόγω της φόρτισης και εκφόρτισης της μεγάλης χωρητικότητας στην υποδοχή που προκύπτει από το συνδυασμό των αντίστοιχων χωρητικοτήτων του nmos και του pmos. Επιπλέον, ο class F απαιτεί τη χρήση γραμμής μεταφοράς η αντίστοιχου συγκεντρωμένου στοιχείου το οποίο θα παρέχει υψηλή αντίσταση στις περιττές αρμονικές για το σχηματισμό τετραγωνικής τάσης στην υποδοχή. Αυτό δημιουργεί προβλήματα ως προς το χώρο που απαιτείται. Παράλληλα, η μεγάλη χωρητικότητα του τρανζίστορ στην υποδοχή δημιουργεί προβλήματα στο σχηματισμό της υψηλής αντίστασης σε υψηλές συχνότητες.

Ο class E αποτελεί μία πολύ καλή λύση για χρήση σε PWM τοπολογίες. Από τις αναλυτικές σχέσεις του προηγούμενου κεφαλαίου, είδαμε πως σε κατάσταση ON το πηνίο L του σήματος 2.5 φορτίζεται και σε κατάσταση OFF διοχετεύει την ενέργεια του στο εξωτερικό κύκλωμα συντονισμού (output matching network). Επομένως, προκύπτει το συμπέρασμα πως η ενέργεια αυτή είναι ανάλογη με το διάστημα που το τρανζίστορ είναι σε κατάσταση ON (δηλαδή, σε περίπτωση αύξησης αυτού του διαστήματος αυξάνεται ανάλογα και η ενέργεια). Παρακάτω ακολουθούν οι σχέσεις που δηλώνουν την εξάρτηση της ισχύος εξόδου P_{out} , ισχύος εισόδου P_{in} , και της απόδοσης από το duty cycle. Να σημειωθεί πως σε αυτήν την περίπτωση δεν έχουμε ένα

προσαρμοζόμενο (adaptable) class E που εξασφαλίζει ZVS σε οποιοδήποτε duty cycle, κάτι το οποίο επιτυγχάνεται στο [9].

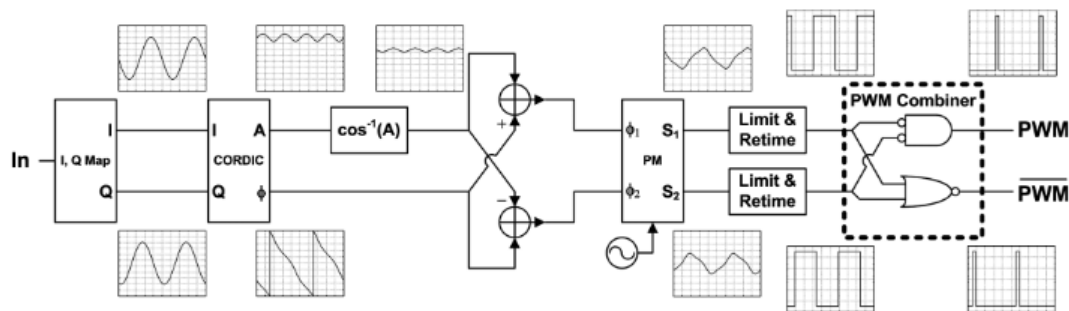
$$P_i = \frac{V_{DD}^2}{R_{DC}}, \quad P_{out} = \frac{V_{DD}^2 g^2 R}{2R_{DC}^2}, \quad \eta = \frac{g^2 R}{2R_{DC}} \quad (3.3)$$

όπου R είναι η βέλτιστη αντίσταση τερματισμού, R_{DC} είναι η DC αντίσταση που φαίνεται από την τροφοδοσία και g είναι ο λόγος DC-AC μεταφοράς ισχύος (DC-AC Power Transfer Ratio). Τα μεγέθη R_{DC} και g εξαρτώνται από το duty cycle.

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι δημιουργίας του PWPM σήματος που οδηγεί το gate του τρανζίστορ. Ακολουθούν μερικοί από αυτούς. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να αναζητηθούν στα [17]-[18].

Αρχικά, να επισημανθεί πως ένας τρόπος να παραχθεί αυτό το σήμα είναι με DSP τεχνικές σε συνδυασμό με ένα bandpass delta-sigma modulator. Ωστόσο, το βασικό πρόβλημα που δημιουργείται είναι ο θόρυβος κβαντοποίησης (quantization noise) που εντοπίζεται στα out of band frequencies, θέτοντας σε κίνδυνο τα spectral mask requirements.

Στη συνέχεια προτείνεται η τεχνική outphasing για την παραγωγή του PWPM σήματος, όπως διεξοδικά αναλύεται στο [17]. Σε αυτήν την περίπτωση περιορίζεται σημαντικά η χρήση analog blocks. Η γενική τοπολογία παραγωγής του σήματος που οδηγεί τον class E παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.

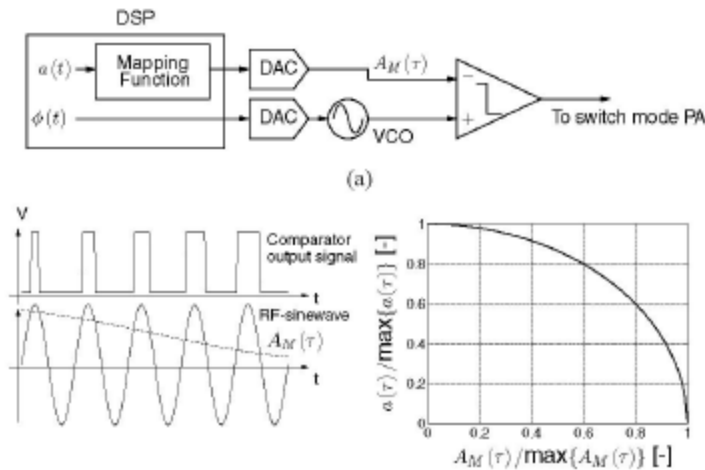


Σχήμα 3.6 Σχηματισμός σήματος PWPM [17]

Πιο συγκεκριμένα παρατηρούμε πως αρχικά γίνεται μετατροπή από I-Q μορφή σε πολική A, ϕ . Στη συνέχεια, η πληροφορία του πλάτους κωδικοποιείται στη φάση με αποτέλεσμα να δημιουργηθούν οι φάσεις ϕ_1 και ϕ_2 που είναι ίσες με $\phi_1 = \phi + ar \cos^{-1}(A)$ και $\phi_2 = \phi - ar \cos(A)$. Αφού γίνει upconversion στην RF carrier frequency στη συνέχεια μέσω του limit & retime μπλοκ σχηματίζονται τετραγωνικοί παλμοί οι οποίοι μέσα από το PWM

Combiner (που απαρτίζεται από λογικές πύλες) δημιουργούν τα PWPM σήματα που οδηγούν τον class E.

Ένας ακόμη τρόπος παραγωγής ενός PWPM σήματος που αποφεύγει το πρόβλημα της κβαντοποίησης θορύβου περιγράφεται στο [18]. Παρακάτω απεικονίζεται η συγκεκριμένη τεχνική που στηρίζεται σε DSP και στη χρήση ενός συγκριτή (comparator), καθώς και οι γραφικές παραστάσεις που σχετίζονται με την παραγωγή του PWPM σήματος.



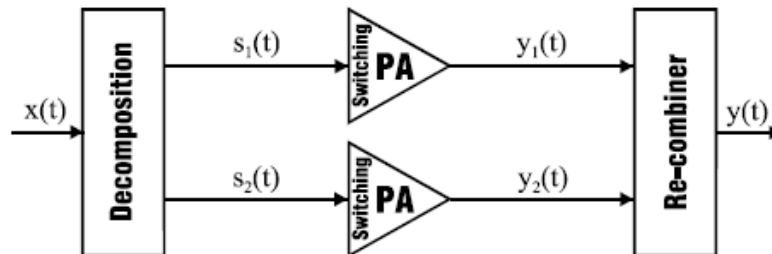
Σχήμα 3.7 PWPM Generator [18]

3.4 Outphasing RF PAs

Μία βασική τεχνική γραμμικοποίησης, που αποτελεί έναν από τους πρώτους εκπροσώπους της ευρύτερης μεθοδολογίας αντιμετώπισης του trade-off απόδοσης-γραμμικότητας γνωστής ως LINC (Linear Amplification using Non-linear Components - Γραμμική ενίσχυση με χρήση μη γραμμικών στοιχείων) είναι το λεγόμενο outphasing, το οποίο προτάθηκε αρχικά από τον Chireix το 1935 [19].

Η θεμελιώδης ιδέα της μεθοδολογίας LINC είναι η ανάλυση του σήματος σε δύο ή περισσότερες διαφορετικές συνιστώσες. Στη συνέχεια, η κάθε συνιστώσα εισάγεται σε έναν μη γραμμικό ενισχυτή ισχύος (PA), ο οποίος αναλαμβάνει την ενίσχυση του σήματος. Στις περισσότερες περιπτώσεις, ο PA που χρησιμοποιείται είναι switching-mode προκειμένου να διασφαλιστεί η υψηλή απόδοση της όλης διάταξης. Βασικό σημείο στη διαδικασία αυτή είναι οι συνιστώσες που προκύπτουν από την αρχική ανάλυση του σήματος να μην είναι διαμορφωμένες κατά πλάτος, διαφορετικά θα υπάρξει έντονη παραμόρφωση του σήματος εξόδου λόγω του μη-γραμμικού χαρακτήρα της ενισχυτικής βαθμίδας. Τελικώς, το αρχικό σήμα επανασχηματίζεται

ενισχυμένο στην έξοδο μέσω μιας διάταξης που υλοποιεί την αντίστροφη συνάρτηση από εκείνη που ανέλυσε το σήμα σε συνιστώσες σταθερού πλάτους. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό, η αντίστροφη αυτή συνάρτηση να μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα και αποδοτικά με αναλογικά κυκλώματα [20]. Η γενική αρχιτεκτονική LINC παρουσιάζεται στο σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8 Γενική μορφή της αρχιτεκτονικής LINC [20]

Στην περίπτωση του outphasing, η ανάλυση του αρχικού σήματος σε δύο συνιστώσες σταθερού πλάτους πραγματοποιείται με την επενέργεια μίας συνάρτησης αντιστρόφου ημιτόνου (ή συνημιτόνου – αναλόγως τη σύμβαση και την υλοποίηση) στο διαμορφωμένο κατά πλάτος σήμα [20]. Η διαδικασία αυτή μπορεί πρακτικά να επιτευχθεί με την εισαγωγή του σήματος εισόδου σε έναν διαμορφωτή φάσης [8]. Προκειμένου να περιγράψουμε μαθηματικά την τεχνική του outphasing ορίζουμε αρχικά το διαμορφωμένο κατά πλάτος και φάση σήμα:

$$s(t) = A(t) \cos(\omega t + \theta(t)) \quad (3.4)$$

Το πλάτος του αρχικού σήματος μπορεί να γραφεί στη μορφή:

$$A(t) = A_{\max} \sin(\phi(t)) \quad (3.5)$$

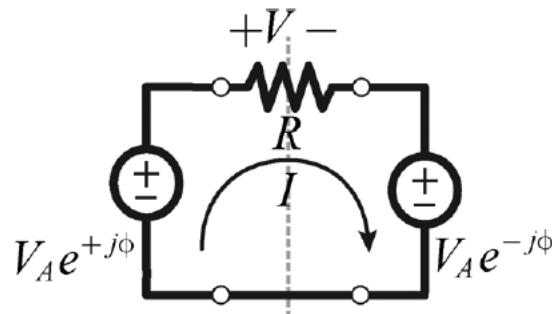
Οπότε μέσω της (3.5) η (3.4) δίνει:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_{\max} \sin(\phi(t)) \cos(\omega t + \theta(t)) \\ &= \frac{1}{2} [A_{\max} \sin(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) - A_{\max} \sin(\omega t + \theta(t) - \phi(t))] \\ &= s_1(t) - s_2(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι το αρχικό σήμα μπορεί να αναλυθεί σε δύο νέα σήματα σταθερού πλάτους, τα οποία αποτελούν της εξόδους του διαμορφωτή φάσης και τα οποία εισάγουμε σε δύο PAs, συνήθως μη-γραμμικούς αλλά ιδιαίτερα αποδοτικούς. Τα δύο σήματα μπορούν μετά την ενίσχυση να

ανασυντεθούν στην έξοδο με τη χρήση ενός $L-C$ power combiner ή ενός μετασχηματιστή (balun). Η μεταβαλλόμενη με το χρόνο γωνία $\phi(t) = \sin^{-1}\left(\frac{A(t)}{A_{\max}}\right)$ ονομάζεται γωνία outphasing και σε αυτήν περιέχεται πλέον η πληροφορία που είχε διαμορφωθεί κατά πλάτος.

Ωστόσο, με βάση τα όσα έχουμε αναφέρει μέχρι στιγμής υπάρχει ένας σημαντικός περιοριστικός παράγοντας στην απόδοση του συνολικού ενισχυτή που χρησιμοποιεί outphasing. Αυτός έχει να κάνει με το γεγονός ότι η ισχύς που παρέχεται στο φορτίο είναι άμεσα εξαρτώμενη από τη γωνία outphasing $\phi(t)$. Το εν λόγω φαινόμενο μπορεί να γίνει κατανοητό εάν θεωρήσουμε τις εξόδους των δύο PA που οδηγούν το φορτίο ως πηγές τάσης [8], [21] οι οποίες συνδέονται διαφορετικά στο φορτίο, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.9 (Στο σχήμα αυτό έχουμε αναπαράσταση των εξόδων σε πολική μορφή).



Σχήμα 3.9 Έξοδος ενός outphasing PA [21]

Είναι προφανές, ότι το ρεύμα που διαρρέει το βρόχο είναι:

$$I = \frac{V_A e^{j\phi(t)} - V_A e^{-j\phi(t)}}{R} = \frac{2jV_A \sin \phi(t)}{R} \quad (3.7)$$

Και επομένως, η σύνθετη αντίσταση που βλέπουν οι δύο πηγές τάσης είναι ίση με:

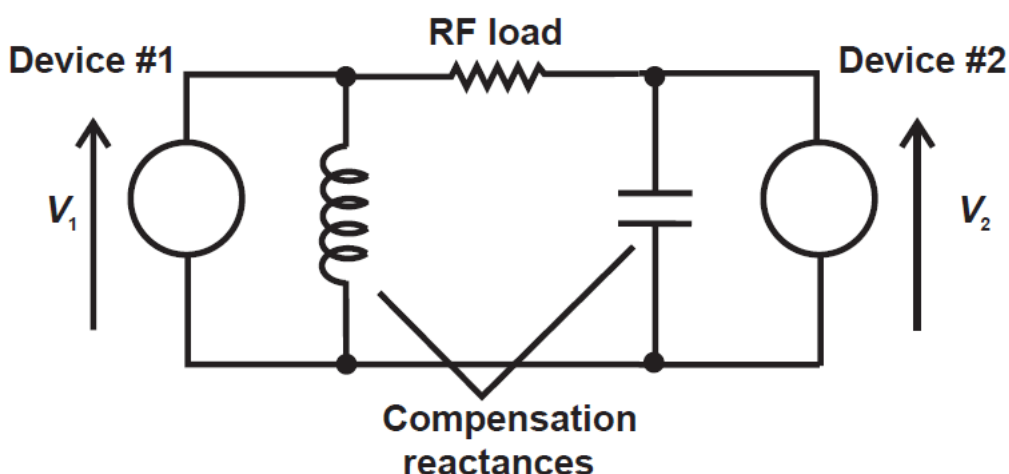
$$Z_{1,2} = \frac{R}{2} (1 \mp j \cot(\phi(t))) \quad (3.8)$$

Όπου Z_1 η αντίσταση που βλέπει η “αριστερή” και Z_2 η εμπέδηση που βλέπει η “δεξιά” πηγή με αναφορά στο σχήμα 3.9.

Έτσι, βλέπουμε πως η κάθε πηγή βλέπει μία εμπέδηση με φανταστικό μέρος εξαρτώμενο από τη γωνία $\phi(t)$. Για τιμές της $\phi(t)$ κοντά στις 90° , το φορτίο που βλέπουν οι πηγές τάσης είναι καθαρά ωμικό και έχουμε μέγιστο πλάτος

περιβάλλουσας στην έξοδο. Αντίθετα, καθώς $\phi(t) \rightarrow 0^\circ$ το φορτίο φαίνεται να είναι καθαρά φανταστικό με συνέπεια η ισχύς εξόδου να είναι σχεδόν μηδενική και η απόδοση να πέφτει δραματικά. Είναι απαραίτητο λοιπόν, να εισαχθεί κάποιου είδους αντιστάθμιση απέναντι σε αυτό το φαινόμενο διαμόρφωσης του φορτίου από την $\phi(t)$.

Ήδη από την αρχική του έρευνα [19], ο ίδιος ο Chireix είχε προτείνει μία στατική αντιστάθμιση που θα ακύρωνε το φανταστικό μέρος του φαινομένου από την πηγή φορτίου για μία τιμή της γωνίας $\phi(t)$ και για δεδομένη συχνότητα λειτουργίας. Είχε μάλιστα αποδείξει ότι κατάλληλη επιλογή αυτής της γωνίας οδηγεί σε αρκετά υψηλές τιμές του συντελεστή ισχύος¹ του φαινομένου φορτίου σε ένα μεγάλο εύρος τιμών της $\phi(t)$. Η αντιστάθμιση πραγματοποιείται μέσω της τοποθέτησης κατάλληλων χωρητικοτήτων ή αυτεπαγωγών εν παραλλήλω με τις πηγές τάσης που τροφοδοτούν το φορτίο όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.10.

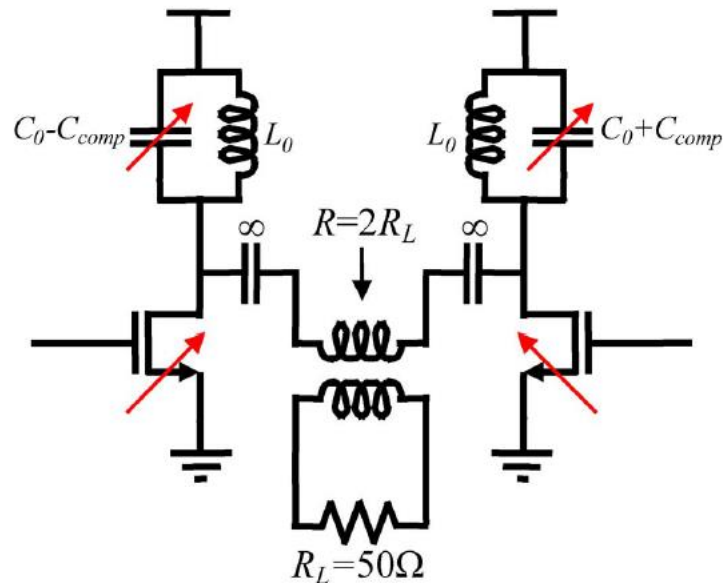


Σχήμα 3.10 Αντιστάθμιση Chireix στην έξοδο ενός outphasing PA [8]

Μεταγενέστερες μελέτες σε outphasing PAs κάνουν χρήση δυναμικής αντιστάθμισης του φανταστικού μέρους του φαινομένου φορτίου. Μία τέτοια μορφή δυναμικής αντιστάθμισης χρησιμοποιεί μία συστοιχία πυκνωτών, ένας αριθμός εκ των οποίων συνδέεται ή αποσυνδέεται δυναμικά από το κύκλωμα, προκειμένου να αντισταθμιστεί η εκάστοτε γωνία $\phi(t)$ [21]. Η διάταξη αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11. Η δυναμική αυτή αντιστάθμιση μπορεί να πραγματοποιηθεί με δύο τρόπους. Πρώτον με τη χρήση ενός βρόχου ανάδρασης και δεύτερον μέσω ενός προβλεπτικού αλγορίθμου βασισμένου στις στατιστικές ιδιότητες του σήματος που μεταδίδεται. Δεδομένου ότι σε RF συχνότητες ένας βρόχος ανάδρασης πιθανότατα θα έχει προβλήματα

¹ Ο συντελεστής ισχύος του φορτίου ορίζεται ως ο λόγος της πραγματικής προς την συνολική αποδιδόμενη ισχύ στο φορτίο και έχει πεδίο τιμών [0,1]

ευστάθειας προκρίνεται η δεύτερη λύση. Μία άλλη λύση στο ζήτημα της αντιστάθμισης του μεταβαλλόμενου φαινόμενου φορτίου, που προτείνεται στη βιβλιογραφία, είναι η χρήση ενός υβριδικού Wilkinson combiner [20] με ιδιαίτερα αξιόλογα αποτελέσματα.



Σχήμα 3.11 Δυναμικά αντισταθμισμένος outphasing PA [21]

Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο που μπορεί να επιβαρύνει την επίδοση ενός outphasing PA είναι οι ασυμμετρίες πλάτους και φάσης που μπορεί να εμφανιστούν στα δύο μονοπάτια των σημάτων s_1 και s_2 , οι οποίες μπορούν να οδηγήσουν σε ένα σήμα εξόδου της μορφής:

$$\tilde{x}(t) = x(t) + A_{\max} [\varepsilon \cos(\omega t + \theta(t) + \phi(t)) - \delta \sin(\omega t + \theta(t) + \phi(t))] \quad (3.9)$$

όπως αποδεικνύεται στο [21], με τα μεγεθη ε και δ να αντιπροσωπεύουν την ασυμμετρία στο κέρδος και τη φάση αντίστοιχα.

Είναι εμφανές, ότι η ασυμμετρία αυτή εισάγει σφάλμα στο φάσμα της εξόδου με τρόπο που μπορεί να δημιουργήσει παρεμβολές σε γειτονικά κανάλια. Μία προδιαγραφή για μέγιστη ανεκτή τιμή των παραμέτρων ε και δ δίνεται από την απαίτηση να μην παραβιάζεται η στάθμη ισχύος του φάσματος εξόδου σε γειτονικά κανάλια (spectral masks). Για την επίλυση αυτού του προβλήματος συνιστάται [21] προσεκτικό layout της διάταξης, ενώ πιθανώς να χρειαστεί και κάποιο τελικό calibration.

Κλείνοντας, η ανακύκλωση της ενέργειας που χάνεται κυρίως στον power combiner (συνιστώσες του σήματος που ακυρώνονται), αναμένεται ότι μπορεί να αυξήσει σημαντικά τη συνολική απόδοση του κυκλώματος [20]. Σε τέτοιες

τοπολογίες, οι συνιστώσες αυτές οδηγούνται σε ανορθωτές για την παραγωγή DC ισχύος.

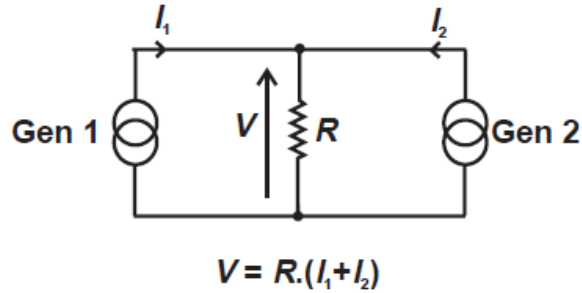
Συμπερασματικά, η τεχνική του *outphasing* αποτελεί μία πολύ κομψή λύση στο πρόβλημα του trade-off απόδοσης-γραμμικότητας, καθώς επιτρέπει τη χρήση των ιδιαίτερα αποδοτικών, πλην όμως έντονα μη-γραμμικών, *switching-mode PAs* σε ένα συνολικά γραμμικό σύστημα. Φυσικά, η αποτελεσματική εφαρμογή της προϋποθέτει την αντιμετώπιση των τεχνικών προκλήσεων που τη χαρακτηρίζουν, μερικές από τις οποίες αναλύθηκαν παραπάνω.

3.5 Doherty Amplifier

Είδαμε ήδη πως το βασικό μειονέκτημα των *switched-mode PAs* είναι η μη-γραμμικότητα που επιδεικνύουν, ενώ των γραμμικών *PAs* η χαμηλή απόδοση σε επίπεδα *power backoff*. Μία τοπολογία που συμβιβάζει επιτυχώς και με κομψότητα τις δύο προαναφερθείσες απαιτήσεις είναι ο ενισχυτής Doherty [22]. Ο ενισχυτής αυτός μπορεί να θεωρηθεί περισσότερο ως τεχνική αύξησης της απόδοσης καθώς κάνει χρήση δύο γραμμικών *PA*. Ωστόσο παρατίθεται στο κεφάλαιο αυτό διότι όπως και οι παραπάνω τεχνικές απευθύνεται επιτυχημένα στο trade-off απόδοσης γραμμικότητας.

Η βασική καινοτομία του ενισχυτή Doherty είναι η χρήση ενός κύριου (*main*) και ενός βοηθητικού (*auxiliary*) *PA* που θα διατηρήσουν σε υψηλά επίπεδα την απόδοση μέχρι και σε 6dB *backoff*, χωρίς να θυσιάζουν τη γραμμικότητα του συστήματος. Στους γραμμικούς ενισχυτές όπως είναι γνωστό, το ρεύμα εξόδου πέφτει αναλόγως με την τάση εισόδου και επομένως για σταθερό φορτίο το πλάτος της τάσης εξόδου θα μειώνεται οδηγώντας σε συνακόλουθη μείωση της ισχύος εξόδου ανάλογα με ένα παράγοντα p^2 (όπου p είναι ο παράγοντας μείωσης της τάσης εισόδου). Ωστόσο, η DC καταναλισκόμενη ισχύς μειώνεται με τον παράγοντα p και κατά συνέπεια η απόδοση του κυκλώματος πέφτει δραματικά. Μία λύση σε αυτό το πρόβλημα θα μπορούσε να δοθεί από τη διαμόρφωση του φορτίου εξόδου (*load modulation*) με τρόπο που θα εξασφαλίζει τη διατήρηση του πλάτους της τάσης εξόδου και άρα και της απόδοσης σταθερά στη μέγιστη τιμή τους. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται μία τεχνική γνωστή ως *active load-pull* [8], στην οποία το ρεύμα δύο διαφορετικών ενεργών βαθμίδων (εδώ *PA*) τροφοδοτείται στο ίδιο φορτίο μεταβάλλοντας την αντίσταση εξόδου που βλέπει ο κάθε *PA*. Η αρχή λειτουργίας του *active load-pull* παρουσιάζεται στο σχήμα 3.12 και περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.10).

$$\begin{aligned}
 V &= R(I_1 + I_2) \\
 Z_1 &= R \frac{I_1 + I_2}{I_1} = R \left(1 + \frac{I_2}{I_1} \right) \\
 Z_2 &= R \frac{I_1 + I_2}{I_2} = R \left(1 + \frac{I_1}{I_2} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$



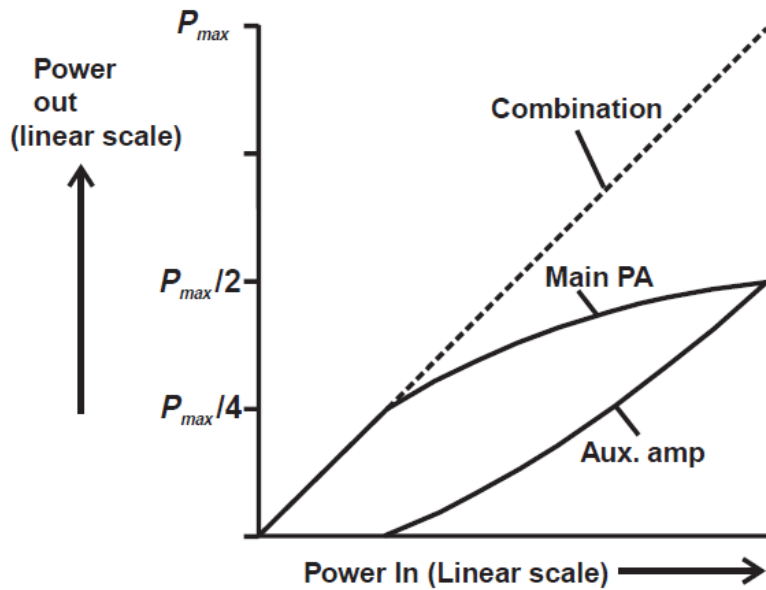
Σχήμα 3.12 Αρχή λειτουργίας του active load-pulling [8]

Βλέπουμε ότι το ρεύμα που εισρέει στο φορτίο από τον ένα PA διαμορφώνει την αντίσταση εξόδου του άλλου PA αυξάνοντάς την εάν είναι συμφασικό και μειώνοντας την εάν είναι αντίθετου προσήμου.

Αυτή ακριβώς είναι και η δράση του auxiliary PA στον ενισχυτή Doherty. Όταν ο auxiliary PA τείθεται σε λειτουργία, αυξάνει το φορτίο που βλέπει ο main PA καθώς μειώνεται η ισχύς εισόδου, με αποτέλεσμα ο τελευταίος να λειτουργεί σταθερά με μέγιστη απόδοση έως και σε 6dB backoff. Να επισημάνουμε εδώ, ότι προκειμένου να επιτευχθεί αυτό χρησιμοποιείται μία γραμμή μεταφοράς $\lambda/4$ η οποία πραγματοποιεί αντιστροφή του φαινομένου φορτίου (ώστε να έχουμε αύξηση και όχι μείωση αυτού σε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος). Η κατάλληλη επιλογή της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμή μεταφοράς, καθώς και του φορτίου τερματισμού είναι καθοριστική για την ορθή λειτουργία του PA. Ας σημειωθεί ακόμη, ότι ο auxiliary PA ενεργοποιείται μέχρι 6dB backoff, ενώ σε χαμηλά επίπεδα ισχύος εισόδου έχουμε μόνο τον main PA ενεργό και η χαρακτηριστική του ενισχυτή Doherty είναι όμοια με αυτήν του main PA.

Ωστόσο, όπως μπορεί να έχετε ήδη παρατηρήσει, το load modulation του main PA έχει αλλοιώσει τη γραμμική του συμπεριφορά. Το σταθερό πλάτος της τάσης εξόδου σε συνδυασμό με το γραμμικώς μεταβαλλόμενο φορτίο μεταφράζεται σε γραμμική μεταβολή της ισχύος εξόδου με την τάση εισόδου επομένως θα είναι $P_{out} \propto \sqrt{P_{in}}$. Σε αυτό το σημείο έρχεται η δεύτερη επίσης σημαντική λειτουργία του auxiliary PA, ο οποίος επίσης επηρεάζεται από το load-pulling και μάλιστα με ποιο έντονο τρόπο από τον main PA. Κατά συνέπεια, ο auxiliary PA δίνει ισχύ εξόδου που ακολουθεί σχέση αναλογίας $P_{out} \propto P_{in}^{3/2}$ με την ισχύ εξόδου. Με τον τρόπο αυτό η συνολική

χαρακτηριστική, η οποία δίνεται από το άθροισμα των δύο επιδεικνύει γραμμική συμπεριφορά όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.13.

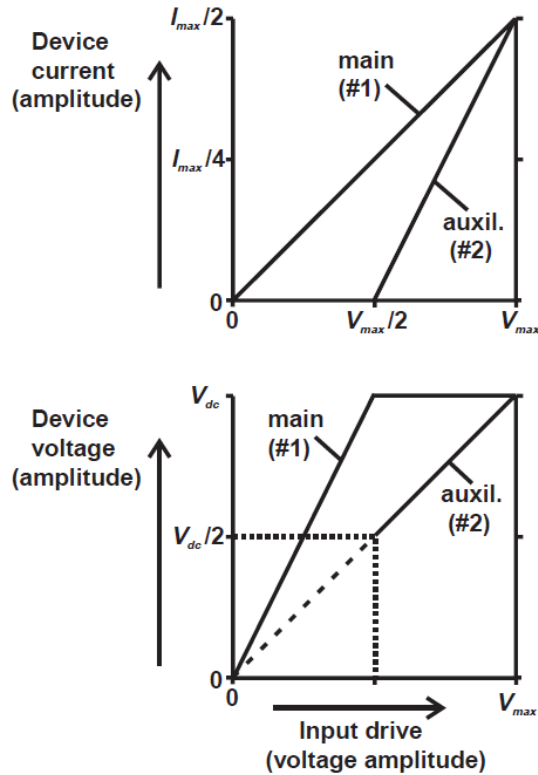


Σχήμα 3.13 Ιδανική καμπύλη ισχύος εισόδου-εξόδου ενός ενισχυτή Doherty [8]

Φυσικά, ένα μεγάλο ζητούμενο είναι η υλοποίηση των χαρακτηριστικών ρεύματος και τάσης που απαιτούνται για τη λειτουργία του ενισχυτή Doherty. Τα ρεύματα αυτά, με βάση και τα όσα προαναφέραμε θα έχουν την ακόλουθη μορφή στα άνω 6dB της λειτουργίας του ενισχυτή. Η μορφή των ρευμάτων και των τάσεων εξόδου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.14 και μπορεί να περιγραφεί από τις εξισώσεις:

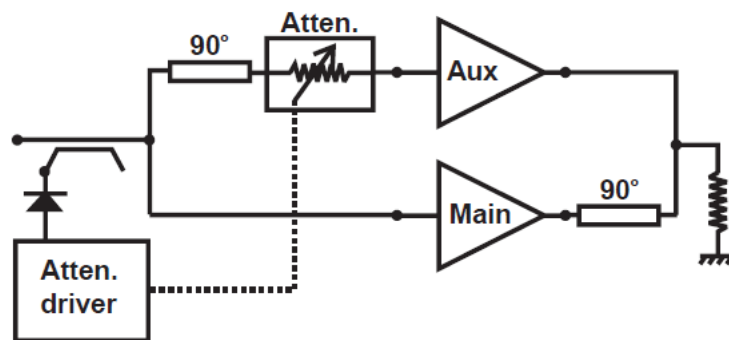
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{main} = \frac{I_{max}}{4} (1 + \varepsilon) \\ I_{aux} = \frac{I_{max}}{2} \varepsilon \end{array} \right\}, \quad \varepsilon \in [0,1] \quad (3.11)$$

Για μια πιο εκτενή μαθηματική ανάλυση της περίπτωσης όπου χρησιμοποιούνται PAs τάξης B ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [8].



Σχήμα 3.14 Τάσεις και ρεύματα εξόδου συναρτήση της τάσης εισόδου ενός ιδανικού ενισχυτή Doherty [8]

Μία συνήθης λύση για την υλοποίησή των ανωτέρω χαρακτηριστικών τάσης και ρεύματος είναι η χρήση κατάλληλου εξασθενητή μπροστά από τον auxiliary PA και ενός διακόπτη που θα τον αποκόψει μετά τα 6 άνω dB της περιοχής λειτουργίας. Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται ακριβώς οι ίδιες διατάξεις για τον main και τον auxiliary PA. Ένα ενδεικτικό σχηματικό του ενισχυτή Doherty παρουσιάζεται στο σχήμα 3.15.



Σχήμα 3.15 Γενικό σχηματικό αρχιτεκτονικής ενισχυτή Doherty [8]

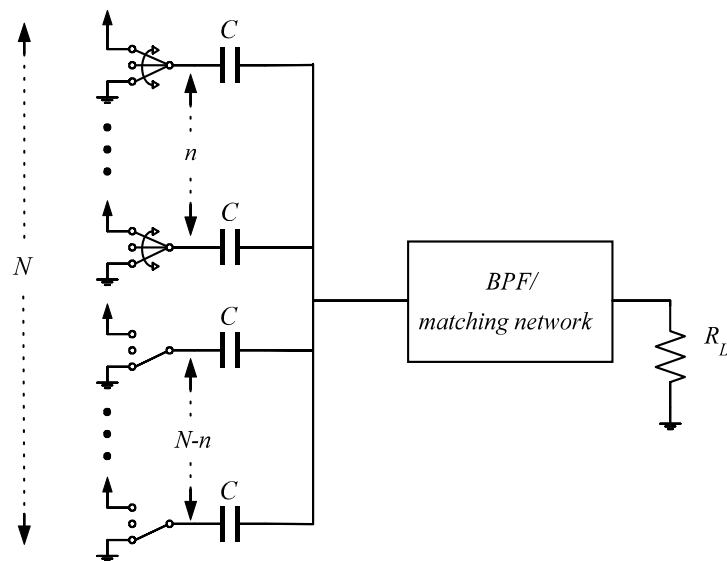
Εναλλακτικές τοπολογίες που κάνουν χρήση auxiliary PA τάξης C, αλλά και υλοποιήσεις με πολλούς auxiliary PA που θα λειτουργούν σχηματίζοντας μία συστοιχία ενισχυτών Doherty έχουν επίσης προταθεί στη βιβλιογραφία.

4 Ανάλυση, Μοντελοποίηση και Βελτιστοποίηση ενός Ενισχυτή Ισχύος Διακοπτόμενων Πυκνωτών Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων (Switched Capacitor RF Power Amplifier - SCPA).

Ο ενισχυτής ισχύος ραδιοφωνικών συχνοτήτων που εξετάζεται στο παρόν κεφάλαιο ανήκει στην κατηγορία των ψηφιακά διαμορφωμένων ενισχυτών ισχύος (digitally modulated PA - DPA) που προσφέρουν πληθώρα πλεονεκτημάτων [23]. Το βασικό τους γνώρισμα είναι ότι αποτελούνται από έναν πεπερασμένο αριθμό μικρότερων sub-PAs. Στην περίπτωση που το σήμα εισόδου έχει υποστεί πολική διαμόρφωση (η πληροφορία βρίσκεται και στο πλάτος και στη φάση του σήματος) ο έλεγχος του αριθμού των sub-PAs που ενεργοποιούνται κωδικοποιεί την διαμορφωμένη κατά πλάτος πληροφορία υλοποιώντας ένα ψηφιακό τρόπον τινά σχήμα. Έτσι, για την ενίσχυση της εναπομείνουσας διαμορφωμένης κατά φάση πληροφορίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας αποδοτικός, πλην όμως μη γραμμικός switched-mode PA. Να επισημάνουμε ακόμη, ότι οι DPAs εν γένει απαιτούν λιγότερα παθητικά στοιχεία στο matching network συμβάλλοντας στην εξοικονόμηση χώρου (die area), ενώ επωφελούνται σημαντικά από την περαιτέρω ολοκλήρωση των CMOS τεχνολογιών σε μικρότερα μήκη καναλιού.

Από όσο γνωρίζουμε ο Switched Capacitor PA (SCPA) παρουσιάστηκε αρχικά στο [24]-[26]. Ο “πυρήνας” του ενισχυτή σχηματίζεται από μία συστοιχία N πυκνωτών. Μερικοί εξ αυτών ανοιγοκλείνουν μεταξύ γης και τροφοδοσίας στην RF συχνότητα του φέροντος, ενώ οι υπόλοιποι διατηρούνται γειωμένοι στη διάρκεια του RF κύκλου. Ας σημειωθεί, πως το στοιχειώδες μπλοκ του PA μοιάζει με class D ακολουθούμενο από χωρητικό διαιρέτη τάσης συντονισμένο παράλληλα με το matching network. Η επιλογή του αριθμού των πυκνωτών που πρέπει να ενεργοποιηθούν εξαρτάται από την ψηφιακή κωδική λέξη η οποία εφαρμόζεται στην είσοδο [24] και η οποία εκφράζει το πλάτος του ψηφιακά διαμορφωμένου σήματος. Στην απλούστερη περίπτωση όλοι οι πυκνωτές είναι του ίδιου μεγέθους και το αντίστοιχο σχηματικό παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1. Ωστόσο, αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν δυαδικά σταθμισμένους πυκνωτές (binary weighed) ή και τμηματικές (segmented) με υλοποιημένα θερμομετρικά τα πιο σημαντικά bits (MSBs) και δυαδικά τα λιγότερο σημαντικά (LSBs), έχουν επίσης προταθεί στη βιβλιογραφία [24]-[26]. Εδώ υποθέτουμε ότι οι πρώτοι n πυκνωτές έχουν

επιλεγεί να ανοιγοκλείνουν ενώ οι υπόλοιποι $N-n$ διατηρούνται συνδεδεμένοι στη γη. Στα επόμενα θα χρησιμοποιούμε τη φράση *input code* όποτε αναφερόμαστε στον αριθμό των επιλεγμένων πυκνωτών n .



Σχήμα 4.1 Η βασική αρχιτεκτονική του SCPA με n επιλεγμένους πυκνωτές να ανοιγοκλείνουν μεταξύ V_{DD} και γης στην RF συχνότητα του φέροντος.

Μερικά βασικά πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας αφορούν την υψηλή ακρίβεια του λόγου χωρητικοτήτων που επιτυγχάνεται στις τεχνολογίες CMOS [27]-[28], καθώς και την ευελιξία που επιδεικνύει για επέκταση σε εφαρμογές υψηλότερης ευκρίνειας (resolution). Βέβαια, η χαμηλή τάση τροφοδοσίας που ακολουθεί την περαιτέρω ολοκλήρωση (μείωση του ελάχιστου μήκους L του καναλιού των τρανζίστορ) στις νέες τεχνολογίες καθιστά δύσκολη την επίτευξη υψηλών επιπέδων ισχύος εξόδου. Προκειμένου να υπερβεί κανείς αυτό το εμπόδιο αναγκάζεται να χρησιμοποιήσει μεγάλους λόγους μετασχηματισμού εμπέδησης, οι οποίοι συνήθως καταλαμβάνουν πολύ χώρο στο chip και οδηγούν σε δικτύωματα προσαρμογής (matching networks) που υποφέρουν από σημαντικές ωμικές απώλειες στις αυτεπαγωγές. Επιπροσθέτως, μία τοπολογία διακόπτη cascode μπορεί να επιτρέψει τη λειτουργία με υψηλότερες τάσεις τροφοδοσίας.

4.1 Μοντελοποίηση του Switched-Capacitor Ενισχυτή Ισχύος σε Χώρο Καταστάσεων.

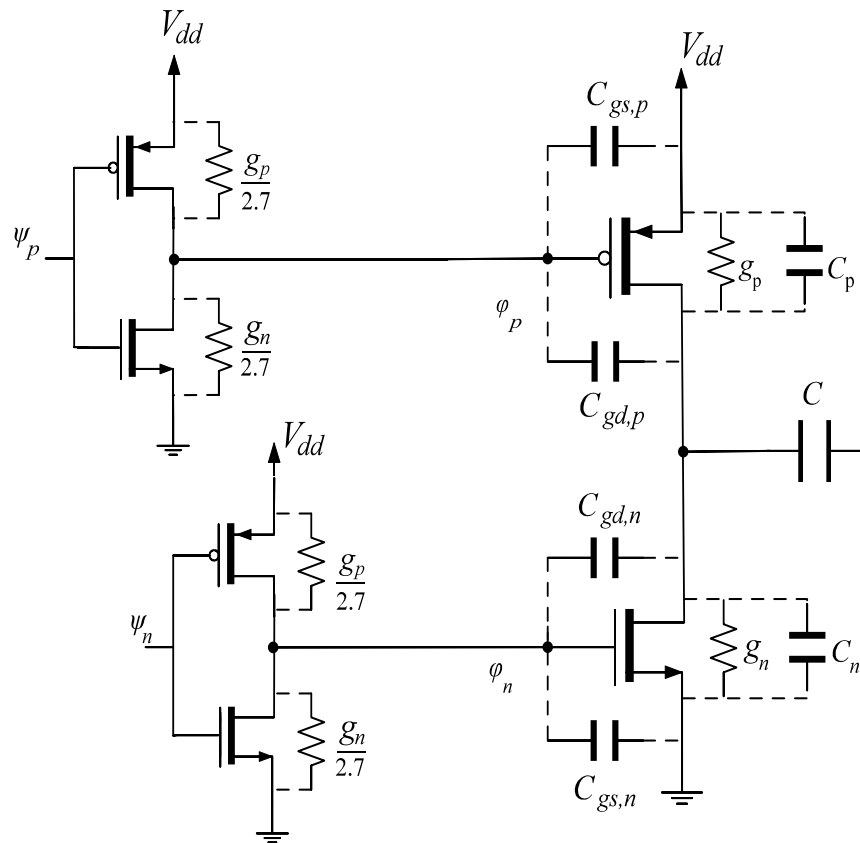
Σε αυτή την ενότητα χρησιμοποιούμε τεχνικές ανάλυσης του χώρου καταστάσεων προκειμένου να εξαγάγουμε την συμπεριφορά του SCPA στο πεδίο του χρόνου. Ας σημειωθεί εδώ ότι ο εν λόγω ενισχυτής αρχικά προτάθηκε στα [24]-[26]. Δεδομένου ότι επιθυμούμε η μαθηματική ανάλυση να είναι εύχρηστη εξάγουμε και χρησιμοποιούμε ένα απλοποιημένο γραμμικό χρονο-εξαρτώμενο μοντέλο του αρχικού κυκλώματος.

4.1.1 Γραμμικό Χρονο-Εξαρτώμενο Κυκλωματικό Μοντέλο του SCPA

Η στοιχειώδης δομική μονάδα (unit cell) του SCPA παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2 μαζί με τα στοιχεία του κυκλωματικού μοντέλου που λαμβάνουμε υπ' όψιν μας και τα οποία συνδέονται με διακεκομμένη γραμμή. Οι διακόπτες της στοιχειώδους δομικής μονάδας αποτελούνται από ζεύγη τρανζίστορ NMOS-PMOS. Από τη στιγμή που αυτά λειτουργούν σε mode «ανοιχτό - κλειστό» μπορούν να μοντελοποιηθούν μέσω των ισοδύναμων αγωγιμοτήτων τριόδου g_n , g_p για τα NMOS και PMOS αντίστοιχα. Οι αγωγιμότητες αυτές είναι συνδεδεμένες παράλληλα με τους πυκνωτές C_n και C_p που παριστούν τις παρασιτικές χωρητικότητες στις υποδοχές των τρανζίστορ (εν προκειμένω τις χωρητικότητες υποδοχής - υποστρώματος C_{db} καθώς και την χωρητικότητα από τον κάτω οπλισμό (bottom plate) του πυκνωτή C προς το υπόστρωμα, υποθέτοντας ότι η bottom plate βρίσκεται προς την πλευρά του ζεύγους διακοπών).

Επιπροσθέτως, σε μία προσπάθεια να συμπεριλάβουμε την επίδραση των χωρητικότητων C_{gd} και C_{gs} των NMOS - PMOS διακοπών στην ισχύ εξόδου και τροφοδοσίας (DC), λαμβάνουμε υπ' όψιν και τα κυκλώματα οδήγησης (drivers) των διακοπών τα οποία υλοποιούνται ως αντιστροφείς (inverters). Το μέγεθος των NMOS - PMOS αντιστροφέων επιλέγεται ίσο με $e = 2.718..$ φορές μικρότερο από αυτό των διακοπών. Η επιλογή αυτή οδηγεί σε ON αντιστάσεις των drivers e φορές μεγαλύτερες από αυτές των διακοπών και αποτελεί βέλτιστη λύση από άποψη καθυστέρησης [32]. Οι παρασιτικές χωρητικότητες των drivers αγνοούνται στο εξαγόμενο κυκλωματικό μοντέλο, εξαιτίας της αμελητέας επίδρασης που έχουν στις χρονικές κυματομορφές, καθώς και στις ισχύεις εξόδου και τροφοδοσίας (υποθέτοντας ότι με τη σειρά

τους οι drivers των διακοπών οδηγούνται από κατάλληλα επιλεγμένες ως προς το μέγεθος τους ψηφιακές λογικές πύλες). Τέλος, οι κυματομορφές εισόδου των drivers, ψ_n , ψ_p είναι συμπληρωματικές των κυματομορφών εισόδου των διακοπών ϕ_n , ϕ_p αντίστοιχα. Οι τελευταίες σχεδιάζονται στο σχήμα 4.6 (β).

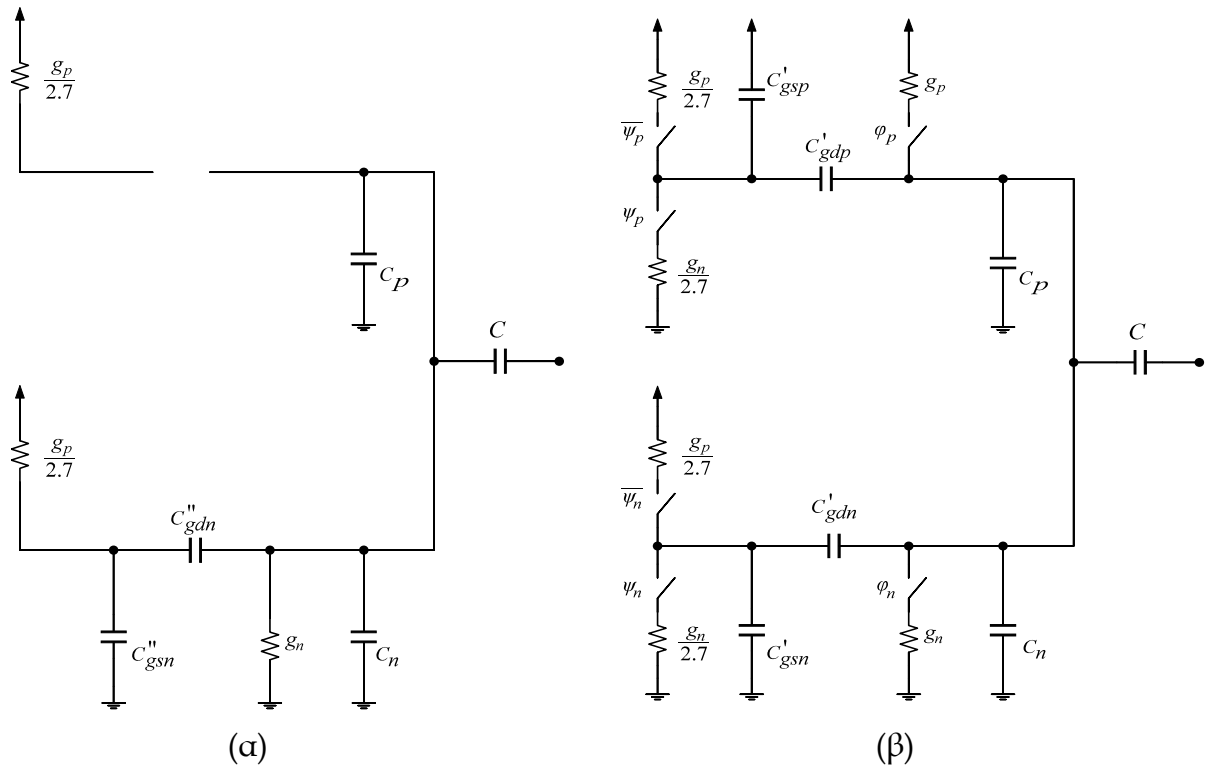


Σχήμα 4.2 Στοιχειώδης δομική μονάδα (unit cell) του SCPA

Ο SCPA του σχήματος 4.1 αποτελείται από N όμοια unit cells, τα οποία φαίνονται στο σχήμα 4.2. Υποθέτουμε ότι τα “πρώτα” n , $n = 0, 1, \dots, N$ unit cells είναι ενεργά και λειτουργούν παράλληλα, ανοιγοκλείνοντας τους πυκνωτές τους, C ταυτόχρονα μεταξύ V_{DD} και γης (ground) στην RF συχνότητα του φέροντος. Τα υπόλοιπα $\tilde{n} = N - n$ παραμένουν γειωμένα με το PMOS να είναι συνεχώς OFF και το NMOS συνεχώς σε τριόδο.

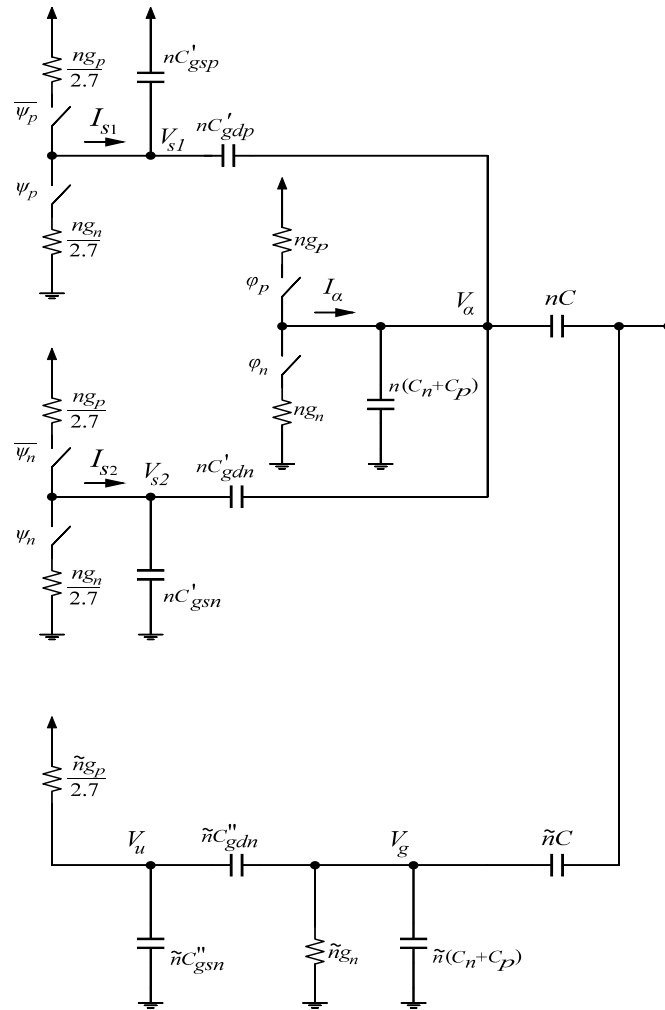
Οι δύο καταστάσεις λειτουργίας, δηλαδή η ενεργός και η γειωμένη υποδηλώνουν την ανάγκη για δύο διαφορετικά γραμμικά μοντέλα. Τα μοντέλα αυτά φαίνονται στο σχήμα 4.3 το οποίο προκύπτει απευθείας από το σχήμα 4.2. Όσον αφορά το ενεργό cell του σχήματος 4.3 (β), εφόσον τα NMOS και PMOS ανοιγοκλείνουν περιοδικά μεταξύ OFF και τριόδου, είναι αναγκαίο να χρησιμοποιήσουμε κάποιες μέσες τιμές για τις παρασιτικές χωρητικότητές τους. Υποθέτοντας ότι τα τρανζίστορ βρίσκονται σε τριόδο

περίπου για μισό κύκλο (βλ. ενότητα 4.1.2) κάποιος μπορεί να επιλέξει τις τιμές $C_{gs}' = C_{gs}(triode)/2$ και $C_{gd}' = C_{gd}(triode)/2$ και για τις δύο διατάξεις (NMOS, PMOS). Όσον αφορά το γειωμένο cell του σχήματος 4.3 (α) εφόσον το PMOS είναι συνεχώς γειωμένο τα C_{gs} και C_{gd} του μπορούν να αγνοηθούν, ενώ για το NMOS το οποίο είναι συνεχώς στην τριόδο θέτουμε $C_{gs}'' = C_{gs}(triode)$ και $C_{gd}'' = C_{gd}(triode)$.



Σχήμα 4.3(α) Γειωμένο unit cell (β) Ενεργό unit cell

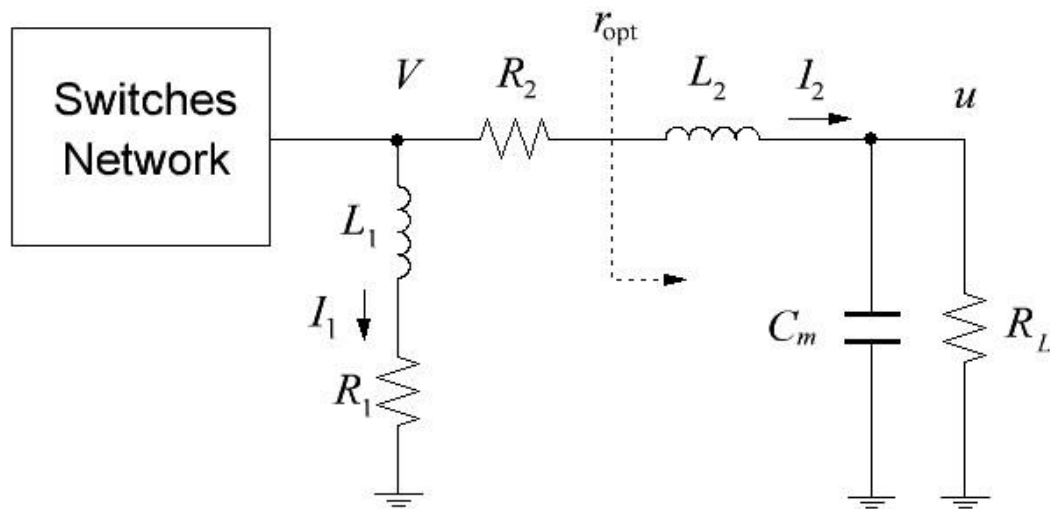
Το σχήμα 4.4 παρουσιάζει το γραμμικό μοντέλο και των N unit cells μαζί με τα ονόματα των τάσεων κόμβων και ρευμάτων κλάδων που θα χρησιμοποιούμε στην υπόλοιπη ανάλυσή μας. Το μοντέλο του σχήματος 4.4 προέρχεται άμεσα από τον συνδυασμό των n ενεργών unit cells του σχήματος 4.3 (β) με τα $\tilde{n} = N - n$ γειωμένα unit cells του σχήματος 4.3 (α). Ας σημειωθεί εδώ, ότι από τη στιγμή που η τάση V_a είναι περιοδική, η κατανάλωση ισχύος από την τροφοδοσία, V_{DD} είναι η ίδια είτε ο C_p συνδεθεί στο V_{DD} είτε συνδεθεί στη γη. Αυτό επεξηγεί γιατί επιλέξαμε να τον θεωρήσουμε γειωμένο στα σχήματα 4.3, 4.4.



Σχήμα 4.4 Δικτύωμα διακοπών του SCPA

Το δικτύωμα διακοπών των N unit cells ακολουθείται από ένα δικτύωμα προσαρμογής (matching network), όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα 4.1. Η ακριβής δομή του matching network που θεωρούμε φαίνεται στο σχήμα 4.5. Εδώ η αυτεπαγωγή L_1 χρησιμοποιείται για να συντονίσει ολόκληρη τη συστοιχία των μοναδιαίων πυκνωτών $NC = (n + \tilde{n})C$ στη συχνότητα του φέροντος, ενώ η αυτεπαγωγή L_2 και ο πυκνωτής C_m συνιστούν το βαθυπερατό matching network που είναι υπεύθυνο για τον μετασχηματισμό της αντίστασης φορτίου και την καταστολή των ανώτερων αρμονικών [29]. Οι αντιστάσεις R_1, R_2 μοντελοποιούν τον πεπερασμένο συντελεστή ποιότητας Q των αυτεπαγωγών L_1, L_2 αντίστοιχα. Το φορτίο συμβολίζεται με R_L και μετασχηματίζεται στην αντίσταση τερματισμού r_{opt} (η οποία είναι η αντίσταση που παρατηρείται ανάμεσα στο δεξιό άκρο της R_2 και στη γη) μέσω των L_2 και C_m . Ο συμβολισμός r_{opt} υποδηλώνει ότι θεωρούμε την αντίσταση τερματισμού παράμετρο βελτιστοποίησης με στόχο τη μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου ή

της απόδοσης ισχύος. Ένας ακόμη συμβολισμός που χρησιμοποιούμε είναι ο $g_L \triangleq 1/R_L$.

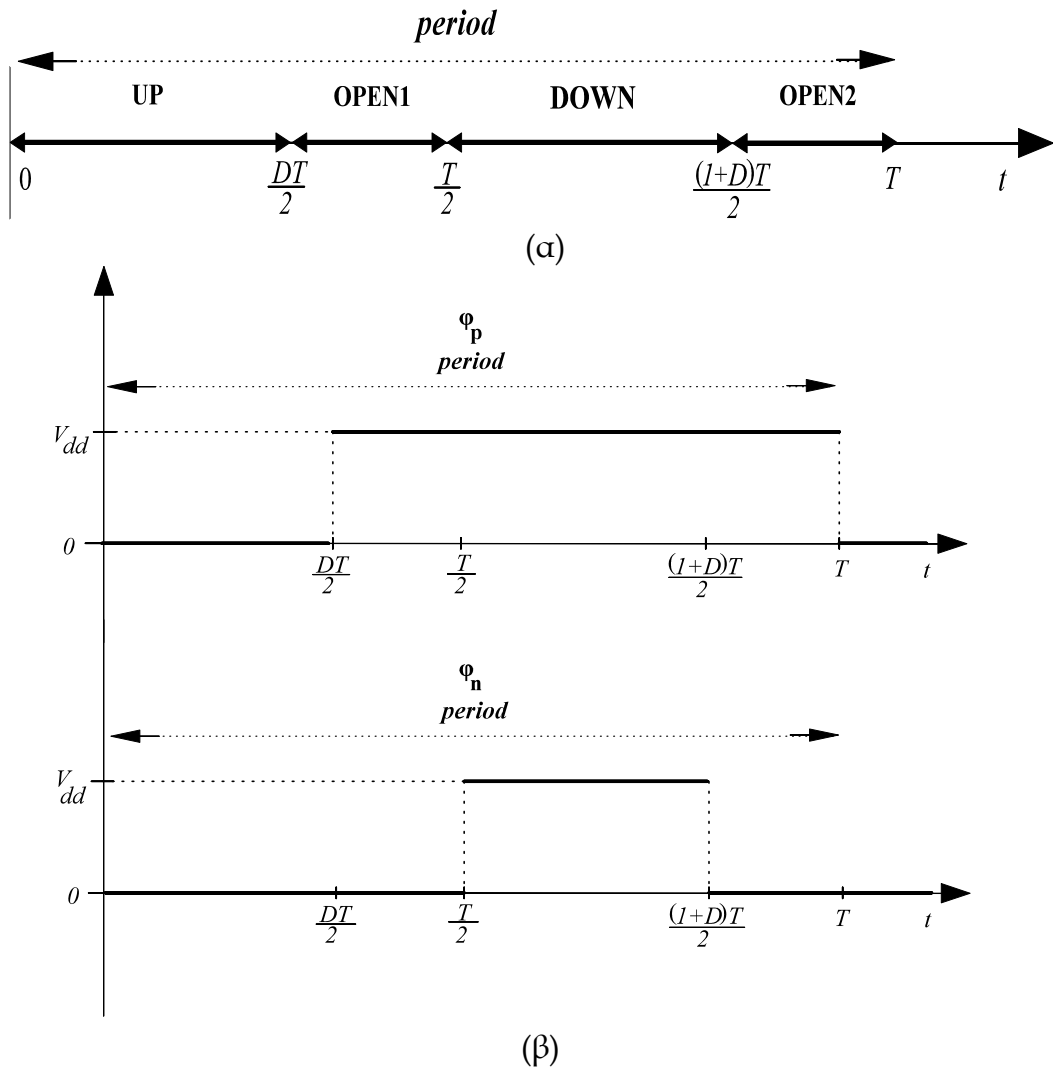


Σχήμα 4.5 Δικτύωμα προσαρμογής και φορτίο που ακολουθεί τη συστοιχία διακοπών

Ας σημειωθεί ότι τυπικά μια πλήρως διαφορεική εκδοχή του PA θα χρησιμοποιούνταν στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές. Ωστόσο, σε αυτήν εδώ την ανάλυση θεωρούμε μία υλοποίηση μόνης εξόδου, η οποία αποδίδει ιδιαίτερα ικανοποιητικά αποτελέσματα.

4.1.2 Χρονισμός της Λειτουργίας του SCPA

Μία ιδιαίτερα σημαντική σύσταση είναι η οδήγηση των πυλών των CMOS διακοπών με μη-επικαλυπτόμενους (non-overlapping) παλμούς ρολογιών όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6 [24], [30], [31]. Αυτή η επιλογή εξαλείφει τα ρεύματα βραχυκύκλωσης που ρέουν από την τροφοδοσία προς τη γη κατά τις μεταβάσεις των διακοπών από ON σε OFF, οπότε στιγμιαία δημιουργείται αγώγιμος δρόμος που βραχυκυκλώνει τροφοδοσία με γη και οδηγεί σε σημαντικές απώλειες ισχύος. Αυτοί οι μη-επικαλυπτόμενοι παλμοί μπορούν να μοντελοποιηθούν μέσω μιας λειτουργίας τριών καταστάσεων της στοιχειώδους διακοπτικής μονάδας (switching cell) με τρεις δυνατές φάσεις: *Up*, *Down* και *Open*.



Σχήμα 4.6 (α) Διάγραμμα χρονισμού που απεικονίζει τις φάσεις Up, Open 1, Down και Open 2, (β) Μη-επικαλυπτόμενοι παλμοί ρολογιού για μία περίοδο

Κατά τη διάρκεια της φάσης Up ($\psi_n = \psi_p = V_{dd}$ και $\phi_n = \phi_p = 0$) οι κάτω οπλισμοί (bottom plates) των “πρώτων” n πυκνωτών C συνδέονται στο V_{DD} μέσω του PMOS διακόπτη ενώ κατά τη διάρκεια της φάσης Down ($\psi_n = \psi_p = 0$ και $\phi_n = \phi_p = V_{dd}$) συνδέονται στη γη μέσω του NMOS διακόπτη. Οι δύο φάσεις Open ($\psi_n = V_{dd}$, $\psi_p = 0$, $\phi_n = 0$ και $\phi_p = V_{dd}$) αντιστοιχούν στις χρονικά τμήματα της περιόδου (του RF φέροντος) όπου και οι δύο διακόπτες είναι ανοικτοί (OFF). Συγκεκριμένα, η πρώτη φάση Open επισυμβαίνει όταν το PMOS έχει κλείσει και το NMOS δεν έχει ακόμη ανοίξει ενώ η δεύτερη όταν πραγματοποιείται η αντίστροφη μετάβαση. Όλα τα παραπάνω παρουσιάζονται στο διάγραμμα χρονισμού του σχήματος 4.6 όπου η παράμετρος D ορίζεται ως ο λόγος του χρόνου που ο NMOS ή ο PMOS διακόπτης είναι ON προς τη χρονική διάρκεια μισής περιόδου $T/2$.

Στην υπόλοιπη ανάλυσή μας θεωρούμε ότι οι μεταβάσεις των διακοπών και των drivers από την κατάσταση ON (τριόδος) στην κατάσταση OFF είναι ακαριαίες, διατηρώντας όμως στο μοντέλο μας όλα τα προαναφερθέντα παρασιτικά ώστε να λάβουμε μία όσο το δυνατόν πιο ακριβή εκτίμηση της ισχύος εξόδου και της DC ισχύος. Η παραδοχή των ακαριαίων μεταβάσεων γίνεται προκειμένου να καταλήξουμε σε πιο εύχρηστες μαθηματικές σχέσεις συνοπολογίζοντας ταυτόχρονα τις απώλειες που οφείλονται στις χωρητικότητες C_{gd} και C_{gs} των τρανζίστορ που υλοποιούν τους διακόπτες.

Η προσέγγιση οδηγεί σε μία μικρή διαφορά φάσης και μικρές αποκλίσεις (ιδίως στις μεταβατικές χρονικές στιγμές) των προκυπτουσών κυματομορφών σε σχέση με αυτές που προέρχονται από προσομοίωση σε Cadence. Ωστόσο, η επίδραση αυτών των μικρών διαφορών στην εκτίμηση της ισχύος εξόδου και DC είναι αμελητέα.

4.1.3 Εξισώσεις Κατάστασης του SCPA

Γράφοντας τις εξισώσεις Kirchhoff και τις καταστατικές εξισώσεις κάποιων από τα στοιχεία των ισοδυνάμων κυκλωμάτων των σχημάτων 4.4, 4.5 και θέτοντας $\tilde{n} = N - n$ λαμβάνουμε:

$$V_{s1} : -I_{s1} + nC'_{gsp} \dot{V}_{s1} + nC'_{gdp} (\dot{V}_{s1} - \dot{V}_a) = 0 \quad (4.1)$$

$$V_{s1} : -I_{s1} + nC'_{gsp} \dot{V}_{s1} + nC'_{gdp} (\dot{V}_{s1} - \dot{V}_a) = 0 \quad (4.2)$$

$$V_u : -(V_{dd} - V_u) \frac{\tilde{n}g_p}{e} + \tilde{n}C''_{gsn} \dot{V}_u + \tilde{n}C''_{gdn} (\dot{V}_u - \dot{V}_g) = 0 \quad (4.3)$$

$$V_a : -nC'_{gdp} (\dot{V}_{s1} - \dot{V}_a) - nC'_{gdn} (\dot{V}_{s2} - \dot{V}_a) - I_a + n(C_n + C_p) \dot{V}_a + nC (\dot{V}_a - \dot{V}) = 0 \quad (4.4)$$

$$V_g : -\tilde{n}C''_{gdn} (\dot{V}_u - \dot{V}_g) + \tilde{n}g_n V_g + \tilde{n}(C_p + C_n) \dot{V}_g + nC (\dot{V}_g - \dot{V}) = 0 \quad (4.5)$$

$$V : nC (\dot{V} - \dot{V}_a) + \tilde{n}C (\dot{V} - \dot{V}_g) + I_1 + I_2 = 0 \quad (4.6)$$

$$u : C_m \dot{u} + g_L u = I_2 \quad (4.7)$$

$$I_1 : V = R_1 I_1 + L_1 \dot{I}_1 \quad (4.8)$$

$$I_2 : V = u + R_2 I_2 + L_2 \dot{I}_2 \quad (4.9)$$

Επίσης, το ρεύμα I_a εκφράζεται ως ακολούθως ανάλογα με τη φάση λειτουργίας του κυκλώματος (βλ. ενότητα 4.1.2)

$$\begin{aligned}
I_a &= ng_p(V_{dd} - V_a) & : & \text{Up phase} \\
I_a &= 0 & : & \text{Open phase} \\
I_a &= -ng_n V_a & : & \text{Down phase}
\end{aligned} \tag{4.10}$$

Παρομοίως, τα ρεύματα I_{s1} και I_{s2} παίρνουν μία από τις ακόλουθες μορφές ανάλογα με τη φάση λειτουργίας του κυκλώματος.

$$\begin{aligned}
I_{s1} &= -\frac{ng_n}{e} V_{s1} & I_{s2} &= -\frac{ng_n}{e} V_{s2} & : & \text{Up phase} \\
I_{s1} &= \frac{ng_p}{e} (V_{dd} - V_{s1}) & I_{s2} &= -\frac{ng_n}{e} V_{s2} & : & \text{Open phase} \\
I_{s1} &= \frac{ng_p}{e} (V_{dd} - V_{s1}) & I_{s2} &= \frac{ng_p}{e} (V_{dd} - V_{s2}) & : & \text{Down phase}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Είναι βολικό να εκφράσουμε τις εξισώσεις (4.1)-(4.11) υπό μορφή πίνακα. Για το σκοπό αυτό ορίζουμε το διάνυσμα κατάστασης:

$$x = [V_{s1}, V_{s2}, V_u, V_a, V_g, V, u, I_1, I_2]^T \tag{4.12}$$

καθώς και τους πίνακες M , H_u , H_o , H_d και τα διανύσματα h_u , h_o , h_d :

$$M = \begin{bmatrix}
n(C'_{gdp} + C'_{gsp}) & 0 & 0 & -nC'_{gdp} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & n(C'_{gdn} + C'_{gsn}) & 0 & -nC'_{gdn} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & \tilde{n}(C''_{gdn} + C''_{gsn}) & 0 & -\tilde{n}C''_{gdn} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-nC'_{gdp} & -nC'_{gdn} & 0 & nC_t & 0 & -nC & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\tilde{n}C''_{gdn} & 0 & \tilde{n}C'_t & -\tilde{n}C & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -nC & -\tilde{n}C & nC & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_m & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_2
\end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Όπου οι χωρητικότητες C_t , C'_t ορίζονται παρακάτω στις εξισώσεις (4.14), (4.15) αντίστοιχα.

$$C_t \triangleq C + C_n + C_p + C'_{gdn} + C'_{gdp} \tag{4.14}$$

$$C'_t \triangleq C + C_n + C_p + C''_{gdn} \quad (4.15)$$

$$H_u = \begin{bmatrix} -\frac{ng_n}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{ng_n}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\tilde{ng}_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -ng_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{ng}_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -nC & -\tilde{n}C & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -g & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -R_2 \end{bmatrix}, \quad h_u = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\tilde{ng}_p V_{dd}}{e} \\ ng_p V_{dd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$H_o = \begin{bmatrix} -\frac{ng_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{ng_n}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\tilde{ng}_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{ng}_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -nC & -\tilde{n}C & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -g & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -R_2 \end{bmatrix}, \quad h_o = \begin{bmatrix} \frac{ng_p V_{dd}}{e} \\ e \\ 0 \\ \frac{\tilde{ng}_p V_{dd}}{e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$H_d = \begin{bmatrix} -\frac{ng_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{ng_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\tilde{n}g_p}{e} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -ng_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{n}g_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -nC & -\tilde{n}C & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -g & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -R_2 \end{bmatrix}, \quad h_d = \begin{bmatrix} \frac{ng_p V_{dd}}{e} \\ \frac{ng_p V_{dd}}{e} \\ \frac{\tilde{n}g_p V_{dd}}{e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Πλέον για κάθε μία από τις φάσεις έχουμε:

$$M\dot{x} = H_u x + h_u : Up \text{ phase} \quad (4.19)$$

$$M\dot{x} = H_o x + h_o : Open \text{ phase} \quad (4.20)$$

$$M\dot{x} = H_d x + h_d : Down \text{ phase} \quad (4.21)$$

Τέλος, εφόσον ο πίνακας M είναι αντιστρέψιμος (όπως αποδεικνύεται και στο παράρτημα Α) είναι βολικό να ορίσουμε τους πίνακες και τα διανύσματα:

$$\begin{aligned} A_u &= M^{-1}H_u, & b_u &= M^{-1}h_u \\ A_o &= M^{-1}H_o, & b_o &= M^{-1}h_o \\ A_d &= M^{-1}H_d, & b_d &= M^{-1}h_d \end{aligned} \quad (4.22)$$

Και να τα χρησιμοποιήσουμε προκειμένου να εκφράσουμε τις εξισώσεις (4.19)-(4.21) όπως φαίνεται στον πίνακα 4.1 όπου τα x_0, x_1, x_2, x_3 είναι οι αρχικές συνθήκες των τεσσάρων φάσεων *Up*, *Open1*, *Down* και *Open2* αντιστοίχως, όπως αυτές επισυμβαίνουν κατά τη διάρκεια μίας περιόδου T .

Να επισημάνουμε εδώ, ότι το γραμμικό σύστημα μπορεί να περιγραφεί από μία και μοναδική διαφορική εξίσωση $\dot{x} = A(t)x + b(t)$, όπου οι συναρτήσεις των πινάκων και των διανυσμάτων $A(t)$ και $b(t)$ είναι τμηματικά γραμμικές με το χρόνο, λαμβάνοντας τις τιμές A_u, A_o, A_d και b_u, b_o, b_d στις αντίστοιχες χρονικές φάσεις.

Πίνακας 4.1. Οι διαφορικές εξισώσεις με τις αρχικές συνθήκες που αντιστοιχούν σε κάθε μία από τις τέσσερις φάσεις λειτουργίας εντός μιας περιόδου T

Phase	Time Period	Init. Cond.	Dif. Equation
Up	$\left[0, \frac{DT}{2}\right)$	x_0	$\dot{x} = A_u x + b_u$
$Open 1$	$\left[\frac{DT}{2}, \frac{T}{2}\right)$	x_1	$\dot{x} = A_o x + b_o$
$Down$	$\left[\frac{T}{2}, \frac{(1+D)T}{2}\right)$	x_2	$\dot{x} = A_d x + b_d$
$Open 2$	$\left[\frac{(1+D)T}{2}, T\right)$	x_3	$\dot{x} = A_o x + b_o$

4.1.4 Εξαγωγή της χρονο-μεταβλητής συνάρτησης του διανύσματος κατάστασης $x(t)$

Από τη στιγμή που η λειτουργία των ενεργών διακοπών είναι περιοδική με περίοδο T το ίδιο θα συμβαίνει και με τη συνάρτηση του διανύσματος κατάστασης $x(t)$. Η εξαγωγή του $x(t)$ σε διάστημα μιας περιόδου π.χ. $t \in [0, T)$ σε κλειστή μορφή απαιτεί την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων του πίνακα 4.1 και αυτό προϋποθέτει τον προσδιορισμό των αρχικών συνθηκών x_0, x_1, x_2 και x_3 . Υπογραμμίστε, ότι εφόσον η $x(t)$ είναι T -περιοδική συνάρτηση, η τελική τιμή της φάσης $Open 2$ είναι ίση με x_0 , δηλ. $x(T) = x_0$.

Κατά τη διάρκεια της φάσης Up η λύση της διαφορικής εξίσωσης εκφράζεται με τη βοήθεια του εκθετικού πίνακα ως:

$$x(t) = e^{A_u t} x(0) + \int_0^t e^{A_u(t-\tau)} b_u d\tau = e^{A_u t} x_0 + (e^{A_u t} - I) A_u^{-1} b_u \quad (4.23)$$

Ας επισημανθεί εδώ ότι ο $A_u = M_u^{-1} H_u$ είναι αντιστρέψιμος καθώς αποτελεί γινόμενο των δύο αντιστρέψιμων πινάκων M_u, H_u (βλ. παράρτημα Α). Οι λύσεις είναι παρόμοιες και για τις υπόλοιπες φάσεις και παρουσιάζονται

συγκεντρωτικά στον πίνακα 4.2 και είναι έγκυρες για τα αντίστοιχα χρονικά διαστήματα (βλ. πίνακα 4.1).

Εξ' αιτίας της απαίτησης για συνέχεια της λύσης της εξίσωσης μπορούμε να προσδιορίσουμε τις αρχικές συνθήκες που θα χρησιμοποιούνται στις εκφράσεις των λύσεων του πίνακα 4.2. Συγκεκριμένα, έχουμε πως στο τέλος της φάσης *Up* είναι:

$$x_1 = e^{A_u \frac{TD}{2}} x_0 + \left(e^{A_u \frac{TD}{2}} - I \right) A_u^{-1} b_u \quad (4.24)$$

Πίνακας 4.2 Εκφράσεις του για τις τέσσερις φάσεις του $x(t)$

Phase	Expression of $x(t)$
<i>Up</i>	$x(t) = e^{A_u t} x_0 + \left(e^{A_u t} - I \right) A_u^{-1} b_u$
<i>Open 1</i>	$x(t) = e^{A_o \left(t - \frac{DT}{2} \right)} x_1 + \left(e^{A_o \left(t - \frac{DT}{2} \right)} - I \right) A_o^{-1} b_o$
<i>Down</i>	$x(t) = e^{A_d \left(t - \frac{T}{2} \right)} x_2 + \left(e^{A_d \left(t - \frac{T}{2} \right)} - I \right) A_d^{-1} b_d$
<i>Open 2</i>	$x(t) = e^{A_o \left(t - \frac{(1+D)T}{2} \right)} x_3 + \left(e^{A_o \left(t - \frac{(1+D)T}{2} \right)} - I \right) A_o^{-1} b_o$

Στο τέλος της φάσης *Open 1* είναι:

$$x_2 = x\left(\frac{T}{2}\right) = e^{A_o \frac{(1-D)T}{2}} x_1 + \left(e^{A_o \frac{(1-D)T}{2}} - I \right) A_o^{-1} b_o \quad (4.25)$$

Παρομοίως, στο τέλος της φάσης *Down* είναι:

$$x_3 = x\left(\frac{(D+1)T}{2}\right) = e^{A_d \frac{TD}{2}} x_2 + \left(e^{A_d \frac{TD}{2}} - I \right) A_d^{-1} b_d \quad (4.26)$$

Και επειδή όπως έχουμε ήδη αναφέρει είναι $x(t) = x(0) \triangleq x_0$ στο τέλος της φάσης *Open 2* θα είναι:

$$x_0 = x(\mathbf{T}) = e^{A_o \frac{(1-D)T}{2}} x_3 + \left(e^{A_o \frac{(1-D)T}{2}} - I \right) A_o^{-1} b_o \quad (4.27)$$

Σε μία προσπάθεια να ομαδοποιήσουμε τις εξισώσεις (4.24)-(4.27) ορίζουμε τους πίνακες $E_u \triangleq e^{A_u \frac{TD}{2}}$, $E_o \triangleq e^{A_o \frac{T(1-D)}{2}}$, $E_d \triangleq e^{A_d \frac{TD}{2}}$, $G_u \triangleq \left(e^{A_u \frac{TD}{2}} - I \right) A_u^{-1} b_u$, $G_o \triangleq \left(e^{A_o \frac{TD}{2}} - I \right) A_o^{-1} b_o$ και $G_d \triangleq \left(e^{A_d \frac{TD}{2}} - I \right) A_d^{-1} b_d$. Έτσι, μπορούμε να καταλήξουμε στη μητρική μορφή:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & E_o \\ E_u & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_o \\ G_u \\ G_o \\ G_d \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Της οποίας η λύση είναι:

$$\begin{aligned} x_0 &= (I - E_o E_d E_o E_u)^{-1} E_o E_d E_o G_o \\ x_1 &= E_u x_0 + G_u \\ x_2 &= E_o x_1 + G_o \\ x_3 &= E_d x_2 + G_d \end{aligned} \quad (4.29)$$

Οι χρονικές κυματομορφές ρεύματος και τάσης που προκύπτουν μέσω της λύσης των διαφορικών εξισώσεων για το $x(t)$ είναι βασισμένες στο γραμμικό μοντέλο του κυκλώματος των σχημάτων 4.4, 4.5 παρουσιάζονται στην ενότητα 4.3 και βρίσκονται πολύ κοντά στα αποτελέσματα που προκύπτουν μέσω Periodic Steady-State ανάλυσης του SCPA στο SPECTRE (Cadence). Οι χρονομεταβλητές εκφράσεις των μεταβλητών κατάστασης που εξήχθησαν εδώ, χρησιμοποιούνται στις επόμενες ενότητες για τον υπολογισμό της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο, καθώς και της απόδοσης του ενισχυτή. Επιπροσθέτως, καθιστούν δυνατή την βέλτιστη επιλογή των στοιχείων του matching network του SCPA με σκοπό τη μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου και της απόδοσης.

4.2 Ισχύς Εξόδου και Τροφοδοσίας (DC)

Στην ενότητα αυτή, θα εξαγάγουμε τις εκφράσεις για τις ισχύς εξόδου και τροφοδοσίας (DC) χρησιμοποιώντας την ανάλυση χώρου καταστάσεων της προηγούμενης ενότητας. Αρχικά, υπολογίζουμε την ισχύ της θεμελιώδους αρμονικής της εξόδου, u , απευθείας από τις εξισώσεις του πίνακα 4.2. Εν συνεχεία, χρησιμοποιώντας τους πίνακες Grammian του διανύσματος κατάστασης του μοντέλου μας υπολογίζουμε την συνολική ισχύ της εξόδου u . Αφαιρώντας τις δύο προκύπτουσες τιμές μπορούμε να εκτιμήσουμε την ισχύ (ανεπιθύμητη) των ανώτερων αρμονικών της εξόδου. Η ισχύς τροφοδοσίας (DC) προσδιορίζεται στο τέλος της ενότητας. Τα αποτελέσματα αυτά χρησιμοποιούνται στις ενότητες 4.3, 4.4 παρουσιάζοντας την ισχύ εξόδου και την ΡΑΕ του SCPA και παρέχοντας κανόνες σχεδίασης.

4.2.1 Υπολογισμός της Ισχύος Εξόδου της Θεμελιώδους Αρμονικής

Η επιθυμητή ισχύς εξόδου είναι αυτή της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης u . Προκειμένου να καταλήξουμε σε μία σχέση για αυτή την ισχύ χρησιμοποιούμε το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της u ως συνάρτηση του χρόνου $t \in [0, T)$, παραμετροποιημένο ως προς τους πίνακες του χώρου καταστάσεων και τις αρχικές συνθήκες. Τα δύο βαθμωτά, ημιτονικά ολοκληρώματα της θεμελιώδους αρμονικής της u ορίζονται ως:

$$J_k^c = \frac{2}{T} \int_{t_{ik}}^{t_{jk}} e_7^T x_k(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (4.30)$$

$$J_k^s = \frac{2}{T} \int_{t_{ik}}^{t_{jk}} e_7^T x_k(t) \sin(\omega_c t) dt$$

Όπου $e_7^T = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0]^T$, $\omega_c = 2\pi/T$ και $x_k(t)$ είναι το διάνυσμα κατάστασης στις φάσεις $k = Up, Open 1, Down$ και $Open 2$ αντίστοιχα. Επίσης, t_{ik} και t_{jk} είναι τα χρονικά σύνορα της φάσης k όπως παρουσιάζονται στον πίνακα 4.1. Εν συνεχεία, μπορούμε να εκφράσουμε το $x(t)$ ως ημιτονική σειρά Fourier:

$$x(t) = \left(\sum_k J_k^c \right) \cos(\omega_c t) + \left(\sum_k J_k^s \right) \sin(\omega_c t) + \text{Harmonics} \quad (4.31)$$

Και το πλάτος της θεμελιώδους δίνεται από τη σχέση:

$$U = \sqrt{\left(\sum_k J_k^c\right)^2 + \left(\sum_k J_k^s\right)^2} \quad (4.32)$$

Η αναλυτικές εκφράσεις των J_k^c και J_k^s , $k = Up, Open 1, Down$ και $Open 2$ δίνονται στο παράρτημα Β.

4.2.2 Υπολογισμός της Συνολικής Ισχύος Εξόδου

Η προηγούμενη ενότητα μας έδωσε τον τρόπο να υπολογίσουμε την ισχύ της επιθυμητής συνιστώσας της ισχύος εξόδου, η οποία βρίσκεται στη συχνότητα του φέροντος ω_c , ωστόσο δεν μας έδωσε καμία πληροφορία για το φασματικό περιεχόμενο του σήματος εξόδου.

Ένας τρόπος να εκτιμήσουμε την επίδραση των αρμονικών είναι να υπολογίσουμε την συνολική ισχύ των αρμονικών και να την συγκρίνουμε με αυτή της θεμελιώδους. Για το σκοπό αυτό εξαγάγουμε αρχικά τη συνολική ισχύ εξόδου από την οποία αφαιρούμε την ισχύ εξόδου της θεμελιώδους. Εφόσον $u = e_7^T x$, η συνολική RMS ισχύς εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως:

$$P_{out} \triangleq \frac{1}{R_L T} \int_T u^2 dt = \frac{1}{R_L T} e_7^T W e_7 \quad (4.33)$$

Όπου $e_7^T = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ και $W \triangleq \int_0^T x(t)x^T(t)dt$ είναι ο πίνακας Grammian του δυναμικού συστήματος. Ας σημειωθεί ότι μπορούμε να γράψουμε $W \triangleq W_u + W_{o1} + W_d + W_{o2}$ όπου

$$\begin{aligned} W_u &= \int_0^{DT/2} x(t)x^T(t)dt & W_{o1} &= \int_{DT/2}^{T/2} x(t)x^T(t)dt \\ W_d &= \int_{T/2}^{(1+D)T/2} x(t)x^T(t)dt & W_{o2} &= \int_{(1+D)T/2}^T x(t)x^T(t)dt \end{aligned} \quad (4.34)$$

Όπως αποδεικνύεται και στο παράρτημα Γ οι Grammians W_u , W_{o1} , W_d και W_{o2} μπορούν εύκολα να γραφούν σε διανυσματική μορφή [33] χρησιμοποιώντας το γινόμενο του Kronecker [33] ως ακολούθως:

$$\begin{aligned}
\text{vec}(W_u) &= -(I \otimes A_u + A_u \otimes I)^{-1} \text{vec}(G_u) \\
\text{vec}(W_{o1}) &= -(I \otimes A_o + A_o \otimes I)^{-1} \text{vec}(G_{o1}) \\
\text{vec}(W_d) &= -(I \otimes A_d + A_d \otimes I)^{-1} \text{vec}(G_d) \\
\text{vec}(W_{o2}) &= -(I \otimes A_o + A_o \otimes I)^{-1} \text{vec}(G_{o2})
\end{aligned} \tag{4.35}$$

όπου οι πίνακες G_u, G_{o1}, G_d, G_{o2} επίσης δίνονται στο παράρτημα Γ.

Όπως προκύπτει τελικά η συνολική ισχύς εξόδου που υπολογίζεται με χρήση των Grammians είναι πολύ κοντά στην ισχύ εξόδου της θεμελιώδους αρμονικής που βρέθηκε στην ενότητα 4.2.1. Αυτό απεικονίζεται στο σχήμα 4.7 που δείχνει την THD (total harmonic distortion) καθώς και την ισχύ της 2^{ης} και 3^{ης} αρμονικής συναρτήσει του πλάτους της εισόδου (δηλ. του input code η). Είναι αξιοσημείωτο ότι η THD, η οποία θέτει ένα άνω όριο για το επίπεδο της ισχύος οποιασδήποτε αρμονικής προκύπτει 30 dB κάτω από τη θεμελιώδη, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.7. Οι λεπτομέρειες των παραμέτρων του κυκλώματος του SCPA που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση επεξηγούνται στην ενότητα 4.3.

Η ισχύς των αρμονικών από τη 2^η έως και την 9^η, κανονικοποιημένη ως προς την ισχύ εξόδου της θεμελιώδους παρουσιάζεται στο σχήμα 4.8. Η εξαγωγή της έχει γίνει με δύο τρόπους: α) προσομοίωση PSS στο Cadence και β) εφαρμογή των εξισώσεων της ενότητας 4.1 σε MATLAB. Η παρουσία άρτιων αρμονικών οφείλεται στο γεγονός ότι η ανάλυση μας έχει βασιστεί σε μία εκδοχή μονής εξόδου του SCPA και αναμένεται να εξαληφθεί σε μία διαφορική υλοποίηση.

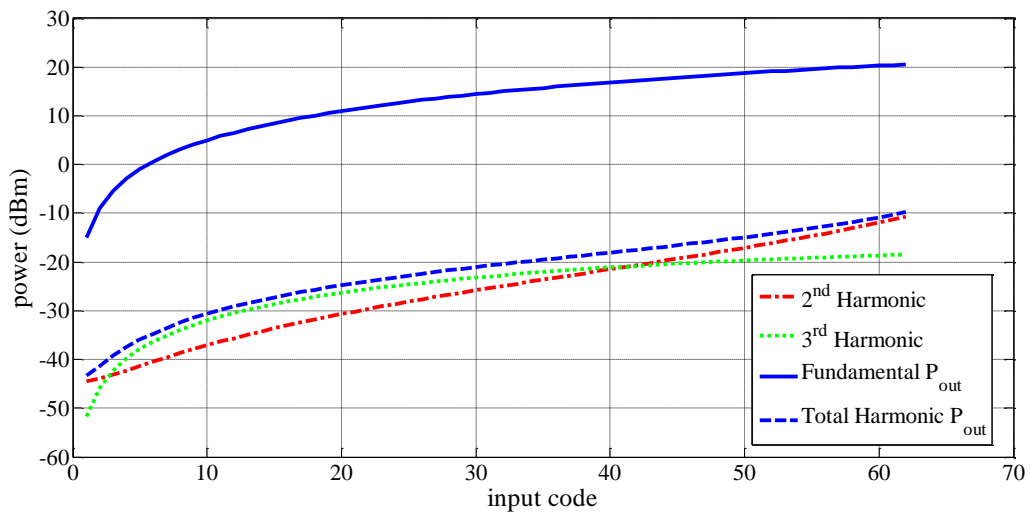
4.2.3 Υπολογισμός της Ισχύος Τροφοδοσίας (DC)

Επεκτείνοντας τα όσα αναφέραμε στην ενότητα 4.1.2 μόνο η φάση U_p συνεισφέρει στην κατανάλωση ισχύος από την τροφοδοσία P_s . Η τελευταία

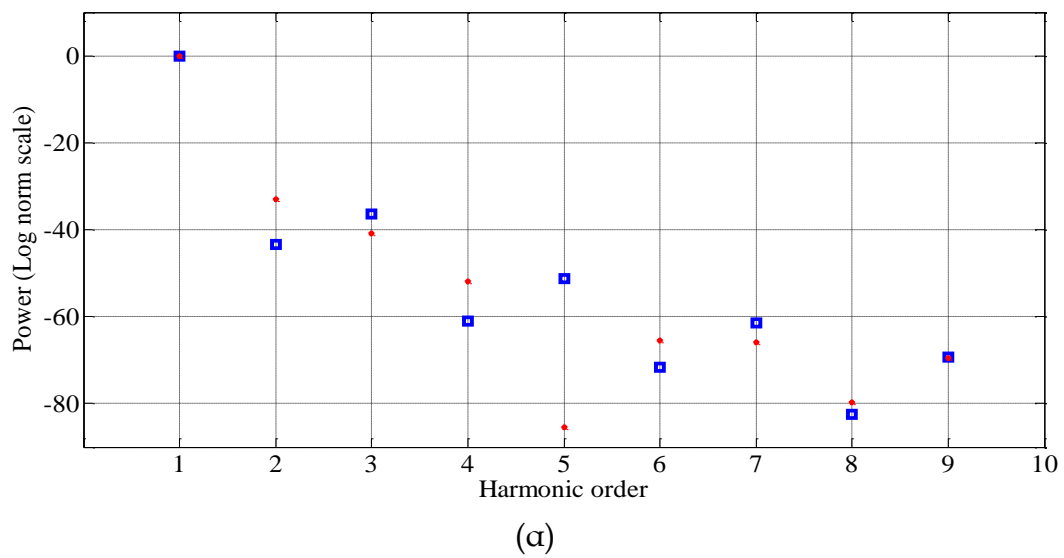
εκφράζεται ως $P_s = \frac{1}{T} V_{dd} \int_0^{TD/2} I_a dt$ όπου από την εξίσωση (4.10) έχουμε πως

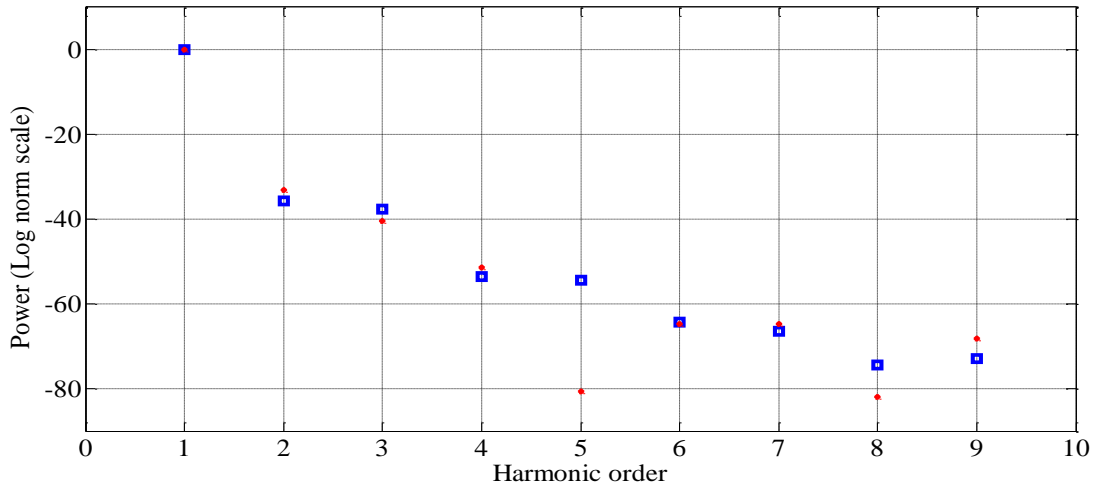
$I_a = ng_p (V_{dd} - V_a)$ κατά τη διάρκεια της φάσης U_p . Επιπλέον είναι $V_a(t) = e_4^T x(t)$ όπου το $x(t)$ δίνεται από τον πίνακα 4.2 (φάση U_p). Μετά από κάποιους αλγεβρικούς χειρισμούς λαμβάνουμε:

$$P_s = ng_p \left\{ \frac{DV_{dd}^2}{2} - \frac{V_{dd}}{T} e_4^T A_u^{-1} \left[\left(e^{A_u \frac{TD}{2}} - I \right) (x_0 + A_u^{-1} b_u) - \frac{TD}{2} b_u \right] \right\} \tag{4.36}$$



Σχήμα 4.7 Ισχύς εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα (solid καμπύλη), THD (dashed καμπύλη), 3^η αρμονική (dot καμπύλη) και 2^η αρμονική (dashed-dot καμπύλη)





(β)

Σχήμα 4.8 Ισχύς των αρμονικών στην έξοδο από 2^η μέχρι και 9^η όπως λαμβάνεται μέσω προσομοίωσης σε SPECTRE, Cadence (κουκκίδες) και μέσω των μαθηματικών αλγορίθμων της ενότητας 4.1.2 υλοποιημένων σε MATLAB (τετράγωνα) για (α) input code $n = 24$, (β) input code $n = 60$.

4.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

Αυτή η ενότητα παρουσιάζει συγκριτικά αποτελέσματα προσομοίωσης από τα προγράμματα SPECTRE (Cadence) και MATLAB τα οποία επαληθεύουν τη θεωρητική ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στις ενότητες 4.1, 4.2. Για λόγους σύγκρισης με την αρχική δουλειά πάνω σε αυτό το κύκλωμα [24], που αποτέλεσε και κίνητρο για την παρούσα εργασία, επιλέξαμε τις τιμές $f_c = 2.2\text{GHz}$ για τη συχνότητα του φέροντος και $C = 500\text{fF}$ για τον μοναδιαίο (unit cell) πυκνωτή, οι οποίες χρησιμοποιούνται και εκεί. Η παράμετρος D τέθηκε ίση με 80%, ενώ η αντίσταση τερματισμού r_{opt} επιλέχθηκε να είναι 17Ω , μία τιμή που μεγιστοποιεί την ισχύ εξόδου όπως θα παρουσιαστεί στην ενότητα 4.4.1.

Από τη στιγμή που η αυτεπαγωγή L_1 πρέπει να συντονίζει τη συνολική συστοιχία πυκνωτών NC στη συχνότητα του φέροντος προκειμένου να επιτυγχάνεται μέγιστη ισχύς εξόδου (βλ. ενότητα 4.4) η τιμή της L_1 προκύπτει ίση με 0.16nH . Η αντίσταση τριόδου (ON) επιλέχθηκε περίπου ίση με 8Ω . Τα μήκη και πλάτη των NMOS και PMOS τρανζιστορ επιλέχθηκαν ίσα με $L_p = L_n = 90\text{nm}$ για λόγους σύγκρισης με το [24] παρόλο που η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε ήταν 65nm . Τα πλάτη των τρανζιστορ που αντιστοιχούσαν σε αντίσταση τριόδου $r_{on} = 8\Omega$ είναι $W_p = 192\mu\text{m}$ και $W_n = 48\mu\text{m}$ αντιστοίχως.

Τέλος, οι τιμές των στοιχείων του matching network είναι: $C_m = 2.9\text{pF}$ και $L_2 = 1.45\text{nH}$, ενώ η αντίσταση φορτίου είναι $R_L = 50\Omega$. Αυτές οι επιλογές σχεδίασης θα δικαιολογηθούν στη συνέχεια.

4.3.1 Χρονικές Κυματομορφές

Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος του SCPA προκύπτουν μέσω της επίλυσης των διαφορικών εξισώσεων κατάστασης με τις κατάλληλες αρχικές συνθήκες όπως αυτές παρατέθηκαν στην ενότητα 4.1. Προκειμένου να επαληθεύσουμε την ακρίβεια του γραμμικού μοντέλου οι κυματομορφές που προέκυψαν από την επίλυση αυτή στο MATLAB συγκρίνονται εδώ με αυτές που λαμβάνουμε από προσομοίωση Periodic State Space PSS ενός μακρομοντέλου του SCPA σε Cadence. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 4.9 για δύο διαφορετικές τιμές του input code n . Το “ταίριασμα” των κυματομορφών είναι αρκετά καλό. Διαφέρουν μόνο στις μεταβάσεις των διακοπών και έχουν μία μικρή διαφορά φάσης, ωστόσο τίποτα από τα δύο δεν επηρεάζει τον υπολογισμό της ισχύος εξόδου όπως θα φανεί και στην επόμενη υποενότητα.

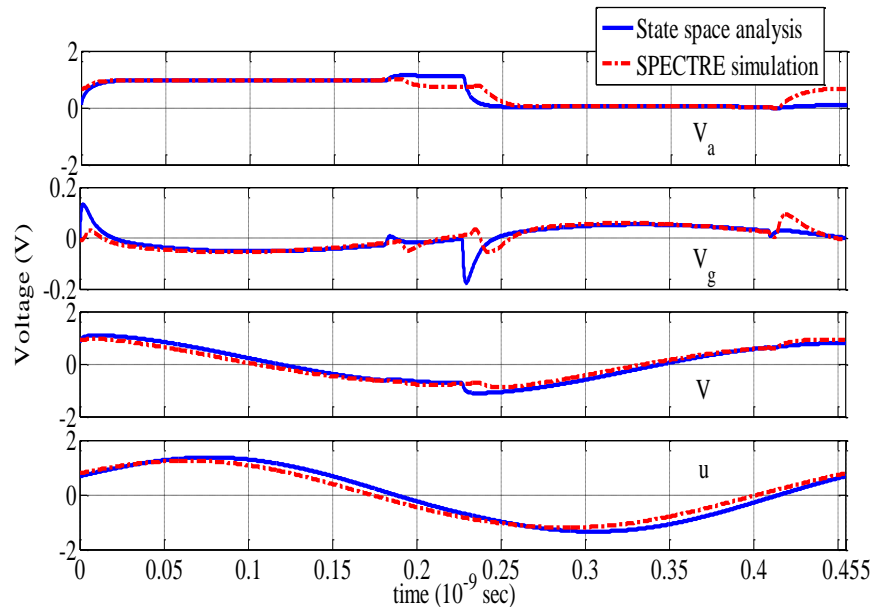
Επιπλέον, ο χρόνος εκτέλεσης της προσομοίωσης στο MATLAB βρέθηκε 5 φορές μικρότερος από αυτόν του Cadence δικαιολογώντας τη χρήση του πρώτου για εξοικονόμηση χρόνου και πόρων και για ακριβή εκτίμηση της επίδοσης του SCPA.

4.3.2 Συγκριτικά Αποτελέσματα Ισχύος Εξόδου και Τροφοδοσίας

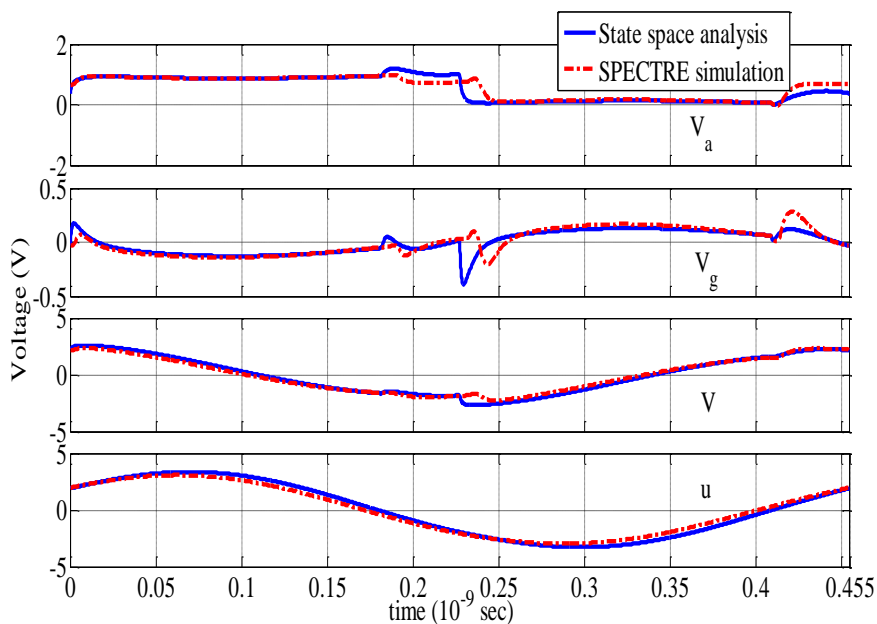
Ακολουθώντας την ανάλυση των ενοτήτων 4.2.1 και 4.2.2, η ισχύς εξόδου του ενισχυτή υπολογίστηκε και παρουσιάζεται στο σχήμα 4.10 ως συνάρτηση του input code n .

Όπως επιβεβαιώθηκε και από το σχήμα 4.7 η παραμόρφωση λόγω ανώτερων αρμονικών βρέθηκε περίπου 37dB κάτω από την ισχύ της θεμελιώδους. Αυτό υποστηρίζεται επίσης, από το φάσμα της τάσης εξόδου του σχήματος 4.8 για δύο διαφορετικές διαφορετικές τιμές του input code n . Η εξαγωγή του φάσματος αυτού πραγματοποιήθηκε με εφαρμογή του αλγορίθμου FFT (Fast Fourier Transform) επί του σήματος εξόδου που ελήφθη από την ανάλυση χώρου καταστάσεων στο MATLAB αλλά και από την προσομοίωση PSS σε Cadence. Το χαμηλό επίπεδο της THD (παραμόρφωση ανώτερων αρμονικών) υποδηλώνει την ικανοποιητική ζωνοπερατή

συμπεριφορά που επιτυγχάνεται μέσω του συντονισμού του L_1 με τη συστοιχία NC και του ζεύγους $L_2 - C_m$, με την ισχύ της θεμελιώδους να βρίσκεται πολύ κοντά στην συνολική ισχύ εξόδου.



(α)

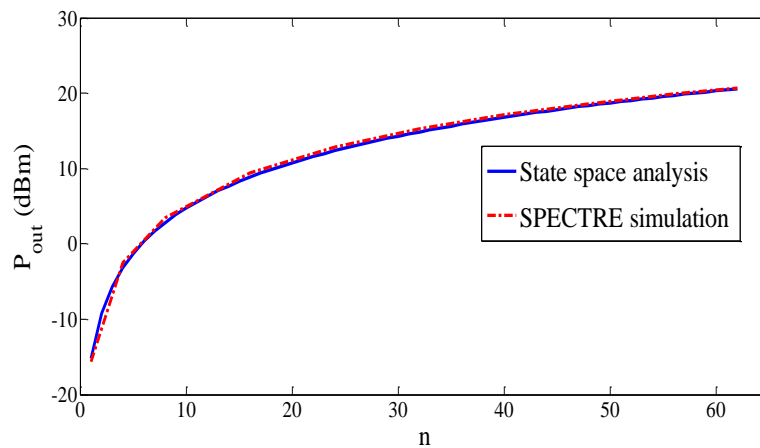


(β)

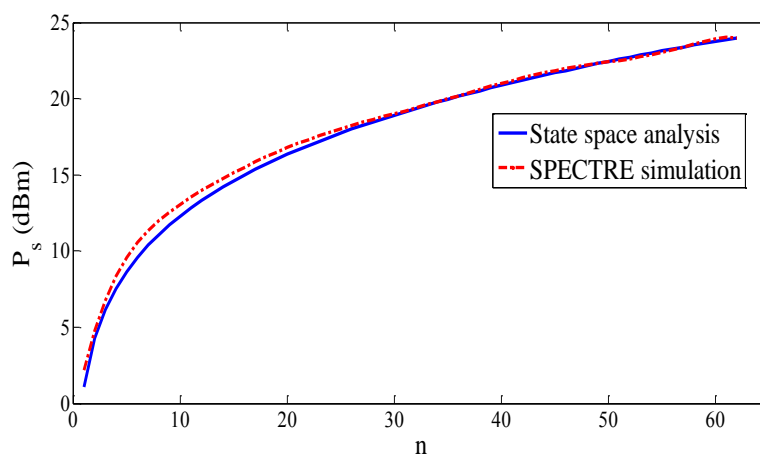
Σχήμα 4.9 Κυματομορφές μόνιμης κατάστασης των τάσεων που εξήχθησαν μέσω του μοντέλου χώρου καταστάσεων σε MATLAB και μέσω PSS σε Cadence για δύο διαφορετικές τιμές του input code (α) $n = 24$, (β) $n = 60$.

Επιπλέον, το σχήμα 4.11 απεικονίζει ότι η ισχύς τροφοδοσίας όπως υπολογίστηκε στην ενότητα 4.2.3 βρίσκεται σε καλή συμφωνία με την

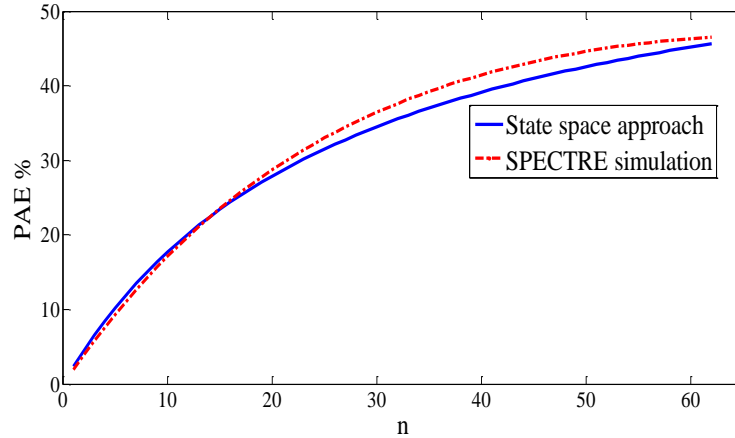
προσομοίωση σε Cadence. Ακόμη, η PAE, η οποία ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εξόδου προς την ισχύ που καταναλώνεται από την τροφοδοσία, παρουσιάζεται στο σχήμα 4.12 ως συνάρτηση του input code n . Είναι προφανές, ότι η εκτίμηση της απόδοσης μέσω της ανάλυσης του γραμμικού μοντέλου που περιγράφηκε παραπάνω, είναι αρκετά καλή προσέγγιση αυτής που λαμβάνεται με την προσομοίωση σε Cadence.



Σχήμα 4.10 Σύγκριση μεταξύ της P_{out} που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.



Σχήμα 4.11 Σύγκριση μεταξύ της P_s που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.



Σχήμα 4.12 Σύγκριση μεταξύ της PAE που λαμβάνεται μέσω της αναλυτικής προσέγγισης της ενότητας 4.2 και μέσω Cadence.

4.4 Κανόνες Βέλτιστης Σχεδίασης

Η διαδικασία βελτιστοποίησης της επιλογής των σχεδιαστικών παραμέτρων του ενισχυτή ξεκινά από το φορτίο εξόδου R_L και προχωρά σταδιακά προς τους διακόπτες. Αρχικά, εξάγουμε μία σχέση που εκφράζει τον μετασχηματισμό της αντίστασης φορτίου στην ενδιάμεση αντίσταση τερματισμού r_{opt} μέσω του ζεύγους $L_2 - C_m$ όπως αυτός απεικονίζεται και στο σχήμα 4.13 (α). Να τονίσουμε εδώ ότι ο μετασχηματισμός αυτός είναι έγκυρος αποκλειστικά και μόνο στην συχνότητα του φέροντος (εδώ 2.2GHz). Οι τιμές των στοιχείων L_2 και C_m προκύπτουν απευθείας από την απαίτηση του μετασχηματισμού:

$$r_{opt} = j\omega_c L_2 + R_L / (1 + j\omega_c R_L C_m) \quad (4.37)$$

και είναι:

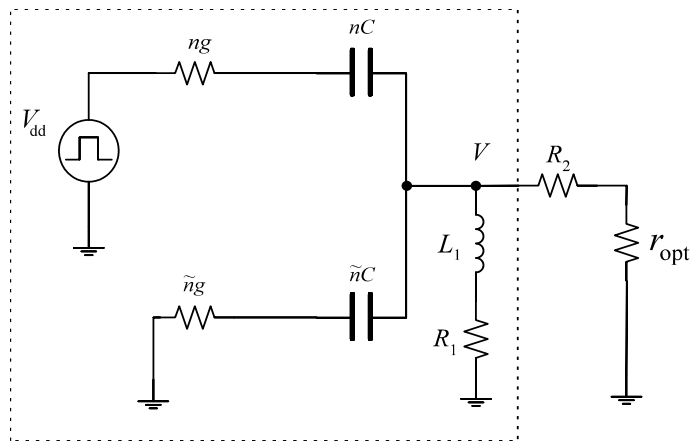
$$C_m = \frac{1}{r_{opt} R_L \omega_c} \sqrt{\frac{R_L}{r_{opt}} - 1}, \quad L_2 = r_{opt} R_L C_m \quad (4.38)$$

Στη συνέχεια, θα ασχοληθούμε με την επιλογή του μεγέθους των τρανζίστορ και την επίδρασή του στην ισχύ εξόδου P_{out} καθώς και με την επιλογή της αυτεπαγωγής L_1 για τη μεγιστοποίηση της PAE.

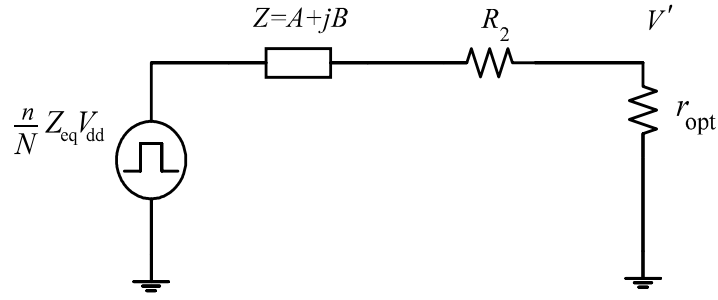
4.4.1 Επιλογή της r_{opt} για Μέγιστη Ισχύ Εξόδου

Προκειμένου να επιλέξουμε την βέλτιστη τιμή της r_{opt} υπολογίζουμε την ισχύ εξόδου P_{out} κάνοντας τις απλουστευτικές παραδοχές ότι είναι $g_n = g_p (= g)$, ότι οι παλμοί οδήγησης των CMOS διακοπών είναι απότομοι (ακαριαίες μεταβάσεις) και ο χρονισμός τους είναι τέτοιος ώστε δεν υπάρχει πλέον κατάσταση *Open*. Επί της ουσίας δηλαδή, οι διακόπτες οδηγούνται από τετραγωνικούς παλμούς με 50% duty cycle. Επιπροσθέτως, οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζιστορ εδώ αγνοούνται, αφού έχουν αμελητέα επιρροή στη σχεδίαση. Με αυτές τις παραδοχές εν ισχύ το γραμμικό μοντέλο του SCPA διαμορφώνεται όπως φαίνεται στο σχήμα 4.13 (β)

Η τιμή του μοναδιαίου (unit cell) πυκνωτή C , καθώς και αυτή του φορτίου R_L έχουν συγκεκριμενοποιηθεί από την αρχή της σχεδίασης και στην παρούσα ανάλυση θεωρούνται δεδομένες. Η αυτεπαγωγή L_1 επιλέγεται αρχικά ώστε να συντονίζει ολόκληρη τη ολόκληρη τη συστοιχία μοναδιαίων πυκνωτών στη συχνότητα του φέροντος f_c (βλ. και ενότητα 4.4.2) δηλ. επιλέγεται $L_1 = 1/(NC\omega_c^2)$.



(α)



(β)

Σχήμα 4.13 (α) Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα για τον αναλυτικό προσδιορισμό της βέλτιστης r_{opt} , (β) Ισοδύναμο του περιγεγραμμένου με διακεκομμένη γραμμή κυκλώματος του σχήματος (α).

Το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.13 (β) προέκυψε από διαδοχικούς μετασχηματισμούς Thevenin-Norton και είναι ιδιαίτερα βολικό για την εξαγωγή κάποιων εύχρηστων και διαισθητικών σχεδιαστικών κανόνων. Σε μία αρχική προσπάθεια διατύπωσης αυτών των κανόνων, θεωρούμε χάριν απλότητας πως οι αυτεπαγωγές L_1 και L_2 έχουν άπειρο συντελεστή ποιότητας Q , οπότε οι αντιστάσεις R_1 και R_2 είναι μηδενικές (προσέξτε ότι σε αυτή την περίπτωση οι κόμβοι V και V' των σχημάτων 4.13 (α) και 4.13 (β) συμπίπτουν). Υπό αυτές τις προϋποθέσεις τα στοιχεία του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 4.13 (β) λαμβάνουν τις ακόλουθες εκφράσεις:

$$A = \frac{g}{NC^2\omega_c^2}, \quad B = \frac{1}{N\omega_c C}, \quad Z_{eq} = \frac{jg}{\omega_c C} \quad (4.39)$$

Οπότε από το σχήμα 4.13 (β) συνάγεται ότι:

$$V = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{r_{opt}}{|A + r_{opt} + jB|} \cdot \frac{n}{N} \cdot |Z_{eq}| \quad (4.40)$$

και εφόσον η ισχύς εξόδου είναι $P_{out} = V^2 / (2R_L)$ παίρνουμε:

$$P_{out} = \frac{2}{\pi^2} \left(\frac{n}{N} \right)^2 \frac{r_{opt}}{(A + r_{opt})^2 + B^2} |Z_{eq}|^2 \quad (4.41)$$

Αξίζει να σημειωθεί εδώ, ότι η ισχύς εξόδου P_{out} , είναι συνάρτηση της αντίστασης τερματισμού r_{opt} και της αγωγιμότητας τριόδου των διακοπών g μέσω των όρων A, B και Z_{eq} . Μεγιστοποίηση της P_{out} ως προς g

πραγματοποιείται καθώς $g \rightarrow \infty$, επομένως επιλέγουμε τους CMOS διακόπτες να είναι όσο πιο πλατείς γίνεται σε μία προσπάθεια να μειώσουμε τις απώλειες πάνω στις αντιστάσεις τριόδου, έχοντας ταυτόχρονα υπόψιν ότι τα τρανζίστορ μεγάλου πλάτους επιδεικνύουν από μεγάλες παρασιτικές χωρητικότητες.

Θέτοντας $dP_{out} / dr_{opt} = 0$ λαμβάνουμε την ακόλουθη έκφραση για την r_{opt} που μεγιστοποιεί την P_{out} :

$$r_{opt} = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (4.42)$$

Η τιμή της r_{opt} εδώ είναι παραμετροποιημένη ως προς g , C και τη συχνότητα του φέροντος. Η εξίσωση (4.42) μας δίνει ένα βολικό τρόπο για την αρχική επιλογή της r_{opt} και κατά συνέπεια του αντίστοιχου λόγου μετασχηματισμού που οδηγεί σε μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου. Επιπροσθέτως, όπως φαίνεται και από την εξίσωση (4.42) η r_{opt} είναι ανεξάρτητη του input code.

Παρόλο που η εξίσωση (4.42) είναι ένα καλό σημείο εκκίνησης μπορεί να μην είναι αρκούντως ακριβής εάν οι αυτεπαγωγές L_1 , L_2 έχουν σχετικά μικρό συντελεστή ποιότητας Q . Να θυμήσουμε ότι οι εκφράσεις των όρων A , B έχουν εξαχθεί με βάση την υπόθεση ότι οι συντελεστές ποιότητας των L_1 , L_2 είναι άπειροι. Όταν λοιπόν, ληφθεί υπόψιν η πεπερασμένη τιμή του Q_1 , η επίδραση που έχει είναι μόνο να μεταβάλλει τις εξισώσεις (4.39) που δίνουν τους συντελεστές A , B χωρίς να αλλάξει καθόλου την εξίσωση (4.42). Από την άλλη πλευρά η πεπερασμένη τιμή του Q_2 μεταβάλλει την ανάλυση καθώς η αντίσταση R_2 εξαρτάται από την αντίσταση τερματισμού r_{opt} . (Μία λογική τιμή για ολοκληρωμένες αυτεπαγωγές υλοποιημένες πάνω σε CMOS chip την οποία χρησιμοποιούμε και εδώ είναι $Q_1 = Q_2 = 10$). Συγκεκριμένα, πλέον έχουμε πως:

$$P_{out} = \frac{2}{\pi^2} \left(\frac{n}{N} \right)^2 \frac{r_{opt}}{(A + R_2 + r_{opt})^2 + B^2} |Z_{eq}|^2 \quad (4.43)$$

Λαμβάνοντας και πάλι την παράγωγο συναρτήσεως της r_{opt} και μηδενίζοντάς την (θεωρώντας ότι η αντίσταση R_2 είναι συνάρτηση της r_{opt}) καταλήγουμε στην ακόλουθη εξίσωση:

$$\left(r_{opt} + A + R_2\right)^2 + B^2 - 2r_{opt} \left(r_{opt} + A + R_2\right) \left(1 + \frac{dR_2}{dr_{opt}}\right) = 0 \quad (4.44)$$

Σημειώστε ότι η σχέση που συνδέει r_{opt} και R_2 προκύπτει αν αντικαταστήσουμε την εξίσωση (4.38) στην έκφραση $R_2 = \omega_c L_2 / Q_2$ δίνοντας:

$$R_2 = \frac{1}{Q_2} \sqrt{r_{opt} (R_L - r_{opt})} \quad (4.45)$$

Αντικαθιστώντας την έκφραση της R_2 από την (4.45) στην (4.44) καταλήγουμε σε μία ιδιαίτερα σύνθετη και καθόλου εύκολη προς επίλυση αλγεβρική εξίσωση. Προκειμένου να απλοποιήσουμε την κατάσταση και ταυτόχρονα να διατηρήσουμε αρκετά καλή ακρίβεια στις αναλυτικές μας σχέσεις κάνουμε την υπόθεση ότι η παράγωγος dR_2 / dr_{opt} δεν είναι ευαίσθητη στις μεταβολές της r_{opt} . Έτσι προσεγγίζουμε την παράγωγο dR_2 / dr_{opt} με την τιμή που λαμβάνει για $r_{opt} = R_L / 4$.²

Αποδεικνύεται ότι η r_{opt} μπορεί να βρεθεί ως η λύση ενός τριωνύμου της μορφής $\alpha r_{opt}^2 + \beta r_{opt} - \gamma = 0$ με $\alpha = 1 + \frac{2}{\sqrt{3}Q_2}$, $\beta = \frac{2}{\sqrt{3}Q_2} \left(A + \frac{\sqrt{3}R_L}{4Q_2} \right)$ και

$\gamma = \left(A + \frac{\sqrt{3}R_L}{4Q_2} \right)^2 + B^2$. Η αποδεκτή λύση είναι:

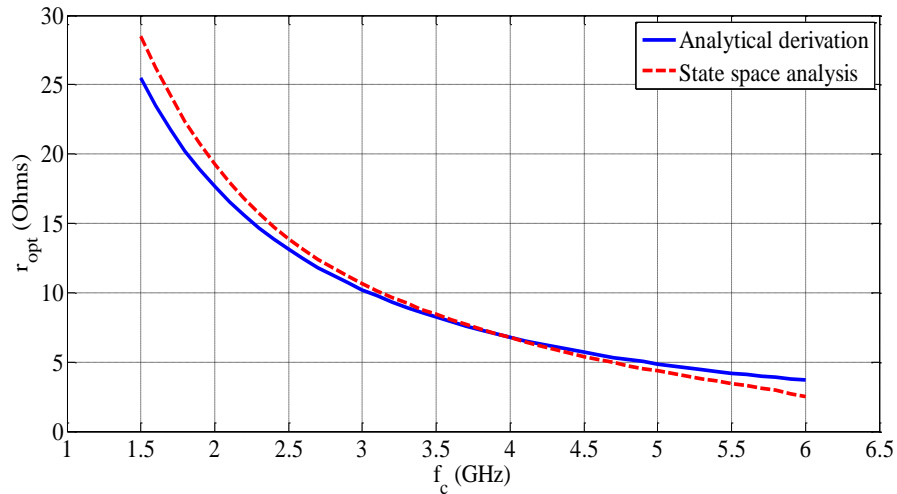
$$r_{opt} = \frac{-\beta + \sqrt{\beta^2 + 4\alpha\gamma}}{2\alpha} \quad (4.46)$$

Το σχήμα 4.14 παρουσιάζει την r_{opt} (για μέγιστη ισχύ) ως συνάρτηση της συχνότητας του φέροντος f_c . Η πάνω καμπύλη εξάγεται χρησιμοποιώντας την ανάλυση χώρου καταστάσεων της ενότητας 4.1 στο MATLAB, ενώ η κάτω καμπύλη προκύπτει από την εξίσωση (4.46) αποδεικνύοντας την ακρίβεια της παρούσας ανάλυσης.

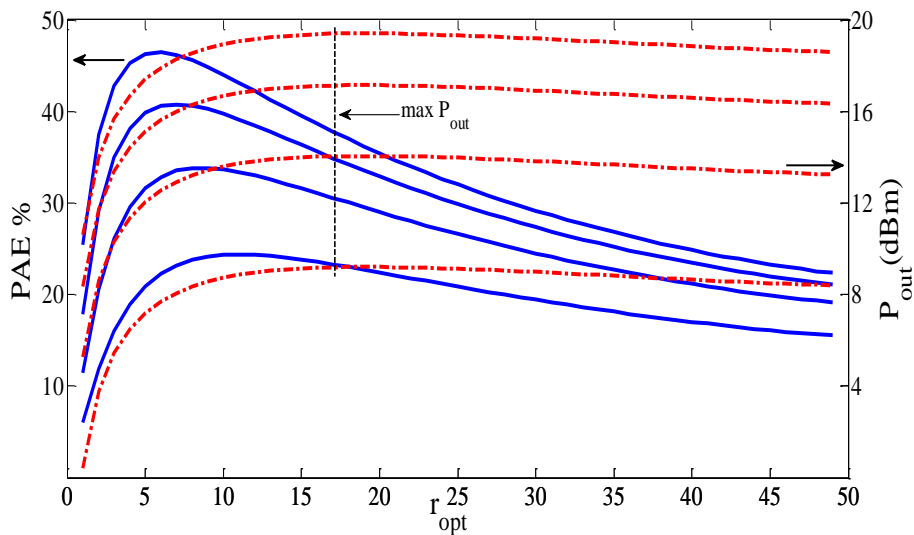
Το σχήμα 4.15 παρουσιάζει την P_{out} συναρτήσει της r_{opt} για διάφορες τιμές του input code και για συχνότητα φέροντος ίση με 2.2GHz. Από αυτό συνάγεται ότι η τιμή της r_{opt} για την οποία η P_{out} είναι η μέγιστη είναι η

²Ένα ρεαλιστικό εύρος τιμών για την r_{opt} είναι μεταξύ 1Ω και 50Ω και αντιστοιχεί σε εύρος τιμών της R_2 μεταξύ 0.7Ω και 2.5Ω για $Q = 10$.

$r_{opt} = 17\Omega$. Αντιθέτως, η μεγιστοποίηση της PAE συμβαίνει σε διαφορετικές τιμές της r_{opt} για διαφορετικές τιμές του input code. Κατά συνέπεια, οι στατιστικές ιδιότητες του input code, n , και συνακόλουθα του σχήματος διαμόρφωσης καθορίζουν την r_{opt} που χρειάζεται για μέγιστη PAE.



Σχήμα 4.14 r_{opt} vs f_c



Σχήμα 4.15 Αναλυτική PAE vs r_{opt} και P_{out} vs r_{opt} για $n = 16, 28, 40, 52$. Οι συνεχείς καμπύλες αντιστοιχούν στην PAE ενώ οι διακεκομμένες στην P_{out} .

Πίνακας 4.3 Επίδραση της ρύθμισης (tuning) του L_1 στην Ισχύ Έξοδου και την PAE για διαφορετικές τιμές των αντιστάσεων r_{on}

r_n (Ω) r_p (Ω)	P_{out} (dBm) $n = 63$	PAE $n = 63$	PAE $n = 32$	L_1 (at 2.2GHz)
2.61 3.61	21.94	0.36	0.29	$L_1 = L_1^{nom}$
	21.42	0.41	0.32	$L_1 = 1.1L_1^{nom}$
	20.27	0.46	0.32	$L_1 = 1.25L_1^{nom}$
7.87 7.217	20.85	0.37	0.30	$L_1 = L_1^{nom}$
	20.57	0.42	0.32	$L_1 = 1.1L_1^{nom}$
	19.69	0.49	0.35	$L_1 = 1.25L_1^{nom}$
10.5 10.52	20.23	0.37	0.29	$L_1 = L_1^{nom}$
	20.06	0.41	0.34	$L_1 = 1.1L_1^{nom}$
	19.34	0.48	0.32	$L_1 = 1.25L_1^{nom}$

4.4.2 Γενική Βελτιστοποίηση του SCPA

Αυτή η ενότητα δίνει κάποιους γενικούς κανόνες σχεδίασης για την επιλογή των τιμών των εναπομεινάντων στοιχείων με σκοπό τη μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου και της PAE. Η διαδικασία που ακολουθείται θεωρεί ότι η τιμή του unit cell πυκνωτή είναι προεπιλεγμένη και ίση με $C = 500\text{fF}$, ενώ η τιμή του φέροντος είναι $f_c = 2.2\text{GHz}$ ακολουθώντας τις επιλογές του [24], οι οποίες ες' άλλου χρησιμοποιήθηκαν και στην ενότητα 4.3.

Πρώτα, εξετάζουμε την αυτεπαγωγή L_1 παρατηρώντας τα σχήματα 4.1, 4.4 και 4.5. Κάτω από τις απλουστευτικές παραδοχές ότι οι αντιστάσεις τριόδου των διακοπών είναι αμελητέες ($g_n, g_p \rightarrow \infty$) και ο συντελεστής ποιότητας του L_1 άπειρος, είναι εμφανές ότι η τάση V και η ισχύς εξόδου μεγιστοποιούνται στο συντονισμό, δηλ. όταν $L_1 = 1/(NC\omega_c^2)$. Ας σημειωθεί εδώ, ότι κάτω από αυτές τις υποθέσεις η εμπέδηση που παρατηρείται αριστερά του είναι ίση με την R_2 εν σειρά με την r_{opt} (και επομένως συνολικά είναι πραγματική). Πέραν της μεγιστοποίησης της ισχύος εξόδου, ο συντονισμός στη συχνότητα του φέροντος καταπνίγει την παρουσία ανώτερων αρμονικών στην έξοδο.

Οι ΟΝ αντιστάσεις (τριόδου) των τρανζίστορ r_{on} και οι παρασιτικές χωρητικότητες C_n και C_p (υποδοχής - υποστρώματος συν bottom plate - υποστρώματος παρασιτικό του C) εξετάζονται στη συνέχεια. Προς αποφυγήν σημαντικής απώλειας ισχύος πάνω στην r_{on} , θα πρέπει η τιμή της να είναι σημαντικά μικρότερη από αυτήν της αντίστασης τερματισμού r_{opt} . Όπως φαίνεται και στον πίνακα 4.3 γενικά αύξηση του πλάτους των τρανζίστορ οδηγεί σε αύξηση της ισχύος εξόδου λόγω μικρότερης r_{on} .

Σημειώστε επίσης, ότι για διαφορετικές τιμές των αντιστάσεων r_{on} παρατηρείται μία αύξηση της τάξης του 10% στην PAE για τιμές του input code ίσες με $n = 63$, όταν η αυτεπαγωγή L_1 ρυθμίζεται (tuned) σε υψηλότερες τιμές. Ωστόσο, η ισχύς εξόδου της θεμελιώδους πέφτει καθώς η L_1 αυξάνεται από την ονομαστική τιμή της $L_1^{nom} = 1/(\omega_0^2 NC)$. Επομένως, συμπεραίνουμε ότι η ρύθμιση της τιμής της L_1 , για διάφορους συνδυασμούς r_{on} και παρασιτικών χωρητικοτήτων, οδηγεί σε βελτιωμένη PAE αλλά μειωμένη ισχύ εξόδου. Στον πίνακα 4.3 παρουσιάζονται επίσης, προσομοιώσεις για ενδιάμεσες τιμές του input code, $n = 32$ στις οποίες η αύξηση της PAE λόγω της ρύθμισης του L_1 είναι περίπου 2%.

Παράρτημα Α

Ορμώμενοι απευθείας από την έκφραση του M στην εξίσωση (4.13) μπορούμε να γράψουμε για την ορίζουσά του: $\det(M) = n^3 (N-n)^2 L_1 L_2 C_m C \cdot \det(Q)$, όπου έχουμε αντικαταστήσει το $\tilde{n} = N-n$ και ο πίνακας Q δίνεται παρακάτω. Θυμηθείτε ότι οι C_t και C'_t δίνονται από τις εξισώσεις (4.14) και (4.15) αντίστοιχα.

$$Q = \begin{bmatrix} C'_{gdp} + C'_{gsp} & 0 & 0 & -C'_{gdp} & 0 & 0 \\ 0 & C'_{gdn} + C'_{gsn} & 0 & -C'_{gdn} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C''_{gdn} + C''_{gsn} & 0 & -C''_{gdn} & 0 \\ -C'_{gdp} & -C'_{gdn} & 0 & C_t & 0 & -n \\ 0 & 0 & -C''_{gdn} & 0 & C'_t & n-N \\ 0 & 0 & 0 & -C & -C & N \end{bmatrix}$$

Θεωρώντας ότι ο πίνακας Q είναι συνάρτηση του n και θέτοντας $f(n) = \det(Q(n))$ παρατηρούμε ότι η f είναι γραμμική. Δεδομένου ότι είναι αρκετά εύκολο να επιβεβαιώσουμε ότι τα $f(0)$ και $f(N)$ είναι θετικά, συνεπάγεται πως και η $f(n)$ είναι θετική για κάθε $n \in [0, N]$.

Παράρτημα Β

Οι εκφράσεις των J_k^c και J_k^s δίνονται εδώ για κάθε μία από τις τέσσερις χρονικές φάσεις λειτουργίας *Up* (u), *Open 1* (o1), *Down* (d), και *Open 2* (o2). Εξάγονται με απευθείας αντικατάσταση των λύσεων του πίνακα 4.2 στην εξίσωση (4.30).

$$J_u^c = e_7^T \frac{2}{T} (A_u^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[[\cos(\pi D) A_u + \omega_0 \sin(\pi D)] e^{A_u \frac{T D}{2}} - A_u \right] \cdot [x_0 + A_u^{-1} b_u] - \dots$$

$$-\frac{1}{\omega_0} \sin(\pi D) A_u^{-1} b_u$$
(47)

$$J_u^s = e_7^T \frac{2}{T} (A_u^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[[-\omega_o \cos(\pi D) + A_u \sin(\pi D)] e^{A_u \frac{TD}{2}} + \omega_o \right] \cdot [x_0 + A_u^{-1} b_u] + \dots \quad (48)$$

$$+ \frac{1}{\omega_0} \cos(\pi D) A_u^{-1} b_u$$

$$J_{o1}^c = e_7^T \frac{2}{T} e^{-A_o \frac{TD}{2}} (A_o^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[-A_o e^{A_o \frac{T}{2}} - [\cos(\pi D) A_o + \omega_0 \sin(\pi D)] e^{A_o \frac{TD}{2}} \right] \times \dots \quad (49)$$

$$\times [x_1 + A_o^{-1} b_o] + \frac{1}{\omega_0} \sin(\pi D) A_o^{-1} b_o$$

$$J_{o1}^s = e_7^T \frac{2}{T} (A_o^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[\omega_o e^{A_o \frac{T}{2}} - [-\omega_o \cos(\pi D) + A_o \sin(\pi D)] e^{A_o \frac{TD}{2}} \right] \times \dots \quad (50)$$

$$\times [x_1 + A_o^{-1} b_o] - \frac{1}{\omega_0} (1 + \cos(\pi D)) A_o^{-1} b_o$$

$$J_d^c = e_4^T \frac{2}{T} e^{-A_d \frac{T}{2}} (A_d^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[[-\cos(\pi D) A_o - \omega_0 \sin(\pi D)] e^{A_o \frac{T(1+D)}{2}} + A_d e^{A_d \frac{T}{2}} \right] \times \dots \quad (51)$$

$$\times [x_2 + A_d^{-1} b_d] + \frac{1}{\omega_0} \sin(\pi D) A_d^{-1} b_d$$

$$J_d^s = e_4^T \frac{2}{T} (A_d^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[[\omega_o \cos(\pi D) - A_d \sin(\pi D)] e^{A_d \frac{T(1+D)}{2}} - \omega_o e^{A_d \frac{T}{2}} \right] \times \dots \quad (52)$$

$$\times [x_2 + A_d^{-1} b_d] + \frac{1}{\omega_0} (1 - \cos(\pi D)) A_d^{-1} b_d$$

$$J_{o2}^c = e_7^T \frac{2}{T} e^{A_o(t - \frac{T(1+D)}{2})} (A_o^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[A_o e^{A_o T} + [\cos(\pi D) A_o + \omega_0 \sin(\pi D)] e^{A_o \frac{T(1+D)}{2}} \right] \times \dots \quad (53)$$

$$\times [x_3 + A_o^{-1} b_o] - \frac{1}{\omega_0} \sin(\pi D) A_o^{-1} b_o$$

$$J_{o2}^s = e_7^T \frac{2}{T} (A_o^2 + \omega_0^2 I)^{-1} \left[-\omega_o e^{A_o T} - [\omega_o \cos(\pi D) - A_o \sin(\pi D)] e^{A_o \frac{T(1+D)}{2}} \right] \times \dots \quad (54)$$

$$\times [x_3 + A_o^{-1} b_o] + \frac{1}{\omega_0} (1 + \cos(\pi D)) A_o^{-1} b_o$$

Παράρτημα Γ

Θεωρείστε για παράδειγμα τη φάση U_p η οποία επισυμβαίνει στο διάστημα $[0, DT/2]$. Το γραμμικό μοντέλο περιγράφεται από τη διαφορική εξίσωση $\dot{x} = A_u x + b_u$ με $x(0) = x_0$ και $x(DT/2) = x_1$ (βλ. πίνακα 4.1). Από τη διαφορική εξίσωση αυτή μπορούμε να υποδηλώνεται πως $\frac{d}{dt}(xx^T) = A_u xx^T + xx^T A_u^T + b_u x^T + x b_u^T$ το οποίο αν ολοκληρωθεί από το 0 έως το $DT/2$ δίνει την εξίσωση Sylvester $A_u W_u + W_u A_u^T + G_u = 0$ [33] με $G_u = b \left(\int_0^{DT/2} x(t) dt \right)^T + \left(\int_{t_i}^{DT/2} x(t) dt \right) b^T + x_0 x_0^T - x_1 x_1^T$. Από τη στιγμή που το γραμμικό μοντέλο είναι ασυμπωτικά ευσταθές όλες οι ιδιοτιμές του A_u έχουν αρνητικό φανταστικό και πραγματικό μέρος, οπότε ο πίνακας $I \otimes A_u + A_u \otimes I$ είναι αντιστρέψιμος [31] και η εξίσωση Sylvester έχει μοναδική λύση την $\text{vec}(W_u) = -(I \otimes A_u + A_u \otimes I)^{-1} \text{vec}(G_u)$ σε διανυσματική μορφή [33]. Η απόδειξη είναι πανομοιότυπη και για τις υπόλοιπες φάσεις. Οι πίνακες G_u, G_{o1}, G_d, G_{o2} δίνονται παρακάτω.

$$G_u = b_u \left(x_1^T - x_0^T - b_u^T \frac{TD}{2} \right) A_u^{-T} + A_u^{-1} \left(x_1 - x_0 - b_u \frac{TD}{2} \right) b_u^T + x_0 x_0^T - x_1 x_1^T \quad (55)$$

$$G_{o1} = b_o \left(x_2^T - x_1^T - b_o^T \frac{T(1-D)}{2} \right) (A_o^T)^{-1} + A_o^{-1} \left(x_2 - x_1 - b_o \frac{T(1-D)}{2} \right) b_o^T + x_1 x_1^T - x_2 x_2^T \quad (56)$$

$$G_d = b_d \left(x_3^T - x_2^T - b_d^T \frac{TD}{2} \right) (A_d^T)^{-1} + A_d^{-1} \left(x_3 - x_2 - b_d \frac{TD}{2} \right) b_d^T + x_2 x_2^T - x_3 x_3^T \quad (57)$$

$$G_{o2} = b_o \left(x_0^T - x_3^T - b_o^T \frac{T(1-D)}{2} \right) (A_o^T)^{-1} + A_o^{-1} \left(x_0 - x_3 - b_o \frac{T(1-D)}{2} \right) b_o^T + x_3 x_3^T - x_0 x_0^T \quad (58)$$

Βιβλιογραφία

1. Luns, Tee (2007). Transmitter Linearization for Portable Wireless Communication Systems. Ph.D. Thesis. University of California, Berkeley: USA.
2. Papadopoulos, Dimitris (2007). A Power Efficient Linear Multi-Mode CMOS Radio Transmitter. Ph.D. Thesis. ETH Zurich: Switzerland.
3. Ν. Ουζούνου, Εισαγωγή στα μικροκύματα, Παπασωτηρίου
4. Tsai, King Tsun (2007). CMOS Power Amplifiers for Wireless Communications. Ph.D. Thesis. University of California, Berkeley: USA.
5. N.O.Sokal,A.D.Sokal, Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, No.3, June 1975.
6. Grebennikov, A., Sokal N. (2007). Switchmode RF Power Amplifiers. Oxford, UK. Newnes.
7. M. Acar, A. J. Annema, and B. Nauta, "Analytical design equations for class-E power amplifiers," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 54, no. 12, pp. 2706-2717, Dec. 2007.
8. Cripps, S. (2006). RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Norwood, MA, USA. Artech House.
9. N. Singhal, N. Nidhi, R. Patel, and S. Pamarti, "A zero-voltage-switching contour-based power amplifier with minimal efficiency degradation under back-off," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 59, no. 6, pp. 1589-1598, Jun. 2011.
10. Hung, Tsai P. (2008). High Efficiency Switching-Mode Amplifiers for Wireless Communication Systems. Ph.D. Thesis. University of California, San Diego: USA.
11. L. R. Kahn, "Single sideband transmission by envelope elimination and restoration," Proc. IRE, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952.
12. P. Reynaert and M. S. J. Steyaert, "A 1.75-GHz polar modulated CMOS RF power amplifier for GSM-EDGE," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, pp. 2598-2608, Dec. 2005.

13. Reynaert, P., Steyaert, M. (2006). RF Power Amplifiers for Mobile Communications. Netherlands. Springer.
14. S. Walling, S. S. Taylor, and D. J. Allstot, "A class-G supply modulator and class-E PA in 130 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2339–2347, Sep. 2009.
15. F. Wang, A. Yang, D. Kimball, L. Larson, and P. Asbeck, "Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1244–1255, Apr. 2005
16. Lu, Ye (2013). Design and Analysis of Digitally Modulated Transmitters for Efficiency Enhancement. Ph.D. Thesis. University of California, Berkeley: USA.
17. J. S. Walling, H. Lakdawala, Y. Palaskas, A. Ravi, O. Degani, K. Soumyanath, and D. J. Allstot, "A class-E PA with pulse-width and pulse-position modulation in 65 nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 6, pp. 1668–1678, Jun. 2009.
18. M. Nielsen and T. Larsen, "An RF pulse width modulator for switch-mode power amplification of varying envelope signals," in *Proc. Topical Meeting on Silicon Monolithic ICs in RF Systems*, Jan. 2007, pp. 277–280.
19. H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
20. Pham, Anh D. (2005). Outphasing Power Amplifiers on OFDM Systems. Ph.D. Thesis. MIT: USA.
21. S. Moloudi and A. Abidi, "The Outphasing RF Power Amplifier: A Comprehensive Analysis and a Class-B Cmos Realization," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 48, no. 6, pp. 1357–1369, 2013.
22. W. H. Doherty, "A new high efficiency power amplifier for modulated waves," *Proc. IRE*, vol. 24, pp. 1163–1182, Sept. 1936.

23. D. Chowdhury *et al.*, "An efficient mixed-signal 2.4-GHz polar power amplifier in 65-nm CMOS technology," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 8, pp. 1796-1809, Aug. 2011.
24. S. Yoo, J. Walling, E. Woo, B. Jann, and D. Allstot, "A switched capacitor RF power amplifier," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no.1, pp. 1-11, Jan. 2011.
25. S. Yoo, J. S. Walling, E. C. Woo, and D. J. Allstot, "A switched-capacitor power amplifier for EER/polar transmitters," in *Proc. IEEE Int. Solid State Circuits Conf.*, San Fransisco, , CA, 2011, pp. 428-430.
26. S. Yoo, J. Walling, and D. Allstot, "Digital power amplifier: A new way to exploit the switched-capacitor circuit,"
27. R. Suarez, P. R. Gray, and D. Hodges, "An all-MOS charge-redistribution A/D conversion technique," in *IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers*, 1974, pp. 194-195.
28. D. J. Allstot, R. W. Broderson, and P. R. Gray, "MOS Switched capacitor ladder filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SSC-13, no. 6, pp. 806-814, Dec. 1978.
29. Chris Bowick, *RF Circuit Design*, Newnes, 1982.
30. Tony Chan Carusone, David Johns and Kenneth Martin, "Analog Integrated Circuit Design," John Wiley & Sons, Inc. 2013.
31. R. Gregorian and G. C. Temes, *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*. New York: Wiley, 1986.
32. Rabaey, J. M.; Chandrakasan, A. and Nikolic, B. (2004)," *Digital integrated circuits- A design perspective* ", Prentice Hall ,2004.
33. P. Lankaster, M. Tismenetsky, *The Theory of Matrices*, 2nd Ed., Academic Press 1985.