الجمهوريّة العربيّة السوريّة

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

جامعة دمشق

كليّة الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

تحسين كفاءة استطاعة المكبرات الراديوية العاملة ضمن أنظمة الجيل الخامس

RF Amplifier Power Efficiency Enhancement For 5G Systems

رسالة مقدمة لنيل درجة الماجستير في هندسة الإلكترونيات التطبيقيّة

إعداد

ربا فايز محمود

إشراف

د.م. نضال زيدان

العام الدراسي

2022–2021

قرار لجنة الحكم وتوقيع اللجنة

تصريح خطي

أنا الموقعة أدناه أصرح بعلمي الكامل وقبولي:

1. أن كل ما ينتج عن البحث والأطروحة هو ملكية فكرية ومالية بالتشارك مع جامعة دمشق، وأنني ألتزم بأخذ موافقة الجامعة في حال رغبتي بنشر البحث أو الأطروحة أو جزء منها نصاً أو مضموناً خارج إطار الجامعة (من دور نشر أو مكتبات أو مواقع الكترونية وغيرها من وسائل النشر).
2. أنه لا يوجد أي جزء من هذه الأطروحة مقتبس من عمل علمي آخر أو أنجز للحصول على شهادة أخرى في جامعة دمشق أو أية جامعة أو معهد تعليمي داخل أو خارج الجمهورية العربية السورية.

الاسم والتوقيع

ربا فايز محمود

شكر وتقدير

أتوجه بالشكر الجزيل للدكتور المهندس نضال زيدان ....بدعمه وتوجيهاته ومحبته الأبوية استطعت أن أصل إلى الختام وأنا كلي فخر بما تم إنجازه.

الشكر الكبير لكلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية...وأخص بالذكر قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات بجميع كوادره التدريسية والإدارية

دمشق، تموز 2022 م. ربا محمود

فهرس المحتويات

قرار لجنة الحكم وتوقيع اللجنة 1
تصريح خطي ii
شكر وتقدير iii
فهرس المحتويات iv
فهرس الأشكال viii
فهرس الجداول xi
قائمة المصطلحات والاختصارات xii
المستخلص xiv
Abstract xv
الإطار العام للبحث **General Framework for Research** 1
مقدمة 2
بعض الدراسات السابقة 3
مشكلة البحث 6
أهداف البحث 11
أهمية البحث 12
مسوغات البحث 12
محددات البحث 14
حدود البحث 14
منهج البحث وأدواته 14
الفصل الأول:الإطار النظري لتصميم مكبرات الاستطاعة العاملة عند الترددات الراديوية Theoretical Famework for disigning RFPA 16
1.1 تمهيد عن الحاجة الملحّة إلى مكبرات استطاعة بكفاءة مناسبة 17
2.1 مفاهيم أساسيّة في دارات الترددات الراديوية 19
1.2.1 نظرية خط النقل 19

2.2.1 مُعامِلات مصفوفة التبعثر 21
3.2.1 مُحوِّل ربع طول الموجة 22
3.1 مكبرّات الاستطاعة RFPA في أنظمة الاتصالات 23
1.3.1 مفهوم مكبّر الاستطاعة RFPA 23
2.3.1 نموذج منحني الخواص (جهد–تيار) غير الخطي المميز للجهاز الترانزستوري للمكبر 24
3.3.1 أساسيات نظرية تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA 26
4.3.1 أصناف العمل لمكبر الاستطاعة Classes of Operation 29
5.3.1 مقاييس تحديد المواصفات عند تصميم مكبرات الاستطاعة 31
6.3.1 أثر قيمة PAPR العالية على الكفاءة في أنظمة الاتصال المتقدمة 38
7.3.1 مسألة تحسين الكفاءة عند مستوى استطاعة Back-Off معيّن 39
8.3.1 توفيق الممانعات وطرائق LOAD-PAUL/SOURCE-PAUL 42
4.1 التسوية Compromission بين الكفاءة والخطية عند تصميم مكبرات RFPA 47
1.4.1 تحسين الخطيّة Linearity 47
2.4.1 تحسين الكفاءة Efficiency 53
5.1 خاتمة الفصل 60
الفصل الثاني:دراسة بنيان دوهرتيStudy of Doherty Architecture 62
1.2 مقدمة في نظرية تُعَدُّيل الحمل Load Modulation 63
2.2 مبدأ مكبر الاستطاعة دوهرتي استناداً إلى نظرية تُعَدُّيل الحمل 70
3.2 الصيغة التحليلية لكفاءة مكبر الاستطاعة دوهرتي 74
4.2 الصيغة التحليلية لعرض النطاق الترددي لمكبر الاستطاعة دوهرتي 75
5.2 اعتبارات تمهيدية عند تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي 76
1.5.2 مُلخَّص مزايا وعيوب التكبير الراديوي؛ وفق معمارية دوهرتي 76
2.5.2 حول الطبولوجيا الأساسية لمكبر الاستطاعة دوهرتي التقليدي 78
6.2 منهجية اختيار الترانزستور ونموذجه الحاسوبي وفق مواصفات الكفاءة واستطاعة الخرج لمكبر استطاعة يعمل في ترددات الأمواج الميليمترية للجيل الخامس 79
7.2 مراجعة أدبيات Literature Review حول تصميم مكبرات RFPAs؛ وفق معمارية دوهرتي للعمل في نظام الجيل الخامس 83
8.2 المنهجية الرئيسة في تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي 87
1.8.2 تمهيد 87
2.8.2 تحديد الممانعة المميزة لشبكة تحويل الممانعات؛ وفق خط النقل 92
3.8.2 تحديد خواص المكبر المساعد في معمارية دوهرتي 96

9.2 خاتمة الفصل 99

الفصل الثالث:محاكاة مكبرDPA التقليدي وفق متطلبات الجيل الخامس Simulation of Tradional DPA According to 5G Requirements 101

1.3 مقدمة 102

2.3 اختيار الجهاز الترانزستور في مكبر DPA التقليدي 103

3.3 اختيار نقاط الانحياز للترانزستور في مكبر DPA التقليدي 104

4.3 تصميم شبكات الانحياز لمصرف وبوابة الترانزستور 106

5.3 إجراء تحليل سحب الحمل/المنبع لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في مكبر DPA التقليدي 106

1.5.3 سحب الحمل للمكبر الرئيس Main PA Load−Pull 107

2.5.3 سحب المنبع للمبكر الرئيس Main PA Source-Pull 109

3.5.3 سحب الحمل للمكبر المساعد Auxiliary PA Load−Pull 111

4.5.3 سحب المنبع للمكبر المساعد Auxiliary PA Source-Pull 112

6.3 تصميم شبكات التوفيق على خرج ودخل كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في معمارية DPA 115

1.6.3 تصميم شبكة التوفيق على خرج المكبر الرئيس 115

2.6.3 تصميم شبكة التوفيق على دخل المكبر الرئيس 117

3.6.3 تصميم شبكة التوفيق على خرج المكبر المساعد 118

4.6.3 تصميم شبكة التوفيق على دخل المكبر المساعد 119

7.3 تحديد نمط مُقسِّم الاستطاعة على دخل مكبر DPA 120

8.3 تصميم شبكة تجميع الاستطاعة وشبكة تعويض فرق الطور في مكبر DPA وفق تقنية خطوط النقل 121

1.8.3 تصميم شبكة تجميع الاستطاعة على الخرج Output Combiner Network 121

2.8.3 تصميم شبكة تعويض فرق الطور Phase Compensation Network على دخل المكبر المساعد 123

9.3 توصيل جميع المكونات المُصمّمة لمكبر DPA لتحسين الكفاءة 124

10.3 محاكاة مكبر DPA الناتج وتقييم أداءه وفق نتائج المحاكاة 127

1.10.3 كفاءة الاستطاعة المضافة PAE واستطاعة الخرج Pout 127

2.10.3 ربح المكبر Gain 128

3.10.3 نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 dB 129

4.10.3 التشوه التوافقي 130

5.10.3 تبديد الاستطاعة على شكل حرارة 133

6.10.3 ملخّص النتائج الرئيسة لأداء التكبير الراديوي؛ وفق مكبر DPA 134

11.3 خاتمة الفصل 137

الفصل الرابع:محاكاة Stacked–FET DPA وفق متطلبات الجيل الخامس Stacked–FET DPA Simulation Based on 5G requirement 139

1.4 مفهوم طبولوجيا Stacked–FET 140

2.4 استخدام طبولوجيا Stacked–FET في مكبرات الاستطاعة RFPA 141

1.2.4 أساسيات طبولوجيا التكدس في مكبرات الاستطاعة RFPA 141

2.2.4 مراجعة بحثيّة سريعة لتطبيق طبولوجيا Stacked–FET في أدبيات تصميم مكبرات الاستطاعة RFPAs العاملة على الأمواج الميليمترية 143

3.2.4 تبرير وجود المكثفة $C_{gX,N}$ في طبولوجيا Stacked–FET المعتمدة في هذا العمل 145

3.4 تصميم ومحاكاة مكبر DPA وفق طبولوجيا Stacked–FET 147

1.3.4 تصميم شبكة استقرار الترانزستور Cascode Transistor في خلية طبولوجيا Stacked–FET المعتمدة 147

2.3.4 تحديد الممانعة المُثلى على خرج طبولوجيا Stacked–FET 149

3.3.4 مقترح دارة المكبر الرئيس وفق طبولوجيا Stacked–FET 152

4.3.4 مقترح دارة المكبر المساعد؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET 153

5.3.4 مقترح دارة مكبر DPA النهائية؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET 154

4.4 نتائج محاكاة مكبر DPA المصمّم؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET 156

1.4.4 الكفاءة واستطاعة الخرج 156

2.4.4 الربح 156

3.4.4 نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 dB 157

4.4.4 التشوه التوافقي 158

5.4.4 تبديد الاستطاعة على شكل حرارة 158

6.4.4 ملخّص النتائج الرئيسة لأداء مكبر دوهرتي وفق طبولوجيا Stacked–FET 159

5.4 خاتمة الفصل 160

الآفاق المستقبلية 162

التوصيات 164

المراجع 166

الملاحق 173

الملحق -أ-: نسخ إظهار ملفات النتائج لإجرائية Load/Source Pull المتعلقة بالفصل الثالث. 173

الملحق -ب-: معادلات الحساب كما يجب وضعها مرفقةً مع تصاميم محاكاة مكبر دوهرتي في برنامج ADS 175

فهرس الأشكال

الشكل 1—1: الدارة الكهربائية المكافئة لخط نقل بطول Δz [21] 20

الشكل 1—2: النموذج المثالي للعلاقة لمنحيات (جهد-تيار) الخواص للترانزستور غير الخطي. 25

الشكل 1—3: مخطط صندوقي عام لمكبر استطاعة RFPA باستخدام عنصر ترانزستوري وحيد، مع الحمل مُمثَّلاً بمقاومة الحمل R_L عند خرج المكبر، وطرف الدخل مُمثَّلاً بمقاومة المنبع R_s ومنبع (مولد) الإشارة عند مرحلة دخل المكبر [22]. 26

الشكل 1—4: مثال عن تصميم شبكة انحياز لمكبر استطاعة RFPA [22]. 27

الشكل 1—5: توضيح الأصناف العامّة الأربعة لتشغيل مكبر الاستطاعة RFPA. 30

الشكل 1—6: منحنى استطاعة الخرج الناتجة عن استطاعة الدخل بحسب تقنية شبكة توفيق الممانعات المستخدمة. 32

الشكل 1—7: تغيرات الربح بدلالة استطاعة الدخل بحسب صنف العمل لمكبر الاستطاعة [22]. 34

الشكل 1—8: تغيرات جهد الخرج (المنحني المنقط) وتيار الخرج (المنحني المستمر) من أجل زاويتي توصيل [22]. 35

الشكل 1—9: تغيّرات عامة لكفاءة المصرف بدلالة زاوية التوصيل المفترضة لصنف العمل [22]. 35

الشكل 1—10: تغيّرات عامة لأهم مواصفات تصميم مكبر RFPA [26]. 36

الشكل 1—11: مفهوم نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 ديسيبل من وجهة نظر ربح المكبر [26]. 37

الشكل 1—12: مفهوم نقطة ضغط الاستطاعة من وجهة نظر استطاعة خرج المكبر [26]. 37

الشكل 1—13: الكفاءة كتابع لمستوى راجع لاستطاعة خرج OPBO [28]. 39

الشكل 1—14: تأرجح القيم العظمى للجهد VDS والتيار ID على خرج المكبر RFPA [22]. 40

الشكل 1—15: منحني خواص (I-V) لترانزستور يعمل بشكل مثالي، مع خط الحمل [22]. 41

الشكل 1—16: تقنيتي تُعَدِّيل الحمل وتُعَدِّيل الانحياز في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA [28]. 42

الشكل 1—17: مثال عام عن دوائر Pout وPAE الناتجة عن طرائق سحب الحمل والمنبع في التصميم. 43

الشكل 1—18: منهجية لتحديد؛ ممانعات الدخل والخرج المُثلى لمكبر الاستطاعة RFPA [26]. 45

الشكل 1—19: البُنيّة الكلاسيكية لتقنية FB في تحسين خطيّة مكبرات الاستطاعة RFPA. 51

الشكل 1—20: توضيح المخطط الصندوقي لتقنية FF ومبدأ عملها لتحسين الخطيّة. 51

الشكل 1—21: مخطط عام schematic لدارة مكبرات الصنف E, D. 54

الشكل 1—22: مخطط عام schematic لدارة مكبرات الصنف F [67]. 55

الشكل 1—23: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية EER. 56

الشكل 1—24: حول التحديات التي يمكن مواجهتها عند التحقيق العملي لتقنية EER. 57

الشكل 1—25: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية ET. 58

الشكل 1—26: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية Chireix. 59

الشكل 1—27: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية دوهرتي Doherty. 60

الشكل 2—1: تُعَدِّيل الحِمْل لحِمْلٍ مشترك R بواسط منبع ثانٍ للتيار [93، ص438]. 64

الشكل 2—2: مبدأ تُعَدِّيل الحمل مع؛ ممانعة دخل مزاحة (مُحوَّلة) بخط نقل [93، ص439]. 64

الشكل 2—3: تغيّرات $Zin, 1$ تُعَدِّيل الحمل؛ وفق المعادلة (10.2) بحالة $I2 = 0$. 67

الشكل 2—4: تغيّرات $Zin, 1$؛ وفق المعادلة (10.2) بحالة $I2 \neq 0$، والنسبة $I2I1$ تزداد قيمتها. 67

الشكل 2—5: توضيح ألية تُعَدِّيل الحمل عند مستوى Back-Off عندما تزداد مقاومة الحمل [22]. 69

الشكل 2—6: علاقة تأرجح مطال إشارة التيار الخرج بتأرجح إشارة جهد الدخل؛ وفق مكبر دوهرتي [22]. 72

الشكل 2—7: تُعَدِّيل الحمل المطلوب للحصول على كفاءة مُثلى عند كل من النقطتين BOB وPP لمكبر استطاعة معيّن. 73

الشكل 2—8: تغيّرات كفاءة المصرف بدلالة استطاعة الخرج لمكبر دوهرتي مقارنةً بمكبر من الصنف B [22]. 74

الشكل 2—9: تغيّرات كفاءة المصرف النظرية بدلالة قيم استطاعة الدخل لمكبر دوهرتي عام [93، ص437]: 75

الشكل 2—10: تغيّرات كفاءة المصرف النظرية لدارة الشكل 2-2 بدلالة القيمة المقيّسة للتردد نسبة للتردد الأساسي [94]. 76

الشكل 2—11: نموذج أساسي لطوبولوجيا مكبر دوهرتي التقليدية. 79

الشكل 2—12: محدودية الأداء لترانزستورات مكبرات الاستطاعة RFPA بحسب تكنولوجيا المواد شبه الموصلة المستخدمة، (أ) أداء تكنولوجيا الجهاز بالنسبة لكفاءة (PAE) المكبر عند تردد العمل الأساسي، (ب) أداء تكنولوجيا الجهاز بالنسبة لاستطاعة خرج P_{out} المكبر عند تردد العمل الأساسي [97]. 82

الشكل 2—13: توضيح المخطط الصندوقي لطبولوجيا مكبر دوهرتي التقليدي [108]. 88

الشكل 2—14: مخطط اعتبارات تحقيق عكس قيمة الحمل Zm' (تحويل الحمل Inverting) في مكبر دوهرتي حيث الدليل في رمز الممانعات يعني OBO⇔BO وPP⇔P، ويمثل السهم نطاق تغيرات الممانعة أثناء تحويل قيمتها (تُعَدِّيلها). 91
الشكل 2—15: مخطط اعتبارات تحقيق عكس الحمل المشترك للمثال التوضيحي 1081.8.2] . 92
الشكل 2—16: تجاوز Overshoot سببه اختيار الممانعة المميزة لخط نقل تحويل الممانعات في مكبر دوهرتي أكبر من الممانعة المقابلة لحالة مستوى استطاعة PP [108]. 94
الشكل 2—17: توضيح انخفاض عرض النطاق الترددي كنتيجة لعملية تُعَدِّيل الحمل في دوهرتي سببه اختيار الممانعة المميزة لخط نقل تحويل الممانعات أصغر من الممانعة المقابلة لحالة مستوى استطاعة PP [108]. 95
الشكل 2—18: علاقات الجهد-تيار لكل ترانزستور في المكبر الرئيس والمساعد في معمارية دوهرتي؛ وفق الحالة العمليّة للتصميم [108]. 99
الشكل 3—1: النموذج الحاسوبي اللاخطي لترانزستور GaAs HEMT؛ وفق برنامج ADS. 103
الشكل 3—2: دارة توليد منحني الخواص I-V. 104
الشكل 3—3: منحني الخواص المميز لترانزستور GaAs HEMT المتولد عن دارة الشكل 3-2، المنحني الأزرق هنا مرسوم يدوياً لتوضيح ارتباط المنحني المتولد مع منحني الشكل 1-5. 105
الشكل 3—4: تغيّرات I_d بدلالة V_{ds} لترانزستور GaAs HEMT. 105
الشكل 3—5: التصميم المعتمد في المحاكاة لشبكات الانحياز في طبولوجيا مكبر DPA التقليدي. 106
الشكل 3—6: دارة تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس في تشكيلة DPA التقليدية. 107
الشكل 3—7: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس، دوائرPAE وP_{out}. 108
الشكل 3—8: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج. 108
الشكل 3—9: دارة تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس في تشكيلة DPA التقليدية. 109
الشكل 3—10: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس، دوائرPAE وP_{out}. 110
الشكل 3—11: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج. 110
الشكل 3—12: دارة تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد في تشكيلة DPA التقليدية. 111
الشكل 3—13: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد، دوائرPAE وP_{out}. 112
الشكل 3—14: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج. 112
الشكل 3—15: دارة تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد في تشكيلة DPA التقليدية. 113
الشكل 3—16: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد، دوائرPAE وP_{out}. 114
الشكل 3—17: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج. 115
الشكل 3—18: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الخرج للمكبر الرئيس. 116
الشكل 3—19: شبكة المطابقة لخرج المكبر الرئيس في مكبر DPA. 116
الشكل 3—20: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الدخل للمكبر الرئيس. 118
الشكل 3—21: شبكة المطابقة لدخل المكبر الرئيس في مكبر DPA. 118
الشكل 3—22: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الدخل للمكبر المساعد. 119
الشكل 3—23: شبكة المطابقة لدخل المكبر المساعد في مكبر DPA. 120
الشكل 3—24: دارة شائعة لمُقسِّم ويلكنسون للاستطاعة؛ وفق برنامج ADS. 121
الشكل 3—25: دارة تجميع الاستطاعة على خرج مكبر DPA. 123
الشكل 3—26: توضيح وجود فرق الطور بين إشارتي دخل المكبرين الرئيس والمساعد، ناتج عن استخدام مُقسِّم ويلكنسون عند دخل مكبر DPA. 124
الشكل 3—27: دارة محاكاة مكبر DPA التقليدي المتناظر؛ وفق معيار AB/C-Doherty. 125
الشكل 3—28: دارة محاكاة مكبر استطاعة متوازن؛ وفق انزياح الصنف AB. 126
الشكل 3—29: منحني الكفاءة PAE بدلالة استطاعة الخرج لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 127
الشكل 3—30: منحني الربح بدلالة استطاعة الخرج لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 128
الشكل 3—31: منحني استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 130
الشكل 3—32: طيف استطاعة التوافقية الأساسيّة والتوافقية الثالثة بدلالة استطاعة الدخل الراديوية لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 131
الشكل 3—33: الشكل الموجي الجيبي لإشارة الخرج والدخل لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 132
الشكل 3—34: طيف إشارة الخرج عند التردد الأساسي والتوافقيات الخمس الأولى لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن عند مستوى استطاعة دخل راديوية تساوي 20 dBm. 133
الشكل 3—35: الاستطاعة المبددة في المكبر بدلالة استطاعة الدخل الكلية، (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن. 134

الشكل 4—1: مبدأ عام لمكبر استطاعة RFPA؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET. 141
الشكل 4—2: توضيح عام لمعمارية خلية TC لمكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET. 142
الشكل 4—3: خطوط الحمل لخلية TC لمكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET [120]. 143
الشكل 4—4: تشكيلة TC المعتمدة في هذا العمل لتكوين مرحلة مكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET [120]. 144
الشكل 4—5: الدارة المكافئة للترانزستورين في تشكيلة TC ؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET مع N=2 [125]. 145
الشكل 4—6: دارة اختبار الاستقرار غير المشروط لترانزستور Cascode المستخدم لتحقيق طبولوجيا Stacked-FET. 147
الشكل 4—7: مُعايرة قيم دارة RC التفرعية في شبكة استقرار الترانزستور Cascode من طبولوجيا Stacked-FET المعتمدة. 148
الشكل 4—8: نتائج اختبار الاستقرار غير المشروط بوجود دارة RC التفرعية مع ترانزستور Cascode من طبولوجيا Stacked-FET. 149
الشكل 4—9: توضيح علاقة الممانعة المُثلى على خرج خلية طبولوجيا Stacked-FET المعتمدة (N=2) بالممانعة المثلى على خرج الترانزستور Cascode Transistor. 149
الشكل 4—10: الدارة المقترحة في هذا العمل لخلية TC الخاصة بطبولوجيا Stacked-FET لتصميم مكبر DPA. 151
الشكل 4—11: الدارة المقترحة للمكبر الرئيس في تشكيلة Stacked-FET Doherty. 153
الشكل 4—12: الدارة المقترحة للمكبر المساعد في تشكيلة Stacked-FET Doherty. 154
الشكل 4—13: الدارة المقترحة للمكبر Stacked-FET Doherty النهائي. 155
. الشكل 4—14: منحني الكفاءة PAE لمكبر Stacked-FET DPA. 156
. الشكل 4—15: منحني الربح لمكبر Stacked-FET DPA. 157
. الشكل 4—16: تغيّرات استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل لمكبر Stacked-FET DPA. 157
. الشكل 4—17: تغيّرات استطاعة طيف التوافقية الأساسية والتوافقية الثالثة بدلالة استطاعة الدخل الراديوية لمكبر Stacked-FET DPA. 158
. الشكل 4—18: الاستطاعة المبددة في مكبر Stacked-FET DPA بدلالة استطاعة الدخل الكليّة. 159

فهرس الجداول

الجدول 1—1: أصناف عمل المكبر RFPA بدلالة زاوية التوصيل [22]. 35
الجدول 1—2: الكفاءة النظرية والأداء الخطي لأصناف عمل RFPA المختلفة. 48
الجدول 1—3: خصائص المواد شبه-الموصلة لأجهزة ترانزستور مبنية على أساس أشباه الموصلات الشائعة. 53
الجدول 3—1: بينات الكفاءة والربح واستطاعة الخرج وتيار الخرج والاستطاعة المبددة في مكبر DPA 135
الجدول 3—2: بينات الكفاءة والربح واستطاعة الخرج وتيار الخرج والاستطاعة المبددة في المكبر المتوازن. 136
الجدول 3—3: بيانات التشوه التوافقي لمكبر DPA. 136
الجدول 3—4: بيانات التشوه التوافقي لمكبر DPA. 137
الجدول 4—1: مقارنة بين مكبر دوهرتي التقليدي والمبني على أساس طبولوجيا Stacked-FET والمكبر المتوازن؛ وفق الصنف AB. 159

قائمة المصطلحات والاختصارات

المصطلح باللغة الإنكليزية	الاختصار	المقابل باللغة العربيّة
Advanced Design System	**ADS**	نظام التصميم المتقدم
Amplitude Modulation	**AM**	تُعَدِّيل المطال
Bandwidth	**BW**	عرض النطاق
Base Station Terminal	**BST**	طرفية محطة قاعدية
Base Stations	**BS**	محطات قاعدية
Bias Network	**BN**	شبكة الانحياز
Common Source	**CS**	منبع مشترك
Discrete Current	**DC**	تيار مستمر
Doherty Power Amplifier	**DPA**	مكبر الاستطاعة دوهرتي
Envelope Elimination and Restoration	**EER**	إزالة المغلف وترميمه
Envelope Tracking	**ET**	تتبع الغلاف
Equivalent Series Inductance	**ESI**	ذاتية مكافئة لذاتيات على التسلسل
Equivalent Series Resistance	**ESR**	مقاومة المكافئة لمقاومات على التسلسل
Feed-Back	**FB**	تغذية راجعة
Feed-Forward	**FF**	تغذية أماميّة
Field-Effect Transistor	**FET**	ترانزستور التأثير الحقلي
Fifth Generation	**5G**	الجيل الخامس
Front-End Modules	**FEM**	وحدات النهاية الأمامية
Harmonic Balance	**HM**	توازن توافقي
Harmonic Injection	**HI**	حقن توافقي
Heterojunction Bipolar Transistor	**HBT**	الترانزستور ثنائي القطب غير المتجانس
High-electron-mobility transistor	**HEMT**	ترانزستور عالي الحركة الإلكترونية
Input Back-Off	**IBP**	مستوى تراجعي للدخل
Input Compression Power	**ICP**	استطاعة ضغط الدخل
Input Matching Network	**IMN**	شبكة مطابقة الدخل
Input Power Back-Off	**IPBO**	مستوى تراجعي لاستطاعة الدخل
Inter-Modulation Distortion	**IMD**	تشويه التُعَدِّيل البيني
Intermodulation Product	**IMP**	جداء التُعَدِّيل البيني
Laterally Diffused MOSFET	**LDMOSFET**	الانتشار اللاحق لترانزستورات MOSFE
Least Mean Square	**LSM**	تربيع المتوسط الأدني
Metal Oxide Semiconductor FET	**MOSFET**	أكسيد المعادن أشباه الموصلاتFET
Metal Semiconductor FET	**MSFET**	أشباه الموصلات المعدنيةFET
Monolithic Microwave Integrated Circuit	**MMIC**	دارة متكاملة ميكروية متجانسة
Multi-Input-Multi-Output	**MIMO**	متُعَدِّد المدخلات ومخرجات متُعَدِّدة
Output Back-Off	**OBO**	مستوى تراجعي للخرج
Output Compression Power	**OCP**	استطاعة ضغط الخرج
Output Matching Network	**OMN**	شبكة مطابقة الخرج
Output Power Back-Off	**OPBO**	مستوى تراجعي لاستطاعة الخرج

Peak Power	**PP**	استطاعة الذروة
Peak-to-Average Power-Ratio	**PAPR**	نسبة ذروة إلى متوسط الاستطاعة
Phase Modulation	**PM**	تُعَدِّيل الطور
Polar Transmitter	**PT**	الارسال القطبي
Power Added Efficiency	**PAE**	كفاءة الاستطاعة المضافة
Pre-Distortion	**PD**	ما قبل التشويه
Probability Density Function	**PDF**	دالة الكثافة الاحتمالية
pseudomorphic High-electron-mobility transistor	**Phemt**	ترانزستور عالي الحركة للإلكترون الزائف
Radio Frequen Power Amplifiers	**RFPA**	مكبرات استطاعة عاملة على تردد راديوي
Radio Frequency	**RF**	تردد راديوي
Radio Frequency Integrated Circuits	**RFIC**	الدارات المتكاملة للترددات الراديوية
Stabilization Network	**SN**	شبكة الاستقرار
Transmission Line	**TL**	خط النقل

المستخلص

يُعَدُّ مكبر الاستطاعة في أجهزة الإرسال الخاصة بالمحطات القاعدية لشبكات الاتصال مُكوّناً رئيساً في أنظمة الاتصالات الحديثة وخاصة في منظومة وحدة النهاية الأماميّة FEM، وهو الذي يحدِّد فعليّاً أداء النظام من حيث استطاعة البث الكهراطيسي اللازمة للتغطية في حالتي الوصلة الهابطة والصاعدة على حدٍّ سواء. يهتم هذا البحث بدراسة ومحاكاة وتصميم مكبرات الاستطاعة العاملة على ترددات الأمواج الميليمترية والصالحة للعمل في تطبيقات الجيل الخامس للاتصال 5G.

هدف البحث: يهدف هذا البحث إلى تحسين كفاءة مكبرات الاستطاعة العاملة على الترددات الراديوية في الجيل الخامس وبالذات عند التردد 28GHz مع الحفاظ على مستوى جيد من علاقة الخطية بين إشارتي الدخل والخرج.

المواد والطرائق: تم اتباع الطريقة البحثية في دراستنا باستخدام برمجية Advanced Design System لمحاكاة وتقييم الحل المقترح المبني على أساس مبدأ دوهرتي Doherty Principle في تكبير استطاعة الخرج لدارة مكبر الاستطاعة عند التردد 28 GHz باستخدام تكنولوجيا الترانزستور GaAs HEMT.

الاستنتاجات والنتائج العملية: تم تقديم تشكيلتين لمكبر دوهرتي أولهما هي التشكيلة التقليدية، والأخرى هي التشكيلة المبنية على أساس طبولوجيا Stacked−FET. تبيّن نتائج المحاكاة أنّ مكبر دوهرتي يعطي أداءً فعّالاً فيما يخص الكفاءة الأعظمية وكفاءة استطاعة 35% عند مستويات 6 dB Back_Off واستطاعة الخرج 30 dBm مع قيم ربح استطاعة مقبولة 11.6 dB ، نستنتج من ذلك أنّ مكبر دوهرتي يعطي أداءً فعّالاً فيما يخص الكفاءة ولكنّه يُبدي مناعة أقل تجاه التشوه التوافقي وهذا يوافق تدهور غير مقبول في الخطيّة؛ مما يستدعي تعزيز الخطيّة.

الكلمات المفتاحية: *الجيل الخامس، مكبرات الاستطاعة، ترددات الأمواج الميليمترية، الكفاءة، الربح، الخطيّة، استطاعة الخرج، عرض النطاق الترددي، التشوه التوافقي، مكبر الاستطاعة دوهرتي، طبولوجيا Stacked-FETs، خطوط النقل بربع طول الموجي، مستوى الاستطاعة Output Back-Off، تكنولوجيا GaAs.*

Abstract

The power amplifier in the base station transmitters of communication networks is a major component of modern communication systems, especially in the Front-End Module (FEM). It is the power amplifier that effectively determines the performance of the system in terms of the electromagnetic energy required to cover in both the downlink and uplink. This research is concerned with studying, simulating and designing power amplifiers operating at millimeter wave frequencies that are suitable for work in 5G applications.

The aim of the research:Improve the efficiency of power amplifiers at 5G RF band and in particular at 28 GHz while maintaining acceptable level of linearity between input and output power based on Doherty principle.

Materials and Methods: The research method was followed in our study using the ADS software to simulate and evaluate the proposed solution for power amplifier circuite at 28 GHzusing GaAs HEMT transistor technology.

Conclusions and practical results: two configuration of Doherty Amplifier were presented, the first being the conventional configuration, and the other being the combination based on the STACKED-FET topology, The simulation results show that the Doherty amplifier gives an effective performance in terms of maximum efficiency and 35% power efficiency at 6 dB Back_Off levels and 30 dBm output power with acceptable power gain values of 11.6 dB, , it was found that the Doherty amplifier gives an effective performance in terms of efficiency, but it shows less immunity to harmonic distortion and this corresponds to an unacceptable deterioration in the linearity which calls for enhanced linearity.

Keywords*: 5G, Power Amplifiers, Millimeter Wave Frequencies, Efficiency, Gain, Linearity, Output Power, Bandwidth, Harmonic Distortion, Doherty Amplifier, Stacked-FETs, Quarter wavelength Transmission Lines, Output Back-Off power level, GaAs Technology.*

الإطار العام للبحث
General Framework for Research

الإطار العام للبحث

مقدمة

ازداد اهتمام أفراد المجتمع الهندسي خصوصاً، والناس عموماً بمختلف مستوياتهم الثقافية بما تحمله شبكات الاتصالات النقّالة بجيلها الخامس Fifth Generation (5G) من طموحات عالية في زيادة سرعة الاتصال ومعدّل نقل البيانات إلى حدود قصوى غير مسبوقة، حتى بات تطبيق هذه النمط من شبكات الخلوي على أرض الواقع قاب قوسين أو أدنى بكل دول العالم. ولكن، بكل الأحوال، تحمل تكنولوجيا شبكات الجيل الخامس في طياتها صعوبات دراماتيكية فيما يخص زيادة تعقيد تصاميم الأجهزة المحمولة Handsets وما يقابلها من طرفيات الاتصال والتي تتطلب مصمّمين بارعين لشرائح الدارات المتكاملة العاملة بالترددات الراديوية Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) تعمل في ظروف استطاعة بث واستطاعة عاليّتين، وتكاملها مع عناصر الشبكة الحاسوبية وباقي مكونات النظام، وهذا يعني صعوبات جمّة تواجهها الشركات المصنعّة ومشغلي الشبكة، والتي تسعى لامتلاك تكنولوجيا الجيل الخامس بأبهى صورها إلى درجة الحصول على خطوط انتاج كاملة لمنتجات الاتصال التي يمكنها العمل بظروف اتصال نهاية إلى نهاية End-to-End لتغدو شبه أمثّلية، ومن ثمّ الحصول على حلول فورية لأغلب المشاكل العالقة في حدود أوائل العقد الثالث من القرن الواحد والعشرين، فأصبح التنافس في أوجه، وبات لهذه التكنولوجيا أسواق مفتوحة في السنوات الخمس الأخيرة. في الحقيقة، ستشهد شبكات الهاتف المحمول من الجيل الخامس الانتشار الأولي في السنوات اللاحقة، ويُراد الوصول إلى سرعة تنزيل بيانات لاسلكية واعدة تبلغ حتى 10 جيجا–بِتْ في الثانية من اجل كلّ وحدة حزمة ترددية eMBB مستخدمة (النطاق العريض المتنقل المحسن enhanced Mobile Broad-Band (eMBB)، ومن ثُمَّ تمكين بلايين من الأجهزة المتصلة لاسلكيًا لـ IoT (إنترنت الأشياء Internet-of-Things)، القيادة الذاتية، التحكم عن بعد أثناء الجراحة الطبيّة، والعديد من التطبيقات الأخرى غير المسبوقة المتعلقة بـ mMTC (اتصالات نوعية للماكينات العاملة بمختلف نواحي الحياة المدينة massive Machine Type Communication) للوصول إلى اتصال فائق الموثوقية.

بعض الدراسات السابقة

في المقالة [1]، تم اقتراح بنية شبكة جديدة لتُعَدُّيل الحمل عن طريق توصيل محول؛ ممانعات بخطر نقل بربع طول الموجة عند نقطة دمج خرجي المكبرين الرئيس والمساعد لمعمارية دوهرتي DPA التقليدية، وهو ما يمكنه تحقيق تحويل؛ ممانعات بنطاق ترددي عريض للمكبر الرئيس في معمارية دوهرتي. وبهذه الطريقة، يتم تحسين أداء DPA في كل من كفاءة عرض النطاق الترددي ونقطة التراجع OBO حيث تم تصميم مكبر Doherty عالي الكفاءة واسع النطاق الترددي ومصنع لتطبيقات الجيل الخامس. وقد أظهرت نتائج القياس أن استطاعة الخرج المشبعة لـ DPA عند مستوى استطاعة PP تزيد عن 43 dBm في النطاق من أجل تردد راديوي للعمل قيمته بين 3.1 إلى 3.7 جيجا هرتز، وأن كفاءة المصرف في منطقة الإشباع تتراوح بين 65% و73%. ؛ فضلاً عن ذلك، نتجت قيمة كفاءة عند OBO=8 dB أعلى من 40%.

يناقش البحث [2] تصميم مكبر استطاعة واسع النطاق من النمط AB/C-Doherty مناسب لتطبيقات الجيل الخامس أيضاً. تم في هذا البحث تقديم التحليل النظري لشبكة مطابقة الخرج، مع التركيز على تأثير؛ ممانعة الخرج غير النهائية المثالية للمكبر المساعد عند مستوى OBO محدد، بسبب العناصر الطفيلية للجهاز الترانزستوري device's parasitic elements في نموذج دارته المكافئة. من خلال حساب هذا التأثير بشكل صحيح، تمكنت شبكة مطابقة الخرج المصممة في [2] من متابعة مسارات الممانعة المرغوبة عبر نطاق ترددي 2.8 جيجا هرتز إلى 3.6 جيجا هرتز (عرض النطاق الترددي الفعال = 25%)، مع مفاضلة جيدة Good Trade-Off بين الكفاءة وعرض النطاق الترددي المطلوب. تم تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي في هذا البحث مع اثنين من الترانزستورات من النمط HEMTs GaN 10W. وقد أظهرت نتائج القياس أنها قدمت استطاعة خرج في منطقة الإشباع (PP) من 43dBm إلى 44.2 dBm، وربح استطاعة خطّي من 8 ديسيبل إلى 13.5 ديسيبل عبر النطاق الترددي بأكمله. تراوحت كفاءة المصرف في هذا التصميم المحقق بين 62% و76.5% عند منطقة الإشباع وبين 44% و56%عند مستوى استطاعة OBO يساوي 6 ديسيبل.

يقدم البحث [3] مكبر استطاعة من النمط F/C-Doherty جديد وموسع يعتمد على الصنف F للمكبر الرئيس بدلاً من الصنف AB الخاص بالبحث [101] وقد أعطى أداء عالي الكفاءة؛ وفق معمارية دورهرتي التقليدية من أجل توسيع نطاق التكبير عالي الكفاءة. وقد تم استخدام الخلايا غير المتماثلة للمكبر الرئيس والمكبر المساعد في منهجية جديدة (أي انّ ترانزستورا المكبرين الرئيس والمساعد غير متطابقين في دارة مكبر دوهرتي) لتجميع الحمل المشترك باستخدام الصنفين F, C. للتحقق من المنهجية المقترحة في [3]، تم تصميم DPA؛ إذ تطلّب التصميم مستوى OBO يساوي بمقدار 12 ديسيبل بدلاً من 6 ديسيبل وتصنيعه من أجل تطبيقات الوصول المتُعَدُّد بتقسيم الكود عريض النطاق

(WCDMA) ضمن افتراض الاستخدام لمخطط التُعَدُّيل هذا في نظام الجيل الخامس. وقد اظهرت نتائج قياس الموجة المستمرة للإشارة الكبيرة Large-signal continuous-wave measurement results ربح استطاعة بحوالي 11 ديسيبل مع كفاءة مصرف تبلغ 59.9% عند مستوى يساوي 12 ديسيبل فيما يخص قيمة OBO. وقد أظهر محاكاة الاختبار ثنائي النغمة Two-Tones HB؛ وفق برنامج ADS في هذا البحث تشويهاً بينيّاً مقبولاً من الدرجة الثالثة (IMD) أقل من 21 dB−، وأظهرت قياسات الموجة المعدلة Modulated wave أكثر من 55% كقيمة لكفاءة المصرف.

تمَّ تقديم مكبر استطاعة Doherty في [4] مؤلف من مرحلتين باستخدام طبولوجيا المكدس Stacked-FET. يُبرهن هذا البحث، لأول مرة، على أهمية المعلمتين الحاسمتين في طوبولوجيا Stacked-FET التي يجب تصميمها خصيصاً؛ وفق معمارية Doherty: وهما مطال جهد البوابة وجهد الانحياز للترانزستور المكدس (لاحقاً في الفصل الرابع من هذه الأطروحة سوف نناقش مفهوم طبولوجيا Stacked-FET بشيء من التفصيل). تحدد تلك المعلمتان بقوة استطاعة خرج مكبر DPA، وكفاءة الاستطاعة المضافة (PAE)، وخطيّة ربح الاستطاعة الناتج. علاوة على ذلك، تعرض المقالة [4] أيضًا طوبولوجيا ثنائية القيادة بالنسبة لإشارة الدحل dual-driver لتعزيز ربح المكبر من دون تخفيض قيمة PAE، وذلك من خلال شبكة انحياز مقترحة للتعامل مع تيار التسرب العالي للبوابة لعملية وضع التعزيز (الوضع E، E-Mode). تم في العمل [4] تصنيع النموذج الأولي لمكبر الاستطاعة المقترح؛ وفق مواصفات التصميم E-mode 0.15-μm من تكنولوجيا زرنيخيد الغاليوم (GaAs) للتحقق من أداء طبولوجيا Stacked-FET. في هذا الصدد وعند التردد 28 جيجا هرتز (الحزمة الترددية Ka)، تُعطي الدارة المتكاملة الناتجة كمبكر استطاعة بمساحة 2.9 مم × 1.7 مم ربحاً مُقاساً قدره 14.4 ديسيبل، واستطاعة خرج تبلغ 28.7 dBm، مع قيمة PAE تساوي 37% عند مستوى PP، وقيمة تساوي 27% عند المستوى OBO يساوي 6 ديسيبل. في الحقيقة يحقق مكبر DPA في [4] من بين أعلى مكاسب وأعلى كثافة طاقة لجميع تصاميم مكبرات DPAs السابقة له عند ترددات الأمواج الميليمترية، ونحن في هذا العمل سوف نعتمد على هذا البحث بشكل جزئي لمحاكاة حل دوهرتي باعتبار التردد الأساسي نفسه المستخدم باستخدام طبولوجيا Stacked-FET (انظر الفصل الرابع من هذا الفصل).

في الوقت الذي استخدم فيه العمل [5] تكنولوجيا GaAs، نجد أن العمل [5] قد اعتمد على تكنولوجيا Si لتصميم مكبر دوهرتي مناسب لتطبيقات الجيل الخامس وله مواصفات خطيّة جيدة جداً ويعمل على ثلاث ترددات ميليميترية هي 39/37/28 جيجا هرتز، يقترح العمل [5] شبكة تحويل ممانعات مختلفة عن التقليدية التي تستخدم خطوط نقل بربع طول الموجة ويفترض وجود إشارة دخل معدلة وفق مخطط التُعَدُّيل 64-QAM، وما يفيدنا من استعراض هذا البحث هنا هو وجهة النظر الجديدة

في تفكير كاتبيه المتمثلة بتجديد تصميم شبكة تحويل الممانعات التي تمثِّل أساس تقنية تُعَدُّيل الحمل لغايات تطوير أداء كفاءة المكبر وخطيّته في الوقت نفسه.

تم أيضاً استخدام التكنولوجيا GaAs في البحث [6]، حيث تم تنفيذ مكبر Doherty مزدوج النطاق ليمكنه العمل في حزمتين ترديديتين Q وKa في آن معا حيث تم التصميم عند التردد 45 جيجا هرتز للحزمة Q وعند التردد 29 جيجا هرتز بالنسبة للحزمة Ka. في هذا العمل تم استخدام خطوط النقل مزدوجة النطاق the dual-band transmission lines (TLs) حيث تم اقتراح طريقة تصميم جديدة لتحقيق خطوط الإزاحة الطورية (لتحقيق فرق الطور بين إشارة دخل المكبر الرئيس وإشارة دخل المكبر المساعد) باستخدام شبكة TLs بسيطة، والتي يمكن أن تلبي نطاقات إزاحة الطور في نطاقات مزدوجة هي Q وKa عن طريق اختيار طول كهربائي مناسب لخط النقل. لتعزيز ربح الاستطاعة في مكبر DPA، تم اعتماد مُقسِّم استطاعة غير متناظر (أي لا تكون استطاعة دخل المبكر الرئيس مساوية لاستطاعة دخل المكبر المساعد، على عكس الاستخدام الشائع لمقسّم ويلكينسون في جعل الاستطاعتين متساويتين عند دخلي المكبر الرئيس والمساعد في معمارية دوهرتي التقليدية) وذلك لتوفير المزيد من الطاقة الكهربائية للمكبر الرئيس. يحقق DPA المُصنّع بنموذج مخبري أولي الناتج هنا استطاعة خرج تبلغ 25.4 إلى 25.2 dBm، وكفاءة قصوى مضافة للطاقة (PAE) تبلغ 33% و25% عند مستوى PP للحزمتين Ka وQ على الترتيب، وكفاءة قصوى PAE عند مستوى OBO يساوي 6 ديسيبل تبلغ 22% للحزمة Ka وتبلغ 17% للحزمة Q من أجل الترددين 29 و45 جيجا هرتز، على الترتيب، بحجم صغير للترانزستور المستخدم يبلغ 2.2 ×1.4 مم مربع. وتطبيق إشارة تُعَدُّيل عند الدخل؛ وفق التُعَدُّيل 64-QAM بعرض حزمة ترددي يساوي 20 ميجا هرتز مع نسبةPAPR تساوي 7.7 ديسيبل.

أمّا في البحث [7]، فتم اقتراح مكبر استطاعة من النمط Doherty (DPA) MMIC ضمن دارة متكاملة IC، وعريض النطاق يعمل في الحزمة الترددية Ka في وضع تحسين بعرض قناة تساوي 0.15 ميكرومتر (الوضع E) ومختار؛ وفق تكنولوجيا GaAs pHEMT. تتم في هذا العمل التخلص أو إزالة خط الإزاحة الطورية خلف المكبر الرئيس من دون التقليل من كفاءة المكبر عند المستويين PP, OBO وذلك عن طريق اختيار شبكة مطابقة للخرج المناسبة واستخدام طريقة تصميم تعتمد على سحب الحمل/المنبع؛؛ مما ينتج عنه حجم رقاقة IC مضغوط يبلغ 2.1 مم × 1.7 مم، وعرض نطاق ترددي واسع (BW) يبلغ 2.8 جيجا هرتز. توضح النتائج التجريبية للتصميم؛ وفق البحث [7] أن مكبر DPA الناتج يحقق استطاعة خرج عند الاشباع (عند مستوى استطاعة PP) تبلغ 26.3 dBm، مع كفاءة استطاعة مضافة (PAE) تبلغ 35% عند التشبع PP، و28% عند OBO=6 dB، وذلك عند تردد عمل يساوي 31.1 جيجا هرتز. يحقق مكبر DPA في العمل [106] أيضًا استطاعة خرج عند التشبع PP تتراوح من 25.7 dBm إلى 26.8 dBm، وذروة كفاءة استطاعة مضافة PAE من 31% إلى

38% عند المستوى PP، وقيمة PAE عند OBO=6 dB من 21% إلى 30 % في نطاق التردد الأساسي المفترض الذي يتراوح من 29 جيجا هرتز إلى 31.8 جيجا هرتز (ضمن الحزمة Ka).

لمزيد من التفاصيل، يمكن للقارئ الرجوع إلى ورقة المراجعة البحثية Review Paper الحديثة المنشورة في شهر آذار لعام 2020 [8] والتي تقدم مراجعة كافية ووافية وشاملة لجميع التصاميم المقترحة في الأدبيات حول مكبرات دوهرتي من حيث تحسين أداء هذه المكبرات ليس من ناحية PAE وP_{out} فحسب، بل من ناحية تحسين عرض الحزمة الترددية ليتناسب عمل مكبر دوهرتي في تطبيقات الجيل الخامس. بقراءة المراجعة البحثية [8] نجد أنّه من المتوقع أن توفر الشبكة اللاسلكية من الجيل الخامس 5G، اتصالات في كل مكان على وجه الكرة الأرضية لمليارات الأجهزة؛ فضلاً عن فتح العديد من الخدمات الجديدة من خلال نقل بيانات متُعَدِّد بسرعات من رتبة جيجا بِتْ في الثانية وذلك لتلبية الطلبات المتزايدة باستمرار لمعدلات بيانات أعلى وقدرات أكبر، حيث تم تطوير مخططات تُعَدِّيل جديدة لإشارات المعلومات، وتم تخصيص نطاقات ترددية أوسع لشركات المشغل الخلوي، لتدعم العمل؛ وفق ترددات الأمواج الميليمترية، كما نلاحظ في المرجعين الأول والثاني من ورقة المراجعة البحثية [8]، حيث تم اعتبار الهوائيات من النمط MIMO. كما ونجد واحدة من تقنيات الجيل الخامس الرئيسة لتحسين إنتاجية البيانات data throughput وكفاءة الطيف spectrum efficiency في المرجع الثالث للورقة [8].نستنتج من قراءتنا لأدبيات تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA عموماً، والمصممة؛ وفق معمارية دوهرتي خصوصاً، والتي يُفترَض أن تعمل في الجيل الخامس، أنّ التصميم يكون محكوماً بسيناريوهات التطبيق الجديدة في الجيل الخامس وذلك بمتطلبات صارمة على وحدات الواجهات الأمامية Front-End Module (FEM) لجهاز الإرسال والاستقبال اللاسلكي والتي تدعو إلى اعتبارات خاصة على مستويات تصميم مكبرات الاستطاعة والنظام في جهاز الإرسال على وجه التحديد، حيث يجب أن تستوعب مكبرات الاستطاعة RFPA إشارات ذات مخططات تُعَدِّيل معقدة والتي تتميز بنسبة عالية PAPR، وعرض نطاق ترددي BW واسع المجال. علاوة على ذلك، في مصفوفات الهوائيات MIMO الضخمة العدد، يجب أن تحافظ مكبرات الاستطاعة عموماً على كفاءة متوسطة مطلوبة وأن تكون عالية قدر الإمكان للتخفيف من مشكلات التبديد الحراري للإرسال الراديوي اللاسلكي.

مشكلة البحث

1- اختيار تكنولوجيا المكبر بحسب تقنية أنصاف النواقل المستخدمة في تصنيع ترانزستورات الاستطاعة العاملة في الجيل الخامس.

لا تزال غالبية مكبرات الاستطاعة للهاتف أو محطة البث القاعدية مصممة؛ وفق تقنيات أجهزة ترانزستور من أشباه الموصلات من النمط III-V بسبب ما توفره من استجابة ترددية واسعة النطاق، وشدة عالية بهامش مريح لفولطية جهد الانهيار للترانزستور، ومرونة أكبر في التسويق بوقت قياسي

مقارنةً بنظائرها القائمة على نمط السيليكون [9]. ولكن نظرًا لأن مكبر الاستطاعة للمحطة القاعدية المستخدمة مؤخراً من قبل مشغلي الشبكة تتطلب استطاعة خرج P_{OUT} عالية إلى حد ما، فهي مصممة إلى حد كبير؛ وفق تكنولوجيا LDMOS من السيليكون منخفض التكلفة (MOSFETs مخدَّر قليلاً slightly doped MOSFETs) لنطاقات حوامل ترددية أقل من 3.5 جيجا هرتز، ووفق تكنولوجيا GaAs أو GaN لترددات حوامل راديوية أعلى، اعتمادًا على متطلبات P_{OUT} الحديّة [5،6]. على سبيل المثال، أجهزة الترانزستور من النمط GaN قادرة على العمل بكثافة استطاعة راديوية تبلغ 6 إلى 8 واط / مم في النطاقات الخلوية للجيل الرابع 4G، ويمكنها بث استطاعة بمقدار 3.6 واط / مم، و3.6 واط عند 83 جيجا هرتز عند التشغيل بالنمط النبضي للإرسال الراديوي pulse mode للشكل الموجي المستخدَم [9] وذلك ما لا يمكن تحقيقه؛ وفق تقنيات مكبرات استطاعة القائمة على السيليكون (LDMOS وSiGe وCMOS). بكل الأحول ، فإن مكبرات الاستطاعة العاملة؛ وفق الموجات الميليمترية RF / mm-Wave والقائمة على تكنولوجيا السيليكون تتمتع بمزايا في تقديم تكامل متآلف أعلى مع وظائف إضافية (على سبيل المثال ، التحكم الرقمي/واختيار رقاقة الشكل الموجي on-chip المستقبَل عند كشف الاستطاعة المستقبلة on-chip digital control/selection، وشبكات التوفيق التكيفية adaptive matching، والتحكم الخطي linearity control؛ والتكامل مع مفاتيح التردد الراديوي integration with RF switches، وأمثَلة خطوط تأخير الطور والتشويه المسبق للإشارة المرسَلة phase delay lines and predistortion، وما إلى ذلك) ، وكل ذلك يُترجم إلى تكلفة أقل وأحجام أصغر جذابة لهواتف الجيل الخامس متُعَدِّدة الأنماط ومتُعَدِّدة النطاقات الترددية عريضة الحزمة المتوافقة مع هوائيات MIMO. في الواقع، مكبرات الاستطاعة SiGe PAs موجودة بالفعل في مليارات من وحدات النهاية الأمامية FEMs RF الجيلين الثالث والرابع 3/4G ومنتجات الشبكات الواسعة WLAN في الآونة الاخيرة، على الرغم من أن مكبرات الاستطاعة المستندة إلى تكنولوجيا السيليكون من النمط III-V لا تزال تهيمن على سوق PA للهواتف الذكية عالية الجودة.

خلال السنوات القليلة المقبلة، سيتم أولاً اختبار أنظمة شبكات LTE-Advanced "الشبيهة بشبكات الجيل الخامس 5G-like" والعاملة تحت التردد 6 جيجا هرتز مع شبكات MIMO ذات القدرات الكبيرة فيما يخص تحمل أعداد هائلة من المستخدمين، لتمهيد الطريق لشبكات المحمول العاملة؛ وفق الجيل الخامس "شبكات الجيل الخامس الفعليّة real 5G" والعاملة فوق التردد 6 جيجا هرتز. فنظراً لارتفاع فرق القيمة بين تردد الموجة الميليمترية الحاملة لشبكات الجيل الخامس المعتمدة على هوائيات MIMO، مع قيمتها في شبكات الجيل الرابع 4G LTE، فإن مكبرات الاستطاعة العاملة في الجيل الخامس، عموماً، تتطلب استطاعة خرج P_{OUT} أقل من تلك المستخدمة حاليًا في شبكات 4G LTE. على سبيل المثال، يوضح الجدول 1-A متطلبات P_{OUT} المقدرة لخلايا الجيل الخامس الصغيرة (فمتو أو

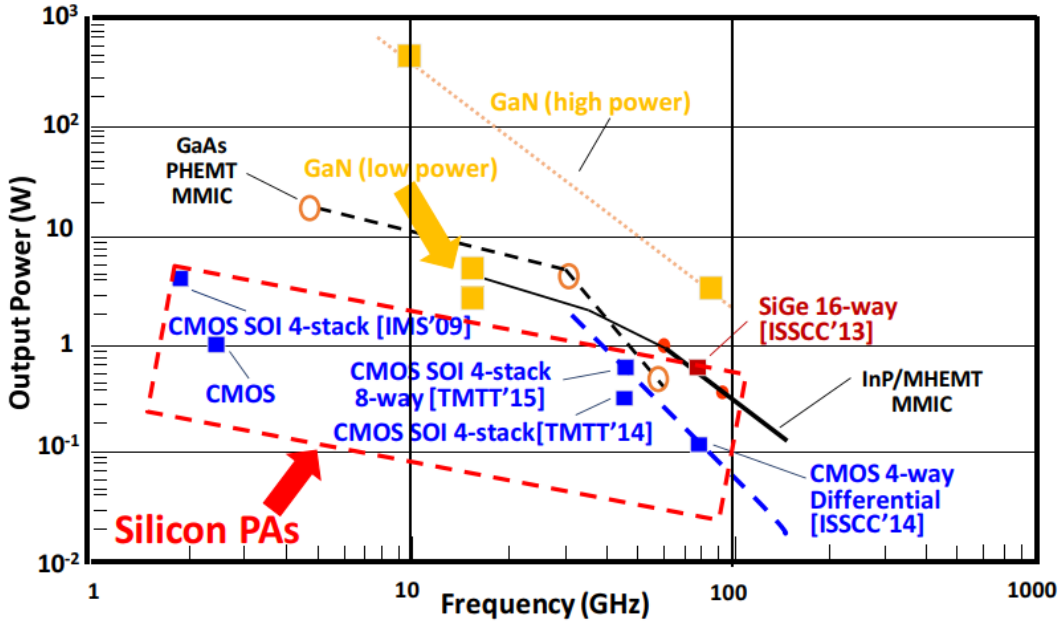
بيكو) (Femto or Pico) small cell وتطبيقات الخلايا الكبيرة (Micro or Macro) macro cell. يمكن للمرء أن يرى من خلال هذا الجدول أنّ مكبرات الاستطاعة المستخدمة في خلايا femtocells وpicocells كلاهما يحتوي على متطلبات P_{OUT} منخفضة إلى حد ما لكل عنصر PA (أي أقل من 20 ديسيبل مللي واط)؛ مما يعني أنه يمكن تحقيقها عن طريق مكبرات الاستطاعة القائمة على السيليكون. من ناحية أخرى، من المحتمل أن تحتاج الخلية الكبيرة 5G إلى استخدام مكبرات تعتمد على ترانزستورات GaN أو GaAs نظرًا لمتطلبات P_{OUT} الأكبر. ومن ثُمَّ، فإنّ كفاءة الاستطاعة والمتانة والتكلفة هي من سيحدد في نهاية المطاف تقنية الجهاز الترانزستوري المفضلة لتطبيق معين من 5G مكبرات الاستطاعة للجيل الخامس.

الجدول A-1: متطلبات P_{OUT} للخلايا في شبكات الجيل الخامس والمتوقعة لترددات من رتبة أطوال الموجة الميليمترية mm-Wave [8].

نمط الخلية	استطاعة الخرج الراديوية بواحدة dBm التي يبثها الهوائي النهائي	عدد المستخدمين لكل خلية	الاستطاعة بواحدة dBm من أجل كل عنصر PA في الدارة المتكاملة مع هوائيات MIMO	التكنولوجيا المحتملة لمكبر الاستطاعة
Femtocell	0 - 24	1→20	< 20	CMOS/SOI, SiGe, GaAs
Picocell	24 - 30	20→100	< 20	CMOS/SOI, SiGe, GaAs
Microcell	30 - 40	100→1000	< 27	GaAs, GaN, CMOS/SOI, SiGe
Macrocell	40 - 47	>1000	> 27	GaN, GaAs

لمعرفة التقنية التي يجب تصميم عنصر مكبر الاستطاعة PA؛ وفقها والتي يمكن أن تكون هي الأمثل لتطبيقات شبكة 5G معيّنة، يُبيّن الشكل A-1 عدد قليل من نقاط البيانات التي تتوافق مع أحدث مكبّرات الاستطاعة العاملة؛ وفق الموجة الميليمترية في الأدبيات البحثية خلال السنوات السابقة [8]. نلاحظ في الشكل A-1 أفضل مكبرا الاستطاعة القائمة على السيليكون، حيث أظهرت تقنية SOI/CMOS وSiGe عدد لا بأس به من مكبرات الاستطاعة المصممة؛ وفق تشكيلة Stacked-FET ومع تقنيات ضم الاستطاعة Power Combining على خرج الدارة النهائية، حيث مستوى استطاعة الخرج النهائية يتوافق مع قيم مُثلى مطلوبة عند الأطوال الموجية الميليمترية. بالنسبة للتطبيقات التي يجب أن تكون فيها استطاعة الخرج P_{OUT} أعلى من 3 إلى 10 وات عند تردد حامل 15 جيجا هرتز وما فوق، يشير الشكل A-1 إلى أن مكبرات الاستطاعة المصنعة من تقنيات السيليكون القديمة لا تزال تواجه صعوبات في التنافس مع نظيراتها الأحدث، حيث لا يمكنها تجاوز مقدار قليل جداً من الواط عند العمل بترددات الموجة الميليمترية بينما يمكن لمكبرات الاستطاعة GaAs/GaN PAs. ونلاحظ في الشكل A-2

أيضاً أن معظم مكبرات الاستطاعة العاملة ضمن النطاقات الترددية من الحزمة X / Ku-bands هي مخصصة للأغراض العسكرية مثل الدفاع الجوي أو تطبيقات الفضاء، ولكننا نتوقع أن تكون مكبرات الاستطاعة؛ وفق تقنية GaN/GaAs جذابة جدًا أيضًا لسوق تطبيقات الجيل الخامس عند مستوى استطاعة خرج بحدود 3 إلى 10 واط.



الشكل A- 1: موجز لأداء عنصر مكبر استطاعة راديويRF PA ؛ وفق تقنيات السيليكون وتقنيات أشباه الموصلات من النمط III-V ، موصوفاً بقيمة استطاعة الخرج للمكبر مع تردد العمل للحامل الراديوي[8] .

2-تحسين كفاءة مكبر الاستطاعة العامِل في الجيل الخامس مع الحفاظ على مستوى مطلوب من علاقة الخطيّة بين استطاعتي الدخل والخرج.

من السمات التصميمية الرئيسة لمكبرات الاستطاعة الراديوية الكفاءة (الفعاليّة) Efficiency والخطية Linearit ، وإنّ المهمة الأصعب في الدراسة هي تحسين كفاءة المكبرات الراديوية مع المحافظة على خطية هذه المكبرات[11]. الكفاءة هي مقياس لقدرة الجهاز على تحويل مصدر طاقة إلى آخر، في تصميم المكبرات وهي من ثُمَّ تشير إلى قدرة مكبر الاستطاعة على تحويل استطاعة الدخل DC إلى استطاعة مسّلمة إلى الحمل (هوائي البث). والاستطاعة التي لا يتم تحويلها إلى إشارة مفيدة تبدد كحرارة. لذلك، تتميز المكبرات التي تتمتع بكفاءة منخفضة بمستويات عالية من تبديد الحرارة. من جهة أخرى، الخطيّة هي وجود علاقة رياضية خطيّة بين استطاعة الدخل المقدمة إلى المكبر واستطاعة الخرج الناتجة عنه والتي تُسلَّم إلى الهوائي، وتفيد الخطيّة هنا بالتأكيد على عدم وجود تشّوه في الإشارة الناتجة عن المكبر أو تفادي أي تشوّه ممكن [12].

لقد تم تطوير العديد من تقنيات الخطية التي تسهل تصميم مكبر الاستطاعة من أجل التركيز أكثر على جانب الكفاءة في التصميم من خلال تقليل متطلبات الخطية بشكل أساسي. يمكن تحسين

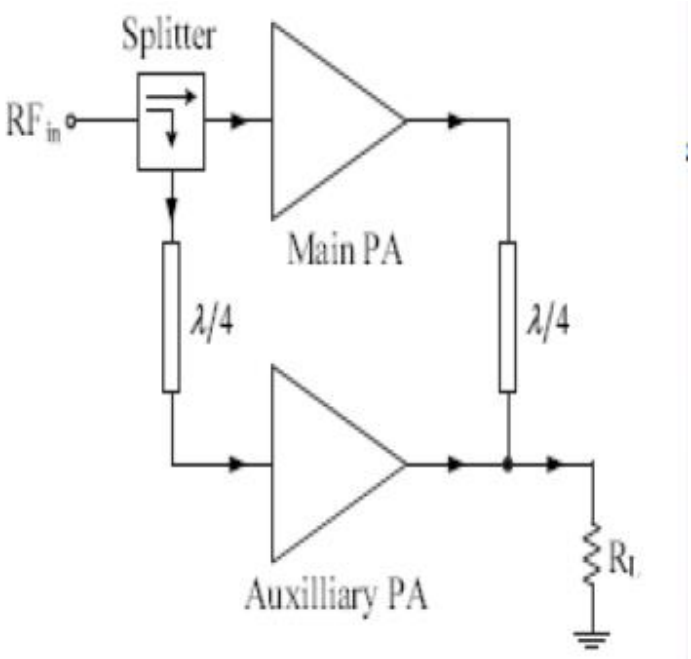
خطية مكبر الاستطاعة من خلال تحسين الخطية على مستوى النظام ومستوى الدارة. ولكن تمتلك مكبرات الاستطاعة أيضاً تأثيرات ذاكرة تساهم في تشويه إشارة الدخل عندما يكون للإشارة عرض نطاق غلاف واسع. إن النتيجة الرئيسة لتأثير الذاكرة هي أنها تجعل معظم معايير الخطية غير فعالة، حيث أن جميع دارات الأمواج الراديوية RF تولد تشويش للإشارة نتيجة لسلوك غير خطي. في مكبرات الاستطاعة RF من المحتم وجود سلوك غير خطي للترانزستور يُعزى أساساً إلى ضغط الربح.، فعندما يتم إدخال عدة إشارات للمكبر في وقت واحد، فإن إشارات المجموع وإشارات الفرق الناتجة لكل من إشارات الدخل الأساسية والتوافقيات المرتبطة بها تخلق نواتج مشوهة، والتي يشار إليه بتشوه التُعَدُّيل البيني-Inter Modulation Distortion (IMD). تُعَدُّ IMD أكثر صعوبة للتعامل معها مقارنة بالتشويه التوافقي، يمكن فلترة التوافقيات من طيف إشارة الخرج لكن توافقيات IMD وخاصة توافقيات IMD من المرتبة الثالثة تحدث بالقرب من الإشارة المرغوبة ومن ثُمَّ لا يمكن فلترتها. كذلك يمكن أن تتداخل توافقيات IMD من الدرجة الثانية ذات التردد المنخفض مع انحياز التيار المستمر DC للترانزستور؛؛ مما يزيد من عدم الخطية ويقلل من الكفاءة. أكثر من ذلك، تزداد سعة التوافقيات عند الخرج بسرعة أكبر بالنسبة إلى التردد الأساسي. وقد أجريت معظم الأعمال الخطية في طيف الترددات تحت 3 GHz إلا أنه لم تقدم إلا بعض الأعمال في ترددات الموجات الميليمترية، فقد عرضت بعض الأعمال مكبر الاستطاعة الخطية ذات الموجات الميليمترية باستخدام تقنيةPredistortion ومع ذلك، لا يمكن تحقيق تحسن جيد في التشوه البيني من المرتبة الثالثة IMD3 إلا في منطقة منخفضة الاستطاعة وفي عرض نطاق ضيق جداً [12].

إن تطبيق تقنية تحسين الكفاءة التي تؤدي إلى كفاءة عالية في مستوى استطاعة Back-off في عمل مكبر الاستطاعة سيكون الحل لهذه المشكلة. حيث هناك العديد من تطبيقات تعزيز الكفاءة مثل:

1- chireix out-phasing
2- إزالة وإعادة ترميم الغلاف Envelope elimination and restoration (EER).
3- تتبع الغلاف Envelope Tracking (ET).
4- تشكيلة مكبر دوهرتي Doherty.

نركز في أهداف هذه الأطروحة على حل دوهرتي لتحسين كفاءة المكبر PA وتأمين أعلى قدر ممكن من الخطيّة. لقد تم استخدام مكبر دوهرتي Doherty Power Amplifier (DPA) على نطاق واسع نظرًا لكفاءته العالية والخطية الجيدة والهيكل البسيط في أنظمة الاتصالات بشكل عام [9، 10، 11، 12، 13، 14]. في الحقيقة، إن تقنية دوهرتي واحدة من أكثر التقنيات التي يتم تنفيذها من أجل تحسين الكفاءة عند مستويات استطاعة Back-Off محددة. إنّ تقنية دورتي تتضمن تنفيذ تحسين الكفاءة على دارة مكبر الاستطاعة التي تتطلب التكبير الخطي في الوقت نفسه. يُعَدُّ التكبير الخطي مطلوب

عندما تحتوي الإشارة على تُعَدُّيل مطالي Amplitude Modulation (AM) أو مزيج من كل من التُعَدُّيل المطالي والطوري مثل QAM, OFDM QPSK ويتكون من مكبرين الرئيس Main والذروة Peak كما في الشكل A-2. مكبر الذروة يعرف أيضا بالمكبر المساعد Auxiliary، يرتبط خرجي المكبرين مع خط نقل ربع طول موجة والذي يقوم بتحويل الممانعة. كل مكبر (الرئيس والمساعد) من مكبر دوهرتي منحاز بظروف انحياز مختلفة حيث يكون المضخم الرئيس متحيز عادة بالصنف AB والمكبر المساعد عند الصنف C وقد تم تصميمه ليكون لديه أحمال مختلفة عند مستويات استطاعة متُعَدُّدة. لذا فقد تم إنجازه بشكل مثالي لكل مستوى استطاعة. إذن يستخدم مكبر الاستطاعة دورتي مكبرين كحل وسط بين الكفاءة والخطية في المناطق ذات الاستطاعة المنخفضة والاستطاعة العالية.



الشكل A– 2: مخطط صندوقي عام لمكبر استطاعة؛ وفق تشكيلة دوهرتي.

هدف البحث

يهدف هذا البحث إلى تحسين كفاءة مكبرات الاستطاعة العاملة على الترددات الراديوية في الجيل الخامس وبالذات عند التردد 28GHz مع الحفاظ على مستوى جيد من علاقة الخطية بين إشارتي الدخل والخرج, إذ تُعَدُّ مكبرات الاستطاعة المكون الإلكتروني الأساسي للمحطة القاعدية لأنها تهيمن على الجزء الأكبر من استهلاك الاستطاعة في النظام وتؤثر بشكل كبير على جودة الإشارة على الوصلة الهابطة ومن ثمّ، تشكل دراسة فعالية المكبرات الراديوية نقطة الاهتمام الأساسية في أنظمة الجيل الخامس؛ وفق الأمواج الميليمترية من أجل تحقيق كفاءة فعالة في مجال الاستطاعة والطيف، كما تشكل العلاقة بين استطاعة الخرج والفعالية تحدياً كبيراً بسبب نسبة PAPR العالية الناتجة عن استخدام تقنيتي تُعَدُّيل QAM وOFDM إضافة لمتطلبات عرض الحزمة العالية.

أهمية البحث

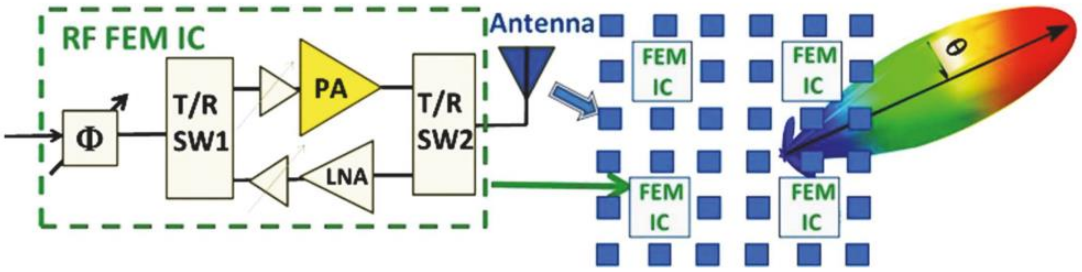
من المتوقع أن تعمل أنظمة الجيل الخامس ذات معدل البيانات العالي جداً على ترددات بين 15 جيجا هرتز و100 جيجا هرتز، وتستخدم أعدادًا كبيرة من الهوائيات في كل من المحطات القاعدية والهواتف. وسوف تختلف سيناريوهات مضخم الاستطاعة عن تلك الموجودة في الأجيال السابقة 2/3/4G إذ سيكون هناك العديد من مضخمات الاستطاعة التي تعمل بمستويات طاقة منخفضة جدًا. ومع هذه الحال، سيعاني المكبر من قيم PAPR عالية، وستكون الكفاءة اعتبارًا حاسمًا في التصميم. لذلك، من المرجح أن تكون مكبرات الصوت Doherty المنافس الرئيس لهذه التطبيقات، على الرغم من أنها ليست الاحتمال الوحيد [15]. سوف نستعرض في هذا العمل دراسة نظرية ومراجعة أدبيات لحل مكبر دوهرتي؛ وفق تقنية GaAs أو GaN ونمر على المتطلبات الناشئة لمكبرات الاستطاعة في أنظمة الجيل الخامس، وسوف نّبيّن من خلال المحاكاة كيف يقوم حل دوهرتي بحل مشكلة تصميمية للتوفيق بين مَطلب الكفاءة العالية وتأمين خطيّة جيدة جداً في حالة استخدام تردد راديوي حامل؛ وفق الاطوال الموجية الميليمترية.؛ فضلاً عن ذلك، سنقدم حل دارة دوهرتي؛ وفق تشكيلة طبولوجيا Stacked-FET لمكبر الاستطاعة مع الانحياز غير المتماثل للبوابة Drain-Gate من أجل الترانزستور المُعتمّد في تصميم المكبر إذ يوجد العديد من مكبرات الاستطاعة GaAs أوGAN المبنية على أساس Stacked-FET.

مسوغات البحث

بشكلٍ خاص، تفرض شبكات الاتصال من الجيل الخامس تحديّات عمليّة على تصميم مكبرات الاستطاعة Power Amplifiers (PA) في أجهزة الارسال عند كل من المستخدم النهائي (Up Link) والمحطة القاعدية للبث (Down Link). من هذه التحديات يطفو على السطح مَطلَب الخطيّة ذات الكفاءة العالية Linearity and highly efficiency عند استخدام ترددات الجيل الخامس والتي تكون اطوالها الموجية من رتبة الميليمتر أو السنتيمتر؛ فضلاً عن مَطلَب العرض الواسع لحزمة التُعَدُّيل broadband modulation bandwidth المستخدمة لتكوين الاتصال والتي تتراوح قيمها من 250 ميغا هرتز وحتى 1 جيجا هرتز [1]، فعند العمل في مجال الأمواج الميليمترية يجب تخفيض استطاعة الخرج، مع زيادة فعالية (كفاءة) النظام وبقاء المكبر ضمن الحدود الخطية. في هذا الخصوص، لا بد من تطوير تقنيات تحسين الكفاءة لاستطاعة الارسال عند أجهزة البث في المخطط الصندوقي لمكبر الاستطاعة العامِل في شبكات الجيل الخامس.

في هذا السياق، غالبًا ما يهيمن أداء مكبرات الاستطاعة العاملة بالترددات الراديوية RF PA على الأداء الكلي لجهاز الإرسال (TX)، حيث إن قيمة مُعامِل Power Added Efficiency (PAE)

(كفاءة الاستطاعة المضافة) تملي على التصميم الأخذ بعين الاعتبار الموضوعات الآتية [2] : 1- تبديد طاقة التغذية الكهربائية إلى طاقة حرارية، و2- تحويل جزء منها إلى استطاعة خرج P_{OUT} كافية لتعمل على التردد اللاسلكي المستخدم، و3- الخطية العاليّة للعلاقة بين استطاعة الدخل واستطاعة الخرج، و4- الموثوقية العاليّة في الحفاظ على الاتصال المكون بين نهايتيه، و5- الإنتاجية الصناعية، و6- التكلفة الاقتصادية، و4- الحجم الفيزيائي. فكلمّا كانت الترددات الراديوية المستخدمة عالية لتقابل موجة كهرومغناطيسية حاملة بطول موجي من رتبة الميليمتر (مثلاً ترددات، 15، 28، 38-40، 57-71 جيجا هرتز، ... إلخ)، جنبًا إلى جنب مع أشكال موجة التُعَدُّيل الطيفي الفعالة المستخدمة في إرسال البيانات، كلّما تطلب الأمر عدداً أكبر من هوائيات تشكيل الحزمة beamforming antennas الموافقة للتقنيات الهوائيات متُعَدُّدة المداخل والمخارج Multi-Input-Multi-Output (MIMO). إنّ كلّ ذلك يمثل تحديات واضحة لتصميم واختبار أجهزة إرسال للجيل الخامس تراعي متطلبات الخطيّة والكفاءة في استخدام التغذية الكهربائية. على سبيل المثال، ستتطلب الأعداد الأكبر من نطاقات الترددات المستخدمة في الجيل الخامس Frequencies Bands ومن هوائيات MIMO المزيد من مكبرات الاستطاعة داخل FEMs (وحدات النهاية الأمامية Front-End Modules للمرسِل) والتي تكون متضمنة في دارات متكاملة بكثافة كبيرة للغاية في الهواتف المحمولة؛؛ مما يجعل قيم PAE والكفاءة وعوامل الحجم الفيزيائي مهمة بشكل خاص عند التصميم. ومن ثُمَّ، قد يؤدي نشر عدد كبير من نمط الخلايا الصغيرة Femto-Cells من المحطات القاعدية بشكل كثيف للغاية في منطقة جغرافية ما، ووجود كثافة عالية للأجهزة الحاملة لتطبيقات انترنت الأشياء؛ وفق تكنولوجيا الجيل الخامس، يؤدي إلى ظهور أشكال موجية TX ذات نسبة ذروة استطاعة إلى متوسط استطاعة (Peak-to-Average Power-Ratio, (PAPR)) ومن ثُمَّ إلى تخفيض قيمة PAE (المطلوبة أصلاً أن تكون كبيرة) عند مستوى استطاعة Back-off محددة، وهذا ما يسبب ارتفاع درجة حرارة الجهاز، ومن ثُمَّ استهلاك غير فعّال للتغذية الكهربائية. يُبين الشكل 3-A مثال على مصفوفة ثنائية البعد لوحدة نهاية أمامية RF FEM2D متكاملة مع هوائيات 5G MIMO والتي تتغير اتجاهيتها طورياً phased-array بشكل الكتروني جنباً إلى جنب مع تحديد حزمة الإشعاع الموجهة steered radiation beam. لذلك، فإن تصميم مكبر استطاعة يدعم تطبيقات الجيل الخامس ليكون ذو خطيّة عالية وبنفس الوقت عالي الكفاءة هو أمر بالغ الأهمية لنجاح الثورة التقنية لتطبيقات الاتصال؛ وفق هذا الجيل [3]. تفرض هذه القضايا تصميم مختلف لمكبرات الاستطاعة المستخدمة في أنظمة الجيل الخامس عما استخدم سابقاً في بقية الأجيال؛ مما يفرض معه قيود جديدة على تحسين كفاءة وخطية هذه المكبرات.



الشكلA–3: مثال عن تكامل مكبرات الاستطاعة مع نمط هوائيات MIMO للجيل الخامس [4].

محددات البحث

يهتم هذا البحث بإجراء مراجعة شاملة لمنهجية تصميم مكبرات الاستطاعة RF PAs مروراً بإطارها النظري، ودراسة أشهر تقنيات تحسين الكفاءة للمكبر الراديوي. تمّ في هذا البحث أيضاً إجراء مراجعة شاملة لمنهجية تصميم مكبرات الاستطاعة RF Pas من النمط دوهرتي Doherty للوصول إلى تصميم أولي لهذه الدارات؛ وفق تشكيلتي عمل الأولى هي دوهرتي التقليدي Traditional Doherty والثانية وفق طبولوجيا Stacked-FET. تمّ في هذا البحث دراسة ومحاكاة أداء التكبير الراديوي باستخدام الحل المقترح "مكبر دوهرتي Doherty Power Amplifier باستخدام ترانزستور من النمط GaAs HEMT وذلك لتطبيقات الجيل الخامس، حيث تمّ اعتبار التردد الأساسي ليساوي 28 جيجا هرتز؛ مما يعني العمل ضمن نطاق الأمواج الميليمترية.

حدود البحث

- تم تحديد الحدود المكانية لإجراء البحث في مخابر كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية في جامعة دمشق.
- الحصول على نتائج البحث من خلال النمذجة والمحكاة وليس عن طريق إجراء تطبيق عملي للدارة
- فحص أداء الحل المقترح من خلال مقارنته مع الأعمال ذات الصلة.

منهج البحث وأدواته

في هذا العمل، يُستخدَم عدد من أدوات المحاكاة لتنفيذ عملية المحاكاة بسهولة والمتضمنة باختيارنا لبرنامج المحاكاة Advanced Design System (ADS). أحد تلك الأدوات هو محاكي Harmonic Balance (HB)، وهو نهج للمحاكاة في المجال الترددي لمعالجة ودراسة مشاكل الترددات الراديوية والموجات الميكروية والميليمترية التماثلية، وخاصة مسائل التشويه في الدارات الإلكترونية

المقابلة لها والأنظمة غير الخطية مثل مكبرات الاستطاعة في حالة عملنا هذا. يمكّن هذا المحاكي من الحصول على المحتوى الطيفي للحالة المستقرة في المجال التردد لإشارات الجهد أو التيار في الدارة الإلكترونية frequency-domain steady-state spectral content. يُستخدم هذا المحاكي أيضًا لإجراء تحليل load/source-pull contours لمكبر الاستطاعة.؛ فضلاً عن الأداء HB، تُستخدم أداة مسح البارمترات Parameter Sweep وأداة تخطيط المسح Sweep Plans لدمج عمليات مسح المتحولات والمتغيرات في الدارة المراد تصميمها تلقائيًا المعلمات في خطة مسح هرمية hierarchical sweep plan، مثلاً للعثور على؛ ممانعات خرج ودخل الترانزستور التي ينتج عنها أفضل كفاءة وأكبر استطاعة خرج مطلوبة. علاوة على ذلك، تؤمن منصة ADS أداة Smith Chart لتصميم شبكات التوفيق اللازمة في دارة مكبر الاستطاعة، والتي تتضمن أدوات فحص أداء شبكة التوفيق؛ وفق مُعامِلات مصفوفة التبعثر S-Parameters وعرض النطاق الترددي المتاح؛ وفقها والذي يقود أداء المكبر من ناحية عرض الحزمة الترددية المطلوب.

الفصل الأول

الإطار النظري لتصميم مكبرات الاستطاعة العاملة بالترددات الراديوية

Theoretical framework for designing RFPA

الفصل الأول

الإطار النظري لتصميم مكبرات الاستطاعة العاملة بالترددات الراديوية

يتناول هذا الفصل إطاراً نظرياً لمنهجية تصميم مكبّرات الاستطاعة العاملة في أجهزة البث اللاسلكي؛ وفق الترددات الراديوية لشبكات الاتصالات بشكل عام، ويُبيّن الخطوات الأساسية في التصميم انطلاقاً من اختيار الجهاز الترانزستوري المكوّن الرئيس لمكبر الاستطاعة ونمذجته حاسوبياً لإجراء محاكاة لدارة التصميم ودراسة أداء المكبر من حيث استطاعة الخرج وكفاءة المكبر وتحسينها واستعراض تقنيات تحسين كل من الكفاءة والخطية والتسوية الممكن تحقيقها بينهما عند تصميم المكبر.

1.1 تمهيد عن الحاجة الملحّة إلى مكبرات استطاعة بكفاءة مناسبة

على مدى العقود الثلاث الأخيرة، احتاجت أنظمة الاتصالات الحديثة إلى التطور السريع مع الزيادة الهائلة في تطبيقات الاتصالات والمستخدمين. لقد ازداد الطلب المأجور بشكل أساسي برغبة الأجيال الشابة في مشاهدة الفيديو والعدد المتزايد من مشتركي الهاتف المحمول الذين يحتاجون إلى وصول أسرع إلى الشبكة لأغراض تجارية وشخصية، وقد ساهم ذلك في زيادة هائلة في حركة البيانات. هذا يعني تجاوز الحد الأقصى لحصة البيانات المحسوبة لكل مستخدم، ومن ثُمَّ الحاجة إلى دفع المزيد من المال مقابل الخدمة، وإلا ستكون سرعة الإنترنت المعروضة على المستخدم منخفضة بقدر لا يرغبه.

يتم إنفاق أكثر من 2 مليار دولار سنويًا على تشغيل شبكة اتصالات الهاتف المحمول من اجل مشغل اتصالات نموذجي، ويرجع معظمها إلى متطلبات تأمين وصيانة وتطوير العناصر الإلكترونية لطرفية المحطة القاعدية (Base Station Terminal (BST).؛ وفقاً لأرقام مشغل الاتصالات فودافون [16]، تتطلب BST حوالي 60% من إجمالي استهلاك الطاقة الكهربائية لشبكة الهاتف المحمول، بينما تستهلك البنية التحتية الأساسية 15% تليها 20% من معدات التحويل المتنقلة. من حيث الكفاءة، ذكرت منظمة المعهد البريطاني للهندسة والتقنية IET [16] محطة قاعدية نموذجية من الجيل الثالث تستهلك حوالي 500 واط من استطاعة الدخل العاملة على التردد الراديوي وذلك من أجل إنتاج حوالي

40 واط فقط من طاقة الخرج، ويرجع ذلك إلى انخفاض قيمة الكفاءة Efficiency لمكبرات الإرسال في المحطة القاعدية وهذا يعود بدوره أساسًا إلى استهلاك الطاقة الكهربائية في مراحل توليد الإشارة بالحزمة القاعدية (قبل مرحلة البث عبر الهوائي). في منطقة المملكة المتحدة (UK) على سبيل المثال، تستهلك حوالي 12000 محطة قاعدية مطلوبة بواسطة شبكة الهاتف المحمول من الجيل الثالث أكثر من 50 جيجاوات من الطاقة الكهربائية سنويًا، لذلك من الواضح أن الكفاءة السيئة تترجم هنا إلى إهدار كبير للطاقة على شكل حرارة، وهو مشكلة رئيسية تحتاج الشركات الصناعية لمعالجتها في شبكات الأجيال السابقة ناهيك عن ضرورة حلها أو الالتفاف حولها في حال انتشرت شبكات الجيل الخامس لاحقاً.

لذلك، فإن مشغلي الهاتف المحمول لديهم حاجة ماسة إلى توفير شبكات أكثر كفاءة من ناحية استهلاك الطاقة الكهربائية من خلال الاستثمار في تكنولوجيا جديدة مثل الجيل الخامس ونشر أعداد متزايدة من المحطات القاعدية BST الخلوية. في الحقيقة، يلعب معدل نقل المعلومات التي يمكن إرسالها عبر عرض نطاق معين دوراً مهماً في ضمان نقل المعلومات بكفاءة طيفية عالية. ومع ذلك، فإن المطالب الأساسي للجيل الخامس يجلب تحديات جديدة لأن الخدمات والاحتياجات اليومية الجديدة يجب أن تتم عبر الإنترنت. ومن ثم، سيزداد عدد الأجهزة المتصلة عبر الشبكات اللاسلكية، ونتيجة لذلك سيكون هناك طلب متزايد على الحجم الإجمالي للبيانات والحاجة إلى التعامل مع العديد من طرفيات الاتصال. علاوة على ذلك، هناك توقع مشترك لسعة قناة اتصال أعلى من دون الحاجة إلى دفع المزيد من الأموال، ومن ثُمَّ فإن التحدي هنا هو زيادة سعة قناة الاتصال لاحتواء كم هائل من بيانات الشبكة من دون زيادة تكلفة التشغيل.؛ فضلاً عن ذلك، تفرض شبكة الجيل الخامس متطلبات جديدة من حيث زمن انتقال البيانات، ومن ثُمَّ تأمين معدل البيانات المرتفع للتفاعل في الزمن الحقيقي real time connection للسماح للخدمات الحيوية بالاستجابة بشكل أسرع في حال اتصال أجهزة تتطلب أوامر تحكم عن بُعد، كما هو الحال في خدمات المراقبة الطبية والإنقاذ [17,18,19].

إذن، بالنسبة لمكبر الاستطاعة العامل بالتردد الراديوي اللاسلكي (Radio Frequency Power Amplifier (RFPA)، فإن ذلك يقتضي مطلباً أساسياً هو زيادة كبيرة في عرض النطاق الترددي والتردد الحامل المستخدم؛؛ مما يجعلنا على حدود ترددات الأمواج الميليمترية، وهذا سيتطلب سعة بيانات أكبر وعرض نطاق ترددي أوسع وقيمة أعلى (PAPR) تؤثر على أداء المكبر؛ وفق نموذجه الكلاسيكي، وفي الوقت نفسه ستأتي هذه المطالب على حساب انخفاض قيمة متوسط الكفاءة التي يؤمنها المكبر في دارة الارسال، ولذلك كان لا بدّ من حل يعطي كفاءة واستطاعة خرج مناسبة وفي الوقت نفسه يكون متوافقاً من إمكانية استخدام عرض نطاق ترددي واسع المجال لتأمين سعة قناة اتصال أكبر قدر الامكان.

2.1 مفاهيم أساسيّة في دارات الترددات الراديوية

1.2.1 نظرية خط النقل

عند استخدام نظرية الدارات الكلاسيكية لوصف دائرة كهربائية، يُفتَرض أن الأبعاد الفيزيائية للدارة أصغر بكثير من الطول الموجي للموجة الكهرومغناطيسية المنتشرة في سلك الدارة. وعند النظر في الدارات المتكاملة الصغيرة جدًا من الناحية الفيزيائية، فإن ذلك الافتراض ليس صحيحاً عند استخدام ترددات عالية القيمة مثل الترددات التي تقابل أطوال موجية من رتبة الميكرون (دارات ميكروية)، ناهيك عن حالة استخدام ترددات أعلى تقابل أطوال موجية من رتبة الميليمتر [20]. عموماً، يتم التعبير عن الطول الموجي لإشارة تردد راديوي RF Signal كما يلي

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \qquad (1.1)$$

حيث f هو التردد وv_p سرعة انتشار الإشارة في وسط سماحيته الكهربائية النسبيّة relative permittivity تساوي ε_r تُعطى بالعلاقة (c هي سرعة انتشار الضوء في الخلاء):

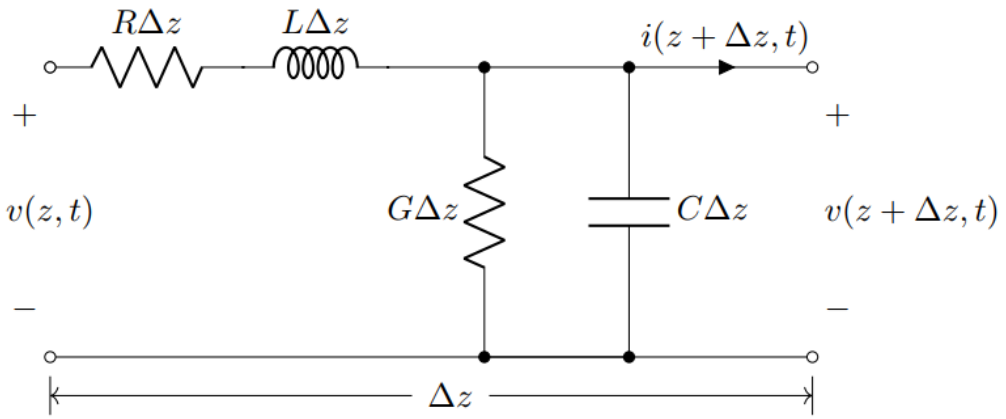
$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (2.1)$$

حيث يُشار غالباً إلى السماحية النسبية على أنّها ثابت العازلية لوسط الانتشار وهي نسبة السماحية المطلقة لوسط الانتشار ε (التي تُعرَّف فيزيائياً على أنّها خاصية مادية تؤثر على القوة الكهروستاتيكية Electrostatic Force الحاصلة بين شحنتين نقطيتين في الوسط المادي)، إلى قيمة سماحية الخلاء ε_0 التي تساوي $8.854 \times 10^{-12}\ F/m$، أي $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$. كمثال عددي، من أجل تردد يساوي 28 GHz، وسماحية نسبية تساوي 3 يكون طول الموجة المقابل يساوي 6.1 ميليمتر (طول موجة ميليمترية).

من ثُمَّ، يفترض التحليل التقليدي باستخدام عناصر الدارة الموزعة distributed elements الموصوفة بواسطة المُعامِلات المُجمَّعة lumped parameters (مكثفات وملفات ومقاومات) أن التيارات الكهربائية المتدفقة في عناصر الدارة هذه لا تتغير بدلالة المسافة (طول السلك) عبر هذه العناصر. لذلك، لن يؤدي هذا النوع التقليدي من التحليل إلى نتائج موثوقة عند التعامل مع الأطوال

الموجية الميكروية والميليمترية. لذا يجب استخدام نظرية خط النقل *Transmission Line Theory*، التي تصف بدورها شبكات العناصر الموزعة *Lumper Elements*، كبديل للتحليل التقليدي.

بحسب نظرية خط النقل يمكن وصف خط النقل بالمعاملات الأربعة الآتية: المقاومة R *Resistance* المحسوبة لكل وحدة طول Δz، والذاتية L *Inductance* لكل وحدة طول، الموصلية G *Conductance* لكل وحدة طول، والسعة الكهربائية C Capacitance لكل وحدة طول، كما يوضحه الشكل 1−1 التالي (حيث $v(z,t)$ هي موجة الجهد و$i(z,t)$ هي موجة التيار).



الشكل 1—1: الدارة الكهربائية المكافئة لخط نقل بطول Δz [21] .

وبحسب [20] (صفحة 437−439) تكتَب المعادلات التي توصِّف الجهود $V(z)$ والتيارات $I(z)$ في خط النقل عند كل مسافة z على النحو التالي بدلالة المُعامِلات (R, L, G, C) وتُسمَّى بمعادلات خط النقل التوافقية الزمنية Time-Harmonic Transmission Line Equations.

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \qquad (3.1)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \qquad (4.1)$$

في هذا السياق، إنّ أحد أهم بارمترات خط النقل هو الممانعة المميزة Z_0، وهي توصف؛ وفق العلاقة الآتية

$$Z_0 = \frac{V(z)}{I(z)} = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (5.1)$$

بحسب [20] (صفحة 427−428)، يمكننا هنا ذكر أهم نوعين مألوفين لخط النقل هما:

1- خط النقل ذي الصفائح المتوازية Parallel-plate: الذي يتألف من صفيحتين ناقلتين (موصلتين) مفصولتين بمادة عازلة، وهو ما يُسمّى غالباً باسم microstrip line.

2- خط النقل المحوري Coaxial: يتكون من نقال (موصل) داخلي وغمد خارجي ناقل آخر متموضع معه بشكل محوري ومفصولين عن بعضهما بمادة عازلة. مثال على هذا النوع من خطوط النقل هو الكابلات المحورية المستخدمة لتوصيل الهوائيات بأجهزة الإرسال/الاستقبال الراديوية.

2.2.1 مُعامِلات مصفوفة التبعثر

إنّ الطريقة الأكثر شيوعًا لوصف شبكة دارات تعمل على الترددات الراديوية لها عدد من المنفاذ ports يساوي N وعالية التردد، هي من خلال مصفوفة التبعثر (أو التشتت Scattering Matrix) [21، ص. 178]، كما هو موضح في المعادلة الآتية:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \tag{6.1}$$

حيث V_n^+ يمثل مطال موجة الجهد الواردة إلى المنفذ ذي الرقم n، و V_n^- يمثل مطال موجة الجهد المنعكسة عن هذا المنفذ. تُدعى عناصر المصفوفة بمُعاملات S، وكل منها يُعرَّف عموماً؛ وفق المعادلة الآتية:

$$S_{ij} = \left.\frac{V_i^-}{V_j^+}\right|_{V_k^+=0 \text{ for } k\neq j} \tag{7.1}$$

وفي الحالة الخاصة المقابلة لدارة مكبر استطاعة RFPA الذي يوصَف بأنه شبكة دارات بمنفذين Two-Port Network، تكون مصفوفة التبعثر المقابلة له مُعرَّفة بمصفوفة مربعة بعمودين وسطرين، كما في المعادلة الآتية:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \tag{8.1}$$

من خلال المعادلة 8.1 يمكن تعريف مفهوم ضياع الإرجاع Return Loss عند دخل الشبكة بمنفذين على أنه القيمة الموضحة في المعادلة الآتية:

$$RL_{in} = -20\log_{10}(|S_{11}|) \ [dB] \tag{9.1}$$

أيضاً، من خلال المعادلة 8.1 يمكن تعريف مفهوم ضياع الإرجاع Return Loss عند خرج الشبكة بمنفذين على انه القيمة الموضحة في المعادلة الآتية:

$$RL_{out} = -20\log_{10}(|S_{22}|)\ [dB] \tag{10.1}$$

ويتم تعريف ربح المكبر من أجل إشارة دخل صغيرة المطال small-signal Gain؛ وفق المعادلة الآتية، (أيضاً باستخدام مفهوم مصفوفة التبعثر):

$$G = 20\log_{10}(|S_{21}|)\ [dB] \tag{11.1}$$

وأخيراً، إن المعنى الفيزيائي لكل من S_{11} وS_{22} هو معامل الانعكاس للموجة على الدخل Γ_{in}، ومعامل الانعكاس للموجة على الخرج Γ_{out}، على الترتيب، أمّا S_{21} فهو معامل عبور الموجة من المنفذ رقم 1 إلى المنفذ رقم 2 من الشبكة الممثِّلة لمكبر الاستطاعة.

3.2.1 مُحوِّل ربع طول الموجة

محوِّل ربع طول الموجة هو ببساطة عبارة عن خط نقل طوله يساوي $\lambda/4$ ربع طول الموجة المنتشرة فيه وذي؛ ممانعة مميزة Z_0. عموماً لخط النقل بطول لا على التعيين l خاصية مفيدة جداً: تكون Z_{in}؛ ممانعة الدخل لديه عند أي طول منه مرتبطة بممانعة الحمل Z_L بطرفه الآخر؛ وفق المعادلة الآتية:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 - jZ_L \tan \beta l} \tag{12.1}$$

حيث $\beta = 2\pi/\lambda$، ومن ثُمَّ، في حالة محوِّل ربع طول الموجة يكون لدينا $l = \lambda/4$، ومن ثمَّ يكون لدينا $\beta l = \pi/2$، ومن ثُمَّ نحصل على العلاقة بين؛ ممانعة الدخل والحمل لخط النقل بربع طول الموجة؛ وفق المعادلة الآتية:

$$Z_{in} = \frac{{Z_0}^2}{Z_L} \tag{13.1}$$

عموماً، تدل المعادلة (13.1) على أن خط النقل بربع طول الموجة له تأثير في تحويل مقاومة الحمل بطريقة عكسية. لذلك غالبًا ما تُستخدم محولات الموجة بربع طول الموجة كعناصر توفيق (مطابقة Matching elements) ليتم توفيق أطراف الشبكات العاملة على الترددات الراديوية مع الممانعات المختلفة لمنافذها بحسب التطبيق. ومع ذلك، فإن استخدام محولات ربع طول الموجة كعناصر توفيق؛ ممانعات له عيب واضح، ذلك نظراً لأنه في حالة خط النقل بربع طول الموجة سيكون طوله ربع طول الموجة فقط من أجل استخدام تردد حامل واحد، فإن عرض النطاق الترددي

(عرض الحزمة الترددية) الناتجة لمحول ربع الموجة ستكون محدود؛؛ مما يقلل فرصة استخدام محول ربع طول الموجة كعنصر توفيق؛ ممانعات في التطبيقات التي تتطلب عرض حزمة عالٍ مثل تطبيقات الجيل الخامس. بكل الأحوال، هناك طريقة للتغلب على هذا العيب (لرفع عرض النطاق الترددي الناتج عن شبكة التوفيق المصممة)، ليس فقط باستخدام محول ربع طول الموجة واحد، ولكن بتوصيل عدة خطوط نقل كل منها بربع طول الموجة و؛إذ أن تكون ذات؛ ممانعات مميزة مختلفة في شبكة التوفيق، فيما يعرف بمحول التوفيق (المطابقة) متُعَدُّد الأقسام multi-section matching transformer. لمزيد من التفاصيل، تم وصف أنواع مختلفة من المحولات المطابقة متُعَدُّدة الأقسام بالتفصيل بواسطة المرجع [21، ص. 250–269]. في الحقيقة، ستكون المعادلة (13.1) ركيزة أساسيّة لمكبر الاستطاعة المصمم؛ وفق تشكيلة دوهرتي Doherty كما سوف نرى في الفصل الثاني، ولكن ليس من أجل استخدامه كعنصر توفيق بل لتحقيق مفهوم تُعَدُّيل الحمل في تشكيلة المكبر دوهرتي.

3.1 مكبرّات الاستطاعة RFPA في أنظمة الاتصالات

1.3.1 مفهوم مكبّر الاستطاعة RFPA

بشكل عام، يتألف مكبر الاستطاعة Power Amplifier (PA) في الدارات الإلكترونية من جهاز نصف ناقل semiconductor device، يؤلفه عنصر ترانزستوري؛ وفق تكنولوجيا معيّنة، ويكون قادراً على تسليم كميّة مرغوبة من الاستطاعة إلى مرحلة خرج لاحقة، مثل مرحلة هوائي بث، حيث يكون المكبر موصولاً به، ويكون جهاز مرحلة الخرج (هوائي البث) يستهلك طاقة حقيقية (يحولها إلى طاقة إشعاع في مثال الهوائي)، ويكون ذي مقاومة حمل يراها المكبر على خرجه وهي تساوي بشكل نموذجي 50 أوم، والتي تُعَدُّ قيمة المقاومة المعيارية لعناصر الدارات العاملة بالترددات الراديوية RF. يُشكِّل الجهاز النصف الناقل الترانزستوري قلب مكبر الاستطاعة، وغالباً ما يطلق عليه اسم ترانزستورات الاستطاعة بالترددات الراديوية RF Power Transistors،و تكون قادرة على العمل بترددات تقابل أمواج بأطوال قصيرة (الميكروية والميليمترية). تسلك الأجهزة الترانزستورية في مكبرات الاستطاعة العاملة بالتردد ات الراديوية RFPA سلوك المواد النصف ناقلة (مثل الديودات Diodes) حيث يكون الترانزستور موصوفاً بمنحنى خواص مميّز له يعبّر عن العلاقة بين الجهد على الخرج والتيار المار بالعنصر الترانزستوري.

بشكل خاص، يُعَدُّ مكبر الاستطاعة RFPA نوعًا من المضخمات الإلكترونية التي لديها القدرة على تضخيم إشارة التردد الراديوي –منخفضة الاستطاعة– إلى إشارة باستطاعة أعلى ومناسبة للإرسال اللاسلكي. ولكن، هناك مشكلة شائعة في مكبّرات RFPA هي عدم القدرة على الحفاظ على

كفاءة الاستطاعة العالية التي تؤمنها عند نطاقات ترددية عريضة المجال Wide Frequency Bandwidth. هناك أيضاً مشكلة المفاضلة بين كفاءة المكبر والخطية التي يُبديها بعلاقة استطاعة خرجه مع استطاعة دخله كما نوهنا سابقاً، حيثُ يراد كفاءة عالية وتحسينها في ظل الحصول على درجة مقبولة من علاقة الخطيّة تلك. في هذا السياق، هناك العديدة من الأعمال البحثية المختلفة للتغلب على هذه المشكلة وتحسين كفاءة المكبر، نسوقها في الفقرة 6.1 لاحقاً في هذا الفصل.

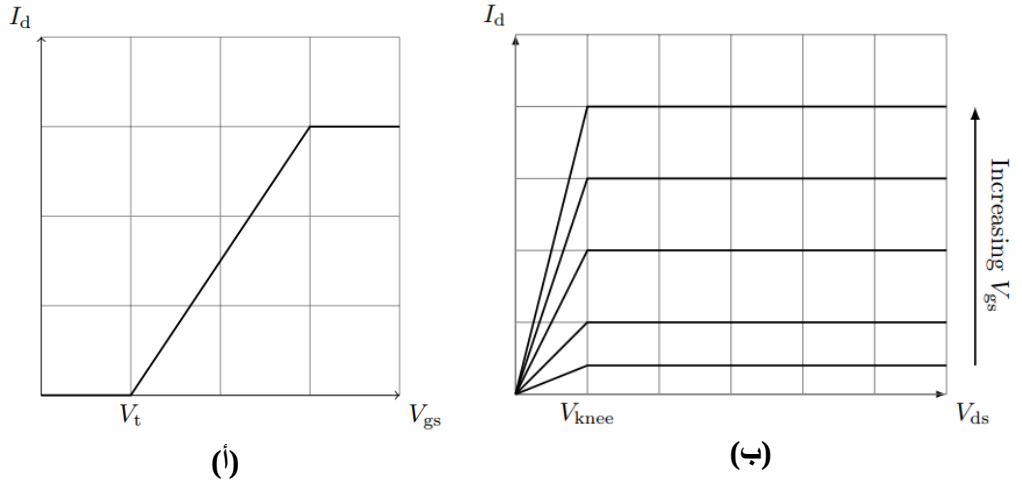
بالإضافة إلى منحني الخواص المميز للعنصر الترانزستوري في المكبر RFPA كصفة خاصة لهذا النوع من المكبرات والتي يمكن استخدامها لتصنيفها، يمكن تصنيف الفئات المختلفة لمكبر RFPA عمومًا من حيث خصائصها الكهربائية وطبولوجيا الدارة الإلكترونية وآلية التشغيل. تقابل زاوية التوصيل Conduction Angle، على سبيل المثال، جزءاً من الطول الموجي للإشارة الجيبية التي تؤدي إلى جعل الجهاز الترانزستوري في حالة وصل ON خلال دور زمني واحد، واعتماداً على زاوية التوصيل تلك يمكن تصنيف مكبرات RFPA بشكل بنّاء وعلى اختيار نقطة الانحياز (نقطة عمل الترانزستور المقابلة لزاوية توصيل معيّنة). تُحدَّد نقطة الانحياز، جنبًا إلى جنب مع قيمة القيادة زاوية التوصيل، ؛إذ أن تكون الإشارة الجيبية قادرة على عبور شبكة المكبر واستثارتها لتكبير استطاعتها وحينها نقول إن المكبر في نمط العمل الفعّال Active Mode.

2.3.1 نموذج منحني الخواص (جهد–تيار) غير الخطي المميز للجهاز الترانزستوري للمكبر

من الضروري عند تصميم المكبر RFPA، أن يتم التنبؤ (تقدير) بالسلوك غير الخطي للجهاز الترانزستوري المستخدم في تصميم مكبر الاستطاعة، لأن مكبرات الاستطاعة RFPA تعمل في المناطق غير الخطية لمنحنيات العلاقة بين موجات الجهد والتيار المنتشرين في الجهاز. لذلك، لن يكون النموذج الخطي (العلاقة الخطية بين الجهد والتيار) لإشارة الدخل صغيرة الشدة من حيث الجهد الكهربائي المطبق على الدخل وحده كافياً لدراسة أداء المكبر. إنّ منحنى الخواص غير الخطي المميز للجهاز والذي يجب التحقق من خواصه في سياق تصميم المكبر RFPA، هو منحنى تغيرات V_{gs} جهد البوابة Gate Voltage بدلالة I_d التيار المار في المصرف Drain Current في الترانزستور بهدف استقراء العلاقة غير الخطيّة بينهما. يوضح الشكل 1–2(أ) النموذج المثالي Ideal Model للعلاقة غير الخطيّة بين جهد البوابة وبين تيار المصرف، حيث يتم تشغيل الجهاز في نمط العمل الفعّال عند عتبة جهد معينة V_t تُطبَّق على بوابة الترانزستور؛؛ مما يؤدي إلى زيادة التيار المار في المصرف مع زيادة جهد البوابة، ومن ثمّ يصل الجهاز الترانزستوري في النهاية إلى حالة التشبع (الإشباع) Saturation status ويدخل بعدها في حالة تشغيل ما يُسمّى بالصمام الثلاثي Triode Operation ؛إذ أن يكون هنا $V_{gs} > V_{ds} + V_t$ كمتراجحة واصفة لعلاقة الجهد عند

بوابة الترانزستور مع الجهد عند مصرف الترانزستور؛ وفق حالة التشغيل هذه. من جهة أخرى، إنّ المنطقة الوسطى من منحني الخواص (في الشكل 1-2(أ))، أو منطقة التشبع، حيث يعمل الجهاز كمكبر للاستطاعة، وبشكل مثالي تُفترَض العلاقة هنا بين تيار المصرف وجهد البوابة على أنها خطيّة، غير أنها في الواقع تكون غير خطيّة بدرجة ما، يكون ميل المستقيم في منطقة التشبع يساوي هنا المقدار G_m. أحد افتراضات هذا النموذج هو الميل الثابت لمنطقة التشبع (G_m مقدار ثابت)، وهو مقدار إلكتروني خاص بالترانزستور هنا ويُطلق عليه اسم التوصيلية transconductance ويرمَز له بالرمز G_m. من الناحية العملية (غير المثالية)، سيكون هناك بعض الانحناء في المستقيم المعبّر عنه في منطقة التشبع (G_m غير ثابت)؛؛ مما يؤدي إلى تأثيرات غير خطية ضعيفة تسبب التشوه في الإشارة على خرج المكبّر مقارنةً بإشارة الدخل [22].

بكل الأحوال، نستعرض هنا شكلاً آخر لمنحنى خواص الترانزستور المستخدم في تصميم المكبر، وهي العلاقة بين التيار المار عند مصرف الترانزستور I_d وجهد عند المصرف على خرج الترانزستور V_{ds} كما يوضّحه الشكل 1-2(ب)، وهو ما يمكن استخدامه للنظر إلى الترانزستور المستخدم في المكبر هنا كمنبع تيار as a current source، وبالمثل، يجب على جهد المصرف هنا أن يتجاوز عتبة معينة تدعى V_{knee} حيث يجب أن يكون جهد المصرف أكبر منها حتى يعمل الترانزستور في حالة النمط الفعّال. من جهة أخرى، تتميز كل الاجهزة الترانزستورية، بقيمة جهد مصرف عُليا لا يجب تجاوزها تسمى جهد الانهيار للترانزستور V_{break} والتي تكون موصوفة غالباً في الورقة الفنية Datasheet الخاصة بالترانزستور. من الاعتبارات السابقة لمنحنيات الخواص المميزة للترانزستور، يُختار الجهاز الترانزستوري المناسب للتطبيق الالكتروني والذي يُراد فيه تصميم مكبر استطاعة من النوع RFPA. ويمكن عَدُّ النمذجة الخطيّة الموصوفة في الشكل 1-2 كافية، وضمن حدود الطرح المقدّم في عملنا البحثي هذا.

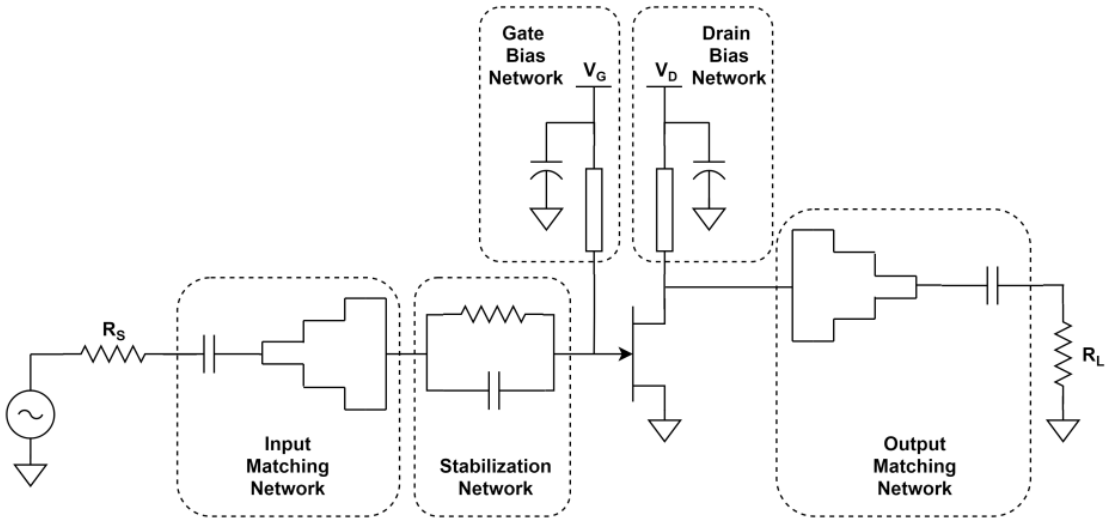


(أ) (ب)

الشكل 1—2: النموذج المثالي للعلاقة لمنحيات (جهد-تيار) الخواص للترانزستور غير الخطي.

3.3.1 أساسيات نظرية تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA

يوضّح الشكل 1–3 مخططاً صندوقياً عاماً لشبكة مضخم استطاعة RFPA. نتناول في هذه الفقرة أساسيات النظرية العامّة في تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA عند كل جزء من الشكل 1–3.



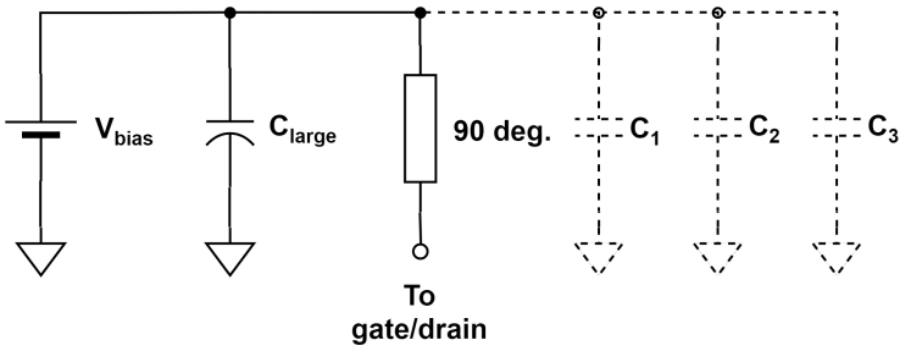
الشكل 1—3: مخطط صندوقي عام لمكبر استطاعة RFPA؛ باستخدام عنصر ترانزستوري وحيد، مع الحمل مُمثَّلاً بمقاومة الحمل R_L عند خرج المكبر، وطرف الدخل مُمثَّلاً بمقاومة المنبع R_S عند مرحلة دخل المكبر [22].

شبكات التوفيق Matching Networks

في مكبر الاستطاعة RFPA، يكون الغرض الرئيس لشبكة التوفيق عند مرحلتي الدخل والخرج هو ضمان نقل أقصى قدر ممكن من الاستطاعة من منبع الإشارة الجيبية عند مدخل مكبر الاستطاعة إلى مدخل الترانزستور (البوابة)، ومن ثمَّ إلى خرج الترانزستور (طرف المصرف)، وأخيراً باتجاه الحمل [22]. في الواقع، تُسلَّمُ استطاعة قصوى إلى أي حمل ذي قيمة مقاومة (حقيقية) ما متصل بشبكة المكبر بأي مولد إشارة يُراد إرسالها عبر الحمل إلى وسط الانتشار الراديوي، وذلك عندما تكون مقاومة الحمل مطابقة (متوافقة مع) Matched لمقاومة المنبع (المولد أو المصدر)؛ بمعنى عندما تتوافق مقاومة الحمل مع المقاومة المنظورة على خرج دارة مولد الإشارة. بالنسبة إلى الممانعات ذات القيمة العُقدية المنظورة عند الحمل وعند المنبع، ينطبق الأمر نفسه، ولكن هنا يكون شرط الحصول على أكبر قيمة للاستطاعة بين مرحلة توليد الإشارة و مرحلة وصولها إلى الحمل، هنا يجب أن تكون؛ ممانعة الحمل الآن تساوي المرافق العُقدي لممانعة المنبع على خرج مولد الإشارة، ؛إذ أن "تلغي" الأجزاء التفاعلية (إلغاء سعات المكثفات وذاتيات الملفات المكونة في قيم الممانعات العُقدية). يُعرف هذا الشرط بالمطابقة المترافقة Conjugate Matching [21].

شبكات الانحياز Bias Networks

من أجل توصيل جهد الانحياز من التغذية الكهربائية المستمرة DC بالجهاز الترانزستوري، يلزم وجود شبكات انحياز تُحدّد نقطة العمل للترانزستور من خلالها. عموماً، تتكون شبكة الانحياز عادةً من مكثفات فصل ذات قيمة سعة كبيرة نسبياً تعمل كخزان شحن لتمنع ولوج الإشارة الجيبية إلى دخل وخرج المكبر إلى وحدات التغذية، وتكون مربوطة عادةً أيضاً مع؛ ممانعات على التسلسل لتربط نقاط الانحياز بالجهاز الترانزستوري النشط Active Device، كما في الشكل 1–4.



الشكل 1—4: مثال عن تصميم شبكة انحياز لمكبر استطاعة RFPA [22].

إذاً، من الناحية العملية، يتمثل دور شبكات الانحياز في منع إشارة التردد الراديوي RF من التسرب من دارة مكبر الاستطاعة إلى مصدر طاقة التيار المستمر. من الناحية المثالية، يكون منع ذلك التسرب من خلال إظهار شبكة التوفيق لدارة تأمين التغذية المستمرة كدارة مفتوحة كما يراها مكبر الاستطاعة، بما في ذلك جميع التوافقيات التي تؤلفها إشارة الدخل من مولّد الإشارة. وهذا يضمن استقرار مكبر الاستطاعة والحفاظ على شدة الإشارة المراد تكبيرها بدلاً من ضياعها في وحدات التغذية. غالبًا ما تستخدم محولات بربع طول الموجة كما أسلفنا سابقاً المقترنة بالأرض في نهاية نقطة التوصيل مع وحدة التغذية لتحقيق شبكة الانحياز، والذي يمثل دارة مفتوحة لجميع التوافقيات ذات الترتيب الفردي فقط. ومع ذلك، بالنسبة للتوافقيات ذات الترتيب الزوجي، يمثل محور ربع طول الموجة دارة قصر، لذلك يجب إضافة مكثفات إضافية ذات قيم سِعَة أصغر من سعة مكثف الخزان الرئيس المستخدم (انظر الشكل 1–4)، بين نقطة اتصال تيار وحدة التغذية والأرض وذلك لقصر كل توافقيات إشارة التردد اللاسلكي التي يمكن أن تتسرب من خلالها محول ربع طول الموجة. عادة ما يُستخدم مكثفات عدّة بأحجام مختلفة للتأكد من أن جميع التوافقيات مقصورة. كما أن "تكديس" المكثفات بربطها على التوازي يقلل أيضًا من صافي قيمة المقاومة المكافئة لمجموعة مقاومات موصولة على التسلسل equivalent series resistance (ESR) ومن صافي قيمة الذاتية المكافئة equivalent series inductance (ESL) لمجموعة ملفات موصولة على التسلسل، والتي بدورها تمثِّل دارات مكافئة لكل مكثفة مستخدمة.

بشكل عام، جرت العادة عند أغلب المصممين أن يُستخدم ملّفٌ خانق للتيار Chocked Inductor يوصل بين وحدة التغذية المستمرة و مصرف الترانزستور من جهة، وبين وحدة التغذية المستمرة و بوابة الترانزستور من جهة أولى؛؛ مما يضمن عدم تسرب أي توافقية للإشارة إلى وحدات التغذية، وبالمثل تُستخدم مكثفتان بقيم سعة كبيرة نسبياً عند كل من خرج الترانزستور وخرج مرحلة منبع التغذية لعدم تسرب إشارة التيار المستمر DC إلى كل من المنبع والحمل في دارة المكبر.

بكل الأحوال، يُعدُّ التصميم المناسب لدارة الانحياز أمراً ضرورياً لكي يعمل مكبر الاستطاعة RFPA بشكل صحيح. في هذا السياق، غالبًا ما يُشتق جهد انحياز البوابة والمصرف من وحدة التغذية نفسها؛ لذلك إذا كان هناك تسرب إشارة راديوية RF عند المصرف (خرج الجهاز الترانزستوري) ، فيمكن أن يقترن هذا مرة أخرى بالبوابة (عند مدخل الجهاز الترانزستوري) من خلال الإمداد؛ و يؤدي إلى فعل تغذية عكسية إيجابية Positive Feedback، ومن ثُمَّ يحصل تذبذب في شبكة المكبر؛ مما يُضعِف استقرار المكبر، لذلك من الأفضل استخدام مصدر تغذية مستمرة منفصل لكل من مصرف وبوابة الترانزستور، وفي الوقت نفسه استخدام شبكة استقرار خاصة إذا لزم الأمر في حالة وجود عدم استقرار عال الدرجة.

شبكة الاستقرار Stabilization Network

بالإضافة إلى شبكات الانحياز، يجب في كثير من الأحيان استخدام شبكة استقرار مخصصة لضمان تشغيل مكبر الاستطاعة المستقر. يُفصِّل Cripps في كتابه وصفاً لقضايا استقرار RFPA الشائعة، وكيفية معالجتها باستخدام تصميم مناسب لشبكة الانحياز والاستقرار في [22، ص 337–357].

إذا كانت ممانعة الدخل (بالنظر إلى طرف بوابة Gate الترانزستور) أو ممانعة الخرج (بالنظر إلى طرف مصرف Drain الترانزستور) تحتوي على جزء حقيقي سلبي، إي تحقق لدينا، $|\Gamma_{out}| > 1$ أو $|\Gamma_{in}| > 1$ فإن التذبذب ممكن في شبكة المكبر [23، ص. 564–570]. ومن ثُمَّ حتى تكون أي دارة مكبر مستقرة من من دون قيد أو شرط، فإنّه يجب أن تكون الشبكة الكليّة مستقرة من دون قيد أو شرط، وهذا يقتضي كون $|\Gamma_{in}| < 1$ و $|\Gamma_{out}| < 1$ لجميع الممانعات المنظورة عند الحمل وعند المنبع.

إنّ الفكرة الأساسية وراء شبكة الاستقرار هي أنها تضيف المقاومة الإيجابية المطلوبة لإلغاء المقاومة السلبية التي تسبب التذبذبات. في كثير من الأحيان في دارات RFPA، تحدث التذبذبات بترددات منخفضة نسبيّاً، أي بضع مئات من الميجاهرتز؛ مما يجعل وضع المكثف المربوط على التفرع

مع مقاومة كما في الشكل الموضح في شبكة الاستقرار في الشكل 1−3 حلّاً عملياً، ؛إذ أن لا يتم حصول ضياع غير ضروري في الاستقرار (عدم حصول تذبذب) عند ترددات أعلى مما هو مطلوب.

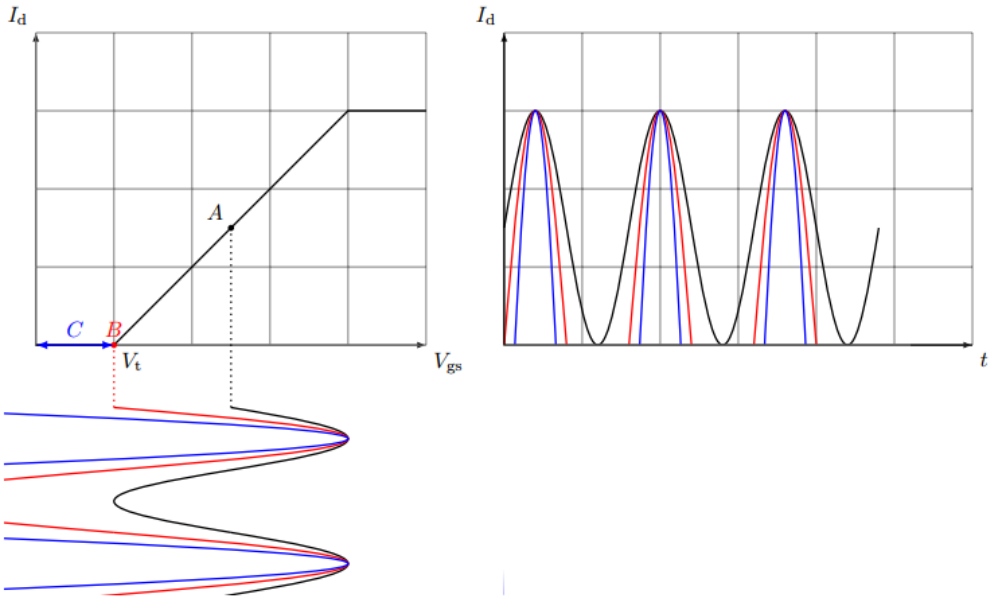
عموماً، يمكن فحص حالة استقرار مكبر الاستطاعة RFPA؛ بكونه شبكة بمنفذين في حال عُرِفَت مُعامِلات التبعثر الخاصة بالشبكة، ويُسمَّى هذا الشرط اللازم والكافي ليكون المكبر مستقراً بشكل غير مشروط باختبار ميو $\mu - \text{test}$ وهو أن تتحقق المتراجحة الآتية:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} > 1; \qquad (14.1)$$
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}.$$

4.3.1 أصناف العمل لمكبر الاستطاعة Classes of Operation

هناك نوعان من جهد الانحياز المأخوذ من وحدة التغذية بالتيار المستمر DC؛ بحسب منحنيات الشكل 1−2 حيث يجب تأمين جهد انحياز على مصرف الترانزستور من خلال تحديد قيمة الجهد V_{ds}، وكذلك تأمين جهد انحياز على بوابة الترانزستور من خلال تحديد قيمة الجهد V_{gs}. لتحديد أصناف عمل لمكبر الاستطاعة، نتجاهل مبدئياً تأثيرات V_{ds} المتغيرة، ونفترض أن الترانزستور قد ضُبِطَ؛ ليعمل كمنبع تيار؛ و من ثمّ، بالنظر إلى التغيرات الزمنية لإشارة الدخل العاملة على التردد الراديوي الحامل المستخدم في النظام؛ $v_{in}(t)$ والمتراكبة (عملية جمع مع) على جهد انحياز الواصل من وحدة التغذية بالتيار المستمر هو جهد البوابة V_{gs}، ومن ثُمَّ يمكننا تحديد أنماط عدة عمل للمكبر من خلال النظر إلى ماذا يحدث لتيار المصرف I_d حين تتغير قيمة V_{gs} عبر قيم جهد انحياز مختلفة [22].

بالعودة إلى الشكل 1−2(أ)، ونرسم بناءً عليه الشكل 1−5، ونحدد عليه ثلاث نقط هي A, B, C؛ لأن الشكل الموجي waveform للتيار على خرج الترانزستور (التغيرات الزمنية لإشارة تيار المصرف) له ثلاثة أشكال متباينة بتباين النقاط المحددة ؛إذ أن المنحني باللون الأسود يقابل جهد انحياز V_{gs} محدد عند النقطة A، والمنحني باللون الأحمر يقابل جهد انحياز V_{gs} محدد عند النقطة B، والمنحني باللون الأزرق يقابل جهد انحياز V_{gs} محدد عند مجال النقطة C، مع إمكانية تحديد حالة رابع لجهد الانحياز V_{gs} ليكون محدداً بين النقطتين A وB ولنسميها النقطة AB.



الشكل 1—5: توضيح الأصناف العامّة الأربعة لتشغيل مكبر الاستطاعة RFPA.

عندما يكون الجهاز الترانزستوري منحازاً عند النقطة A، يتأرجح تيار الخرج عند المصرف لكل من التموجات الموجبة والسالبة لتغيّر إشارة الدخل $v_{in}(t)$، في هذه الحالة تنشأ مركبة تيار مستمر DC عند المصرف، وتظل إشارة الخرج للتغيرات الزمنية لتيار المصرف غير مشوهة (المنحني الأسود).

توضِّح نقطة الانحياز B ما يحدث عندما يكون الجهاز منحازاً عند عتبة الجهد $V_{gs} = V_t$. فقط التموجات الموجبة لإشارة الدخل $v_{in}(t)$ هي التي تصل إلى الخرج. في هذه الحالة، يكون شكل الموجة الناتج للتغيرات الزمنية لتيار الخرج عند المصرف مشوهًا بشدة. وعند هذه الحال، تنخفض I_d قيمة المركبة المستمرة DC لتيار الخرج بشكل كبير عندما يكون الترانزستور منحازاً عند النقطة B، لينخفض من ثُمَّ الربح الناتج عن المكبر ولكن لصالح ازدياد الكفاءة من أجل النقطة B؛ مقارنةً بالنقطة A. في هذا السياق، ننوه إلى أن كفاءة المكبر تُعَدُّ مقياساً لمقدار الاستطاعة التي توصّل إلى الخرج؛ مقارنةً بطاقة وحدة التغذية المستمرة التي تغذي المكبر (انظر الفقرة 5.3.1 الآتية). بهذه الطريقة يمكن الآن تصنيف مكبرات الاستطاعة RFPA بناءً على نقاط الانحياز، وهذا ما يعطينا فكرة عامّة حول مدى كفاءة عملها من أجل كل نقطة. فعند النقطة A نقول إنّ صنف المكبر هو الصنف A، وعند النقطة B نقول إنّ صنف المكبر هو الصنف B، وهكذا دواليك. في الواقع تُعَدُّ مكبرات الصوت من الصنف B أكثر كفاءة من مضخمات الصنف A ولكن أقل ربح في الاستطاعة منها، وكلّما اتجهنا بجهد الانحياز للبوابة أكثر باتجاه جهد القطع V_t وما دونه، زادت كفاءة المكبر، ولكن على حساب الربح (انظر الفقرة 5.3.1)؛ أي على حساب قيمة استطاعة الخرج التي يمكن إيصالها إلى المرحلة الآتية (مرحلة البث الكهرومغناطيسي عبر هوائي الإرسال)، وأيضاً

يصبح من ثُمَّ تشوه إشارة الخرج بدرجة أكبر. ففي حالة الصنف C من مكبرات الاستطاعة إذ يكون جهد انحياز البوابة أصغر من V_t، تكون الكفاءة قُصوى من الناحية النظرية، ولكن بربح أقل لتغذو استطاعة الخرج أقل من المطلوب، وتشوه أكبر في التغيرات الزمنية لإشارة الخرج حيث تظهر توافقيات جديدة بمطالات غير مهملة، وهذا يعني أن خطيّة الصنف A أفضل ما يمكن وخطيّة الصنف C هي الأسوأ؛ لأن الطيف الترددي الناتج على الخرج سيحتوي في هذه حالة الصنف C على توافقيات ترددية أخرى غير موجودة بالأصل في إشارة الدخل [22]. من هنا تطفو على السطح أولى الصعوبات في تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA؛ إذ يرغب المصمم بقيم كفاءة ودرجة خطية وربح كبيرة في الوقت نفسه، ولكن هذه المواصفات للمكبر متعارض بعضها مع بعض، وعند التصميم يحتاج المصمم إلى المفاضلة Trade–off فيما بينها وقبول أفضل النتائج السيئة.

5.3.1 مقاييس تحديد المواصفات عند تصميم مكبرات الاستطاعة

إنّ الغرض الرئيس من مكبرات الاستطاعة RFPA في أنظمة البث الراديوي هو زيادة مستوى استطاعة الإشارة عند دخل المكبر إلى مستوى استطاعة محدد عند خرج المكبر. تُرسل هذه الإشارة عبر الهوائي إلى الأجهزة المُستقبِلة. تتمثل مهمة مكبر الاستطاعة في ضمان توليد طاقة إشعاع كهرومغناطيسي من الهوائي مرحلة الحمل للمكبر) بدرجة كافية لوصولها إلى المسافات المطلوبة. ولكن عند تصميم المكبر تطفو على السطح اعتبارات أخرى في التصميم. في هذا السياق، يجب الأخذ بالحسبان عدة مقاييس لتحديد مواصفات (متطلبات) التصميم الرئيسة عند الشروع بتصميم شبكة مكبر الاستطاعة هي استطاعة الخرج Output Power، والتردد الراديوي المستخدم Radio Frequency، وعرض النطاق الترددي Bandwidth، وربح الاستطاعة Power Gain، والكفاءة Efficiency، ونقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 ديسيبل 1-dB Compression Point. في الواقع العملي، تتعارض هذه المواصفات بعضها مع بعض بالنسبة للمصمم، ومن ثُمَّ فإن تصميم المكبر هو نتيجة مقايضة بين المحاسن والعيوب الناتجة عن تصميم ما في محاولة تلبية تلك المواصفات.

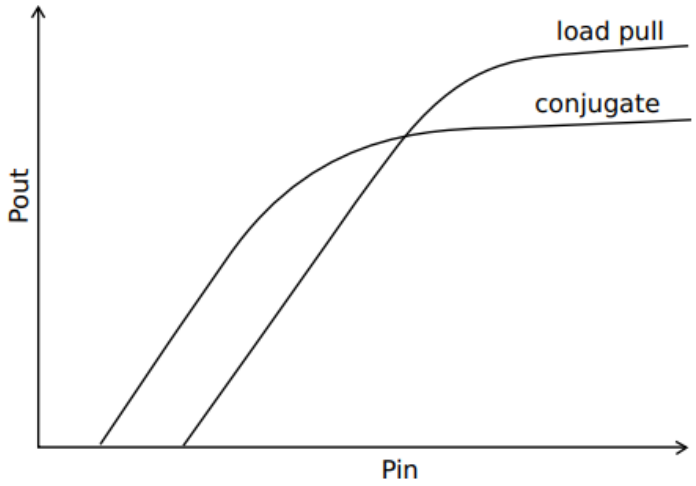
- **<u>استطاعة الخرج</u>**

تُعَدُّ استطاعة الخرج محدد مواصفات رئيسي في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA وهي تُعرَّف باستخدام قيمة المركبة المستمرة لكل من الجهد والتيار على خرج المكبر؛ وفق المعادلة الآتية:

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{out} V_{out}. \qquad (15.1)$$

من المعادلة السابقة، تحدّد الاستطاعة التي توصّل إلى الهوائي بتردد تشغيل محدد إلى حمل خارجي هو مقاومة حمل الهوائي، التي عادة تساوي Ω 50. تعتمد الطرق الشائعة لتحقيق ذلك

على طرائق توفيق الممانعات (انظر الفقرة 8.3.1). تتكون هذه الطرائق من توفير مقاومة تحميل مناسبة عند خرج الترانزستور (عند المصرف) لمطابقتها (توفيقها) مع الحمل الخارجي للجهاز (حمل الهوائي). لكل واحدة من تقنيات المطابقة لها مزاياها ولها عيوبها. سيكون للمطابقة القائمة على الترافق العُقدي Complex Conjugate Matching ربح أعلى على حساب الحصول على استطاعة خرج قصوى مطلوبة. وبالمقابل، سيكون للمطابقة القائمة على سحب الحمل Load–Pull وسحب المنبع Source–Pull استطاعة خرج قصوى أكبر، ولكن على حساب تدني مستوى الربح، وهذا ما يُبيّنه الشكل 1–6.



الشكل 1—6: منحنى استطاعة الخرج الناتجة عن استطاعة الدخل بحسب تقنية شبكة توفيق الممانعات المستخدمة.

بكل الأحول، يمكن أن يمثل تصميم شبكات المطابقة (التوفيق)، خاصة إذا كانت هناك حاجة إلى تطابق واسع النطاق كما في حالة عملنا هذا حيث يحتاج تطبيق الجيل الخامس إلى عرض نطاق ترددي واسع المجال، تحديّاً بالنسبة لمصمم مكبر الاستطاعة RFPA. ولكن عموماً، يحدد تردد التشغيل الراديوي الأساسي نوع الشبكة المطابقة التي يجب تكوينها في شبكة المكبر. لذلك، على سبيل المثال، تُعَدُّ خطوط النقل بربع طول الموجة خياراً معقولًا عند الترددات العالية (انظر الفقرة 3.2.1)؛ لأن أطوال خطوط النقل هنا تكون أقصر بالنسبة للترددات العالية مقارنة بكونها طويلة عند استخدام الترددات المنخفضة وتصميم الشبكات المطابقة عندئذٍ. أمّا عند الترددات المنخفضة، يمكن اختيار المكونّات الموزعة Lumped Components لتقليل الحجم الفيزيائي للجهاز مثل استخدام المقاومات والمكثفات والملفات والمحولات وحتى يمكن هنا أيضاً استخدام خطوط نقل بأطوال معينة تختلف عن ربع طول الموجة. لاحقاً في الفصلين الثالث والرابع سوف نستخدم المكونات الموزعة في تشكيل شبكات التوفيق على مخارج ترانزستورات شبكات المكبر التي نقترحها؛ لأنّنا مبدئياً نهتم بدراسة تطبيقات الجيل الخامس التي

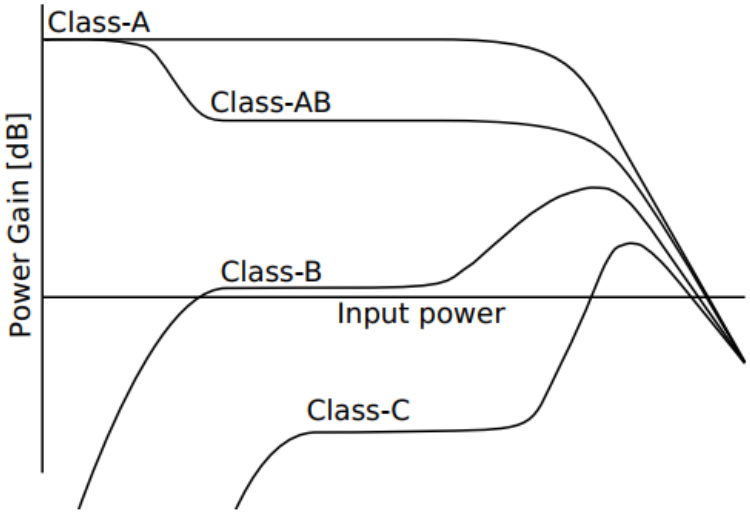
تتطلب عرض حزمة ترددية واسع المجال، وهذا ما لا يوفره خط النقل بربع طول الموجة عند استخدامها كطريقة توفيق؛ ممانعات، كما أسلفنا في الفقرة (3.2.1).

- **ربح الاستطاعة**

عموماً، يُعرَّف ربح الاستطاعة بأنه نسبة استطاعة الخرج إلى استطاعة الدخل كما في المعادلة الآتية:

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} \qquad (16.1)$$

يعتمد ربح مكبر الاستطاعة RFPA على جوانب عدة. هذه الجوانب هي 1- الحجم الفيزيائي للترانزستور المستخدم، وهذا الحجم هو الذي يحدد قيمة F_t التردد الراديوي الأعظمي الذي يمكن أن يعمل عليه الترانزستور. 2- الحد الأقصى لتردد الراديوي في حزمة الارسال f_{max} الذي يحدد الحد الأعلى العملي لتشغيل دارة المكبر ضمن عرض النطاق الترددي الناتج عن توفيق الممانعات. 3- نقاط انحياز الترانزستور، ومن ثُمَّ صنف العمل الذي يعمل فيه المكبر هو من الجوانب الرئيسة في تحديد قيمة ربح الاستطاعة كما يُبيّنه الشكل 1-7. إن الجوانب 1- و2- يحددها الترانزستور المستخدم في تصميم مكبر الاستطاعة PA والتكنولوجيا المستخدمة في تصنيع هذا الترانزستور، أما فيما يخص الجانب 3-، فإنّه يمكن للانحياز التلاعب في تحديد قيمة ربح المكبر. فمثلاً إن ربح الاستطاعة من الترانزستور المنحاز في الصنف A أعلى بحوالي 6 ديسيبل من الترانزستور العامل في الصنف B نفسه [22].. لذلك فإن التوصيلية G_m في الصنف B (ميل مستقيم منحني الخواص (جهد-تيار) المميز للجهاز الترانزستوري) هي فقط نصف تلك الموجودة في الصنف A؛ مما يؤدي إلى تقليل الربح بمقدار 6 ديسيبل. يمكن ملاحظة ذلك بشكل تخطيطي في الشكل 7-1 الذي يوضّح قيمة الربح بدلالة قيمة استطاعة الدخل.



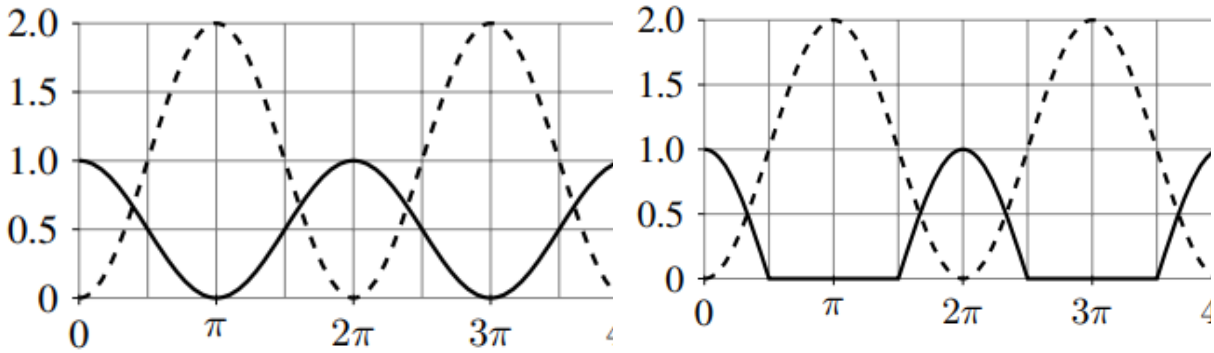
الشكل 1—7: تغيرات الربح بدلالة استطاعة الدخل بحسب صنف العمل لمكبر الاستطاعة [22].

- **الكفاءة**

تُعَدُّ الحاجة إلى مستويات استطاعة خرج عالية هي المحرك الرئيس في اختيار الأجهزة الترانزستورية الفعّالة التي تؤلف مكبر الاستطاعة RFPA. للحد من إجمالي استهلاك الطاقة الكهربائية من وحدة التغذية المستمرة P_{DC} وزيادة الكفاءة بالمقابل، تُشغل مكبّرات الاستطاعة عادةً بطريقة تتأرجح إشارة الدخل وفقها بالكامل من دور زمني إلى آخر. إذا لم تكن قيمة هذه الكفاءة ذات أهمية بالنسبة للتطبيق (على العكس في تطبيقات الجيل الخامس)، فيمكن اختيار جهازترانزستوري ذي حجم كبير بما يكفي، وهذا يضمن مزيداً من السلوك الخطي (درجة خطيّة أكبر)؛ بينما يبدد الجهاز كميات كبيرة من طاقة التيار المستمر [25]. عموماً، يمكن النظر إلى تحديد تعريف كمّي للكفاءة الناتجة عن المكبر RFPA بطريقتين، إحدهما هي كفاءة تيار المصرف η_{drain} حيث تُؤخذ طاقة الخرج بالكامل في الحسبان كما توضحه علاقة التعريف الآتية للكفاءة:

$$\eta_{drain} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \qquad (17.1)$$

يمكن تحديد قيم الكفاءة المقابلة لكل صنف من مكبرات الاستطاعة A,B, AB, C من خلال النظر إلى مفهوم زاوية التوصيل Conduction Angle؛ إذ يمكن تحديد تلك الأصناف بحسب قيمة هذه الزاوية. تُعرَّف زاوية توصيل خرج الترانزستور، α ، لمكبر الاستطاعة على إنها جزء من فترة تغيرات إشارة الجهد الجيبية خلال تدفق تيار غير صفري [27، ص. 23]، كما يوضّحها الشكل 1–8.



(أ) $\alpha = 2\pi$ (ب) $\alpha = \pi$

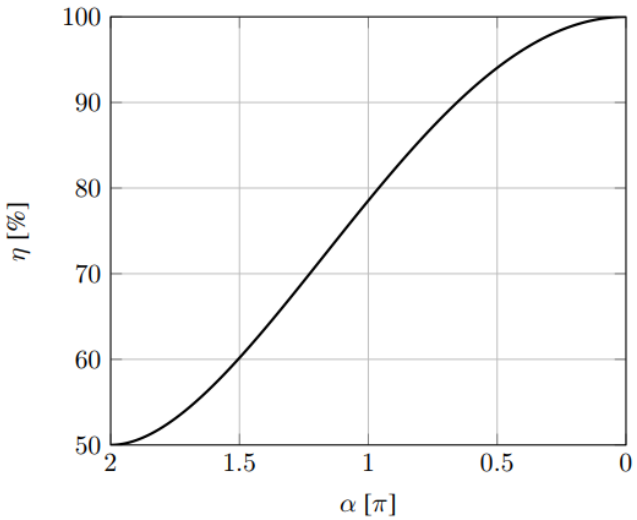
الشكل 1—8: تغيرات جهد الخرج (المنحني المنقط) وتيار الخرج (المنحني المستمر) من أجل زاويتي توصيل [22].

يوضّح الجدول 1−1 أصناف عمل المكبر بحسب قيم زاوية التوصيل.

الجدول 1—1: أصناف عمل المكبر RFPA بدلالة زاوية التوصيل [22]

زاوية التوصيل (α)	صنف العمل
$\alpha = 2\pi$	A
$\pi < \alpha < 2\pi$	AB
$\alpha = \pi$	B
$0 \leq \alpha < \pi$	C

كما ويوضّح الشكل 1−9، رسماً بيانياً نظرياً لقيم الكفاءة كتابع لزاوية التوصيل في ظل الظروف المثالية (أقصى تأرجح لتيار الخرج للمكبر يصل إلى I_{RFmax}، وأقصى تأرجح لجهد الخرج للمكبر يبلغ $2 \times V_{RFmax}$ وإذ أن يتم تقييس Normalization قيم الجهد والتيار هذه إلى الواحد).



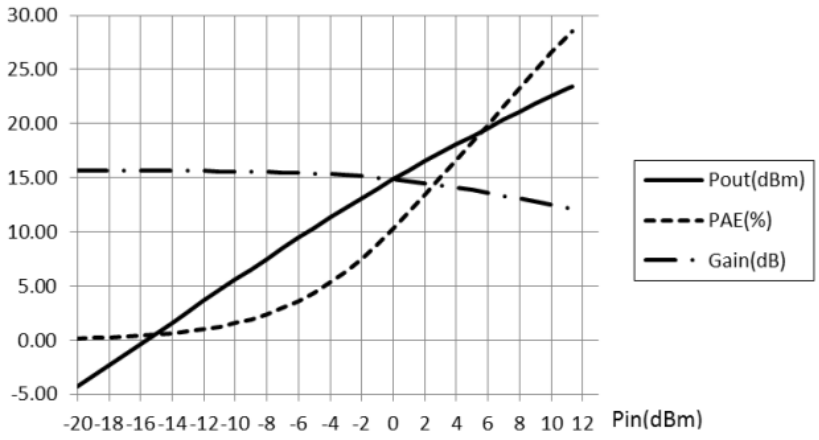
الشكل 1—9: تغيّرات عامة لكفاءة المصرف بدلالة زاوية التوصيل المفترضة لصنف العمل [22].

وأما الطريقة الثانية: فهي من خلال مفهوم كفاءة الاستطاعة المضافة Power Added Efficiency (PAE)؛ إذ تطرح استطاعة الدخل من استطاعة الخرج للحصول على تمثيل أكثر

مصداقية لكفاءة مكبر الاستطاعة RFPA [22]، وهو ما سنعتمده في تحديد أداء المكبرات المقترحة في الفصلين الثالث والرابع من هذه الأطروحة، كما في المعادلة الآتية:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - \frac{P_{out}}{G_P}}{P_{DC}} = \eta_{drain}\left(1 - \frac{1}{G_P}\right) \quad (18.1)$$

نلاحظ من المعادلة 18.1 العلاقة العكسية بين الربح والكفاءة؛ إذ نحصل على كفاءة صُغرى من أجل ربح أعظمي كما في حالة الصنف A، والعكس بالعكس في حالة الصنف C. من جهة يمكن الوصول إلى الحد الأقصى للكفاءة عندما تُشغل مكبر الاستطاعة في حالة التشبع (منطقة الإشباع) من أجل أقصى مجال لتأرجح الجهد والتيار جنبًا إلى جنب مع الحد الأدنى من استهلاك طاقة التيار المستمر P_{DC}. يُبيّن الشكل 1−8 سلوكاً عاماً للمواصفات: استطاعة الخرج، والربح، والكفاءة بعضها بعضاً بدلالة استطاعة الدخل لمكبر استطاعة RFPA، ومن خلال هذا الشكل نلاحظ عدم إمكانية تحقيق قيم مثالية لها في آن معاً من أجل مكبر استطاعة لا على التعيين، وكل ما يمكن للمصمم الوصول إليه هو حالة وسط بين المواصفات المطلوبة specifications منه مهما كان التطبيق الهندسي.

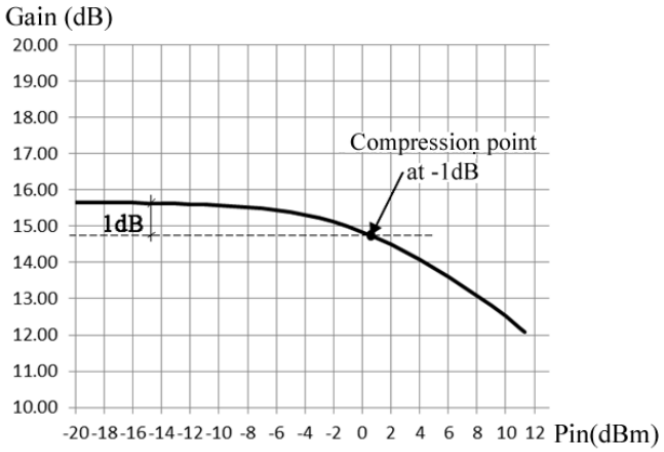


الشكل 1—10: تغيّرات عامة لأهم مواصفات تصميم مكبر RFPA [26].

- **نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 dB.**

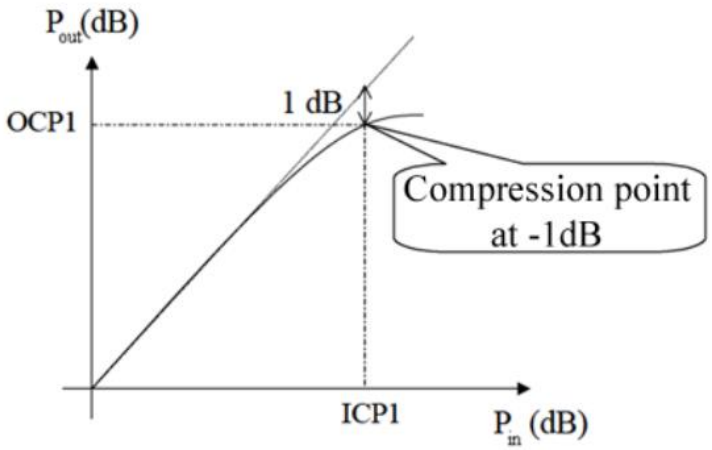
تُعَدُّ نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 ديسيبل مقياساً لدرجة خطية مكبر RFPA والتي يمكن تحديدها باستطاعة الخرج أو الربح عندما تُرسمُ بيانياً بدلالة استطاعة الدخل. عموماً، من أجل مكبر استطاعة ذي سلوك خطي، يبدأ ربح المكبر بالتغيّر بشكل أفقي (يحافظ على ثبات قيمته نسبياً)، كما يتضح من الشكل 1−9، تعرّف نقط ضغط الاستطاعة هذه عند النقطة التي يُغيّر فيها منحني الربح خطه الأفقي بمقدار يساوي 1 dB+ أو 1 dB− بحسب اتجاه التغير نحو الأسفل أو نحو الأعلى مقارنةً بنقطة بداية التغيّرات. في هذا السياق، يُعدُّ مكبر الاستطاعة

RFPA ذا سلوك خطي حتى هذه النقطة وبعدها يوصَف الأداء بأنه يكون هناك (بعد تلك النقطة) تشوه في مطال الإشارة على الخرج بشكل كافٍ لكون المكبر هنا غير خطي، وهو التشوه الذي يُدعى بتشوه المطال (AM/AM).



الشكل 1—11: مفهوم نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 ديسيبل من وجهة نظر ربح المكبر [26].

الطريقة الأخرى لقياس نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 ديسيبل هي من خلال النظر إلى استطاعة الخرج بدلاً من الربح؛ من خلال منحنى استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل كما في الشكل 1−10. بهذه الطريقة، تُحدَّد نقطة ضغط الاستطاعة هذه عندما يتحرك منحني استطاعة الخرج للمكبر 1 ديسيبل بعيدًا عن امتداده المستقيم (الخطي) فيما قبل هذا التغيير. تُعرّف قيمة استطاعة الخرج عند هذه النقطة على أنها نقطة ضغط استطاعة الخرج الأساسية Fundamental Output-Compression-Point1 (OCP1)؛ وبالمقابل تُعرَّف نقطة ضغط استطاعة الدخل الأساسية Fundamental Iutput-Compression-Point1 (ICP1) عند ذلك التغيّر في المنحني.



الشكل 1—12: مفهوم نقطة ضغط الاستطاعة من وجهة نظر استطاعة خرج المكبر [26].

- **<u>عرض النطاق الترددي</u>**

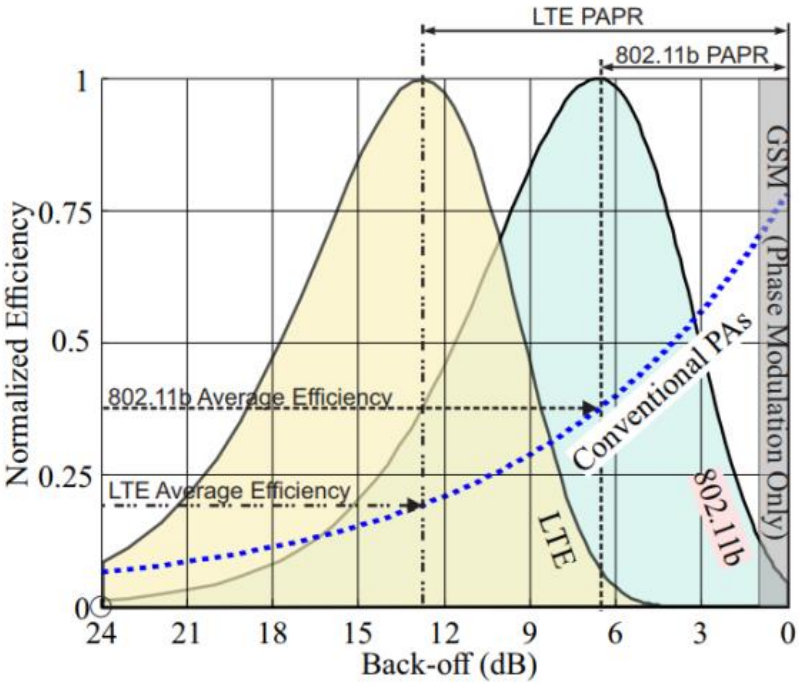
كما أشرنا في المقدمة العامة من هذه الأطروحة، يتطلب مكبر الاستطاعة في تطبيقات الجيل الخامس عرض النطاق الترددي ليكون عريض المجال (من عدة مئات ميغا هرتز إلى الحد الأقصى المحتمل حتى فوق 1 جيجا هرتز) وذلك لضمان معدلات نقل بيانات عالية جداً تصل إلى بضع عشرات من الجيجا بِتْ في الثانية Gbps 20~ [24]، وكما أشرنا في بند المواصفة (استطاعة الخرج) يتعلق عرض النطاق الترددي الذي نحصل عليه من تصميم المكبر بشكل رئيس عن طريق توفيق الممانعات على خرج ودخل المكبر. في الحقيقة، تتعارض مواصفة عرض النطاق الترددي الواسع المجال مع الحصول على كفاءة عالية كون الحصول على كفاءة عالية للمكبر يأتي مع تكلفة حصول تشوه في إشارة الخرج؛ ومن ثُمَّ تشوه الطيف الترددي الناتج عند هوائي الإرسال؛ مما يستدعي طرائق تحسين الكفاءة من دون التأثير في عرض النطاق الترددي المطلوب أن يكون واسعاً في تطبيقات الجيل الخامس.

6.3.1 أثر قيمة PAPR العالية على الكفاءة في أنظمة الاتصال المتقدمة

يُظهر الشكل 1–9 السابق أنّه يمكن الوصول نظرياً إلى أقصى قدر من الكفاءة. ولكن، كما أشرنا في فقرة المقدمة العامة من هذه الأطروحة، يجب أن تكون مكبرات الاستطاعة المستخدمة لتضخيم إشارات الغلاف غير ثابتة المطال (المُمثِّلة للمعلومات المُراد إرسالها والناتجة عن نوع التُعَدُّيل المستخدم في نظام الاتصال) قادرة على استيعاب قيم ذروات الإشارة تمامًا مثلها مثل القيم المتوسطة من الإشارة وهذا لتجنب قطع قمم الإشارة (تشويهها)، ولكن الحال أنّه لا يمكن قيادة الإشارة الداخلة لمكبر الاستطاعة لتحقيق ذلك الاستيعاب بهذه السهولة؛ لأن مكبر الاستطاعة RFPA يُسمح له بالتشغيل بأقصى طاقة خرج فقط عندما تكون إشارة الإدخال في الذروة. في أنظمة الاتصالات الحديثة حتى الجيل الرابع والنسخ المتطورة عنه؛ وصولاً إلى الجيل الخامس والتي تستخدم مخططات تُعَدُّيل modulation schemes معقدة، غالبًا ما يكون متوسط مستوى مطال إشارة الدخل المُقادة أقل بكثير من مستوى ذروة مطالها (أي قيمة مرتفعة للنسبة PAPR)، وهذا يعني أن قيمة متوسط الكفاءة، والذي يشار إليه أحيانًا باسم كفاءة التراجع Back-Off (تُحسّب الكفاءة عنها باعتبار تابع الكثافة الاحتمالية Probability Density Function (PDF) لإشارة الدخل)، ستكون أقل بكثير من تلك الموضَّحة في الشكل 1–9.

في الشكل 1–13، نُبيّن قيم الكفاءة كتابع لمستوى تراجع استطاعة الخرج Output Power Back-Off (OPBO)، والتي تُعرَّف بانها مقدار انخفاض مستوى استطاعة خرج المكبر مقارنةً بأعلى قيمة لها، وذلك من أجل مكبرات الاستطاعة النموذجية من الصنف AB؛ جنبًا إلى جنب مع توابع الكثافة الاحتمالية (قيمة الكفاءة المقيسة بالواحد) من أجل ثلاثة مخططات تُعَدُّيل للإشارة

المرسَلة في نظام الاتصال مختلفة لتبيين القيمة المتوسطة للكفاءة بدلالة قيم مستوى التراجع Back-Off (من مستوى تراجع 0 ديسيبل إلى مستوى تراجع 24 ديسيبل).



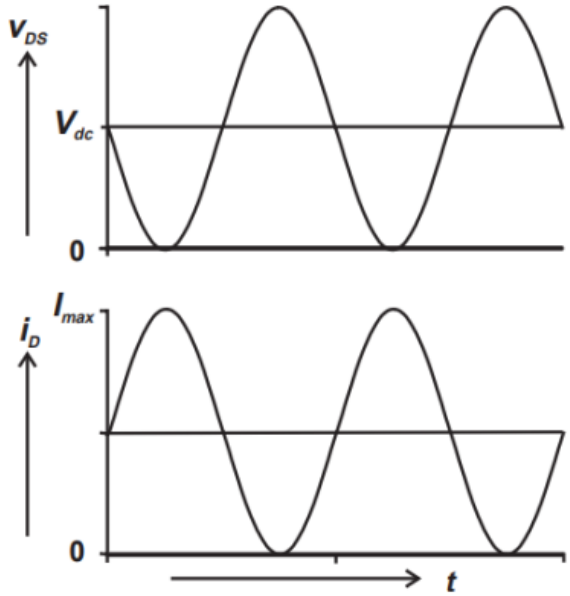
الشكل 1—13: الكفاءة كتابع لمستوى راجع لاستطاعة خرج OPBO [28].

يوضّح الشكل 1–13 أن متوسط كفاءة مكبر الاستطاعة من الصنف AB (النظري والمثالي) المستخدمة في أنظمة شبكات الاتصال؛ وفق المعيار (WLAN) 802.11b تبلغ حوالي 40% فقط؛ بينما في أنظمة LTE المتقدمة للجيل الرابع، تكون أقل (تظهر أقل من 25%). وبالنظر إلى أقصى اليمين في الشكل1–13، يظهر أن الكفاءة المقابلة لتابع الكثافة الاحتمالية لإشارة GSM ثابتة، ويرجع هذا إلى أن نظام GSM يستخدم إشارات الغلاف الثابتة (مطالات الرموز ثابتة)؛ مما يعني أنه يمكن تشغيل هذه الإشارات في دخل مكبرات الاستطاعة ضمن كل فترتها الزمنية من دون التعرض لخطر تشويه الإشارة (تفادي قطع ذروة الإشارة) على خرج المكبر، **ومن ثُمَّ السماح بتشغيل عالي الكفاءة في جميع الأوقات من أجل أنماط التُعَدُّيل الذي لا تتغير فيه مطالات الرموز المرسَلة.**

7.3.1 مسألة تحسين الكفاءة عند مستوى استطاعة Back-Off معيّن

يُعَدُّ موضوع تحسين الكفاءة لمكبر الاستطاعة في أنظمة الاتصال المتقدمة (مثل الجيل الخامس) عند مستوى استطاعة Output Back-Off (OBO) معيّن محوراً رئيساً للبحث خلال السنوات الخمس الأخيرة (بُعيد اقتراح نظام الجيل الخامس للاتصال ونهاية حقبة الجيل الرابع LTE Advanced). في هذا السياق، إن أساس مشكلة البحث المتمثلة بانخفاض كفاءة المكبّر عند

مستوى Back-Off معيّن هو أنه، بمعنى ما، "لا يُستخدمُ الترانزستور بكامل إمكاناته التشغيلية". أظهر الشكل 1–9 الكفاءة كتابع لزاوية التوصيل في ظل الظروف المثالية للتشغيل، كما هو مذكور أعلاه. تعني الظروف المثالية هنا أنه يُسمح للتيار عند خرج المكبر بالتأرجح حتى يصل إلى I_{RFmax}، وهي القيمة القصوى قبل أن يبدأ في القطع clipping، ويُسمح للجهد بالتأرجح swing حتى قيمة $V_{dc} = 2 \times V_{RFmax}$. ومن ثُمَّ فقط عندما تكون تقلبات (تأرجحات swings) الجهد والتيار في أقصى حد لها، يمكن تحقيق أقصى قدر من الكفاءة. يُبيّن الشكل 1–14 مظهر تلك التأرجحات لكل من مطال الجهد عند مصرف الترانزستور، ومطال التيار المار فيه بمرور الزمن (مع تخيل امتداد الموجة بين قمتها وقاعها متغيّراً).

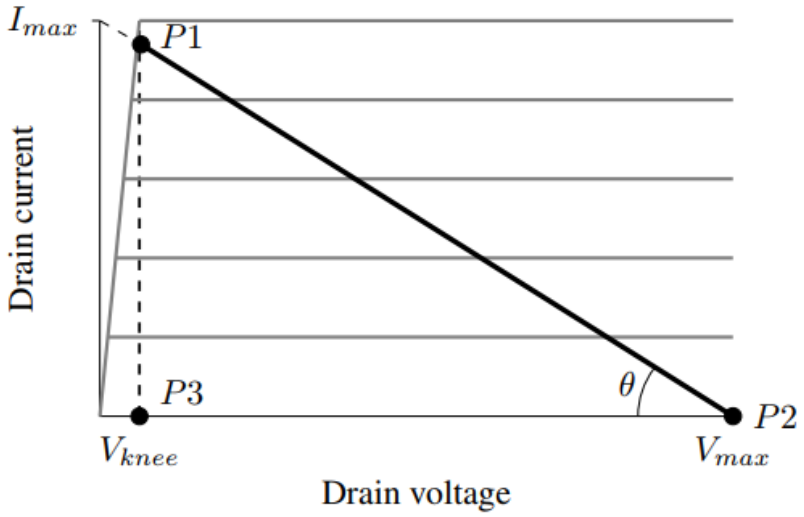


الشكل 1—14: تأرجح القيم العظمى للجهد V_{DS} والتيار I_D على خرج المكبر RFPA [22].

بحسبان مطال الجهد عند المصرف هو $V_{DS} = V_{dc}$ ومطال التيار المار هو $I_D = I_{max}/2$، يمكن عندئذٍ تعريف قيمة مقاومة أمْثَلية an optimal resistance هي R_{opt} كما في المعادلة الآتية:

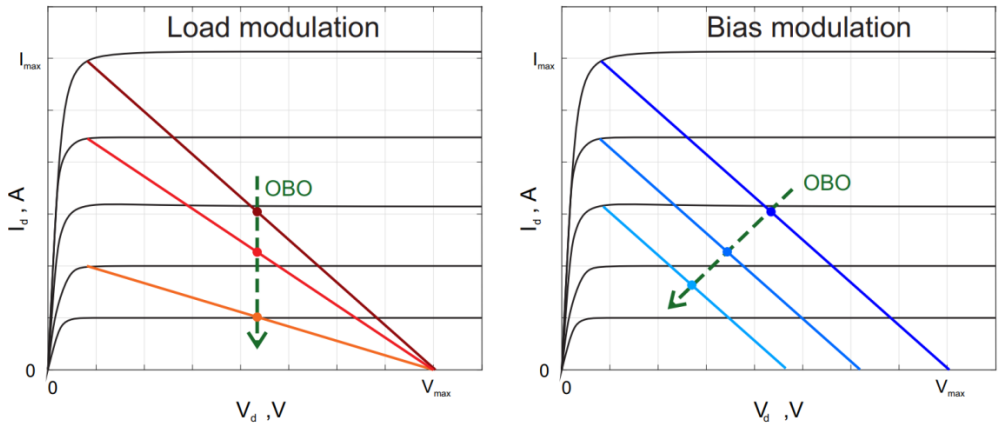
$$R_{opt} = \frac{V_{DS}}{I_D} = 2\frac{V_{dc}}{I_{max}} \qquad (19.1)$$

تُدعى هذه المقاومة في الأدبيات [22] بمقاومة خط الحمل Load Line Resistance. بالعودة إلى منحنيات خواص الجهاز الترانزستوري المستخدم في تصميم المكبر، يُبيّن الشكل 1–15 منحنيات (الجهد–تيار I–V) لجهاز ترانزستوري مثالي؛ جنباً إلى جنب مع خط الحمل الذي يُعرَّف المقاومة R_{opt}، حيث ميل المستقيم الممثل لخط الحمل هذا يساوي $1/R_{opt}$.



الشكل 1—15: منحني خواص (I-V) لترانزستور يعمل بشكل مثالي، مع خط الحمل [22].

عندما يتم إرجاع استطاعة الخرج إلى مستوى معين the output power is backed off موصوف في التصميم، يتناقص طول خط التحميل، أي إن النقطة P1 في الشكل 1–15 تتحرك نحو النقطة P2 (الثابتة). هذا يعني أن تأرجحات التيار والجهد لم تُعَدُّ تستطيع الوصول إلى قيمها العُظمى؛ ومن ثُمَّ لم يعد يتم تحقيق أقصى قدر من الكفاءة؛ ومع ذلك، إذا كان من الممكن تثبيت النقطة P1 أفقياً (تثبيت قيمة الجهد المقابل لها)، والسماح فقط بالتحرك عمودياً (تغيير قيمة التيار المقابل لها) نحو النقطة P3، فيمكن عندئذٍ ضمان أقصى تأرجح ممكن وهذا من أجل مجال قيم من مستويات التراجع Back-Off المقررة من قبل المصمم (2،3، 6 ديسيبل مثلاً)، وهذا يكافئ مجال قيم من مستويات قيادة إشارة الدخل. من الشكل 1–15، يمكن ملاحظة أنّه هناك طريقتان لتحقيق ذلك؛ إما: 1– عن طريق تقليل الزاوية θ (انظر في الشكل) مع تراجع قيمة استطاعة الخرج؛ وفق القيمة المحددة لها Back-Off، أو: 2– بتحريك النقطة P2 على طول المحور x (محور جهد مصرف الترانزستور) باتجاه النقطة P3. يوضح الشكل 1–16 هاتين الطريقتين، حيث تُعرَف الطريقة الأولى باسم تقنية تُعَدُّيل الحمل Load Modulation، وتُعرَف الطريقة الثانية باسم تقنية تُعَدُّيل الانحياز Bias Modulation.



الشكل 1—16: تقنيتي تُعَدِّيل الحمل وتُعَدِّيل الانحياز في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA [28].

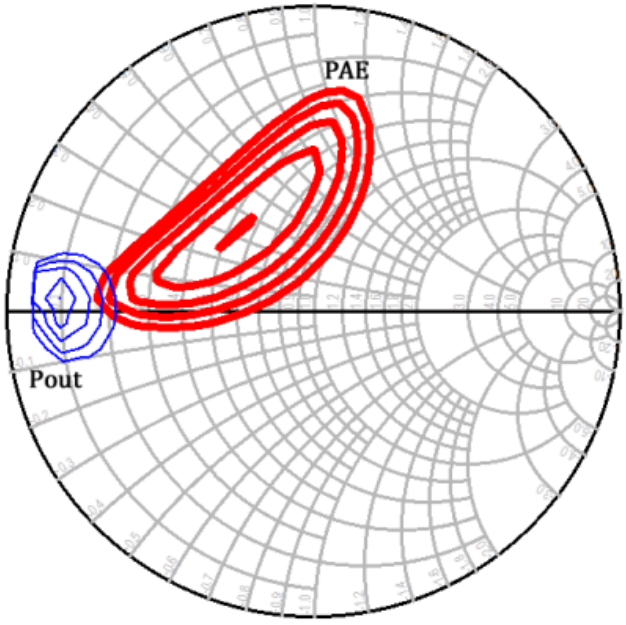
ظهرت هاتان التقنيتان منذ زمن بعيد. تقنية تُعَدِّيل الحمل، المستخدمة في معمارية مكبر الاستطاعة Doherty التي اقترحها ويليام إتش دوهرتي William H. Doherty في عام 1936 [29]، وتقنية تُعَدِّيل الانحياز المستخدمة في طريقة إزالة المغلف واستعادته (EER) Envelope Elimination and Restoration التي اقترحها ليونارد آر خان L. R Kahn في عام 1952 [30]. كان كلاهما يهدف في الأصل إلى زيادة الكفاءة في محطات البث عالية الاستطاعة والموجة القصيرة والتي كانت تعتمد على التُعَدِّيل المطالي (أي إنهما وجِدا أصلاً لحل مشكلة PAPR القائمة في أي نظام اتصال لاسلكي يستخدم إشارة غلاف متغيرة المطال–مشكلة تشوه إشارة خرج المكبر؛ نظراً لكون مطال إشارة الدخل متغيّراً)، لكنهما فقدا قوتها التطبيقية لاحقاً بسبب الانتقال إلى أنظمة التُعَدِّيل الترددي الذي لا تكون إشارة الغلاف فيه متغيرة المطال (أي غلافها ثابت المطال)؛ مما يلغي الحاجة إلى مثل هذه التقنيات في تحسين الاستطاعة. عادت هاتان التقنيتان لاحقًا (يمكننا القول في بداية القرن العشرين) لإثارة اهتمام الباحثين والصناعيين مرة أخرى، عندما بدأت المزيد والمزيد من أنظمة البث اللاسلكي في استخدام مخططات تُعَدِّيل للإشارة المرسلة بغلاف غير ثابت. في هذا السياق، هناك عدد من الطرائق الأخرى التي تعتمد بأساسها على تقنيتي تُعَدِّيل الحمل وتُعَدِّيل الانحياز، على سبيل المثال تقنية التفريغ Out-Phasing [31,32] وتتبع الغلاف Envelope Tracking (ET) [33,34]، وغيرها التي نناقشها بشيء من التفصيل في بداية الفصل الثاني.

8.3.1 توفيق الممانعات وطرائق LOAD-PAUL/SOURCE-PAUL

عندما يصبح طول موجة الإشارة صغيراً بالنسبة للأبعاد الفيزيائية للدارة (إشارات عالية التردد، مثل إشارات الأمواج الميكروية والميليمترية)، تظهر ظاهرة انتشار الإشارة الكهربائية عبر وسط أسلاك الدارة، ما يتضمن مفهوم الإشارة الواردة والمنعكسة عند كل نقطة وصل بين عنصرين من الدارة [21]. عند حدوث ذلك، من الضروري مطابقة (توفيق) الممانعة بين المصدر (منبع

الإشارة) ودخل مكبر الاستطاعة من جهة وبين الحمل وبين خرج مكبر الاستطاعة RFPA من جهة ثانية، وذلك لنقل أقصى قدر من الاستطاعة من المنبع إلى الحمل بأقل خسائر. عادةً ما تكون؛ ممانعة المنبع R_S والحمل R_L معروفتين، لكن تحديد قيم؛ ممانعة الدخل والخرج للترانزستور المستخدم في مكبر الاستطاعة يعتمد على عددٍ من العوامل التي لا يمكن حسابها بدقة؛ باستخدام معادلات رياضيّة تحليليّة؛ بل يمكن تحديد هذه القيم من خلال طرائق سحب الحمل Load-Pull وسحب المنبع Source-Pull [22].

ترتكز طريقة سحب الحمل على اختبار عدد من الأحمال المختلفة على خرج الترانزستور لتعيين الأداء المحتمل على مخطط سميث، يقابله ذلك تحديد؛ ممانعة خرج المناسبة من تلك الأحمال المفترضة في الطريقة. تُرسم قيم أداء استطاعة الخرج P_{out} والكفاءة PAE على مخطط سميث كمنحنيات لكل منها مستوى محدَّد لاستطاعة خرج أو الكفاءة يُسمى كل منها منحني خط الكفاف Contour Plot أو (دوائر استطاعة الخرج ودوائر الكفاءة على مخطط سميث التي كل منها تقابل قيماً عدة للممانعة تقابل قيمة ثابتة للاستطاعة أو الكفاءة) [22]؛ ومن ثُمَّ يمكن تحديد الحمل الذي يُحسِّن استطاعة الخرج أو الكفاءة او كليهما؛ وفق حمل يعطي حلاً وسطاً بين أداء مطلوب بالنسبة لهما. تتم طريقة سحب المنبع بمنهجية مشابهة تماماً لطريقة سحب الحمل ولكن تجري الأمور هنا بالنسبة لدخل الترانزستور، وذلك لتحديد ممانعة دخله الذي تعطي بالمثل أداءً مطلوباً لكل من P_{out} وPAE. يبيّن الشكل 1-17 مثال على منحنيات المستوى من طريقة الحمل والسحب. توضّح هذه النتائج أن الحمل الذي يعمل على تحسين طاقة الخرج يمكن أن يكون مختلفًا عن الحمل الذي يحسن أداء PAE.



الشكل 1—17: مثال عام عن دوائر Pout وPAE الناتجة عن طرائق سحب الحمل والمنبع في التصميم.

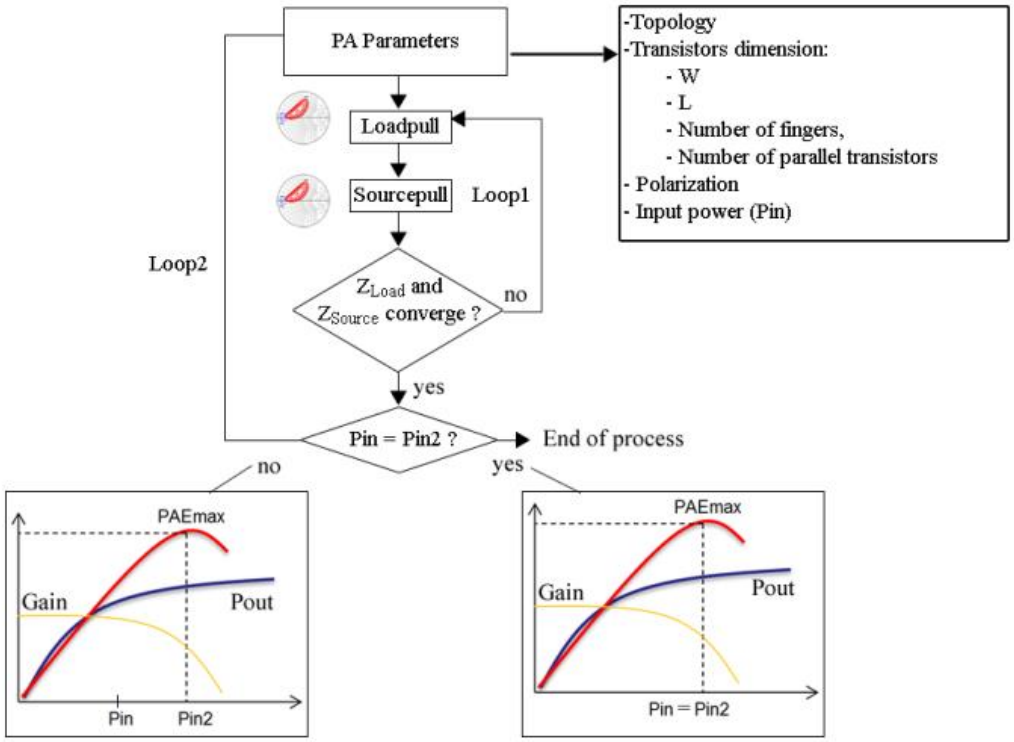
عادة ما تكون الأبعاد الفيزيائية للترانزستور المستخدم في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA كبيرة؛ مما يقلل من ممانعة دخله وممانعة خرجه، المُراد تحديدهما لتناسب مواصفات مطلوبة لاستطاعة الخرج والكفاءة [21]. من المهم التنويه هنا إلى أن قيم الأحمال المحسوبة لدخل الترانزستور وخرجه؛ وفق طرائق السحب Pull Methods تتغير؛ وفقا لمُعامِلات عدة مثل الاستقطاب والتردد والأبعاد الفيزيائية والتكنولوجيا واستطاعة الدخل المطبقة عند تنفيذ العملية. تكون الممانعة المثلى optimal impedance سواء لدخل الترانزستور أو لخرجه، والتي عُثرعليها بواسطة طرائق السحب تلك، محددة تماماً ومتفردة بالنسبة لكل مجموعة من المعاملات السابقة. نقطة أخرى مهمة هنا هي أنه واعتماداً على طوبولوجيا تشكيل مخطط دارة مكبّر الاستطاعة RFPA، فإن الحمل الأمْثَلي المحسوب؛ وفق تلك الطرائق، يؤثر على قيمة الحمل الأمْثَلي المحسوب؛ وفق تلك الطرائق أيضاً، والعكس صحيح؛ بمعنى أنّه لا يمكن أن يكون بأي طريقة من الطرق تحديد؛ ممانعات مُثلى لترانزستور التصميم على دخله وخرجه ؛إذ أن لا يتأثر إحداها بالآخر؛ لأنّها مرتبط ببعضها (غير مستقلة فيزيائياً عن بعضها بعضاً) [22].

<u>نوضح الآن خطوات الخورازمية المتبعة في تنفيذ طرائق سحب الحمل والمنبع.</u>

بعد اختيار جميع مُعاملات التصميم المطلوبة مثل استطاعة الخرج والكفاءة، فإنّ تطبيق طريقة سحب الحمل/سحب المنبع يكون تكراريًا Iterative حتى الوصول إلى قيم الممانعات المُثلى المطلوبة كخطوة أولى قبل تصميم شبكة التوفيق عند كل من الحمل والمنبع لشبكة المكبر ككل. أولاً، يُفترض حمل ذو قيمة لا على التعيّن على دخل الترانزستور (50 أوم، على سبيل المثال) ثم يُطبق طريقة سحب الحمل Load-Pull، وذلك بهدف تحديد ممانعة الخرج المُثلى لذلك الترانزستور. بعدها، يتم تثبيت هذه القيمة المُثلى ومن ثمَّ تُطبق طريقة سحب المنبع Source-Pull للعثور على ممانعة الدخل المثلى لاستبدال القيمة الاعتباطية المختارة سابقاً (قيمة المقاومة 50 أوم). بعد العثور على الممانعة المثلى للدخل، يُعاد تطبيق طريقة سحب الحمل مرة أخرى؛ لأن تغيير ممانعة الدخل الأولية البالغة 50 أوماً إلى قيمة أخرى، والذي جرى قبل قليل، سيغير نتيجة طريقة سحب الحمل. وهكذا، تتكرر هذه الخطوات عدداً معيّناً من المرات، فيكون من أجل كل ممانعة دخل ممانعة خرج مُثلى مختلفة، ويكون لكل ممانعة خرج ممانعة دخل مُثلى مختلفة أيضاً. وبعد تحقيق جميع دورات التطبيق لطرائق السحب بالنسبة للحمل والمنبع، فإنّه يمكن ملاحظة- في بعض الأحيان- أن مقاومة المدخلات والمخرجات للترانزستور تتوقف عن التغيير، ومن ثُمَّ تتقارب converges قيم مقاومة الدخل/الخرج إلى القيم المُثلى المطلوبة.

بعد الاستدلال عن ممانعات الدخل والخرج المُثلى بالنسبة إلى مكبر الاستطاعة المطلوب تصميمه، يُفترض بأنّها هي الممانعات التي يراها الترانزستور على كل من خرج ودخله، ومن ثمّ

يُجرى مسحٍ لقيم معيّنة لاستطاعة الدخل؛ باستخدام محاكاة التوازن التوافقي Harmonic Balance (HB) (التي تُجري جميع الحسابات اللازمة لمحاكاة عمل الدارة بحسب العناصر والتوصيلات المُشكّلة لها وذلك؛ وفق تحويل فوريه وغيرها من تحليلات الدارات الكهربائية، وهي محاكاة متضمنة في برنامج المحاكاة ADS الذي نعتمده في هذا العمل)، وذلك لرسم دوائر PAE وPout والربح بدءاً من مستويات استطاعة دخل منخفضة (من رتبة dBm 20−) إلى مستويات استطاعة دخل عالية (من رتبة dBm 20). عادة، يتم هذا الإجراء (محاكاة HB) في التكرار الأول لطريقة السحب بالنسبة لاستطاعة دخل لا تتوافق مع ذروة مطلوبة لكل من PAE أو P_{out}. وعندما يحصل توافق مع ذروة مطلوبة، فمن الممكن الآن القول إن تحسّناً ملموساً في أداء المكبر قد جرى من خلال تقديم قيم مقاومات أخرى للدخل والخرج. إذن يجب أن يختار المصمم منذ البداية معلمة محددة (أي هل هو يريد تحسين PAE أو P_{out} أو كليهما)، ثم يحتفظ بقيمة استطاعة الدخل التي تتوافق مع ذروة مطلوبة PAE أو Pout أو كليهما (وفقًا للمواصفة الذي يريد تحسينها) ووضع هذه القيمة مرة أخرى على المنبع وتكرار طريقة سحب الحمل/المنبع مرة أخرى. بعد بعض التكرارات التي تبحث عن استطاعة الدخل المثلى، تتقارب هذه القيمة، ومن ثم تُعَدُّ دارة المكبر ذات ممانعات الدخل والخرج المثلى الناتجة هي الدارة التي يجب اعتمادها أو لا؛ وفق تلك القيم المحصول عليها. يُبين الشكل 1−18 المخطط التدفقي للشرح السابق عن طرائق سحب الحمل/المنبع.



الشكل 1—18: منهجية لتحديد؛ ممانعات الدخل والخرج المُثلى لمكبر الاستطاعة RFPA [26].

يدوياً، تُعَدُّ عمليةُ تحديد ممانعات الدخل والخرج المثالية لمكبر الاستطاعة RFPA طويلة وصعبة، حيث هناك حلقتان تكراريتان أساسيتان مع عدد غير محدد من التكرارات الفرعية. لتوضيح هذه الصعوبة، نقول إنه وفي أثناء طريقة سحب الحمل/المنبع، هناك مُعامِلات يجب تُعَدُّيلها، على سبيل المثال مُعامِل هو منطقة البحث عن قيم الممانعات المطلوبة على مخطط سميث، وهذه المنطقة تكون محددة بنصف قطر ما، ومثال آخر هي الإحداثيات القطبيّة لقيم الممانعات الممسوحة أثناء العملية، وكذلك عدد النقاط المراد محاكاتها (دقة تقريب والحساب في الخوارزمية). فعندما لا تغطي منطقة ما مفترضة الحد الأقصى من نقاط PAE / Pout الممكنة، فإنّه يجب إعادة تعريف منطقة البحث من جديد على مخطط Smith. لتفادي هذه الصعوبة في تطبيق طرائق سحب الحمل/المنبع، فإنّه يمكن إجراء كل هذه العملية في هذا العمل حاسوبيّاً على برنامج المحاكاة Agilent Advanced Design System (ADS) بشكل كامِل ودقيق بدرجة مقبولة ومعتمدة في جميع أدبيات هذا البحث.

عبر برنامج ADS، ولكل نقطة محددة على منطقة البحث من مخطط سميث، يُجرى محاكاة HB، والتي تحتاج إلى تعريف عدد التوافقيات التي يجب إدخالها في الحسبان فيما يتعلق بتحويل فوريه (نتذكر هنا أنّ تحويل فوريه لإشارة ما هي مجموع لامتناهٍ من التوافقيات في الحالة المثالية، وعند الحساب العملي يُحدد عدد معين يكون مقبولاً يكفي للقول بإن تحويل فوريه الناتج هو تقريب مقبول للإشارة المدروسة). في هذا السياق، من الشائع العثور على نقاط؛ ممانعات أو قيم استطاعة دخل أو خرج أو كفاءة لا تتقارب من أجلها خوارزمية HB؛ الأمر الذي يتطلب تغيير منطقة البحث حتى تعمل المحاكاة بشكل يتحقق فيها التقارب. في الحقيقة، تظهر مشكلة التقارب هذه عادةً عندما تكون منطقة البحث قريبة من حواف مخطط سميث (ممانعات منخفضة)، و/أو تُستخدم مستويات استطاعة دخل عالية جداً (في الفصلين الثالث والرابع، ووُجِهت هذه الحالة عند تصميم دارة مكبر الاستطاعة). بكل الأحوال، وبالنسبة لعدد صغير من التوافقيات، تكون المحاكاة أسرع؛ ولكن بدقة أقل مع احتمال أكبر لعدم التقارب. لذلك، عادةً ما يُجرى هذا النوع من المحاكاة؛ باستخدام خمس توافقيات وإذا لم تتقارب المحاكاة، فسيزداد هذا الرقم للوصول إلى التقارب المنشود. بالنسبة للدارات الميكروية والميليمترية ذات الدرجة من غير الخطية العالية، هناك حاجة إلى مزيد من التوافقيات للوصول إلى التقارب (غالباً ما يصل إلى 10 و15 وحتى أكثر من ذلك). خلال الفصلين الثالث والرابع من هذا البحث نعتمد عدداً كبيراً نسبياً من التوافقيات (من أجل محاكاة إشارة دخل جيبية ذات تردد حامل وحيد One−Tone Signal) لجعل الخوارزمية تتقارب مع بعض الاعتبارات الأخرى من حيث استطاعة الدخل المفترضة والقيم الابتدائية لممانعات الدخل والخرج للترانزستور ومنطقة البحث. عموماً، رغم استخدام الحاسب في تحديد؛ ممانعات الحمل والمنبع الأمْثَلية للترانزستور في التصميم

كمرحلة أولى سابقة لتصميم شبكات التوفيق، فمن المهم الإشارة هنا إلى أن طرائق سحب الحمل والمنبع الضرورية لتصميم مكبرات الاستطاعة RFPA هي عملية طويلة تتطلب الصبر.

4.1 التسوية Compromission بين الكفاءة والخطية عند تصميم مكبرات RFPA

إنّ المواصفتين الأكثر أهميّة في مكبرات الاستطاعة RFPA هما الخطية والكفاءة. إنّ المفاضلة بين الخطية والكفاءة أمر لا مفر منه في التصميم وفي الوقت نفسه تحقيقها هو أمرٌ صعب للغاية. عادة، يؤدي غض النظر عن المتطلبات غير الخطية– التي تتعلق بكفاءة الاستطاعة– إلى إرسال الإشارات التي تكون سعة ذروة مطالها أقل من تلك المقابلة نقطة ضغط الاستطاعة 1-dB. لذلك، من أجل أن يتجنّب مكبر الاستطاعة هذه التأثيرات غير الخطية (إجبار المكبر على العمل في المنطقة الخطية للعلاقة بين استطاعة الدخل والخرج)، فمن الضروري تشغيل المكبر في مكانٍ ما قبل هذه النقطة بمقدار معيّن (أي قبل نقطة ضغط الاستطاعة وبعيداً عنها 1-dB compression point) رغم مع ما يترتب على ذلك من تدهور في كفاءة النظام الإجمالية. بمعنى آخر، يتأثر أداء كفاءة الاستطاعة بحسب نقطة العمل المعتبرة سواء عند مستوى تراجع لاستطاعة الدخل Input Back–Off (IBO) أو عند مستوى تراجع لاستطاعة الخرج Output Back-Off (OBO). فيما يلي، سنذكر بعض العوامِل الأخرى المتعلقة بالكفاءة والخطية في ثلاثة مستويات من وجهات النظر لاستعراض الحل، هي: 1– على مستوى الجهاز الترانزستوري Device Level. 2– على مستوى الدارة الإلكترونية Circuit Level. 3– على مستوى النظام ككل Overall System Level.

1.4.1 تحسين الخطيّة Linearity

يعتمد الحل لتحقيق درجة خطية معيّنة في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA على وجهة النظر التي يُنظر؛ وفقها إلى نظام التكبير الراديوي، حيث يمكن مناقشة ثلاثة مستويات من وجهات النظر هي على مستوى الجهاز الترانزستوري المستخدم، وثانياً على مستوى الدارة، وثالثاً على مستوى النظام ككل [35].

أولاً: تحسين الخطيّة على مستوى الجهاز الترانزستوري:

تحدّد تكنولوجيا أو تقنيات أشباه الموصلات المطبقة حلولاً على مستوى الجهاز الترانزستوري لتحقيق الخطيّة لصالح مكبرّات الاستطاعة RFPA. هناك مجموعة متنوعة من تقنيات أشباه الموصلات: Si BJT وSiGe HBT وSi LDMOS FET وGaAs MESFET و GaAs HFET وGaAs HBT وSiC MESFET وGaN HEMT، والتي طُبقت في مكبرات RFPA. بناءً على متطلبات تصميم مكبر الاستطاعة، وبشكل أكثر تحديدًا فيما يتعلق بالخطية

والكفاءة، استُخدمت كل تقنية لصالح تطبيق معين. على سبيل المثال، يُستخدم MESFETs GaAs على نطاق واسع في صناعة أشباه الموصلات؛ بسبب عمليتها البسيطة وأدائها الممتاز عند الترددات اللاسلكية. توفر تكنولوجيا FETs ذات البنية غير المتجانسة مثل HFETs و–p HEMTs والترانزستورات عالية الحركة الإلكترونية المتحولة (m-HEMTs) قيماً أعلى بالنسبة للترددات f_t وf_{max} الخاصة بنموذج الترانزستور، وكذلك تتميز بخواص ضجيج أفضل، وجهد انهيار أكبر مقارنة بتقنيات الأجهزة الترانزستورية الأخرى؛ مما يجعلها مرشحة مثالية لتصميم مكبرات الاستطاعة منخفضة الضجيج (LNAs). علاوة على ذلك، يمكن أن تؤدي تقنيات الأجهزة مثل الأجهزة القائمة على InP قدرة كبيرة على التشغيل السريع والمتجانسة في كتل دارات التردد اللاسلكي ذات الخطية المتوسطة. في الوقت الحاضر، أصبحت معظم هذه التقنيات نوعاً ما قديمة، كما أنّ الطلب المتزايد على الأجهزة عالية الاستطاعة عند الترددات العالية في تطبيقات الجيل الخامس جعل تقنيات GaAs وGaN مهمة في السوق الرئيسة لصناعة الترددات اللاسلكية والميكروويف. الجدير بالذكر هنا أن هذه التقنيات من أشباه الموصلات تكون مشوبة بمكونين مفيدين هما: السيليكون وكربيد السيليكون [36,37].

ثانياً: تحسين الخطيّة على مستوى الدارة:

يرتبط النهج الرئيس عند المستوى بأصناف مكبر الاستطاعة (الصنف A أو B أو AB أو C). تُصنف كل مكبرات الاستطاعة؛ وفق هذا المستوى من التفكير في أصناف محددة كما رأيناً في الفقرة 4.3.1. يُبيّن الجدول 1–2 إلى ضرورية اختيار صنف العمل للمكبر؛ وفق تسوية لا مناص منها بين الخطية والكفاءة بناءً على صنف العمل. ففي الصنف C، تُظهر المكبرات درجة خطية ضعيفة وكفاءة عالية. في الأصناف A وB وAB، هناك مكبرات الاستطاعة خطية بدرجة مقبولة إلى جيدة، ولكن بكفاءة أقل [38].

الجدول 1—2: الكفاءة النظرية والأداء الخطي لأصناف عمل RFPA المختلفة.

صنف العمل	القيمة العظمى للكفاءة % (نظرياً)	الخطيّة
Class-A	50	جيدة
Class-AB	أفضل من الصنف A وأسوأ من الصنف AB	أفضل من الصنف B وأسوأ من الصنف A
Class-B	78.5	مقبولة
Class-C	100	ضعيفة

في هذا السياق، يقتضي حل تحقيق الخطيّة للمكبر لتسويتها مع كفاءة مطلوبة، والاعتماد على اختيار صنف العمل إلغاء اللاخطيّة الناتجة في الجهاز الترانزستوري من خلال مقاربة ربح التوصيلية الخطيّ Linear Transconductance Gain approach؛ إذ يكون الهدف الرئيس من هذه المقاربة هي إلغاء أو تخفيف اللاخطيّة بين تيار المصرف ids و جهد البوابة– المنبع Vgs في منحني خواص الترانزستور، والتي توصف الربح اللاخطي للجهاز متمثلاً بعدم

ثبات قيمة المقدار Gm (انظر الفقرة 2.3.1). تتضمن هذه المقاربة تقنيتين أساسيتين، هما: 1- فصل التوافقيات Harmonic Terminations. 2- التراكب المشتق وتعويض التوصيلية Derivative Superposition and Transconductance compensation.

1- فصل التوافقيات:

تطبق هذه التقنية من خلال إضافة شبكة ممانعات تُسمّى "شبكة فصل التوافقيات على الخرج" إلى دارة المكبر من صنف ما لتقليل تأثيرات اللاخطية من الدرجة الثالثة في إشارات الخرج والناتجة عن جداء التُعَدُّيل البيني Intermodulation Product (IMP) [38]. في هذه التقنية، يُمزج mixed (تحقيق عملية ضرب بين إشارتين جيبيتيّن) التوافقية الثانية المعدلة (المتمركزة عند التردد المساوي لضعفي تردد العمل $2f_0$) مع إشارة الدخل للمكبر. بهذه الطريقة يمكن تُعَدُّيل اللاخطيّة إلى وضع أفضل ويُعوض وفقها تعويض أو حتى يُلغى الحدّ term الناشئ عن اللاخطية للتوافقية من الدرجة الثالثة. على سبيل المثال، في أجهزة الإرسال الحديثة، تُصمّم شبكة فصل التوافقيات؛ باستخدام ممانعة دارة مفتوحة open-circuit impedance عند عقدة مصرف الترانزستور لفصل التوافقيات ذات الترتيب الفردي وممانعة دارة مقصورة short-circuit impedance لفصل التوافقيات ذات الترتيب الزوجي [39]. لتفاصيل أكثر حول هذه التقنية يمكن الرجوع إلى [40,41,42,43,44]. في المقابل، يعد تعقيد شبكة فصل التوافقيات والخسارة المرتبطة بها من ناحية ارتفاع مساحة منطقة الشريحة المطلوبة عند التحقيق العملي في دارة المكبر أحد العيوب الرئيسة لهذه التقنية؛ لكون تخفيض الحجم الفيزيائي للدارة النهائية يُعَدُّ قيداً تصميمياً مهماً في دارات التكبير العاملة عند ترددات الأمواج الميليمترية.

2- تعويض التوصيلية؛ وفق تراكب المشتق Derivative Superposition:

غالباً ما تعتمد اللاخطيّة في مكبرات الاستطاعة المصنعة؛ وفق تكنولوجيا الترانزستور FET؛ وفق تشكيلة المنبع المشترك Common Source (CS) على لاخطيّة مُعامِل التوصيلية في الترانزستور Gm. يمكن التعبير عن اللاخطيّة هذه من خلال تطبيق صيغة النشر؛ وفق متسلسلة تايلور Taylor expansion series على تابعية التيار ids المار بين مصرف الترانزستور وبين منبعه $i_{ds} = I_{dc} + G_m(1)V_{gs} + \left(\frac{G_m(2)}{2!}\right){V_{gs}}^2 + \left(\frac{G_m(3)}{3!}\right){V_{gs}}^3$، حيث V_{gs} هو الجهد المطبق بين المنبع والبوابة للترانزستور في حالة الإشارة الصغيرة small-signal gate-source voltage، وتشير $G_m(n)$ في هذه الصيغة إلى المشتق من المرتبة n لتابع التيار بالنسبة للمتحول في V_{gs}، بمعنى $G_m(n) = \frac{d^n i_{ds}}{d{V_{gs}}^n}$, $n = 0,1,2,3, \ldots$. إن تقنية تراكب المشتق هنا كما يشير المرجع [45] يحسّن من الخطيّة للترانزستور الرئيس المستخدم في التصميم وذلك من خلال تخفيض قيمة الحد $\left(\frac{G_m(3)}{3!}\right){V_{gs}}^3$.

للاستزادة في هذا الخصوص يمكن أيضاً الرجوع إلى [46,47]. في الواقع، تُعَدُّ هذه التقنية قديمة نسبيّاً، ولكنها تقدّم أفكاراً واضحةً لفهم الظواهر اللاخطيّة في الجهاز الترانزستوري لمكبرات RFPA.

ثالثاً: تحسين الخطيّة على مستوى النظام:

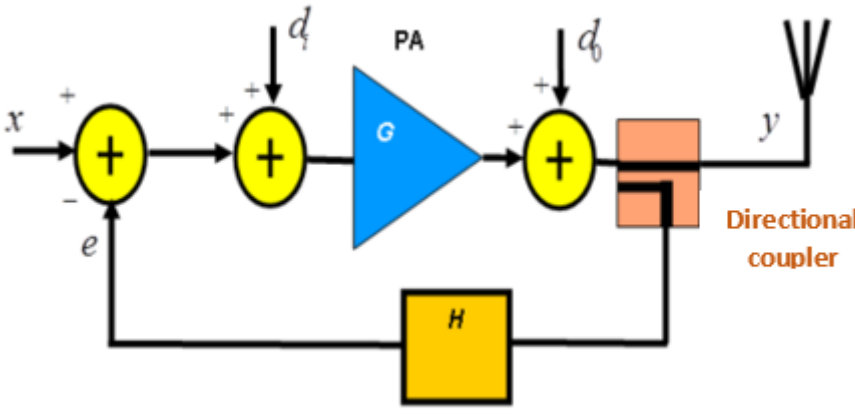
يمكن تصنيف حلول تحسين الخطيّة على مستوى نظام مكبر الاستطاعة في أربع عائلات رئيسة، كما يمكن تصنيف هذه العائلات الأربع الرئيسة إلى مجموعتين بناءً على طبيعة العملية التي يسعى فيها المصمم نحو تحسين الخطيّة فإمّا عن طريق تجنّب وإمّا عن طريق إلغاء التشويه الأصلي في النظام. هاتان المجموعتان، هما:

1- الخطيّة التي تهدف إلى تقليل التشويه:

العائلتان الرئيستان ضمن هذه المجموعة للحدِّ من التشويه في منطقة عمل مكبر الاستطاعة هما التغذية الراجعة العكسية Feed–Back (FB)، والتغذية الأماميّة Feed–Forward (FF).

أولاً: التغذية العكسيّة FB:

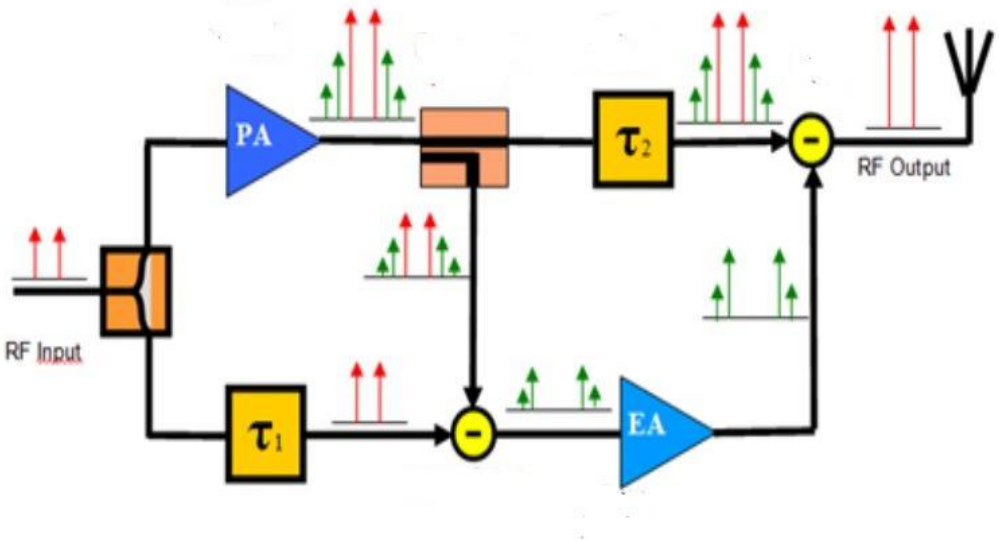
في هذه التقنية، تُقلل إلغاء جداءات التشويه البيني جزئيّاً عن طريق أخذ عينات من الشكل الموجي لإشارة خرج مكبر الاستطاعة ثم معالجتها وعكسها وإضافتها مع إشارة الدخل كما يبيّنه الشكل 1–19. لقد طُوِّرَت نظرية FB بمرور الوقت واُقترِح كثيرٌ من مخططات FB المتقدمة اعتمادًا على نوع الإشارة المدعومة [48,49,50,51,52]. تنطوي هذه التقنية على مخاطر عالية مثل عدم الاستقرار الناتج عن التأخير الزمني الذي يُدخل في مسار إشارة FB. هذه الحقيقة تسبب في الحد من ربح المكبّر والحد من عرض النطاق الترددي. لذلك، نظرًا لاحتياجات الجيل الخامس في معايير الاتصالات الحديثة في الوقت الحاضر، أصبح استخدام تقنية FB أقل شيوعاً من ذي قبل.



الشكل 1—19: البُنيّة الكلاسيكية لتقنية FB في تحسين خطيّة مكبرات الاستطاعة RFPA.

ثانياً: التغذية الأماميّة FF:

يُعَدُّ مكبر الاستطاعة؛ وفق تشكيلة FF بُنية تماثلية Analog (غير رقمية) تصلح للاستخدام من أجل مطلب النطاق الترددي العريض. إنّ هذه التقنية تلغي التشويه البيني لإشارة الخرج مثلما تفعل تقنية FB، ولكنها لا تلغي عدم الاستقرار الناتج عن التأخير الزمني اللازم في مخططها الصندوقي لإعادة إدخال عينة الخرج إلى دخل المكبر، كما هو مبين في الشكل 1–20؛ إذ يُضمّن مساري إشارة في هذه الطريقة. واحد من هذين المسارين ذو درجة خطيّة رفيعة للغاية، ويحمل عينة من إشارة الخرج غير مشوهة على الإطلاق. وتكون نتيجة المقارنة بين هذه الإشارة؛ لهذا المسار مع عينة المسار الآخر على خرج الإشارة الرئيس هي إشارة الخطأ التي تتكون، بشكل مثالي، من جداءات التشويه البيني فقط من دون الحد الرئيس من الإشارة الخطيّة المرغوبة. ووفق تقنية FF يُعكس هذا الخطأ ويُضاف إلى إشارة الإخراج لإلغاء بعض جداءات التشويه البيني بالمحصلة. علاوة على ذلك، تُضاف تأخيرات زمنية؛ بهدف مطابقة توفيق Matching الإشارة الرئيسة مع إشارة الخطأ.



الشكل 1—20: توضيح المخطط الصندوقي لتقنية FF ومبدأ عملها لتحسين الخطيّة.

تتميّز تقنية FF بأنّها تؤمن مكبر استطاعة مستقراً بشكل غير مشروط unconditionally stable (ومع ذلك، فإنه لا يعني سلوكًا جيدًا) وفعالًا لأنظمة الاتصالات التي تتطلب نطاق ترددياً عريضاً. تُستخدم بعض التطورات اللاحقة لهذه التقنية والحاصلة على براءات اختراع في بنية FF الأساسية لإنتاج إشارة مرتبة للتحكم في اختلالات الطور والمطال باستخدام بعض النغمات المساعدة كما نرى في [53,54]. علاوة على ذلك، من

أجل التحكم في الربح والمركبات الطورية phase components، أُستخدِمَت دارات تعويض Compensation Circuits كما في [55,56,57]. بكل الأحوال، تتجلى مشاكل هذه التقنية من جانبين. أولاً، كفاءة الطاقة ليست عالية بما يكفي بسبب الحاجة إلى استخدام اثنين من مكبّرات الاستطاعة. ثانيًا، من الصعب ضبط أو التحكم بمكوّنات دارات تعويض الربح والمركبات الطورية إذا لم تُستخدم أنظمة التحكم المؤتمتة Automatic Control Systems مثل طريقة المربعات بالمتوسط الأدنى Least Mean Square (LMS).

2- الخطيّة التي تهدف إلى تجنّب التشويه:

الهدف الرئيس وفق هذه المجموعة هو منع ظهور اللاخطية على خرج مكبّر الاستطاعة RF عن طريق ضبط نقطة الانحياز (نقطة عمل الترانزستورات في نظام التكبير) أو من خلال معالجة سابقة لإشارة الدخل عند المنبع. تندرج تقنيات الخطية الرئيسة المتعلقة بهذا المجموعة في عائلتين رئيسيتين، هما: 1- ضبط مستوى الاستطاعة Back-Off، وهي ليست تقنية تحسين خطية بشكل أساسي بل لتحسين الكفاءة، ولكن يمكن عدها أبسط طرق تحسين الخطيّة. 2- التشويه المسبق (PD) pre-distortion التماثلي أو رقمي.

في الحقيقة، يمكن عدّ عائلة ضبط مستوى الاستطاعة Back-Off لتحسين الخطيّة في سياق تقنية تُعَدُّيل الحمل Load Modulation المذكورة آنفاً، والتي نعود إليها لاحقاً في الفصل الثاني لكونها تقنية لتحسين الكفاءة مع المحافظة على درجة خطيّة مقبولة لمكبر الاستطاعة. من جهة أخرى، إنّ الفكرة الأساسية لتقنية التشويه المسبق (PD) هي تعويض اللاخطية لمكبر الاستطاعة من خلال إضافة وحدة تصحيح A correction Module. عادةً ما يحدث التحسين الخطي في أنظمة التردد الراديوي عن طريق تقنية PD التماثليّة Analog PD من خلال تنفيذ تقريب متُعَدُّد لتابع (دالة) مطال تابع التحويل (تابع النقل) Transfer Function، والذي يكون بصفات رياضيّاتية بعكس صفات تابع التحويل لجهاز التكبير غير الخطي، وهكذا تُلغى الصفة اللاخطيّة للمكبر كما نرى في [58,59,60,61]. من عيوب هذه الطريقة، أن إمكانية تُعَدُّيل تابع التحويل للتخلص من اللاخطيّة تكون محدودة بدقة تصميم الدارة الإلكترونية ودرجة استقرار التكبير المطلوبة. بكل الأحوال وعلى سبيل المقارنة، بالنظر إلى عيوب تقنية FB المتمثلة بانخفاض عرض النطاق الترددي، أو إلى عيوب تقنية FF المتمثلة بكفاءة منخفضة، توفر تقنية PD عرض نطاق ترددي أعلى وخيار مكبّر خطي عالي الكفاءة. في الحقيقة، تُعَدُّ تقنية التشويه المسبق الرقمي Digital PD في الوقت الحاضر حلاً شائعًا لأجهزة إرسال اتصالات النطاق العريض الحديثة، في حين أن تطبيق PD التماثلي ينحصر استعماله في بعض تطبيقات البث من الأقمار الصناعية وإليها.

2.4.1 تحسين الكفاءة Efficiency

بالمثل، يعتمد الحل لتحسين الكفاءة في تصميم مكبر الاستطاعة RFPA على ثلاثة مستويات من وجهات النظر هي على مستوى الجهاز الترانزستوري المستخدم، وثانياً على مستوى الدارة، وثالثاً على مستوى النظام ككل، كما ذكرنا بالنسبة لمسألة تحسين الخطيّة.

أولاً: تحسين الكفاءة على مستوى الجهاز الترانزستوري:

وفقًا لما هو مذكور في فقرة تحسين الخطية على مستوى الجهاز الترانزستوري سابقاً، تتمتع تقنيات GaAs HEMT وInP HEMT بخطية وكفاءة مناسبة في تطبيقات الترددات الراديوية. فضلاً عن ذلك، من خلال تطوير مواد أشباه الموصلات ذات فجوة الحزمة العالية High bandgap، على سبيل المثال SiC وGaN، تُبرز أدوارهما في تقنية تكبير استطاعة التردد الراديوي [62]. بشكل منفصل، يُرشَّح استخدام أجهزة GaN/GaAs نظرًا لكثافة طاقتها العالية وربحا وكفاءتها [63]. بمقارنة خصائص المواد لـ Si وGaAs وSiC وGaN كما يبينه الجدول 1−3، يمكن القول إنّ تقنيتي GaN وGaAs أكثر ملاءمة من التقنيات الأخرى لأنظمة الكفاءة العالية [64]. عموماً، يوفر استخدام E-Mode PHEMT عدداً من الفوائد على أجهزة PHEMT وHBT الخاصة، حيث تتميز أجهزة E-Mode بعملية تزويد (تغذية واحدة) ولا تتطلب تبديل المصرف من أجل Shut off لمكبر الاستطاعة. يساعد ذلك على تقليل عدد المكونات وتكلفة الإنتاج وحجمه بشكل فعال.

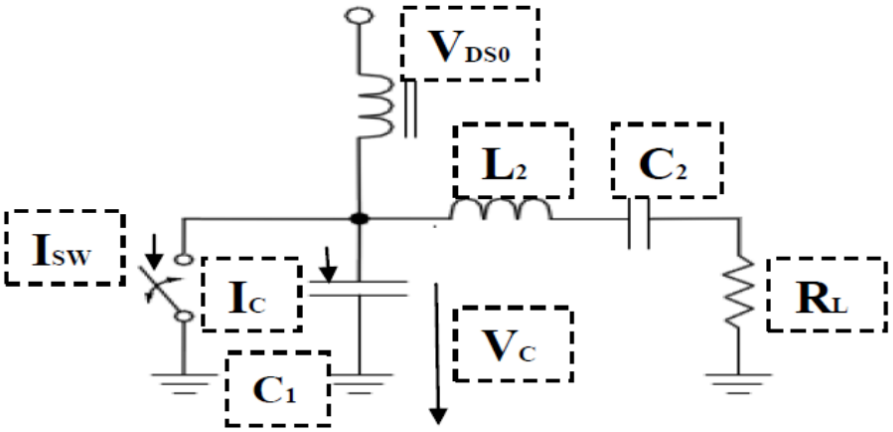
الجدول 1—3: خصائص المواد شبه-الموصلة لأجهزة ترانزستور مبنية على أساس أشباه الموصلات الشائعة

Material	Breakdown electron field (MV/cm)	Heat conductivity(W/cm/K)	Traveling electron density(/cm2)	Mobility (cm2/Vs)	Saturated electron speed (cm/s)
Si	0.3	1.5	Up to 10^{12}	1300	$1*10^7$
GaAs	0.4	0.5	Up to 10^{12}	2000-4000(MESFET)	$1.3*10^7$
SiC	3	4.9	Up to 10^{12}	600	$2*10^7$
GaN	3	1.5	Up to 10^{13}	1500(HEMT)	$2.7*10^7$

ثانياً: تحسين الكفاءة على مستوى الدارة:

لقد تحدثنا سابقاً عن أربعة أصناف لمكبرات الاستطاعة من حيث نمط العمل هي A, B, AB, C، ولكن هناك أصناف أخرى وفق تشكيلات أخرى لدارة مكبر الاستطاعة طُورت لتحسين الكفاءة على مستوى الدارة وذات صفات خطيّة في الوقت نفسه مثل: الأصناف D, E, F توصف بأنها خطيّة بمجملها. في هذا السياق، يمكن تقسيم هذه الأصناف الجديدة أيضاً؛ وفق نوعين من مكبرات الاستطاعة: مكبرات الصوت من الصنف F ومكبرات نمط التبديل switch-mode amplifiers، والتي تؤلفها الأصناف E, D. تُجرى عملية التبديل عن طريق شحن مكثف الخرج

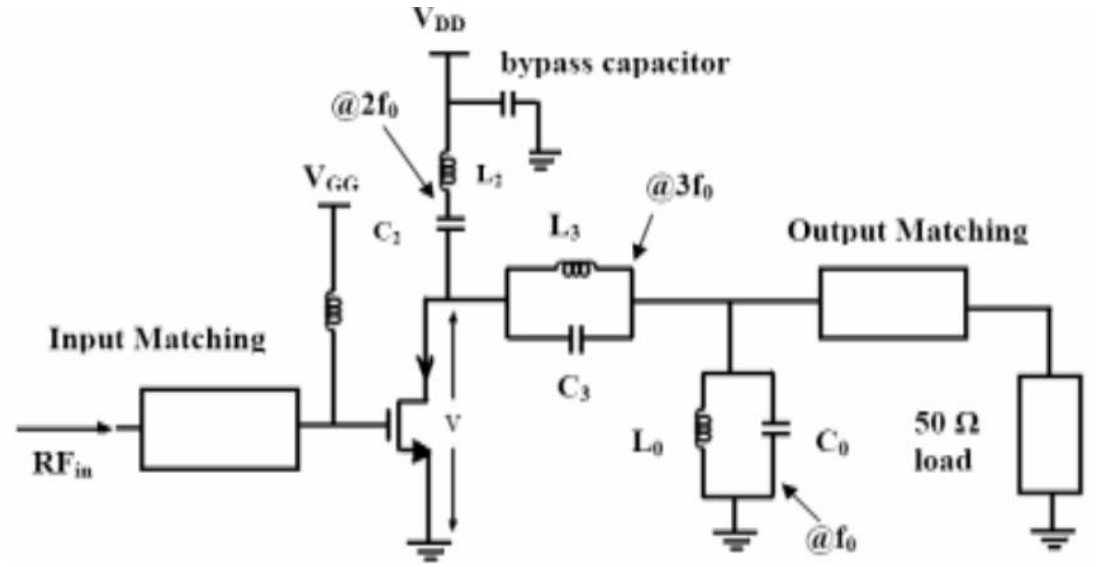
وتفريغها كما في الدارة العاملة في الشكل 1–21. علاوة على ذلك، يُجرى ضبط جميع المكونات التوافقية لإشارة الخرج؛ باستخدام مرنان LC في مكبرات الاستطاعة من الأصناف الجديدة هنا. تؤدي هذه الأصناف الجديدة إلى كفاءة عالية، ومع ذلك، تقتصر الأصناف من النوع D على تطبيقات التردد المنخفض والمتوسط مثل البث؛ وفق التُعَدُّيل AM والموجة القصيرة [65,66]. علاوة على ذلك، فإن عيباً مهماً لهذه المكبرات (الصنف– D والصنف– E) يعتمد على تشكيلة الدارة، حيث إنّ الطاقة المخزنة في المكثف المستخدم تُبدَّد إلى حرارة من خلال عملية التبديل.



الشكل 1—21: مخطط عام schematic لدارة مكبرات الصنف E, D.

بالإضافة إلى ذلك، يمكن تحقيق الكفاءة العالية؛ باستخدام مكبرات الاستطاعة المضبوطة ترددياً Harmonically tuned عند الترددات من رتبة الأمواج الميكروية، وهي حالة المكبرات من الصنف F والتي يوجد منها صنف آخر يطلّق عليه الصنف F^{-1}. يشتمل مكبر االاستطاعة المثالي من الصنف F على أشكال موجية للتيار مثل الشكل نصف الجيبي half-sinusoidal والأشكال الموجية لإشارة الجهد هو الشكل المستطيل rectangular. وفقا لتعريف متسلسلة فوريه لكلتا الإشارتين (فقط التوافقيات الزوجية للشكل الموجي نصف الجيبي للتيار والتوافقيات الفردية للجهد؛ وفق الشكل المستطيل)، تفرض دارة المكبر هنا نمط عمل خاص عن طريق استخدام دارة مقصورة أو مفتوحة من خلال شبكات الرنين الموافقة لها؛ بهدف ترشيح (فلترة) التوافقيات غير المرغوب فيها على خرج المكبر، مثلما هو مبين في الشكل 1–22. وعندما يقترب الشكل الموجي المستخدم من الشكل الموجي المثالي يحصل تجنب التداخل بين التيار والجهد على الخرج، ومن ثُمَّ فإن الطاقة الداخلية في الدارة والمتبددة على شكل حرارة تكاد تكون معدومة من الناحية النظرية. إذن نظرًا لعدم وجود استطاعة ملحوظة لباقي التوافقيات على الخرج، فإن الكفاءة النظرية هي 100% لمكبرات الصنف F. ومع ذلك، كما هو مذكور أعلاه، فإنه في التطبيق العملي ستخفّض هذه الكفاءة بناءً على المزيد من الضياعات في الاستطاعة والناتجة عن تداخل فعلي بين التوافقيات الفردية والزوجية. رغم ما سبق، يتجلّى عيب أساسي هنا

للصنف F يتعلق بالبنية المعقدة للدارة وصعوبة التحكم في المرنانات المضافة للدارة لتحديد التوافقيات المراد حذفها على الخرج والتي تسبب انخفاضاً في الكفاءة؛ بسبب التسوية المرغوبة هنا في نمط عمل المكبر بين الرغبة لترشيح التوافقيات Harmonic Filtering على الخرج المتعارضة مع الرغبة في توفيق الممانعات؛ للوصول إلى أقصى استطاعة منقولة إلى الخرج من المنبع [67].



الشكل 1—22: مخطط عام schematic لدارة مكبرات الصنف F [67].

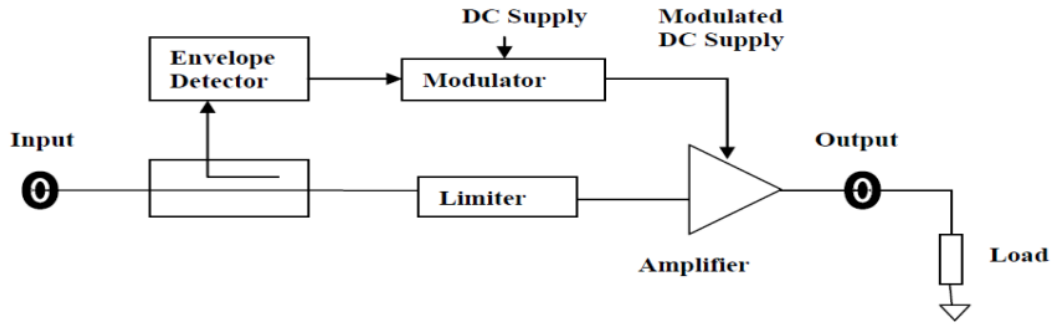
الطريقة البديلة للصنف F هي الصنف F^{-1}، حيث يُستخدم الشكل الموجي نصف الجيبي لموجة الجهد والشكل الموجي المستطيل لموجة الجهد، على عكس الصنف F. يمكن أن تكون هذه الطريقة حلاً آخر لتعزيز (تحسين) الكفاءة كما هو معروض في المراجع [81–68]. علاوة على ذلك، هناك بعض الأصناف الأخرى عالية الكفاءة يُطلق عليها أصناف G وH وS تستخدم هذه الأصناف تقنيات مختلفة لتحسين الكفاءة. على سبيل المثال، تستخدم مكبرات G وH دارات رنين (مرنانات) Resonators وجهود تغذية متُعَدِّدة للتزود بالطاقة الكهربائية لتقليل متوسط استهلاك الطاقة. بينما يستخدم الصنف S تقنية تبديل switching-mode technique؛ مماثلة لتلك المستخدمة في الأصناف E, D. رغم أنّ هذه الأصناف المطورة عن الأصناف التقليدية تُعَدُّ حلولاً مميزة لتعزيز كفاءة مكبرات الاستطاعة في الجيل الخامس، ولكنها غير مرشحة لذلك حالياً نظراً لحاجتها إلى عدد كبير من مكونات الدارة (عناصر الكترونية) وإنّ معظمها يتطلب معايرة شبكات الرنين الخاصة بترشيح التوافقيات؛ فضلاً عن تكلفة الإنتاج العالية لوجود حاجة في بعضها إلى جهود تغذية متُعَدِّدة، ناهيك عن الحجم الفيزيائي الناتج في الدارة النهائية، وتبديد الطاقة على شكل حرارة نتيجة عملية التبديل السريعة جداً.

ثالثاً: تحسين الكفاءة على مستوى النظام:

يمكن تنظيم هذا المستوى بخمس طرق مختلفة: هي 1- إزالة الغلاف واستخراجه Envelope Elimination and Restoration (EER). 2- تتبع الغلاف Envelope Tracking (ET). 3-المُرسِل القطبي Polar Transmitter (PT). 4- Chireix. 5- مكبر دوهرتي للاستطاعة Doherty Power Amplifier (DPA)؛ استنادًا إلى ما ذُكِرَ أعلاه، توفر مكبّرات الاستطاعة من الأصناف E, D, F, F-1, G, H, S كفاءة عالية، ولكن عند مستوى استطاعة خرج أعظمي Maximum Output Power. علاوة على ذلك، قد تكون هناك حاجة إلى تعزيز الكفاءة عند مستوى استطاعة Back-Off معيّن أقل من المستوى الأعظمي كما ذكرنا سابقاً. ومن ثُمَّ، يمكن أن تكون التقنيات الخمسة المذكورة أعلاه في مستوى النظام مناسبة أكثر لحل هذه المشكلة، مع الأخذ في الحسبان عيوب الأصناف المطورة على مستوى الدارة والمذكورة في الفقرة السابقة.

1- إزالة الغلاف واستخراجه Envelope Elimination and Restoration (EER)

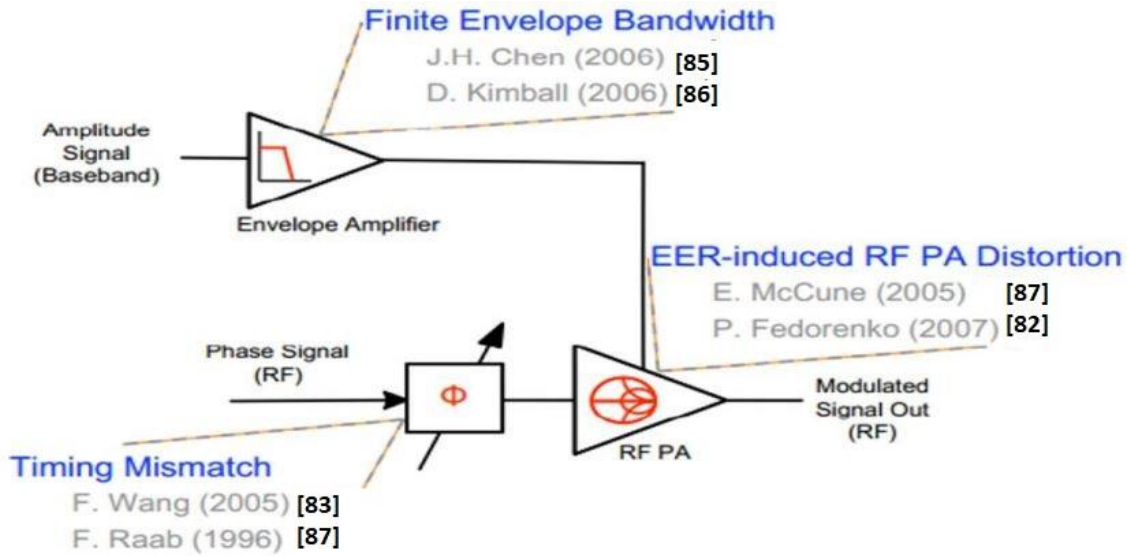
يعتمد مبدأ تقنية EER على مفهوم بسيط لتحسين كفاءة مكبر استطاعة RFPA. في هذه التقنية، تمر إشارة الدخل عبر مُحدِّد Limiter قبل تضخيمها (تكبير استطاعتها)، ويكون لإشارة الخرج سِعَة (مطال) ثابتة مع الاحتفاظ بمعلومات تُعَدُّيل الطور. يمكن أن يكون مكبر الاستطاعة بعد ذلك غير خطي، ومصمماً للعمل في حالة التشبّع Saturation فضلاً عن أقصى قدر من الكفاءة. ومن أجل إصلاح معلومات تُعَدُّيل المطال للإشارة، يُستخرج غلاف الإشارة (قبل المُحدِّد)؛ إذ تُستخدم هذه المعلومات لتُعَدُّيل مصدر طاقة التغذية الكهربائية للتيار المستمر DC الخاص بمكبر الاستطاعة كما هو موضح في الشكل 1-23؛ بمعنى أن إشارة التغذية DC هي إشارة معدّلة.



الشكل 1—23: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية EER.

في الواقع، يمكن أن تتمتع تقنية EER بكفاءة ممتازة لجميع قيم استطاعة الدخل الشائعة. ومع ذلك، من أجل تحقيق المواصفات المرغوبة فإنّ عدداً من التحديات لا مفر منها عند تطبيق هذه التقنية، ومن بين أهم تلك التحديات هو ضرورة التحقيق العملي لمحول

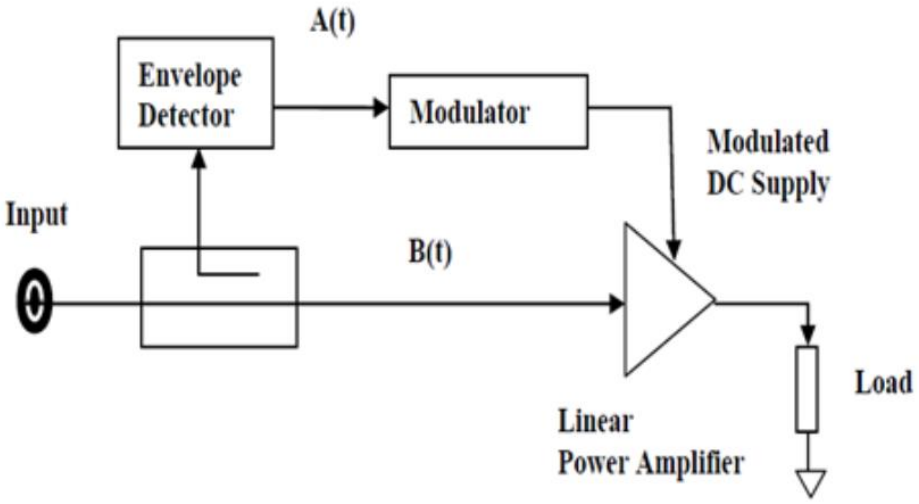
الاستطاعة عالي الكفاءة من ناحية عدم ضياع الاستطاعة عند تُعَدُّيل إشارة التغذية DC أي highly efficient DC modulator إذ هو المكوّن الرئيس لهذه التقنية والذي يُفضي بدوره إلى مكبر استطاعة RFPA عالي الكفاءة. لتوضيح هذه التحديات في التحقيق العملي لتقنية EER، يمكن النظر إلى الشكل 1-24، ولمزيد من المعلومات حول ذلك يمكن الرجوع إلى المراجع [82,83,84,85,86,87] حيث أشرنا في الشكل 1-24 إلى نوع التحدي المشروح لكل مرجع، مع العنوان العريض لنوع التحدي العملي في تنفيذ جزء من أجزاء تقنية EER.



الشكل 1—24: حول التحديات التي يمكن مواجهتها عند التحقيق العملي لتقنية EER.

2- تتبع الغلاف Envelope Tracking (ET)

إنّ طريقة ET مماثلة لطريقة EER الموصوفة سابقاً، مع فرق جوهري يتجلى في أنّ دارة المُحدِّد ليستْ ضرورية كما هو موضح في الشكل 1-25.



الشكل 1—25: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية ET.

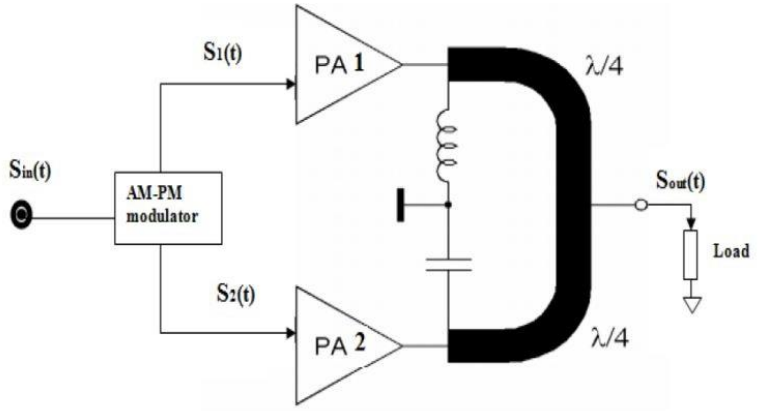
الفرق بين تقنيتي ET وEER هو أن إشارة الدخل ذات التردد الراديوي RF تحتوي على معلومات السعة (المطال) والطور. علاوة على ذلك، يُشغّل الترانزستور في حالة خطية حيث يُعدَّلُ جهد DC للتيار المستمر مع الغلاف الخاص بإشارة الدخل، ولهذا، فإن تأمين مصدر التغذية بشكل تام يتناسب مع القيمة الآنية (قيمة الغلاف في لحظة زمنية) لغلاف إشارة الدخل. بناءً على ذلك، يحصل انخفاض في الربح في أداء مكبر عند التشغيل في ظروف التيار المنخفض low-current conditions. يمكن أن يمثل تصميم مُعدِّل تيار مستمر DC عالي الكفاءة (بجهد خرج وتيار عاليين) تحديًا آخر في هذه التقنية، كتحد مشابه تماماً لطريقة EER؛ فضلاً عن ذلك، نظرًا لأنه في هذه التقنية يتم تطبيق مفهوم تُعَدُّيل التزوّد بالتغذية المستمرة بوساطة مُعدِّل الجهد DC، **فإن المشكلة الصعبة هنا هي تلبية متطلبات النطاق الترددي العالي في تطبيقات الجيل الخامس والكفاءة العالية في الوقت نفسه**. ومع ذلك، فإن هذه التقنية أكثر جاذبية من EER نظرًا لبساطتها واستخدامها، وقد نُفّذت بالفعل في عدد من تطبيقات الترددات الراديوية RF لمعايير الاتصالات [88،89].

3- المُرسِل القطبي Polar Transmitter (PT)

تُعَدُّ تقنية PT نسخة مطورة من تقنية EER؛ وتُستخدم فيها بطاقات معالجة الإشارة الرقمية DSP أو بطاقات مشابهة مثل FPGA، لتوليد الإشارات [90]. توفر تقنية PT بُنية إلكترونية واحدة يمكن دمجها مع أنظمة متباينة ؛إذ أن يمكن الاستغناء عن عنصر المازج Mixer المستخدم عموماً في دارات RF، ومن ثُمَّ التخلص من مشاكل التسرب Leakage للإشارات ومشاكل تزييف الإشارة Spurious المرافقة لطبيعة المازج بحد ذاته. لقد بُني مفهوم تقنيات التُعَدُّيل القطبي PT على مبدأ تُعَدُّيل مطال وطور إشارة الدخل. بهذه التقنية، يتم تطبيق التُعَدُّيل؛ وفق الطور والمطال بشكل مختلف وأكثر كفاءة. عادةً ما يُطبّق تُعَدُّيل الطور PM وتُعَدُّيل السعة AM؛ باستخدام حلقة إقفال الطور (PLL) ومرحلة المكبر PA على التوالي (حلقة إقفال الطور PLL ومن ثم مرحلة RFPA). على الرغم من أن هذه التقنية يمكن أن تزيد من الكفاءة وتطيل عمر البطارية (مصدر التغذية المستمرة DC) وتؤدي أيضاً إلى استطاعة خرج أعلى، إلا أن لها بعض العيوب. إنّ أحد هذه العيوب يعتمد على قيود عرض النطاق الترددي في المحول DC-to-DC الضروري في نظام التكبير؛ وفق تقنية PT. عيبٌ آخر يتعلق بعدم تطابق تأخيرات إشارة تُعَدُّيل المطال مع تأخيرات إشارة تُعَدُّيل الطور؛ مما يسبب زيادة التبديد الحراري للاستطاعة في النظام [84].

4- Chireix

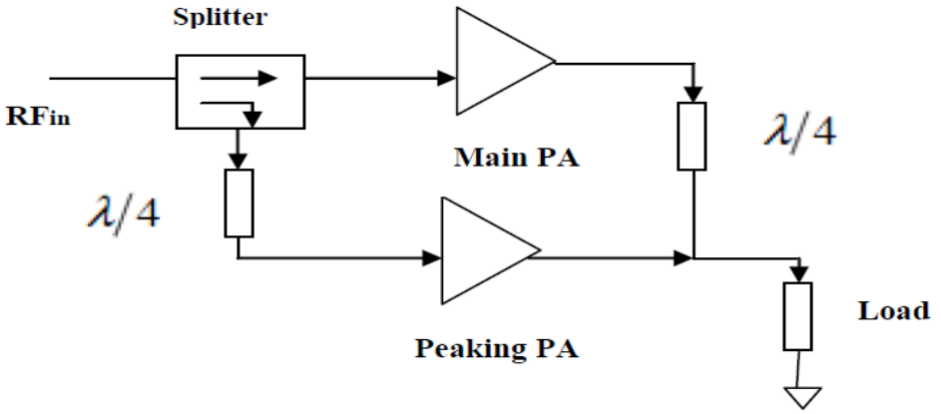
تُستخدَم تقنية Chireix لدمج إشارتي خرج مكبري استطاعة RFPA غير خطيين لتضخيم استطاعتي إشارتين دخل تمّ الحصول عليهما من فصل إشارة الدخل الرئيسة إلى مكونين من كل منهما بمطال ثابت، ولكن بقيم طور مختلفة، كما يُبينه الشكل 26–1. إن المكونات المهمة في هذه التقنية هي مُعدِّل AM–PM وتصميم دارة الخرج (عقد خرج المكبر)؛ باستخدام هندسة خاصة لخطوط نقل بربع طول الموجة لتجميع complaining الاستطاعة النهائية. في دارة مُجمّع الاستطاعة هذا، تكون للإشارات المُدخلة إلى المُجمّع والتي تنتقل عبر مسارين مختلفين خصائص طور غير متزامن، وهي مشكلة حثيثة. ومع ذلك، فقد حُلَّت هذه المشكلة من خلال تقنية تصميم حمل تعويض التفاعل reactance compensation load (دارة الرنين LC المشتركة مع؛ ممانعة الخرج عند عقدة ربط نهائي لكل من المضخمين المبينين في الشكل 1–26)، وهذا الحل أدى بدوره إلى تحسين الكفاءة للمكبر كما هو مُبيّن في [90,91]. بكل الأحوال، تعاني هذه الطريقة من مشاكل تقنية PT نفسها تقريباً نظراً لاستخدام تُعَدُّيل الطور والمطال فيها كذلك.



الشكل 1—26: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية Chireix.

5- مكبر دوهرتي للاستطاعة Doherty Power Amplifier (DPA)

يعد تضخيم الاستطاعة وفق معمارية Doherty جوهر هذه الأطروحة، وتُعَدُّ هذه التقنية أحد الأساليب التي تتبع نهجاً متُعَدُّد الترانزستورات كحل لمكبرات الاستطاعة منخفضة الكفاءة والتي تكون مُقادة driven (مراد تكبيرها وتقود عمل المكبر) بإشارات لنظم الاتصالات ذات قيمة PAPR عالية جداً كما في إشارات الأشكال الموجية للجيلين الرابع والخامس. عادةً ما يتكون تنفيذ مكبر Doherty التقليدي من مضخمين يعمل فيهما أحدهما؛ وفق صنف العمل AB (ويُسمّى المكبر الرئيس Main Amplifier)، والآخر كمرحلة استطاعة من الفئة C (ويُسمّى مكبر الذروة Peaking Amplifier أو المكبر المساعد Auxiliary Amplifier) كما يُبينّه الشكل 1–27.



الشكل 1—27: التصميم العام لدارة مكبر استطاعة يعتمد على تقنية دوهرتي Doherty.

وفق تقنية دوهرتي، يُبدّلُ أتوماتيكيّاً بين كل مضخم مباشرة؛ بحسب استطاعة الدخل (قيادة عمل المكبر يكون من خلال إشارة الدخل) من دون الحاجة إلى دارات إضافية؛ أي من من دون الحاجة إلى أي تعقيد في الدارة أو في النظام ككل كما تضمنته الحلول الأربعة السابقة لتحسين الكفاءة، وذلك من خلال مستوى استطاعة يعمل عندها مكبر الاستطاعة. إلى جانب ذلك، يتم التحكم في؛ ممانعات خرج كل من المكبر الرئيس ومكبر الذروة بواسطة التحميل Loadingالمطبق على المكبر الآخر، بمعنى أنّه يتم تُعَدُّيل حمل أحد المكبرين بواسطة حمل الآخر وهذا هو جوهر تقنية تُعَدُّيل الحمل Load Modulation. وهكذا ووفقًا للعلاقة الوثيقة بين تقنية تُعَدُّيل الحمل وتقنية Doherty، ستوصف تقنية تحسين الكفاءة هذه بالتفصيل في الفصل الثاني، واقتراح بنيتي دارات استناداً عليها للعمل على تردد عمل 28 جيجا هرتز في الفصلين الثالث والرابع لكونها حلاً ناجعاً مقارنةً بباقي التقنيات.

5.1 خاتمة الفصل

قدمنا في هذا الفصل لمحة أساسية عن النظرية الأساسيّة في تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA، واستعرضنا مواصفات التصميم المطلوبة الأساسية مثل استطاعة الخرج والكفاءة والخطيّة، جنباً إلى جنب مع مراجعة سريعة للتقنيات المستخدمة في الأدبيات لتحسين تلك المواصفات على مستوى تكنولوجيا الترانزستور وعلى مستوى الدارة، وعلى مستوى النظام ككل. يُعدّ حل دوهرتي لتصميم مكبر الاستطاعة ليتناسب مع متطلبات الجيل الخامس مقترحاً واعداً حالياً لما يوفره من صفات خطيّة وكفاءة؛ مقارنةً بباقي تقنيات تحسين الخطيّة والكفاءة، مناسبة للعمل في ظروف الخلايا الصغيرة والكبيرة لأبراج الخلوي في الجيل الخامس. أشرنا في هذا الفصل إلى أن مبدأ عمل مكبر دوهرتي يعتمد في جوهره على

نظرية تُعَدُّيل الحمل، والتي تستخدم لتصميم مكبر استطاعة عند مستوى OBO معيّن، وسندرس ذلك بالتفصيل في الفصل الثاني التالي

الفصل الثاني

دراسة بنيان دوهرتيDoherty

STATE-OF-THE-ART

الفصل الثاني

دراسة بنيان دوهرتي

STATE-OF-THE-ART Doherty

نستعرض في هذا الفصل حالة فن التصميم لمعمارية دوهرتي التقليدية. نستعرض هنا الأساس النظري لمعمارية مكبر دوهرتي انطلاقاً من نظرية تقنية تُعَدُّيل الحمل ومن ثمّ المرور على بعض تصاميمه في السنوات الماضية كمراجعة أدبيات، باعتبار معمارية دوهرتي حلّاً مُحتملاً لمكبرات الاستطاعة ضمن نظام اتصالات الجيل الخامس لتحسين درجة الخطية المقبولة والكفاءة الجيدة المصاحبة لها بافتراض مواصفات تصميم معيّنة.

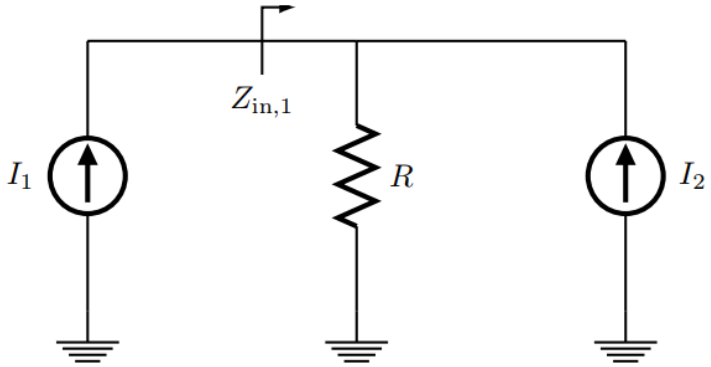
1.2 مقدمة في نظرية تُعَدُّيل الحمل Load Modulation

تستند نظرية تُعَدُّيل الحمل إلى مبدأ بسيط توضحه الدارة في الشكل 2-1 حيث يكون لدينا مصدران (منبعان) للتيار I_1 وI_2 واللذين يوصلان تياراً كليّاً إلى حملٍ مشترك R، ويشكل وجود منبعين تيار هنا السبب الرئيس وراء كيفية تُعَدُّيل الحمل ديناميكياً أو بشكل فعّال في الدارة [93]. في الشكل 2-1 إنّ قيمة؛ ممانعة التي يراها منبع التيار الأول I_1 تُحدَّد ببساطة باستخدام المعادلة الآتية:

$$Z_{in,1} = \left(1 + \frac{I_2}{I_1}\right) R \qquad (1.2)$$

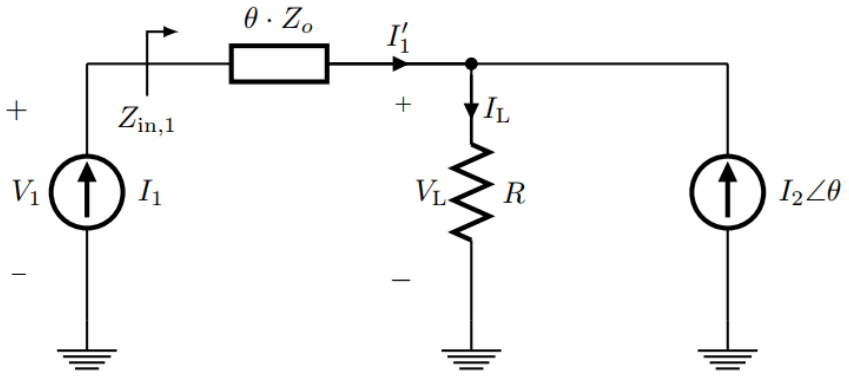
تُبيّن المعادلة السابقة أنّه كلما أوردَ المنبع الثاني I2 تياراً أكثر إلى الحمل R، كلما ازدادتْ قيمة الممانعة $Z_{in,1}$ التي يراها المنبع الأول للتيار، بمعنى كلما ازداد تيار المنبع الثاني، ازدادت الممانعة التي يراها المنبع الأول. الأمر نفسه يكون محققاً بشكل متناظر إذا ما ناقشنا الممانعة التي يراها المنبع الثاني، وتمّ تغيير تيار المنبع الأول. ومن ثُمَّ، فإنّ الحمل الذي يراه أحد منبعي التيار يكون مُعدَّلاً Modulated by أو مُتحكَّماً Controlled by به بواسط منبع التيار الآخر متمثّلاً بشدة التيار المنقولة منه إلى الحمل المشترك، وهذا هو جوهر نظرية تُعَدُّيل الحمل. فإذا كان منبع التيار الثاني مطفيّاً turned off فهذا يعني $I_2 = 0$، وهذا يعني بدوره أنّ الممانعة التي يراها المنبع الأول للتيار تساوي R تماماً. نلاحظ من المعادلة (1.2) أن نسبة مطالي التيارين $\frac{I_2}{I_1}$ هي التي تتحكم في $Z_{in,1}$، لذلك، إذا كان منبع التيار الاول الأول مطلوباً منه أن يرى ضعف المقاومة المشتركة R، فيجب حينئذٍ أن يقدم

منبع التيار الثاني نفس قيمة شدة التيار التي يقدمها منبع التيار الأول، أي يجب ان يكون $I_2 = I_1$ من أجل أن يكون $Z_{in,1} = 2R$.



الشكل 2—1: تُعَدِّيل الحِمْل لحِمْلٍ مشترك R بواسط منبع ثانٍ للتيار [93، ص438].

من جهة أخرى، لنضع خط نقل Transmission Line (TL) بممانعة مميزة Z_0 وبطول كهربائي θ بين منبع التيار الأول وبين الحمل المشترك، كما في الشكل 2−2 التالي.



الشكل 2—2: مبدأ تُعَدِّيل الحمل مع؛ ممانعة دخل مزاحة (مُحوَّلة) بخط نقل [93، ص439].

قبل أنْ نشرح أهمية خط النقل (الذي يمثل هنا شبكة تحويل؛ ممانعات Impedance Inverting Network)، نقوم أولاً بتحليل الدارة ؛إذ أن يتم التعبير عن ممانعة الدخل التي يراها منبع التيار الأول (المحسوبة أصلاً وفق المعادلة (1.2)) بدلالة مصفوفة ABCD [21]. في هذا السياق يجب حل المعادلات الآتية والخاصة بالشكل 2−2:

$$V_L = (I_1' + I_2)R \tag{2.2}$$

$$V_1 = AV_L + BI_1' \tag{3.2}$$

$$I_1 = CV_L + DI_1' \tag{4.2}$$

بتعويض المعادلة (2.2) في المعادلتين (3.2) و(4.2) نجد:

$$V_1 = (I_1' + I_2)AR + BI_1' \Rightarrow$$

$$V_1 = (AR + B)I_1' + ARI_2 \Rightarrow$$

$$I_1' = \frac{V_1 - ARI_2}{AR + B} \qquad (5.2)$$

$$I_1 = (I_1' + I_2)CR + DI_1' \Rightarrow$$

$$I_1 = (CR + D)I_1' + CRI_2 \Rightarrow$$

$$I_1' = \frac{I_1 - CRI_2}{CR + D} \qquad (6.2)$$

بتعويض المعادلة (5.2) في المعادلة (6.2) نجد:

$$\frac{V_1 - ARI_2}{AR + B} = \frac{I_1 - CRI_2}{CR + D} \Rightarrow$$

$$V_1 = \left(\frac{AR + B}{CR + D}\right)I_1 + R\left(\frac{AD - BC}{CR + D}\right)I_2 \Rightarrow$$

$$Z_{in,1} = \frac{V_1}{I_1} = \left(\frac{AR + B}{CR + D}\right) + R\left(\frac{AD - BC}{CR + D}\right)\frac{I_2}{I_1} \qquad (7.2)$$

والآن، وبحسب المرجع [21] فإنّ مصفوفة ABCD لخط نقل بممانعة مميزة $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$ وبطول كهربائي θ تُعطى بالعلاقة الآتية:

$$ABCD_{\mathrm{TL}(Z_0=\frac{1}{Y_0},\theta)} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & jZ_0\sin\theta \\ jY_0\sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \qquad (8.2)$$

والآن، بتعويض قيم A, B, C, D من المعادلة (8.2) في المعادلة (7.2) نجد:

$$Z_{in,1} == \left(\frac{R\cos\theta + jZ_0\sin\theta}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right) + \left(\frac{R}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right)\frac{I_2}{I_1} \qquad (9.2)$$

عموماً، يجب أنْ يكون منبع التيار الثاني I_2 على توافق بالصفحة (توافق بالطور In Phase) مع منبع التيار الأول I_1 في حالة الشكل 2−1، بمعنى آخر، يجب أن تكون منابع التيار على توافق بالطور In

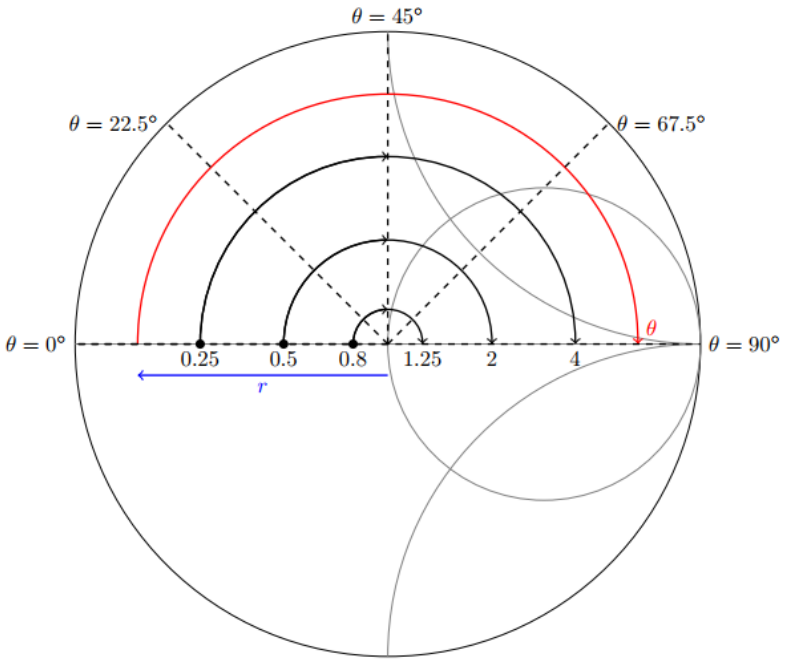
Phase عند الحمل المشترك من أجل زيادة الاستطاعة التي يوفرها كل منبع منهما عند هذا الحمل. ولكنّ طور التيار I_1' (صفحته) تكون مزاحة بمقدار θ عند وجود خط النقل TL في حالة الشكل 2-2، لذلك، يُضاف تأخير طور θ إلى منبع التيار الثاني وهذا ما تعنيه الدلالة $I_2\angle\theta$. في هذا السياق، يمكن كتابة الإزاحة الطورية θ المعمولة هنا على النحو $\angle\boldsymbol{\theta} \equiv e^{-j\theta}$ أو $\cos\theta - j\sin\theta$ بشكل مكافئ، وهكذا تصبح المعادلة (9.2) على الشكل التالي:

$$Z_{in,1} = \left(\frac{R\cos\theta + jZ_0\sin\theta}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right) + \left(\frac{R(\cos\theta - j\sin\theta)}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right)\frac{\boldsymbol{I_2}}{\boldsymbol{I_1}} \quad (10.2)$$

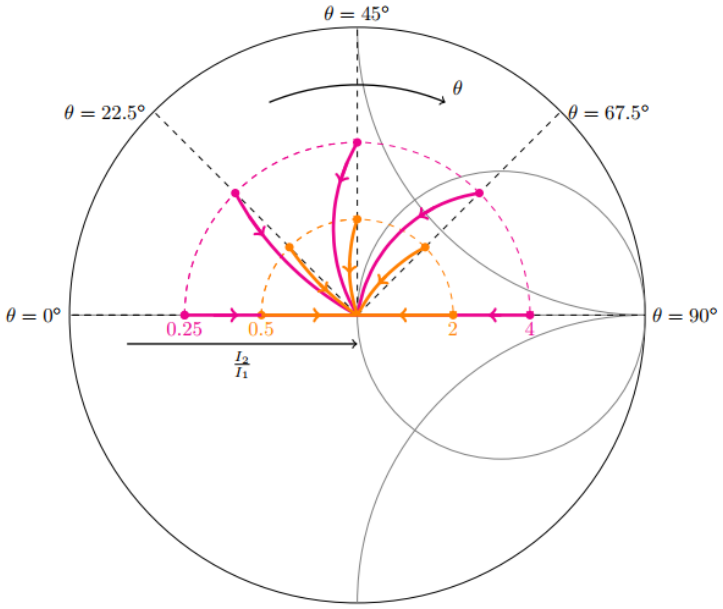
تقتضي المعادلة (10.2) حالتي عمل مثيرتين للاهتمام وهما: 1- إطفاء منبع التيار الثاني، $I_2 = 0$، 2- تشغيل منبع التيار الثاني $I_2 \neq 0$.

1- حالة $I_2 = 0$ بمعنى أنّ المنبع الثاني مطفي أي لا يزوّد الدارة بأي تيار كهربائي:

في هذه الحالة تصبح الدارة الموضحة في الشكل 2-2 عبارة عن منبع تيار مع خط نقل منتهي بحمل محدد، ومن ثُمَّ يتم تبسيط صيغة المعادلة (10.2)، فيبقى فقط الحد الأول فيها $\left(\frac{R\cos\theta + jZ_0\sin\theta}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right)$، والحد الثاني يكون معدوماً لأن $I_2 = 0$. بافتراض أنّنا نتعامل مع؛ ممانعات مقيَّسة بالممانعة المميزة لخط النقل Z_0، من ثُمَّ يمكننا رسم الممانعات المقيّسة $z_0 = 1, z_{in,1}$ على مخطط سميث بمجرد مسح قيم نصف القطر المميز للممانعة المميزة r وزاويتها θ. يُبيّن الشكل 2-3 هذه الحالة، ليوضّح ماذا يحصل للممانعة المقيّسة في هذه الحالة $z_{in,1}$. عندما يتناقص r من القيمة 1 وإلى الأدنى، تنتقل الممانعة $z_{in,1}$ من مركز مخطط سميث باتجاه يسار هذا المخطط، وهنا عندما تزداد الزاوية θ ، فإن الممانعة $z_{in,1}$ يتحول موضعها بعكس اتجاه عقارب الساعة، وعندما تساوي الزاوية $\theta = 90^o$، فإن الحمل يتم عكسه ؛إذ أن الممانعة تصبح تساوي $z_{in,1} = \frac{1}{r}$، فإذا تناقصت الممانعة R عند الحمل المشترك، فإن قيمة الممانعة $z_{in,1}$ سوف تزداد، والعكس بالعكس، وهذا لأن نصف القطر r للقوس المقابل سوف يتغير طالما أن؛ ممانعة الحمل المشترك R تتغير.



الشكل 2—3: تغيّرات $Z_{in,1}$ تُعَدُّيل الحمل؛ وفق المعادلة (10.2) بحالة $I_2 = 0$.



الشكل 2—4: تغيّرات $Z_{in,1}$؛ وفق المعادلة (10.2) بحالة $I_2 \neq 0$، والنسبة $\frac{I_2}{I_1}$ تزداد قيمتها.

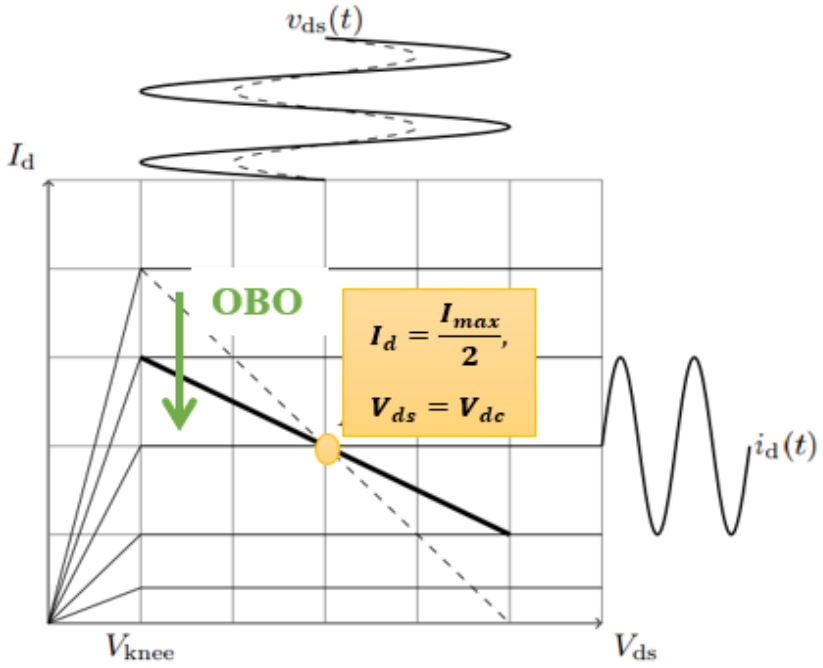
2- حالة $I_2 \neq 0$ بمعنى أنّ المنبع الثاني قد بدأ بالعمل وبدأ بتزويد الدارة بتيار كهربائي محدد:

في هذه الحالة يصبح الحد الثاني $\left(\frac{R(\cos\theta - j\sin\theta)}{j\frac{R}{Z_0}\sin\theta + \cos\theta}\right)\frac{I_2}{I_1}$ من المعادلة (10.2) غير معدوم، ويعتمد في تغيّراته على تغيرات التيار I_2 الوارد من المنبع الثاني، فكلما ازدادت قيمة I_2، كلما انتقل موضع الممانعة $Z_{in,1}$ إلى مركز مخطط سميث، كما هو موضح في الشكل 2-4. تبيّن المنحنيات البرتقالية في الشكل 2-4 كيف يتم تُعَدُّيل الحمل المشترك من أجل $r = 0.5$ بازدياد قيمة نسبة تياري

المنبعين الأول والثاني $\frac{I_2}{I_1}$، كما وتبيّن المنحنيات باللون البنفسجي كيف يتم تُعَدُّيل الحمل المشترك من أجل $r = 0.25$، وفي كلتي الحالتين، يتم مسح تغيرات الممانعة $z_{in,1}$ ضمن مجموعة دائرية بحسب قيمة الحمل المشترك، ويتم التحكم بهذا المسح من خلال تيار المنبع الثاني I_2. بكل الأحوال، يتبادر إلى الذهن الآن السؤال الوجيه التالي: ماذا يحدث لقيمة الممانعة المنظورة باتجاه الحمل بعد خط النقل مباشرة في الشكل 2-2، أي الممانعة المُحوَّلة (الناتجة) من الممانعة $z_{in,1}$ إلى اليمين بواسطة خط النقل ذي الطول الكهربائي المحدد في الشكل 2-2؟ في الحقيقة، عندما يبدأ المنبع الثاني بالعمل، وتزويد الحمل المشترك بالتيار الكهربائي، تزداد تلك الممانعة، التي يسأل عنها السؤال السابق، بمقدار يُحسَب؛ وفق المعادلة (1.2) تماماً، فعندما يكون لدينا $I_2 = I_1$، ستتضاعف قيمة هذه الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك لتصبح مساوية لضعفي قيمة الحمل المشترك، وعندما يكون $I_2 = 2I_1$ ستصبح قيمتها مساوية لثلاثة أضعاف الحمل المشترك، وعندما يكون $I_2 = 3I_1$ ستصبح قيمتها تساوي أربعة أضعاف الحمل المشترك، وهكذا دواليك. لذلك، وبالنظر إلى الشكل 2-4، للحصول على حمل مشترك يقابل $r = 1$ انطلاقاً من حمل مشترك يساوي $r = 0.5$ (أي لمضاعفة قيمة الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك بعد خط النقل مباشرة)، فإنّ نسبة تياري المنبعين الأول والثاني $\frac{I_2}{I_1}$ يجب أن تساوي 1. أمّا عندما يكون لدينا $r = 0.25$ ونريد نقلها إلى القيمة $r = 1$ (أي لمضاعفة قيمة الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك بعد خط النقل مباشرة ثلاث مرات)، فإن نسبة تياري المنبعين الأول والثاني يجب أن تكون $\frac{I_2}{I_1} = 3$، وهذا لنقل قيمة الممانعة المنظورة هذه إلى مركز مخطط سميث. في هذا السياق، كلما كانت درجة عدم التوافق (عدم التطابق في الممانعات Mismatching) كبيرة بين الحمل المشترك وبين الممانعة المميزة Z_0، كلما كانت هناك حاجة لتكون النسبة $\frac{I_2}{I_1}$ أكبر، وذلك للوصول إلى نسبة تُعَدُّيل الحمل المطلوبة، وهذا سبب أساسي وفيزيائي لوجوب كون حمل مكبر الاستطاعة RFPA (باعتبار تشكيلة مكبر الاستطاعة الكلية توافق الشكل 2-2 إلى حدٍّ ما //وهو الشكل الذي يوافق معمارية دوهرتي كما سنرى في الفقرة الآتية// يفترَض أن يكون مساوٍ للممانعة المميزة Z_0، ولذلك يتم افتراض الحمل مساوياً للممانعة المميزة عند التصميم).

بناءً على ما سبق، تبدو قيمة الزاوية $\theta = 90^o$ هي أفضل القيم المناسبة لخط النقل في الشكل 2-2 من بين جميع القيم المحتملة، ذلك لأن؛ ممانعة الدخل $Z_{in,1}$ تُعَدُّ مرآة للنقطة الحمل المشترك R (تعني مفردة *مرآة* هنا النقطة النظيرة في مخطط سميث بالنسبة لمركزه)، فإذا انتقلت قيمة r (المقاومة المقيّسة للحمل المشترك) من القيمة 0.5 إلى القيمة 1، تتحول قيمة؛ ممانعة الدخل المقيّسة $z_{in,1}$ من القيمة 2 إلى القيمة 1. في الواقع، تُعَدُّ خاصية التحويل Inverting هذه المفتاح الرئيس لفهم آلية عمل تقنية تُعَدُّيل الحمل الأوتوماتيكي وفائدتها في مكبر دوهرتي، حيث أنّ الممانعة الفعلية المنظورة عند الحمل المشترك للمكبرين الرئيس Main (الذي يمثله هنا منبع التيار الأول في الشكل 2-1 وفي الشكل

2–2) والمساعد Auxiliary (الذي يمثله هنا منبع التيار الثاني في الشكلين 2–1 و2–2) تتناقص بدءً من لحظة تشغيل منبع التيار الثاني (كونه أصبح فعّالاً Active). وهكذا يمكن الحصول على فهم أوضح للفقرة 7.3.1 من الفصل الأول (بشكل أدق، أعد النظر إلى يمين الشكل 1–16 الموافق لحالة تقنية تُعَدِّيل الحمل Load Modulation)، حيث تلقي هذه الفقرة الضوء على كيفية زيادة مقاومة الحمل عند تراجع مستوى استطاعة الدخل أو الخرج Back–Off معين (تخفيض ال OBO الموافق لتُعَدِّيل ميل خط الحمل The Load line كما في الشكل 1–16) حيث يزداد حينها مستوى تأرجح الجهد $v_{ds}(t)$ عند المصرف للترانزستور وتزداد الممانعة المنظورة باتجاه الحمل (تتُعَدَّل قيمتها) وفي الوقت نفسه ينخفض مستوى تأرجح قيمة التيار المار $i_d(t)$ في المصرف كما يوضحه الشكل 2–5 التالي.



الشكل 2—5: توضيح ألية تُعَدِّيل الحمل عند مستوى Back–Off عندما تزداد مقاومة الحمل [22].

سوف نناقش لاحقاً كيف يكون سيناريو تقنية تُعَدِّيل الحمل عند إيقاف تشغيل منبع التيار الثاني I_2؛ مماثلاً لعملية تراجع مستوى استطاعة الخرج بمقدار ما (عمل مكبر الاستطاعة عند Back–Off معين). في هذا الخصوص عندما يقدم منبع التيار I_2 أقصى تيار، يكون ذلك مكافئاً لنمط عمل المكبر في ذروة استطاعته peak power operation حيث يكون تأرجح التيار المتاح ليمر في المصرف عند الحد الأقصى ومن ثُمَّ تكون مقاومة الحمل المطلوبة أصغر من تلك المقابلة لعملية تراجع مستوى الاستطاعة OBO. من ثُمَّ، إنّ هذه الخاصية للحمل المعكوس inverted load (أو المحوَّل أو المعدَّل) عندما تكون $\theta = 90^o$ تمثِّل قلب أو لبّ الفكرة الأساسية لمكبر الاستطاعة دوهرتي Doherty.

2.2 مبدأ مكبر الاستطاعة دوهرتي استناداً إلى نظرية تُعَدُّيل الحمل

تم تقديم مكبر دوهرتي لأول مرة بواسطة William H. Doherty في عام 1936 [29]. كان يهدف إلى حل مشكلة كفاءة مكبر الاستطاعة عند نمط عمل للمكبر بتراجع مستوى الاستطاعة Back–Off بمستوى معين (تعظيم الكفاءة عندما يكون مطلوباً استطاعة خرج أقل من الاستطاعة العظمى المطلوبة على خرج المكبر بمقدار 6 ديسيبل مثلاً). لقد تمت مناقشة الكثير حول كيف يسوء أداء المكبر من حيث الكفاءة في ظل ظروف تأرجح منخفض نسبياً لإشارة الدخل (استطاعة دخل منخفضة) لمكبر استطاعة من النوع البسيط.

تاريخياً، من المهم جداً الإشارة هنا إلى أنّه لم يكن مكبر الاستطاعة الذي ناقشه دوهرتي في عمله الأصلي [29] من النمط الذي يعمل عند الترددات الراديوية العالية جداً، بل كان من نوع مكبرات إشارة الصوت الذي كان يُرسَل باستخدام التُعَدُّيل المطالي AM لإشارة الصوت، وقد أعيد النظر في هذا النمط من تشكيلات مكبرات الاستطاعة العاملة في مجال الترددات العالية نسبياً من رتبة الأمواج الميكروية والميليمترية حالياً كون نمط التُعَدُّيل مشابه نوعاً ما لنمط التُعَدُّيل AM طالما أنّ إشارات QAM/OFDM عالية النطاق الترددي تُرسل في أنظمة الجيل الرابع والخامس بشكل أو بآخر؛ وفق مطالات متباينة، أي وكأنه يتم استخدام التُعَدُّيل المطالي فيها، فتمت العودة إلى مكبرات دوهرتي بعد نسيان استمر عقود كثيرة من السنين كون الحل باستخدام مكبر دوهرتي الآن يمكن أن يكون منطقياً بحسب الهدف الأساسي من تصميمه، من اجل العصر الحالي لتحسين كفاءة المكبرات العاملة في الجيل الخامس [1,96]. إذن، تسمح تقنية تُعَدُّيل الحمل الذي تمت مناقشته آنفاً بتغيير قيمة الحمل المشترك باستخدام منبع تيار ثانٍ. فإذا تم تصميم الممانعة $Z_{in,1}$ ؛إذ أن يمكن ضبطها عندما ينخفض تأرجح التيار $\boldsymbol{i_d(t)}$ في ظل ظروف القيادة المنخفضة لإشارة الدخل (تأرجح منخفض لإشارة الدخل)، بمعنى أن الممانعة عند دخل مكبر الاستطاعة تكون عالية، وعندما يكون ذلك التأرجح عند الحد الأقصى، يتم حينئذٍ تُعَدُّيل؛ ممانعة الحمل المشترك إلى قيمتها المثلى R_{opt} الأصغر (انظر الفقرة 7.3.1)، أي تُعَدُّيل ميل خط الحمل كما في الشكل 2–5، وعندئذٍ يمكن تحقيق الأداء الأمثل للكفاءة عند مستوى تراجع استطاعة Back–Off معيّن. في الحقيقة، ذلك ما تسمح به تقنية تُعَدُّيل الحمل بالضبط، والسؤال الآن هو كيفية إدخال منبع التيار الثاني في معماريّة مكبر الاستطاعة RFPA وتشغيله وإيقاف تشغيله بشكل مناسب لتُعَدُّيل الحمل كما هو مطلوب؟ دعونا نجيب على هذا أولاً بذكر ما هو مطلوب لتحقيق تقنية تُعَدُّيل الحمل:

I. من أجل إشارة دخل تقود المكبر ويكون تأرجحها منخفضاً؛ Under reduced input drive؛ أي عندما تكون استطاعة الدخل منخفضة نسبياً، عندئذٍ يُطلَب من الممانعة المنظورة عند الحمل

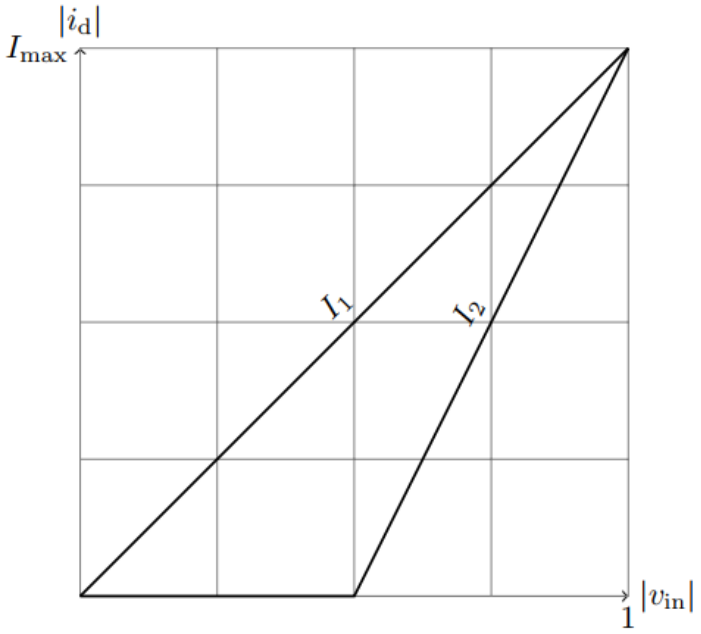
المشترك أن تكون كبيرة قدر الإمكان، وأن يكون منبع التيار الثاني $\boldsymbol{I_2 = 0}$ مطفيّاً؛ إي لا يزود حينها الحمل المشترك بأي تيار كهربائي.

II. من أجل إشارة دخل تقود المكبر ويكون تأرجحها قرب حدوده الأعظمية؛ Under maximum input drive؛ أي عندما تكون استطاعة الدخل كبيرة (وقرب حدودها العظمى)، عندئذٍ يُطلَب من الممانعة المنظورة عند الحمل المشترك أن تكون صغيرة قدر الإمكان، وأن يكون منبع التيار الثاني $\boldsymbol{I_2 \neq 0}$ في حالة عمل؛ أي يكون في حالة أنّه يزود الحمل المشترك بتيار كهربائي.

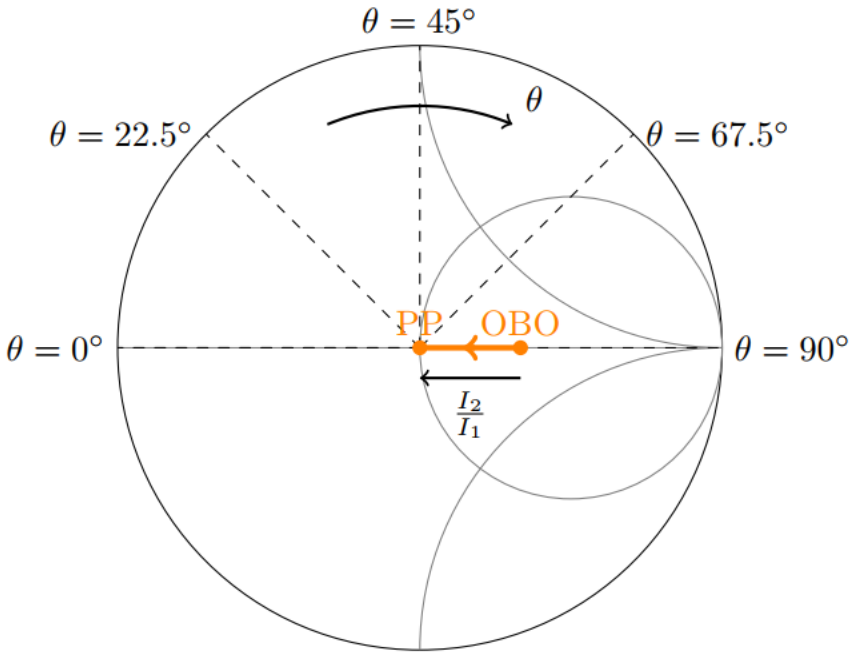
إنّ الحل لتحقيق ذلك وفق نظرية تُعَدُّيل الحمل يقدم نفسه تلقائياً هنا انطلاقاً من المتطلبين السابقين، ففي الشكل 2-4 نرى أن التغيير المطلوب في قيم الممانعة المنظورة باتجاه الحمل (والمطلوب؛ وفق الشرطين السابقتين) محقق بشكل كامل بمجرد اختيار خط نقل بطول كهربائي يساوي 90 درجة ($\theta = 90^o$). في الواقع، يتحقق المطلب الثاني، المقابل لضرورة اطفاء منبع التيار الثاني أيضاً بشكل تلقائي عندما يكون الدخل (مستوى استطاعة الدخل) قد تراجع؛ وفق مستوى Back-Off المفترض في التصميم، وحينها فقط يحقق منبع التيار الأول $\boldsymbol{I_1}$ أنه هو فقط قيد التشغيل. فإذا كان منبعا التيار السابقين في الشكلين 2-1 و2-2 هما عبارة عن مكبرات استطاعة ترانزستورية، فإنّه يمكن عندئذٍ أن نختار منبع التيار الثاني $\boldsymbol{I_2}$ ليكون مكبر استطاعة منحاز؛ وفق صنف العمل C حتماً، ومنبع التيار الأول $\boldsymbol{I_1}$ له أحد الأصناف ما عدا الصنف C (أي الصنف AB أو B أو A). ومن ثُمَّ، تتحقق آلية العمل لتحسين الكفاءة عند مستوى استطاعة معيّن من أجل عتبة معينة لاستطاعة الدخل، يكون قبلها مكبر الصنف C مطفياً، وبعدها يكون قد بدأ بتزويد الحمل المشترك لمكبر الاستطاعة الترانزستوري بالتيار الكهربائي. ومن ثُمَّ، أثناء عمل المكبر ضمن مرحلة تراجع مستوى الاستطاعة-During back off operation؛ إي عند قيم لاستطاعة الدخل أقل من العتبة السابقة، يبقى I_2 المنبع الثاني مطفيّاً. في هذا السياق، يمكن التحكم بقيمة العتبة السابقة من خلال معايرة أو ضبط جهد الانحياز لبوابة الترانزستور V_{gs}، وهنا يُطلَق على شرط إشارة قيادة الدخل Input Drive Condition: الشرط I. آنف الذكر، والذي يسيّر المنبع الثاني للتيار نحو حالة التشغيل، يُطلَق عليه: نقطة تراجع الدخل The Input Back-Off point (IBO)، ويطلَق هنا على مستوى استطاعة الدخل المقابل اسم مستوى استطاعة الدخل المتراجعة Input Backed-Off Power (IBOP)، ويُطلَق على مستوى استطاعة الخرج المقابلة اسم The Output Back-Off Power (OBO). بالمثل، يُطلَق على شرط إشارة قيادة الدخل Input Drive Condition: الشرط II. آنف الذكر، والذي يسيّر المنبع الثاني للتيار ليزود الحمل المشترك بأقصى تيار ممكن (أقصى نسبة $\frac{\boldsymbol{I_2}}{\boldsymbol{I_1}}$ ممكن، ؛إذ أن نحصل على؛ ممانعة منظورة باتجاه الحمل المشترك تكون متموضعة في مركز مخطط سميث كما هو موضح في الشكل 2-4)، يُطلَق عليه: نقطة دخل الذروة The Peak Input Point، ويُطلَق على مستوى استطاعة الخرج المقابلة هنا لهذا الشرط اسم ذروة

استطاعة الخرج The Peak Output Power (PP). في هذه الحالة لسيناريو تُعَدُّيل الحمل، يرى منبع التيار الأول I_1 أو الجهاز الترانزستوري المستخدم في مكبر الاستطاعة RFPA، يرى تطور قيمة الحمل المعدّلة الناتجة، وكأنّه يعمل بأداء كفاءة أمْثَلي، أي أن أداء المكبر الكلي من ناحية الكفاءة سيكون أمْثَليّاً Optimum.

إنّ القدرة على سحب الحمل المشترك من حالة قيمة؛ ممانعة مرتفعة القيمة إلى مركز مخطط سميث تعتمد على كمية التيار الذي يقدر المنبع الثاني على تزويده. بشكل مثالي، يجب أن تكون علاقات المطال لجهد الدخل والتيار عند الخرج مشابهة لما هو معروض في الشكل 2–6 وذلك من أجل حمل مشترك يقابل القيمة $r = 0.5$. حتى هذه النقطة، يكون المنبع الأول للتيار هو المسؤول عن تزويد الحمل المشترك بالتيار الكهربائي، وذلك حتى يبدأ تأرجح جهد الدخل بالازدياد ليصبح مساوٍ لنصف قيمته العظمى (الدور الجيبي الأول) والتي تكون مقيّسة بواحد فولط. بالنسبة لمنبع التيار الثاني، فإنّه يصبح فعّالاً فقط حالما يكون مطال تأرجح جهد الدخل قد تجاوز قيمة النصف تلك. إن ذلك يمكن التحكم به من خلال اختيار جهد انحياز لبوابة الترانزستور بشكل مناسب Vgs فيما يخص الجهاز الترانزستوري الذي سوف يمثِّل منبع التيار الثاني، أي الذي يمكن أن يكون من الصنف سي. نلاحظ هنا أن أنّه من خلال الطريقة التي يتم؛ وفقها اختيار نقط انحياز (نقطة عمل) منبع التيار الثاني، فإن نصف تأرجح مطال الدخل سوف يُقطَع، ومن ثُمَّ فإنه من الواجب على منبع التيار الثاني أن يصل حالة تزويد الحمل المشترك بالتيار الكهربائي بكمية مساوية لتلك التي يؤمنها منبع التيار الأول، وذلك في النصف الثاني من دورة تأرجح جهد الدخل، فإذا لم يحصل هذا، فإنّ الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك لن يتم تُعَدُّيلها نحو أي جهة من جهات مركز مخطط سميث كما يُبينّه الشكل 2–7.

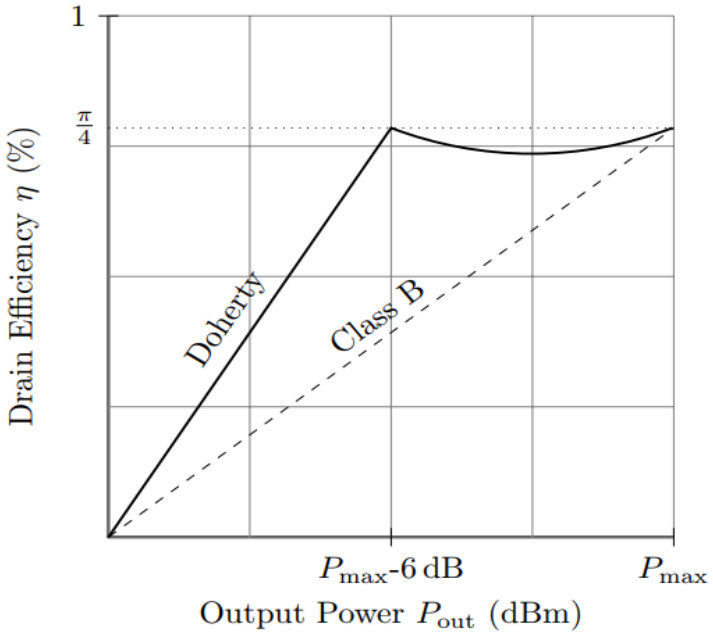


الشكل 2—6: علاقة تأرجح مطال إشارة تيار الخرج بتأرجح إشارة جهد الدخل؛ وفق مكبر دوهرتي [22].



الشكل 2—7: تُعَدَّيل الحمل المطلوب للحصول على كفاءة مُثلى عند كل من النقطتين BOB وPP لمكبر استطاعة معيّن.

إذا تمّ تحقيق هذا الحل كمكبر استطاعة RFPA، إذ أن تم تحقيق منبع التيار الأول باستخدام نمط عمل لمكبر استطاعة من الصنف B، وتحقيق منبع التيار الثاني لمكبر استطاعة من الصنف C مع نقطة انحياز مناسبة لجهد البوابة لمكبر الصنف C، عندئذٍ نحصل على مكبر استطاعة من النمط Doherty له فعالية عُظمى (من الناحية النظرية المثالية) تساوي 78.5% (المقابلة لأعظم استطاعة يعطيها مكبر من الصنف B) عند مستوى استطاعة OBO يساوي 6 ديسيبل أقل من مستوى الذروة PP. يُبيّن الشكل 2–8 تغيّرات الكفاءة (كفاءة المصرف للترانزستور Drain Efficiency) بدلالة استطاعة الخرج Output Power P_{out} من اجل تحقيق لمكبر دوهرتي؛ وفق تقنية تُعَدُّيل الحمل ووفق المواصفات السابقة، حيث نقطة OBO هنا تساوي ربع ذروة استطاعة الخرج P_{max}=PP، أو بشكل مكافئ، OBO (dB)=PP(dB)−6 dB. في الحقيقة، إنّ السبب وراء قيمة OBO تلك هو لأن منبع التيار الأول I1 يزود الحمل المشترك بنصف كمية التيار الأعظمية الممكنة له، بينما يزود منبع التيار الثاني بصفر أمبير عند قيمة OBO تلك، ومن ثُمَّ عند قيمة الاستطاعة PP (فوق OBO) فإنّ كل من منبعي التيار I1, I2 يزودان الحمل المشترك بأقصى كمية تيار ممكنة لهما (أي أن ترانزستور الصنف AB وترانزستور الصنف C عند هذه القيمة PP يكونان مزودين للتيار للحمل المشترك لمكبر دوهرتي بطاقتهما العظمى). نلاحظ هنا أيضاً كيف أن مكبر الاستطاعة Doherty لا يعاني من تدهور الكفاءة عند قيمة OBO عند مقارنته بمكبر استطاعة كلاسيكي من الصنف B. ففي مجال قيم الحمل الذي يتم فيه تُعَدُّيل هذا الحمل، بين الحالتين OBO وPP، سيكون هناك انخفاض طفيف في الكفاءة بناءً ومتوافقاً مع كيفية تتبع إجرائية أو سيرورة تُعَدُّيل الحمل للمقاومة المثلى (للوصول إليها أثناء التكبير الراديوي).



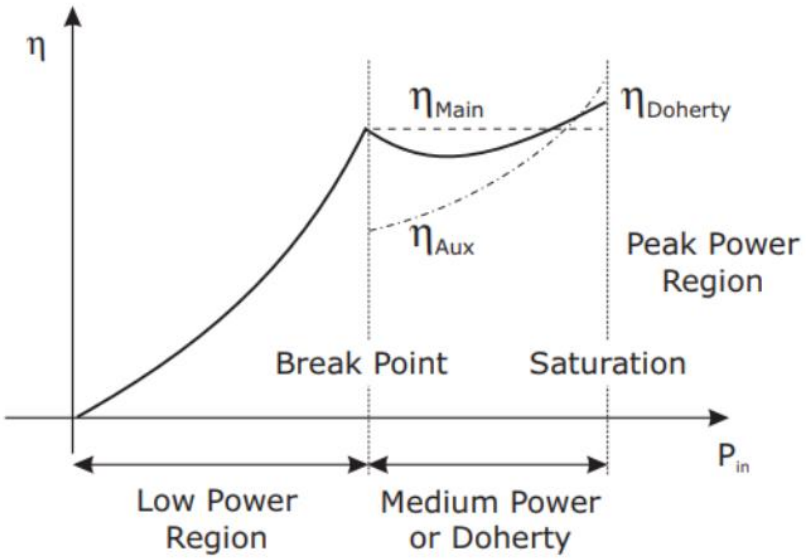
الشكل 2—8: تغيّرات كفاءة المصرف بدلالة استطاعة الخرج لمكبر دوهرتي مقارنةً بمكبر من الصنف B [22].

3.2 الصيغة التحليلية لكفاءة مكبر الاستطاعة دوهرتي

تُعطى الكفاءة الكليّة لمكبر الاستطاعة دوهرتي كتابع لمستوى قيادة اشارة جهد الدخل وفق الصيغة الآتية [22، ص297–298]:

$$\eta = \frac{\pi}{2} \times \frac{\left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right)^2}{3 \times \left(\frac{v_{in}}{V_{max}}\right) - 1} \qquad (11.2)$$

حيث v_{in} هو مستوى مطال إشارة جهد الدخل التي تقود المكبر Driving the PA، وحيث V_{max} هو المستوى الأعظمى لمطال إشارة جهد الدخل والذي يعطي مستوى OBO عند PP يساوي 0 ديسيبل. هذا يعني أنّ المعادلة (11.2) تعطي الكفاءة العُظمى لأي مكبر استطاعة من النمط دوهرتي التقليدي. ويمكن ملاحظة أن المعادلة (11.2) تعطي القيمة $\eta = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$ من أجل $v_{in} = V_{max}$ الموافق للقيمة OBO=0 dB، ومثل هذه القيمة للكفاءة تنتج من أجل $v_{in} = \frac{V_{max}}{2}$ الموافق للقيمة OBO=6 dB. في هذا السياق يُبيّن الشكل 2–9 منحني الكفاءة النظري لمكبر استطاعة DPA كتابع لاستطاعة الدخل Pin حيث يوافق المستقيم العمودي المُسمَّى 'Break–Point' قيمة تراجع مستوى الاستطاعة OBO=6 dB.



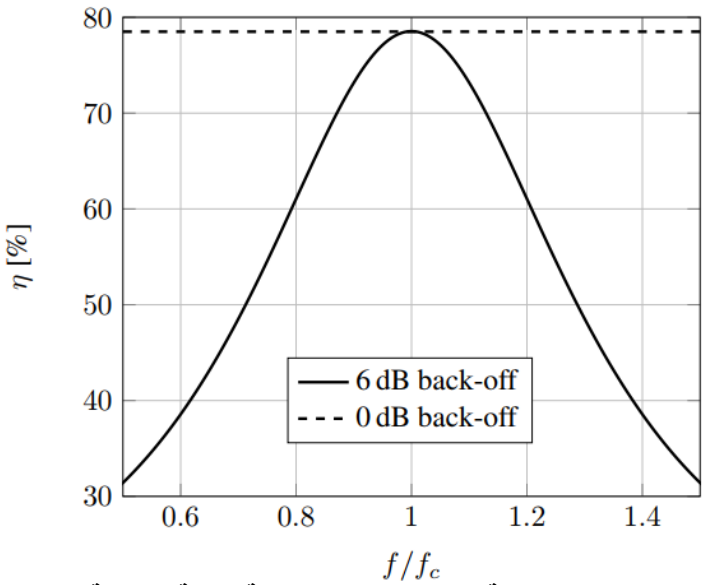
الشكل 2—9: تغيّرات كفاءة المصرف النظرية بدلالة قيم استطاعة الدخل لمكبر دوهرتي عام [93، ص437]:

4.2 الصيغة التحليلية لعرض النطاق الترددي لمكبر الاستطاعة دوهرتي

من عيوب مكبر الاستطاعة دوهرتي هو محدودية عرض النطاق الترددي؛ أو ضيق عرض النطاق الترددي الناتج عن التكبير الراديوي؛ وفق معمارية دوهرتي. إنّ هذه المحدودية تُعزى إلى وجود خط النقل المستخدم كمحوِّل؛ ممانعات لتحقيق تقنية تُعَدُّيل الحمل والذي طوله الكهربائي يساوي ربع طول الموجة $\lambda/4$ أو $\theta = 90^o$ عند التردد الراديوي المستخدم، كما ذكرنا سابقاً في الفقرة 3.2.1 من الفصل الأول، حيث نوهّنا إلى أنّ استخدام خط نقل بربع طول الموجة يحدّ من عرض النطاق الترددي للدارة الإلكترونية عند استخدامه على خرج التكبير الراديوي. عموماً، إنّ عرض النطاق الترددي، أو عرض النطاق الترددي الفعّال، لمكبرات دوهرتي يتم تعريفها على أنّها مجال الترددات الراديوية المقابلة لفعالية محسوبة عند مستوى استطاعة OBO يساوي 6 ديسيبل ؛إذ أن لا يحصل تدهور في كفاءة المكبر بأكثر من 10% تحت الكفاءة العظمى التي تقدمها هذه المكبرات. في المقابل، لا يتأثر عرض النطاق الترددي عند مستوى استطاعة OBO خرج تساوي 0 ديسيبل رغم وجود خط النقل وذلك لأن ممانعة الحمل للمكبر الرئيس الفعّال the effective main device load impedance سوف تساوي عند مستوى الاستطاعة 0 ديسيبل الممانعة المميزة لخط النقل المستخدم نفسه الذي طوله ربع طول الموجة. بكل الأحوال، نجد في المرجع [94] تحليلاً لصيغة الكفاءة الناتجة عن الدارة المشكلة وفق الشكل 2–2 المرسوم في الفقرة 1.2 من هذا الفصل، حيث تُشتَق صيغة كفاءة المصرف لمكبر DPA في [94] كتابع للتيارات والجهود التابعة بدورها للتردد في الدارة نفسها، فنجد الصيغة الآتية لكفاءة المصرف:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \times \frac{Re\{V_1(f) \times I_1^*(f)\} + Re\{V_L(f) \times I_2^*(f)\}}{|V_{1,max}| \times |I_1(f)| + |V_{2,max}| \times |I_2(f)|} \qquad (12.2)$$

يُبيّن الشكل 2–10 أنّ عرض النطاق الترددي الفعّال هو 28% عند مستوى استطاعة يساوي 6 ديسيبل. بكل الأحوال، إنّ هذه القيمة محسوبة من أجل ترانزستورات مثالية والتي تتصرف وكأنها منابع تيار مثالية. بالمقابل، ظواهركهربائية على شكل تفاعلات ضمن مادة الترانزستور شبه الموصلة بالنسبة إلى خرج المكبر parasitic output reactances عند الترددات العالية جداً والتي تكون معزوة إلى المكثفة الموجودة بين مصرف الترانزستور drain ومنبعه source، وإلى وجود أسلاك وعقد التوصيل bond wires and bond pads أثناء تصنيع الجهاز الترانزستوري. مهما يكون من أمر، عادةً ما لا يكون تصميم شبكات المطابقة (شبكات التوفيق) ذات الحمل الثابت والتي تتجاوب رنينيّاً مع هذه التفاعلات صعباً بالنسبة للمصمّم بشكل خاص، ولكنّ تصميم شبكات المطابقة التي تقوم بذلك الرنين (الطنين) عبر استثمار مجموعة من؛ ممانعات الحمل المختلفة لتحقيق تقنية تُعَدُّيل الحمل المطلوبة في مكبر دوهرتي من القيمة R_{opt} إلى القيمة $2R_{opt}$ هو الذي يُعدُّ أمراً صعبًا للغاية.



الشكل 2—10: تغيّرات كفاءة المصرف النظرية لدارة الشكل 2-2 بدلالة القيمة المقيّسة للتردد نسبة للتردد الأساسي [94].

5.2 اعتبارات تمهيدية عند تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي

1.5.2 مُلخَّص مزايا وعيوب التكبير الراديوي؛ وفق معمارية دوهرتي

كما ذكرنا من قبل، هناك طرق مختلفة لتحقيق مكبرات استطاعة RFPA مُحسَّنة الكفاءة. على سبيل المثال، يُمثِّل مكبر Doherty المُنفّذ مع شبكات مطابقة قابلة للضبط ديناميكياً لتحقيق التُعَدُّيل الديناميكي للحمل؛ وفق نظرية تُعَدُّيل الحمل، يُمثِّل إحدى تلك الطرق. في تقنية DPA، من الأسهل استبدال دارات مكبرات الاستطاعة باستخدام DPAs في المحطات الأساسية لبرج الاتصال الخليوي BS بدلاً من التقنيات الأخرى، والتي تتطلب استبدال جهاز الإرسال بالكامل بدلاً من

استبدال مكوّن التكبير الراديوي وحيداً، وهذه ميزة حقيقيّة لصالح مكبر DPA تؤثر على التوافق مع النظام ككل والتكلفة the compatibility and cost. إنّ المزايا والعيوب الرئيسة لمكبرات دوهرتي DPAs يمكن وصفها فيما يلي، بالاستناد إلى [95,96]:

مزايا مكبر DPA:

1- **أبسط في التنفيذ العملي:** يمكن تحقيق مكبر الاستطاعة الراديوية Doherty باستخدام تقنيات دارات الترددات الراديوية RF الخالصة لتحسين الكفاءة من دون استخدام مسارات إشارة وعناصر دارات إلكترونية فرعية معقدة أو شبكات تحكّم في غلاف الإشارة المستخدمة في تقنيات تتبع الغلاف مثل EER أو ET.

2- **كفاءة مناسبة للطاقة الكهربائية؛ وفق معمارية بسيطة، مقارنةً بالتقنيات الأخرى:** يمكن لتقنية تُعَدُّيل الحمل، باستخدام خط نقل بربع طول موجة، أن توفر كفاءة مناسبة بطرق بسيطة مقارنة بالطرق المتقدمة الأخرى ذات التعقيد العالي.

3- **إمكانية الاستبدال المباشر لمكبرات الاستطاعة الموجودة بالفعل في دارة ما من دون الحاجة لاستبدال كامل الدارة:** حيث لا يتعين تُعَدُّيل الأنظمة الفرعية الأخرى في جهاز الإرسال الراديوية في حالة تطبيق مكبر DPA.

4- **يضيف تكلفة إضافية أقل مقارنة بباقي التقنيات،** كنتيجة مباشرة للنقطة 3- السابقة.

عيوب مكبر DPA:

1- **ضيق النطاق الترددي:** يحدث عادة بسبب وجود محول خط الموجي بربع طول الموجة.

2- **ضعف نسبة الأمواج المستقرة (SWR):** ستكون هذه النسبة مشكلة إذا كان قلقنا هو احتمال وجود اختلالات في قيمة الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك بسبب عملية تُعَدُّيل الحمل والتي يمكن حلها عن طريق وضع عازل في الخرج يضمن نسبة SWR جيدًا.

3- **انخفاض أداءه بالنسبة للتشويه البيني IMD:** قد ينتج عن مكبر دوهرتي تشويه كبير في الإشارة بسبب حالة نقطة انحياز منخفضة (الصنف AB أو C). يمكن تحرير توافقيات التشويه لمكبر DPA بواسطة توافقيات التشويه الناتجة عن المكبر الرئيس في معمارية DPA وهذا إذا تم ضبط حالة الانحياز بشكل صحيح.

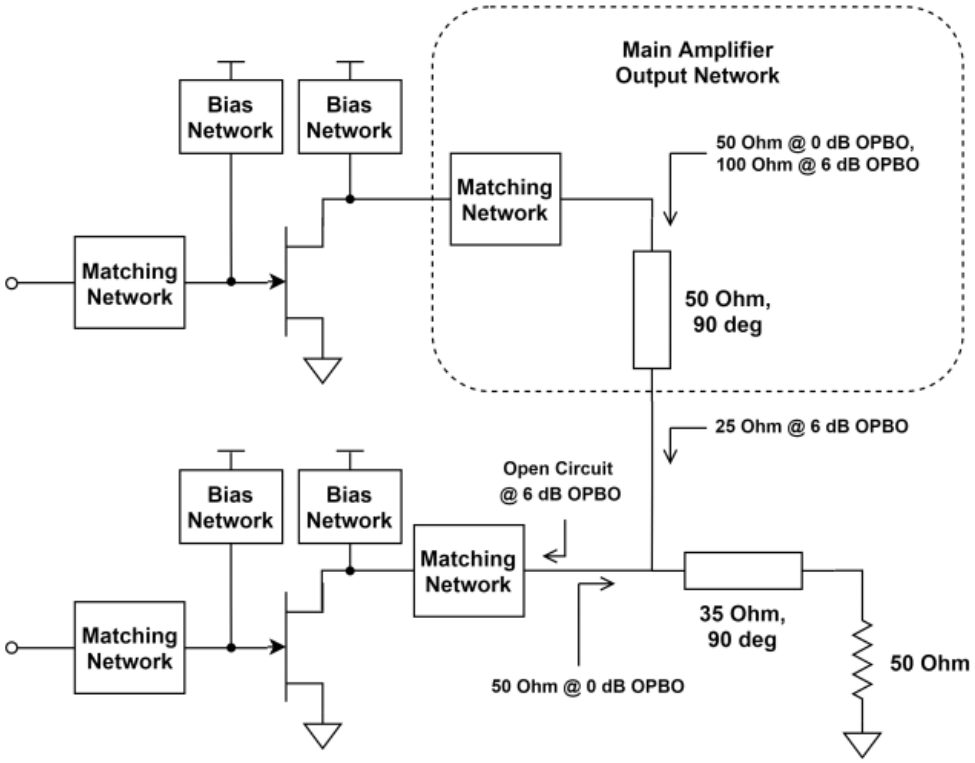
4- **خاصيّة استقرار الجهاز مشكوك فيها عند تطبيق DPA في المُرسلات منخفضة الاستطاعة:** يجب تقييم جدارة التكبير الراديوي وفق دوهرتي بعناية في التطبيقات التي تكون منخفضة الاستطاعة المُرسَلة.

2.5.2 حول الطبولوجيا الأساسية لمكبر الاستطاعة دوهرتي التقليدي

في نظرية تُعَدُّيل الحمل المقدمة في تطبيق Doherty الأصلي [29]، فإن كلّ من ترانزستور الاستطاعة للمكبر الرئيس The Main PA (منبع التيار الأول) وترانزستور الاستطاعة للمكبر المساعد The Auxiliary PA منحازان Biased ليكوّنا مكبري استطاعة من الصنف B. في الواقع، إنّ هذا النهج يثير مشكلة واضحة وهي: إذا كان ترانزستور المكبر الرئيس سيبقى في حالة التشبع في منطقة Doherty، يجب تشغيل ترانزستور المكبر المساعد فقط عندما يصل ترانزستور المكبر الرئيس إلى التشبع، وهو ما لن يحدث إذا كان لكلا الجهازين الترانزستورين نفس نقطة الانحياز. ولكن إذا كان الجهاز الترانزستوري للمكبر المساعد منحازاً ليكوّن مكبر من الصنف C، إذ أن يلزم مستوى قيادة من إشارة الدخل أعلى لتشغيله To Turn It ON، يتم حل تلك المشكلة ببساطة كما ذكرنا سابقاً. ومع ذلك، إذا تم استخدام جهازين ترانزستورين متطابقين (نفس الترانزستور للمكبر الرئيس وللمكبر المساعد)، فلن يتمكن الترانزستور المنحاز من الصنف C من تقديم قيمة تأرجح للتيار تساوي $I_{max}/2$ المطلوبة. هناك طريقتان للتغلب على هذا العائق عن طريق تقسيم الاستطاعة غير المتساوي على مدخل مكبر الاستطاعة دوهرتي كما يوصي Cripps في [22، ص. 299]. بكل الأحوال، للحفاظ على تصميمنا لمكبر DPA بسيطاً قدر الإمكان، سيتم استخدام أجهزة ترانزستورية متطابقة في هذه الأطروحة في الفصلين الثالث والرابع منها، وحيث نُفضل أيضًا نقطة انحياز الصنف AB للمكبر الرئيس بدلاً من الصنف B النقي، وذلك بسبب ارتفاع خطيّة الصنف AB مقارنةً بالصنف B [27، ص. 443]. نختار في هذا العمل معمارية دوهرتي من الصنف–AB/C Dohertyدلالة على اختيار الصنف AB للمبكر الرئيس، واختيار الصنف C للمكبر المساعد.

يظهر أساس تصميم النموذج الأولي التقليدي لمكبر DPA في الشكل 2–11. كما يتضح من الشكل 2–11، يحتوي مكبر DPA على مدخلين (ينتجان من تقسيم إشارة الدخل الأساسية عبر مُقسِّم استطاعة مثل مُقسِّم ويلكنسون متناظر أو غير متناظر (انظر الفصلين الثالث والرابع))، ؛إذ أن يمكن أن يختلف تأخير طور مسار المكبر المساعد كدالة (تابع) لمستوى قيادة الدخل، كما هو الحال في Doherty الرقمي [96]. علاوة على ذلك، يوضح الشكل 2–11 أنه يتم استخدام محول؛ ممانعة عبارة عن خط نقل بربع طول الموجة وبممانعة مميزة قيمتها تساوي 35 Ω ربع موجة لتحويل حمل مشترك قيمته 50 Ω إلى 25 (تطبيق تقنية تُعَدُّيل الحمل). هذا، بالاقتران مع محول؛ ممانعة عبارة عن خط نقل بطول ربع طول الموجة وممانعة مميزة له تساوي 50 آوم والمتصل بين شبكتي المطابقة على خرجي المكبرين المساعد والرئيس، وهذا الوصل هو ما سيضمن أن كلا المكبرين (المساعد والرئيس) سيشاهدان حمولة مشتركة قيمتها 50 أوم عند مستوى استطاعة OBOتساوي 0

ديسيبل (OBO ⇔OPBO). فعند مستوى استطاعة خرج عند 6 ديسيبل OPBO=6 dB، يقوم محول الممانعات ذي الممانعة 50 Ω وذي الطول ربع طول الموجة الموجة بتحويل الممانعة 25 أوم إلى؛ ممانعة قيمتها 100 على خرج المكبر الرئيس، والذي (حمل ال100 أوم هذا) بدوره يتم مطابقته Matched وتحويله Transformed إلى القيمتين الأمثليتين المطلوبتين للحمل وهما Ropt و2 Ropt على التوالي (انظر الفقرة 7.2 حيث نستعرض المنهجية الكاملة لتصميم مكبر دوهرتي بالتفصيل مع توضيح تفسير للقيم السابقة لممانعات خطوط النقل التي تعمل في مكبر دوهرتي هنا باعتبارها شبكات تحويل ممانعات)، عن طريق شبكة المطابقة المتصلة بخرج الجهاز الترانزستوري للمكبر الرئيس.



الشكل 2—11: نموذج أساسي لطوبولوجيا مكبر دوهرتي التقليدية.

6.2 منهجية اختيار الترانزستور ونموذجه الحاسوبي وفق مواصفات الكفاءة واستطاعة الخرج لمكبر استطاعة يعمل في ترددات الأمواج الميليمترية للجيل الخامس

كما ذكرنا في الفصل الأول، إنّ الخطوة الأولى في بناء أي مكبر RFPA هي اختيار نوع ترانزستور الاستطاعة المناسب من حيث تكنولوجيا المواد شبه الموصلة المُصنَّع؛ وفقها. يؤثر هذا الاختيار بشكل كبير على ما يأتي بعد ذلك في تصميم مكبر الاستطاعة. للبدء في التصميم، هناك عدد من المواد شبه الموصلة وبنُى الأجهزة الترانزستورية للاختيار فيما بينها. في الواقع إنّ

خط الإنتاج على نطاق واسع لأجهزة مكبرات الاستطاعة العاملة على الترددات الراديوية بشقيها الميكروي والميليمتري للأغراض التجارية يعتمد بشكل أساسي على السيليكون (Si) وزرنيخيد الغاليوم (GaAs). في حين أن الاهتمامات البحثية مكرسة على نطاق واسع لاستخدام مواد ذات فجوة نطاق واسعة wide band-gap materials مثل نيتريد الغاليوم (GaN) وكربيد السيليكون (SiC) لخصائصها الفطرية من حيث كثافة الاستطاعة العالية التي تؤمنها.

تتمايز الأجهزة الترانزستورية أيضاً بينية هياكلها structures، فالترانزستورات ثنائية القطب Bipolar Junction Transistors (BJT) والترانزستورات ذات التأثير الحقلي Field Effect Transistors (FET) هما تصنيفان رئيسيان لتلك الهياكل. تحت هاتين الفئتين الرئيستين هناك هياكل مختلفة ومحسّنة تشمل الترانزستورات ثنائية القطب غير المتجانسة Heterojunction Bipolar Transistors (HBT) وأشباه الموصلات بأكسيد المعادن Metal Oxide Semiconductor FET (MOSFET) وأشباه الموصلات المعدنية Metal Semiconductor FET (MESFET). هناك فئة فرعية أخرى من MOSFET وهي Laterally Diffused MOSFET (LDMOSFET أو LDMOS)، ومن MESFET هي ترانزستور التنقل العالي للإلكترون High Electron Mobility Transistor (HEMT). عادةً ما يتم تصنيع أجهزة GaN على أنها هياكل HEMT لأنها حسّنت تنقل الإلكترون عبر MESFET نظرًا لتوافر تكنولوجيا التداخل المتغاير hetero-junction technology. يمكن أيضًا تطويرها على أنها MESFETs ولكنها ليست كذلك عادةً لأن HEMTs متفوقة عليها [97].

إنّ فجوة نطاق الطاقة Energy band-gap هي بالتعريف الطاقة المطلوبة لتحريك إلكترون من نطاق التكافؤ valence band إلى نطاق التوصيل الكهربائي conduction band في المادة شبه الموصلة التي يُصنَع منها ترانزستور الاستطاعة. إن وجود فجوة نطاق طاقة كبيرة (واسعة) يعني أن الترانزستور قادر على دعم الحقول الكهربائية الداخلية الأعلى شدة لمادته قبل الانهيار breakdown، ومن ثُمَّ يمكن تصنيع أجهزة ترانزستورية ذات كثافة طاقة أعلى. في الواقع، يُعدُّ تحقيق كثافة طاقة عالية أولوية في مجال تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA لأنه لا يقلل حجم الترانزستور فحسب، بل يزيد أيضًا من ممانعة الإنهاء المثلى optimum terminating impedance للجهاز وهو أمر ضروري لتسهيل عملية تصميم شبكة المطابقة (شبكة التوفيق) في مكبر الاستطاعة بشكل عام. إنّ نطاق قيم الممانعة المثالي لتحقيق شبكة المطابقة هو عشرات الأوم. تحظى أجهزة SiC MESFETs وGaN HEMTs بأهمية خاصة في هذا الصدد. تتراوح

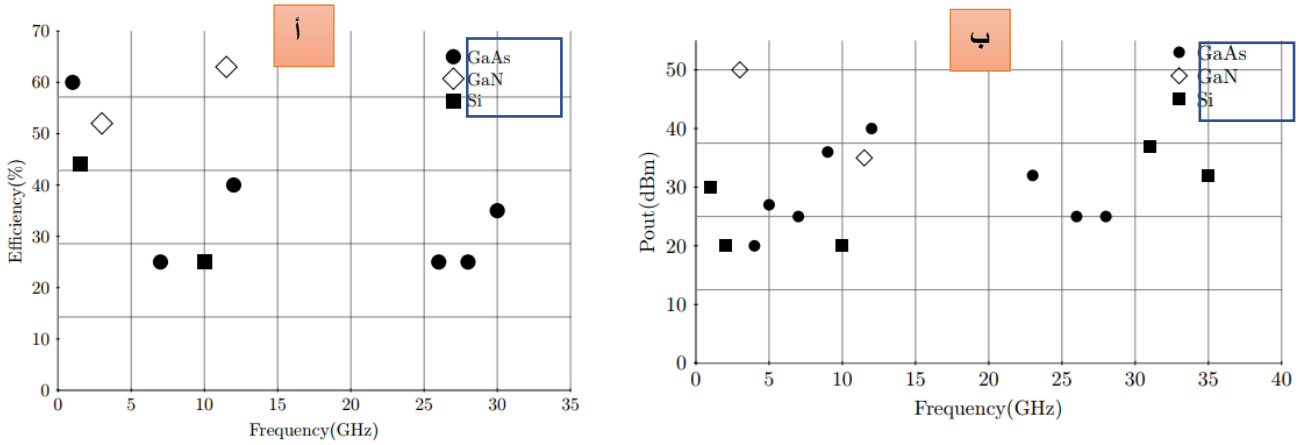
كثافة طاقة خرج مكبر الاستطاعة العامل عند التردد الراديوي اللاسلكي بين 4–7 واط/ مم و10–12 واط / مم على التوالي [98]؛ مما يجعلها مرشحة للاستخدام في تطبيقات مكبرات الاستطاعة لخلايا لمحطات القاعدية الكبيرة Macro Cells في أنظمة اتصال الجيل الخامس العامل في نطاق الأمواج الميليمترية. بكل الأحوال، تُعَدُّ حركة الإلكترون في ترانزستورات SiC MESFETs أقل بكثير من تلك الموجودة في GaN بسبب عدم وجود تقنية غير متجانسة heterojunction technology في تصنيعها. كما أن ركائز SiC substrates مكلفة أيضًا ولها قطر رقاقة محدود limited wafer diameter وعرضة للعيوب الدقيقة micro defects التي تؤثر على التصنيع والإنتاجية. إذا لم تتم معالجة هذه المشكلات، فلن تتمكن ترانزستورات SiC MESFETs من المنافسة في سوق مكبرات الاستطاعة للمحطة الأساسية في أنظمة الاتصالات الخلوية [97]. من ناحية أخرى، تُعَدُّ GaN HEMTs خياراً جذاباً لنطاقات التردد في أي مكان من بضع جيجا هرتز إلى نطاق 10 جيجا هرتز، أي في مجال ترددات الأمواج الميليمترية.

ربما تكون السمة الأكثر إغراءً لتكنولوجيا GaN هي الكفاءة العالية التي توفرها للحصول على استطاعة خرج تكبير راديوي عالية مقارنةً بمنافسيها كما هو موضح في الشكل 2–12(أ). بالطبع، تسمح بعض أجهزة GaAs وSi بالعمل بعد التردد 30 جيجا هرتز، وهو أقل شيوعًا بالنسبة لإمكانيات أجهزة GaN للعمل عند هذا النطاق الترددي. ومع ذلك، بالنسبة لبضعة جيجا هرتز إلى عشرات الجيجا هرتز، تُعَدُّ تكنولوجيا ترانزستورات GaN خيارًا قابلاً للتطبيق. هذا النطاق من الترددات مهم لتصميم مكبرات الاستطاعة للمحطة القاعدية في الجيل الخامس سواء أكانت خلية واسعة التغطية جداً مثل Macro Cell أو خلية ضيقة مجال التغطية مثل Femto/Pico/Micro Cell. يوفر GaN أيضًا استطاعة خرج أكبر من التقنيات المنافسة الأخرى نظرًا لقدراته عالية الكثافة للاستطاعة (عرض فجوة طاقة واسع).

يوضح الشكل 3.1(ب)، مقارنة استطاعة الخرج بالنسبة إلى مواد أشباه الموصلات الشائعة الأخرى. نظرًا لأن الشاغل الرئيس لبناء مكبر استطاعة من النمط دوهرتي Doherty PA هو الكفاءة في هذه الأطروحة، فإن الاختيار من حيث الجهاز الذي يجب استخدامه واضح ويتعلق بشكل رئيسي بنوع المحطة القاعدية المراد تصميم المكبر لها، فإذا كنا نرغب في تصميم مكبر RFPA؛ وفق معمارية دوهرتي لمحطة قاعدية من النمط Macro والتي تتطلب استطاعة خرج عالية جداً كمواصفة أهم نوعاً ما من الكفاءة فإنّ GaN هو الخيار الأفضل رغم أنّ العمل في نطاق ترددات عالية فوق 25 جيجا هرتز بالنسبة GaN غير مناسب نسبيّاً، ومن جهة أخرى،

إذا كان المطلوب هو تصميم مكبر دوهرتي لمحطة قاعدية من النمط Femto/Pico/Micro Cell فالخيار الأفضل هنا هو تكنولوجيا GaAs كما هو موضح في الشكل 2-12 .

نظراً لقدرة هذه التكنولوجيا على العمل وتوفير مواصفات استطاعة خرج وكفاءة عاليتين عند الترددات الميليمترية العالية، تمتلك أجهزة GaN الترانزستورية التي لا تتضمن شبكة توفيق ممانعات على خرجها Unmatched GaN أيضًا نطاقاً ترددياً واسعاً للغاية an extremely wide, potentially usable Band-Width (BW) مفيد للاستخدام جداً في تطبيقات الجيل الخامس طالما أنّ معدل نقل البيانات حتى سرعة 20 جيجا بِتْ في الثانية هو مطلب مهم للغاية في أنظمة الجيل الخامس، كما نوهنا سابقاً في الفصل الأول. يتم تصنيف هذه النطاقات الترددية العاليّة عادةً من DC إلى 10 جيجا هرتز. ومع ذلك، ستؤدي شبكة التوفيق إلى تقليل عرض BW إلى حد كبير لأن مكبرات الاستطاعة يتم تحسينها من ناحية الكفاءة عادةً لنطاق ترددي معين. من المتوقع لاحقاً أثناء تطبيق طرائق سحب الحمل/المنبع Load/Source Pull (أعد النظر في الفقرة 8.3.1 من الفصل الأول) في الفصلين الثالث والرابع من هذا العمل، أنه من الصعب إن لم يكن من المستحيل تصميم شبكة مطابقة شبه مثالية للأجهزة الترانزستورية في طبولوجيا دارة المكبر المصمّمة.



الشكل 2—12: محدودية الأداء لترانزستورات مكبرات الاستطاعة RFPA بحسب تكنولوجيا المواد شبه الموصلة المستخدمة، (أ) أداء تكنولوجيا الجهاز بالنسبة لكفاءة (PAE) المكبر عند تردد العمل الأساسي، (ب) أداء تكنولوجيا الجهاز بالنسبة لاستطاعة خرج P_{out} المكبر عند تردد العمل الأساسي [97].

في هذا العمل، نختار القيمة 28 جيجا هرتز لتردد العمل الأساسي لمكبر الاستطاعة دوهرتي المراد تصميمه في الفصلين الثالث والرابع، واستناداً إلى الشكل 2-12 نلاحظ أن تكنولوجيا GaAs هي الأنسب من ناحية كفاءة واستطاعة الخرج اللتين يوفرهما التصميم على مستوى الجهاز الترانزستوري المستخدم عند تردد العمل 28 GHz، إذ من الناحية النظرية، يمكن أن يعطي كل ترانزستور من النمط GaAs عند التردد 28 جيجا هرتز كفاءة تصل إلى حدود 35%، واستطاعة خرج عظمى تصل إلى

حوالي 25 dBm مما يجعله مناسباً للعمل من أجل مكبرات الاستطاعة تخدم محطات قاعدية من النوع Pico/Femto Cell (أعد النظر في الجدول A من فصل المقدمة العامة من هذه الأطروحة)، مع التنويه هنا إلى أن حل دوهرتي سوف يحسّن من هذه القيم طالما أن مكبر الاستطاعة الذي سوف يتم تصميمه لاحقاً في هذا العمل يعتمد على استخدام نفس الترانزستور من أجل كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد، ومن جهة أخرى فإن قيم الشكل 2–12 هي من أجل ترانزستورات يُدرَس أداءها من من دون اعتبار شبكات التوفيق وطرائق سحب الحمل/المنبع. في الواقع، رغم أنّ تكنولوجيا GaN هي التي كانت هدفنا الأساسي في اقتراح دارات مكبر دوهرتي في هذا العمل، إلاّ أنّ سببين رئيسي جعلانا نغيّر هذه الوجهة باتجاه تكنولوجيا GaAs: السبب الأول، كما يبينه الشكل 1–12، والسبب الثاني كون توفر النموذج الحاسوبي للدارة المكافئة لترانزستورات من النوع GaN غير ممكن في منصة ADS التي بين أيدينا خاصة وأنّها نسخة تقريبّة غير نظامية من الناحية التجارية (النسخة التجارية النظامية سعرها بالعملة الصعبة مرتفع جداً ولا يوجد لدينا تمويل كافٍ للحصول عليه من أجل تحقيق المحاكاة) فلا تصلح للمحاكاة، ولا يوجد نسخ نماذج حاسوبية لدارات مكافئة؛ وفق GaN حتى في باقي البرامج غير ADS، في حين أنّ هناك نماذج حاسوبية لترانزستورات GaAs متوفرة بكثرة ضمن مكتبات برنامج المحاكاة ADS أصلاً، كما ويوجد نماذج حاسوبية تمّ اشتقاقها في الادبيات لترانزستورات من النمط GaAs للعمل في نطاق الأمواج الميليمترية كما نرى في المرجع [99]، ومن ثُمَّ تصبح الفرصة متاحة لنا في دراستها ضمن سيناريوهات محاكاة كما سنرى في الفصلين الثالث والرابع، مع عدم إمكانية ذلك بالنسبة لنوع GaN.

7.2 مراجعة أدبيات Literature Review حول تصميم مكبرات RFPAs؛ وفق معمارية دوهرتي للعمل في نظام الجيل الخامس

في المقالة [100]، تم اقتراح بنية شبكة جديدة لتُعَدِّيل الحمل عن طريق توصيل محول؛ ممانعات بخطر نقل بربع طول الموجة عند نقطة دمج خرجي المكبرين الرئيس والمساعد لمعمارية دوهرتي DPA التقليدية، وهو ما يمكنه تحقيق تحويل؛ ممانعات بنطاق ترددي عريض للمكبر الرئيس في معمارية دوهرتي. وبهذه الطريقة، يتم تحسين أداء DPA في كل من كفاءة عرض النطاق الترددي ونقطة التراجع OBO حيث تم تصميم مكبر Doherty عالي الكفاءة واسع النطاق الترددي ومصنع لتطبيقات الجيل الخامس. وقد أظهرت نتائج القياس أن استطاعة الخرج المشبعة لـ DPA عند مستوى استطاعة PP تزيد عن 43 dBm في النطاق من أجل تردد راديوي للعمل قيمته بين 3.1 إلى 3.7 جيجا هرتز، وأن كفاءة المصرف في منطقة الإشباع تتراوح بين 65% و73%. ؛ فضلاً عن ذلك، نتجت قيمة كفاءة عند OBO=8 dB أعلى من 40%.

يناقش البحث [101] تصميم مكبر استطاعة واسع النطاق من النمط AB/C–Doherty مناسب لتطبيقات الجيل الخامس أيضاً. تم في هذا البحث تقديم التحليل النظري لشبكة مطابقة الخرج، مع التركيز على تأثير؛ ممانعة الخرج غير النهائية المثالية للمكبر المساعد عند مستوى OBO محدد، بسبب العناصر الطفيلية للجهاز الترانزستوري device's parasitic elements في نموذج دارته المكافئة. من خلال حساب هذا التأثير بشكل صحيح، تمكنت شبكة مطابقة الخرج المصممة في [101] من متابعة مسارات الممانعة المرغوبة عبر نطاق ترددي 2.8 جيجا هرتز إلى 3.6 جيجا هرتز (عرض النطاق الترددي الفعال = 25%)، مع مفاضلة جيدة Good Trade–Off بين الكفاءة وعرض النطاق الترددي المطلوب. تم تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي في هذا البحث مع اثنين من الترانزستورات من النمط HEMTs GaN 10W. وقد أظهرت نتائج القياس أنها قدمت استطاعة خرج في منطقة الإشباع (PP) من 43dBm إلى 44.2 dBm، وربح استطاعة خطّي من 8 ديسيبل إلى 13.5 ديسيبل عبر النطاق الترددي بأكمله. تراوحت كفاءة المصرف في هذا التصميم المحقق بين 62% و76.5% عند منطقة الإشباع وبين 44% و56%عند مستوى استطاعة OBO يساوي 6 ديسيبل.

يقدم البحث [102] مكبر استطاعة من النمط F/C–Doherty جديد وموسع يعتمد على الصنف F للمكبر الرئيس بدلاً من الصنف AB الخاص بالبحث [101] وقد أعطى أداء عالي الكفاءة؛ وفق معمارية دورهرتي التقليدية من أجل توسيع نطاق التكبير عالي الكفاءة. وقد تم استخدام الخلايا غير المتماثلة للمكبر الرئيس والمكبر المساعد في منهجية جديدة (أي انّ ترانزستورا المكبرين الرئيس والمساعد غير متطابقين في دارة مكبر دوهرتي) لتجميع الحمل المشترك باستخدام الصنفين F, C. للتحقق من المنهجية المقترحة في [102]، تم تصميم DPA ؛إذ أن تطلّب التصميم مستوى OBO يساوي بمقدار 12 ديسيبل بدلاً من 6 ديسيبل وتصنيعه من أجل تطبيقات الوصول المتُعَدُّد بتقسيم الكود عريض النطاق (WCDMA) ضمن افتراض الاستخدام لمخطط التُعَدُّيل هذا في نظام الجيل الخامس. وقد اظهرت نتائج قياس الموجة المستمرة للإشارة الكبيرة Large–signal continuous–wave measurement results ربح استطاعة بحوالي 11 ديسيبل مع كفاءة مصرف تبلغ 59.9% عند مستوى يساوي 12 ديسيبل فيما يخص قيمة OBO. وقد أظهر محاكاة الاختبار ثنائي النغمة Two–Tones HB؛ وفق برنامج ADS في هذا البحث تشويهاً بينيّاً مقبولاً من الدرجة الثالثة (IMD) أقل من 21– dB، وأظهرت قياسات الموجة المعدلة Modulated wave أكثر من 55% كقيمة لكفاءة المصرف.

تمَّ تقديم مكبر استطاعة Doherty في [103] مؤلف من مرحلتين باستخدام طبولوجيا المكدس Stacked–FET. يُبرهن هذا البحث، لأول مرة، على أهمية المعلمتين الحاسمتين في طوبولوجيا Stacked–FET التي يجب تصميمها خصيصاً؛ وفق معمارية Doherty: وهما مطال جهد البوابة وجهد الانحياز للترانزستور المكدس (لاحقاً في الفصل الرابع من هذه الأطروحة سوف نناقش مفهوم طبولوجيا

Stacked–FET بشيء من التفصيل). تحدد تلك المعلمتان بقوة استطاعة خرج مكبر DPA، وكفاءة الاستطاعة المضافة (PAE)، وخطيّة ربح الاستطاعة الناتج. علاوة على ذلك، تعرض المقالة [103] أيضًا طوبولوجيا ثنائية القيادة بالنسبة لإشارة الدحل dual–driver لتعزيز ربح المكبر من دون تخفيض قيمة PAE، وذلك من خلال شبكة انحياز مقترحة للتعامل مع تيار التسرب العالي للبوابة لعملية وضع التعزيز (الوضع E، E-Mode). تم في العمل [103] تصنيع النموذج الأولي لمكبر الاستطاعة المقترح؛ وفق مواصفات التصميم E–mode 0.15–µm من تكنولوجيا زرنيخيد الغاليوم (GaAs) للتحقق من أداء طبولوجيا Stacked–FET. في هذا الصدد وعند التردد 28 جيجا هرتز (الحزمة الترددية Ka)، تُعطي الدارة المتكاملة الناتجة كمبكر استطاعة بمساحة 2.9 مم × 1.7 مم ربحاً مُقاساً قدره 14.4 ديسيبل، واستطاعة خرج تبلغ 28.7 dBm، مع قيمة PAE تساوي 37% عند مستوى PP، وقيمة تساوي 27% عند المستوى OBO يساوي 6 ديسيبل. في الحقيقة يحقق مكبر DPA في [103] من بين أعلى مكاسب وأعلى كثافة طاقة لجميع تصاميم مكبرات DPAs السابقة له عند ترددات الأمواج الميليمترية، ونحن في هذا العمل سوف نعتمد على هذا البحث بشكل جزئي لمحاكاة حل دوهرتي باعتبار التردد الأساسي نفسه المستخدم باستخدام طبولوجيا Stacked–FET (انظر الفصل الرابع من هذا الفصل).

في الوقت الذي استخدم فيه العمل [103] تكنولوجيا GaAs، نجد أن العمل [104] قد اعتمد على تكنولوجيا Si لتصميم مكبر دوهرتي مناسب لتطبيقات الجيل الخامس وله مواصفات خطيّة جيدة جداً ويعمل على ثلاث ترددات ميليمترية هي 39/37/28 جيجا هرتز، يقترح العمل [104] شبكة تحويل؛ ممانعات مختلفة عن التقليدية التي تستخدم خطوط نقل بربع طول الموجة ويفترض وجود إشارة دخل معدلة؛ وفق مخطط التُعَدُّيل 64–QAM، وما يفيدنا من استعراض هذا البحث هنا هو وجهة النظر الجديدة في تفكير كاتبيه المتمثلة بتجديد تصميم شبكة تحويل الممانعات التي تمثِّل أساس تقنية تُعَدُّيل الحمل لغايات تطوير أداء كفاءة المكبر وخطيّته في الوقت نفسه.

تم أيضاً استخدام التكنولوجيا GaAs في البحث [105]، حيث تم تنفيذ مكبر Doherty مزدوج النطاق ليمكنه العمل في حزمتين ترديتين Q وKa في آن معا حيث تم التصميم عند التردد 45 جيجا هرتز للحزمة Q وعند التردد 29 جيجا هرتز بالنسبة للحزمة Ka. في هذا العمل تم استخدام خطوط النقل مزدوجة النطاق the dual–band transmission lines (TLs) حيث تم اقتراح طريقة تصميم جديدة لتحقيق خطوط الإزاحة الطورية (لتحقيق فرق الطور بين إشارة دخل المكبر الرئيس وإشارة دخل المكبر المساعد) باستخدام شبكة TLs بسيطة، والتي يمكن أن تلبي نطاقات إزاحة الطور في نطاقات مزدوجة هي Q وKa عن طريق اختيار طول كهربائي مناسب لخط النقل. لتعزيز ربح الاستطاعة في مكبر DPA، تم اعتماد مُقسِّم استطاعة غير متناظر (أي لا تكون استطاعة دخل المبكر الرئيس مساوية

لاستطاعة دخل المكبر المساعد، على عكس الاستخدام الشائع لمقسّم ويلكينسون في جعل الاستطاعتين متساويتين عند دخلي المكبر الرئيس والمساعد في معمارية دوهرتي التقليدية) وذلك لتوفير المزيد من الطاقة الكهربائية للمكبر الرئيس. يحقق DPA المُصنّع بنموذج مخبري أولي الناتج هنا استطاعة خرج تبلغ 25.4 إلى 25.2 dBm، وكفاءة قصوى مضافة للطاقة (PAE) تبلغ 33% و25% عند مستوى PP للحزمتين Ka وQ على الترتيب، وكفاءة قصوى PAE عند مستوى OBO يساوي 6 ديسيبل تبلغ 22% للحزمة Ka وتبلغ 17% للحزمة Q من أجل الترددين 29 و45 جيجا هرتز، على الترتيب، بحجم صغير للترانزستور المستخدم يبلغ 2.2 ×1.4 مم مربع. وتطبيق إشارة تُعَدُّيل عند الدخل؛ وفق التُعَدُّيل 64−QAM بعرض حزمة ترددي يساوي 20 ميجا هرتز مع نسبةPAPR تساوي 7.7 ديسيبل.

أمّا في البحث [106]، فتم اقتراح مكبر استطاعة من النمط MMIC Doherty (DPA) ضمن دارة متكاملة IC، وعريض النطاق يعمل في الحزمة الترددية Ka في وضع تحسين بعرض قناة تساوي 0.15 ميكرومتر (الوضع E) ومختار؛ وفق تكنولوجيا GaAs pHEMT. تتم في هذا العمل التخلص أو إزالة خط الإزاحة الطورية خلف المكبر الرئيس من دون التقليل من كفاءة المكبر عند المستويين PP, OBO وذلك عن طريق اختيار شبكة مطابقة للخرج المناسبة واستخدام طريقة تصميم تعتمد على سحب الحمل/المنبع؛؛ مما ينتج عنه حجم رقاقة IC مضغوط يبلغ 2.1 مم × 1.7 مم، وعرض نطاق ترددي واسع (BW) يبلغ 2.8 جيجا هرتز. توضح النتائج التجريبية للتصميم؛ وفق البحث [106] أن مكبر DPA الناتج يحقق استطاعة خرج عند الاشباع (عند مستوى استطاعة PP) تبلغ 26.3 dBm، مع كفاءة استطاعة مضافة (PAE) تبلغ 35% عند التشبع PP، و28% عند OBO=6 dB، وذلك عند تردد عمل يساوي 31.1 جيجا هرتز. يحقق مكبر DPA في العمل [106] أيضًا استطاعة خرج عند التشبع PP تتراوح من 25.7 dBm إلى 26.8 dBm، وذروة كفاءة استطاعة مضافة PAE من 31% إلى 38% عند المستوى PP، وقيمة PAE عند OBO=6 dB من 21% إلى 30 % في نطاق التردد الأساسي المفترض الذي يتراوح من 29 جيجا هرتز إلى 31.8 جيجا هرتز (ضمن الحزمة Ka).

لمزيد من التفاصيل، يمكن للقارئ الرجوع إلى ورقة المراجعة البحثية Review Paper الحديثة المنشورة في شهر آذار لعام 2020 [107] والتي تقدم مراجعة كافية ووافية وشاملة لجميع التصاميم المقترحة في الأدبيات حول مكبرات دوهرتي من حيث تحسين أداء هذه المكبرات ليس من ناحية PAE وP_{out} فحسب، بل من ناحية تحسين عرض الحزمة الترددية ليتناسب عمل مكبر دوهرتي في تطبيقات الجيل الخامس. بقراءة المراجعة البحثية [107] نجد أنّه من المتوقع أن توفر الشبكة اللاسلكية من الجيل الخامس 5G، اتصالات في كل مكان على وجه الكرة الأرضية لمليارات الأجهزة؛ فضلاً عن فتح العديد من الخدمات الجديدة من خلال نقل بيانات متُعَدُّد بسرعات من رتبة جيجا بِتْ في الثانية وذلك لتلبية الطلبات المتزايدة باستمرار لمعدلات بيانات أعلى وقدرات أكبر، حيث تم تطوير مخططات تُعَدُّيل

جديدة لإشارات المعلومات، وتم تخصيص نطاقات ترددية أوسع لشركات المشغل الخلوي، لتدعم العمل؛ وفق ترددات الأمواج الميليمترية، كما نلاحظ في المرجعين الأول والثاني من ورقة المراجعة البحثية [107]، حيث تم اعتبار الهوائيات من النمط MIMO. كما ونجد واحدة من تقنيات الجيل الخامس الرئيسة لتحسين إنتاجية البيانات data throughput وكفاءة الطيف spectrum efficiency في المرجع الثالث للورقة [107].

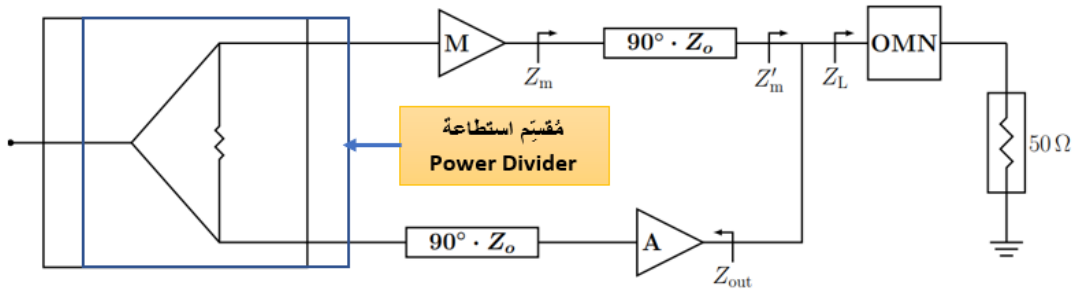
نستنتج من قراءتنا لأدبيات تصميم مكبرات الاستطاعة RFPA عموماً، والمصممة؛ وفق معمارية دوهرتي خصوصاً، والتي يُفترَض أن تعمل في الجيل الخامس، أنّ التصميم يكون محكوماً بسيناريوهات التطبيق الجديدة في الجيل الخامس وذلك بمتطلبات صارمة على وحدات الواجهات الأمامية Front–End Module (FEM) لجهاز الإرسال والاستقبال اللاسلكي والتي تدعو إلى اعتبارات خاصة على مستويات تصميم مكبرات الاستطاعة والنظام في جهاز الإرسال على وجه التحديد، حيث يجب أن تستوعب مكبرات الاستطاعة RFPA إشارات ذات مخططات تُعَدُّيل معقدة والتي تتميز بنسبة عالية PAPR، وعرض نطاق ترددي BW واسع المجال. علاوة على ذلك، في مصفوفات الهوائيات MIMO الضخمة العدد، يجب أن تحافظ مكبرات الاستطاعة عموماً على كفاءة متوسطة مطلوبة وأن تكون عالية قدر الإمكان للتخفيف من مشكلات التبديد الحراري للإرسال الراديوي اللاسلكي.

8.2 المنهجية الرئيسة في تصميم مكبر الاستطاعة دوهرتي

1.8.2 تمهيد

ناقشنا سابقاً آلية عمل مكبر Doherty التقليدي والظروف المطلوبة لتُعَدُّيل الحمل في القسم 2.2، ولكن السؤال المطروح هنا هو ما هي صفات المكونات الرئيسة التي تشكل مكبر Doherty PA؟ في القسم 1.2، تم توضيح أن هناك حاجة إلى تغيير طور بمقدار 90 درجة بين المكبر الرئيس والحمل المشترك لتحقيق انعكاس لقيمة؛ ممانعة الحمل المنظورة (تُعَدُّيلها). يتحقق تحول الطور هذا بإدخال خط نقل كما في الشكل 2–2. يتم استبدال منبع التيار الأول I_1 بمكبر استطاعة من الصنف AB يسمى المكبر الرئيس، ويتم استبدال I_2 بمكبر الاستطاعة من الصنف C يسمى المكبر المساعد. للتعويض عن اختلاف الطور بين فرعي مكبر دوهرتي ؛إذ أن يصل التيار في نفس المرحلة الزمنية عند نقطة الحمل المشتركة، يتم إدخال خط نقل آخر بطول كهربائي 90 درجة أيضاً عند مدخل المكبر المساعد. في سيناريو نموذجي لمكبر دوهرتي مثل هذا، لن تكون مقاومة الحمل المشتركة المطلوبة تساوي 50 كما هو مفترض، لذلك يلزم وجود شبكة مطابقة (توفيق) لمطابقة الحمل المطلوب تُعَدُّيله على خرج المكبرين الرئيس والمساعد مع مقاومة الحمل النهائية التي تكون في معظم الحالات 50 Ω (مقاومة الهوائي). نوضح هذه الطوبولوجيا التقليدية لمكبر دوهرتي في

الشكل 2–13، حيث يتم تمييز؛ ممانعة منظورة عند كل نقطة من الدارة وسيشار إليها لاحقًا في هذه الفقرة. مثلاً تشير الممانعة Z_m إلى الممانعة التي يراها المكبر الرئيس M في مكبر دوهرتي، وهذه هي الممانعة المطلوب تُعَدُّيلها بشكل عكسي؛ وفق مبدأ تُعَدُّيل الحمل في مفهوم التكبير الراديوي؛ وفق دوهرتي the inverted modulated impedance، وهي نفسها الممانعة $Z_{in,1}$ المدروسة في الفقرتين 1.2 و2.2 من هذا الفصل. من جهة أخرى تمثّل الممانعة Z'_m من الشكل 2–13 الممانعة المنظورة باتجاه الحمل والمتموضعة بعد خط النقل في دارة الشكل 2–2، وهي الممانعة المعدَّلة غير المعكوسة the non–inverted modulated impedance. أما الممانعة Z_L في الشكل 2–13 فهي نفسها مقاومة الحمل المشترك المشار لها بالحرف R في الشكلين 2–2 و2–1. الممانعة Z_{out} هي؛ ممانعة الخرج على خرج المكبر المساعد A في تشكيلة دوهرتي، وهي التي ستقابل، بشكل مثالي؛ ممانعة لانهائية (دارة مفتوحة)، عندما يكون المكبر المساعد في حالة إطفاء (أثناء الوضع لاستطاعة الدخل قبل الحالة OBO=6 dB مثلاً أي قبل النقطة (P_{max}–6) في الشكل 2–8 أي في حالة كون استطاعة الدخل صغيرة نسبياً). نجد أيضاً في الشكل 2–13 الممانعة المميزة Z_0 لخطوط النقل المستخدمة (أو لخطوط النقل في شبكة تحويل الممانعات المستخدمة) والتي تكون قيمتها مهمة أيضاً في تحديد المكونات الرئيسة لمكبر دوهرتي.



الشكل 2—13: توضيح المخطط الصندوقي لطبولوجيا مكبر دوهرتي التقليدي [108].

يُستخدَم مُقسِّم الاستطاعة في الشكل 2–13 لتقسيم إشارة الدخل إلى فروع منفصلة ؛إذ أن يكون لكل فرع منها قيمة استطاعة جزيئة من استطاعة الدخل الأساسيّة. تتمثل وظيفة تغذية الدخل في مكبر دوهرتي بإشارة الدخل المفيدة (التي تكون غالباً هي إشارة التُعَدُّيل في نظام الاتصال) في تقسيم الإشارة الواردة من ناحية الاستطاعة وفي الوقت نفسه تعويض اختلاف الطور بين المكبر المساعد والمكبر الرئيس ؛إذ أن تظهر موجات إشارة التيارات على توافق في الطور In Phase عند الحمل المشترك. من جهة أولى يمكن للمُقْرِن التربيعي A quadrature coupler تحقيق هذه الوظيفة [21]، ولكن في التصاميم التقليدية البسيطة لمكبر دوهرتي غالباً ما يُستخدم مُقسم الاستطاعة ويلكنسون Wilkinson Devider [21]، والذي يعطي نسبة تقسيم استطاعة متساوية بين مدخلي المكبر الرئيس والمساعد، إلا أنّه في بعض الحالات يمكن استخدام مقسمات استطاعة بنسبة تقسيم

غير متساوية. في جزء المحاكاة من هذه الأطروحة في الفصلين الثالث والرابع منها نعتبر استطاعة الدخل على أنها مقسمة بالتساوي بين المكبر الرئيس M والمساعد A. بل الأحوال، لا هناك دراسات تحليلية لتحديد خيار واضح في تقسيم نسبة الاستطاعة وما هي النسبة الأجدى لذلك في حالة مكبرات دوهرتي ويمكن أن يكون هذا لوحدة باباً واسعاً للبحث العلمي مستقبلاً، ولكنه بشكل عام، وكقاعدة خاصة بالمصمّم نفسه، من المقبول التفكير في تحديد هذه النسبة في تقسيم الاستطاعة بناءً على نسبة التكبير المطلوبة بالنسبة لكل مكبر من بين المكبر الرئيس والمساعد، بمعنى، أنّه في حال أراد المصمم جعل المكبر الرئيس هو المسؤول عن تحديد الربح الكلي لمكبر دوهرتي وهو الذي يتميز بربح عالٍ مقارنة بالمكبر المساعد في التصميم المدروس، فإنّه عادة ما يُعطى المكبر الرئيس في هذه الحالة قيمة استطاعة أكبر من القيمة المعطاة لإشارة الدخل الجزئية عند دخل المكبر المساعد[108] .

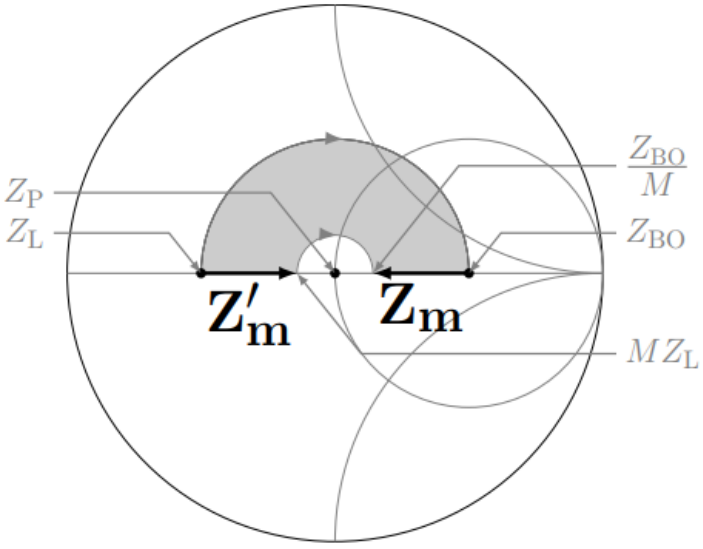
كيف يمكن تحديد مقاومة Z_L؟ أو كيف يتم تحديد الممانعة المميزة Z_0؟ من الفقرة 2.2 من هذا الفصل، كان من الواضح أنه يجب عكس الحمل المُعدَّل Z'_m، أي عكسه عبر مركز مخطط سميث ؛إذ أن تقل المقاومة مع زيادة شدة إشارة القيادة (إشارة الدخل). إنّ Z'_m وZ_m هما ببساطة في موضع معكوس mirrored across عبر المحور y لمخطط سميث، وهذا بافتراض أن الممانعة Z'_m حقيقيّة تماماً (لا تتضمن جزءً تخيليّاً). ولكن عند مستوى التراجع للاستطاعة OBO حيث تساوي هذه الممانعة ممانعة مقابلة لهذا المستوى، أي $Z_m = Z_{OBO}$ و $Z'_m = Z_L$، فإن Z_L تمثِّل هنا ببساطة نقطة الانعكاس the mirrored point على مخطط سميث للممانعة لـ Z_{OBO} كما هو موضح في الشكل 2−14. فعندما يبدأ المكبر المساعد في توصيل التيار الكهربائي (أصبح المكبر المساعد في حالة تشغيل لتوّه)، يبدأ المراقب عند الممانعة Z'_m في رؤية زيادة في قيمة Z_L (يُشار إلى هذا الوضع النسبي للزيادة بالسهم في الشكل 2−14). من جهة أخرى، عند مستوى التراجع للاستطاعة PP، فإنّ الزيادة القصوى التي يراها Z'_m في Z_L ترتبط ارتباطاً مباشراً بنسبة شدتي التيار الكهربائي بين المكبر الرئيس والمكبر المساعد. بكل الأحوال، ومن أجل تُعَدُّيل الممانعة Z'_m، يجب على المكبر المساعد أن يقود تياراً بشدة تبدو أكثر فأكثر بالنسبة للحمل المشترك Z_L. تؤثر هنا كمية التيار التي يوفرها المكبر المساعد بالنسبة للمضخم الرئيس في ظل ظروف الذروة (مستوى الاستطاعة PP المطلوب في التصميم) وبشكل مباشر على نطاق تُعَدُّيل الحمل الناجم. على سبيل المثال، إذا كان من المفروض على Z'_m الانتقال (تحول قيمة الممانعة) من القيمة Z_L إلى ضعفي هذه القيمة؛ أي $2Z_L$، إذن يجب هنا على المكبر المساعد توفير كمية متساوية من التيار الكهربائي مثل التي يوفرها التيار الرئيس. أمّا إذا كان على Z'_m الانتقال إلى ثلاثة أضعاف القيمة Z_L (أي إلى $3Z_L$)، فيجب على المكبر المساعد توفير ضعف كمية التيار الكهربائي التي يزود بها المكبر الرئيس

(أعد النظر في الحالة الثانية المدروسة في الفقرة 1.2 من هذا الفصل). عموماً، يمكن توصيف كيفية تحديد النسبة الحالية المطلوبة للتيارين المولدين من المكبر الرئيس والمكبر المساعد كما يلي: بالنظر إلى الممانعة المقلوبة The inverted Impedance Z_m في الشكل 2−14، حيث في حالة التشغيل القصوى لمكبر دوهرتي (أي في حالة مستوى استطاعة PP)، يجب أن تصل الممانعة Z_m عبر مسار ما في مخطط سميث إلى موضع؛ ممانعة هي Z_{PP} وعند مستوى تراجعي OBO قبل المستوى PP، فإنّه يجب أن يظل موضع الممانعة Z_m عند الممانعة المقابلة لهذا المستوى التراجعي للاستطاعة، أي عند الممانعة Z_{OBO}. لذلك يتم تحديد نسبة التيارين الآتيين من المكبر المساعد aux والمكبر الرئيس main من خلال رقم نطاق تُعَدُّيل حمل يُعرَّف عموماً بالرمز "M مرة" من خلال التمثيل الرياضي التالي:

$$Z_{\mathrm{m}}: Z_{\mathrm{OBO}} \longrightarrow Z_{\mathrm{PP}}$$
$$M = \frac{Z_{\mathrm{OBO}}}{Z_{\mathrm{PP}}} \qquad (13.2)$$

ومن ثُمَّ تتُعَدُّل قيمة الممانعة Z'_{m} من القيمة Z_{L} إلى القيمة $M \times Z_{\mathrm{L}}$، ومن ثُمَّ تكون النسبة العامة للتُعَدُّيل على مستوى النسبة بين شدتي التيارين الناتجين من المكبر المساعد والمكبر الرئيس كما في المعادلة الآتية (وهذا تعميم المناقشة المذكورة للحالتين المذكورتين في الفقرة 1.2 حول متطلبات كمية التيار الكهربائي التي يجب أن يزوّد به المكبر المساعد مكبر دوهرتي ليعملs وفق تقنية تُعَدُّيل الحمل على أساس كمية التيار الكهربائي الذي يزوّد به المكبر الرئيس للحصول على تُعَدُّيل حمل بنسبة ما هي 2 أو 3 أو 4 أو ... إلخ والتي يحددها الرقم M):

$$Z'_{\mathrm{m}}: Z_{\mathrm{L}} \longrightarrow M \times Z_{\mathrm{L}}$$
$$I_{\mathrm{aux}}: I_{\mathrm{main}} \equiv \{M-1\}: 1 \equiv I_{\mathrm{aux}} = (M-1) I_{\mathrm{main}} \qquad (14.2)$$



الشكل 2—14: مخطط اعتبارات تحقيق عكس قيمة الحمل Z'_m (تحويل الحمل Inverting) في مكبر دوهرتي حيث الدليل في رمز الممانعات يعني BO⇔OBO وP⇔PP، ويمثل السهم نطاق تغيرات الممانعة أثناء تحويل قيمتها (تُعَدِّيلها).

مع ذلك، ليس هذا هو الشرط الوحيد ليتمكن عمل المكبر دوهرتي من الوصول إلى النقطتين ZPP وZOBO المطلوبتين على مخطط سميث، أي ما يقابل الوصول إلى أوضاع التصميم المطلوبة لمكبر دوهرتي للعمل وفقها، إذْ تلعب قيم Z0 وZL دوراً محورياً أيضاً في تحقيق الممانعات المستهدفة في المعادلتين (14.2) و(13.2). بكل الأحوال، وفي معظم الحالات يتم الاختيار ؛إذ أن $Z_0 \approx Z_{PP}$. لتوضيح هذه القاعدة العامة A Rule of Thumb في التصميم (أي البدء من الوضع $Z_0 \approx Z_P$)، نسوق المثال التالي.

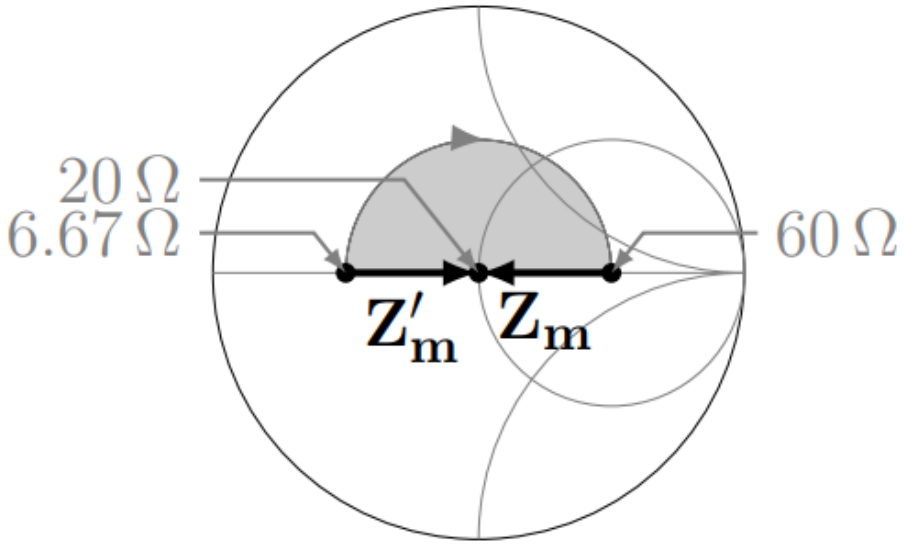
مثال توضيحي (2 . 8 . 1)

ليكن تصميماً لمكبر دوهرتي إذ أن تكون الممانعات المطلوبة عند مستوى الاستطاعة OBO وPP هي 60 أوم و20 أوم على التوالي، وباعتبار أنّه يتم استخدام محول ممانعات بواسطة خط نقل بربع طول الموجة وبممانعة مميزة تساوي 20 أوم، ما هو مجال التَعَدُّيل M المقابل، وماهي نسبة تياري المكبر الرئيس والمساعد اللازمين لتُعَدُّيل الحمل المقابل، وما هي قيمة الحمل المشترك المكافئ لهذا التصميم؟

الحل:

$$M = \frac{Z_{\text{OBO}}}{Z_{\text{PP}}} = \frac{60}{20} = 3, I_{\text{aux}} = 2I_{\text{main}}, Z_0 = 20\Omega$$
$$Z_L = \frac{Z_0^2}{Z_{\text{OBO}}} = \frac{20^2}{60} = 6.67\ \Omega. \quad (15.2)$$

ويوضح الشكل 2−15 **مخطط سميث المقابل اعتبارات تحقيق عكس قيمة الحمل** Z'_m؛ وفق شبكة تحويل؛ ممانعات يُمثلها خط النقل بالممانعة المميزة 20 أوم وبطول ربع طول الموجة المفترض في هذا المثال.



الشكل 2—15: مخطط اعتبارات تحقيق عكس الحمل المشترك للمثال التوضيحي 2.8.1081] .

2.8.2 تحديد الممانعة المميزة لشبكة تحويل الممانعات؛ وفق خط النقل

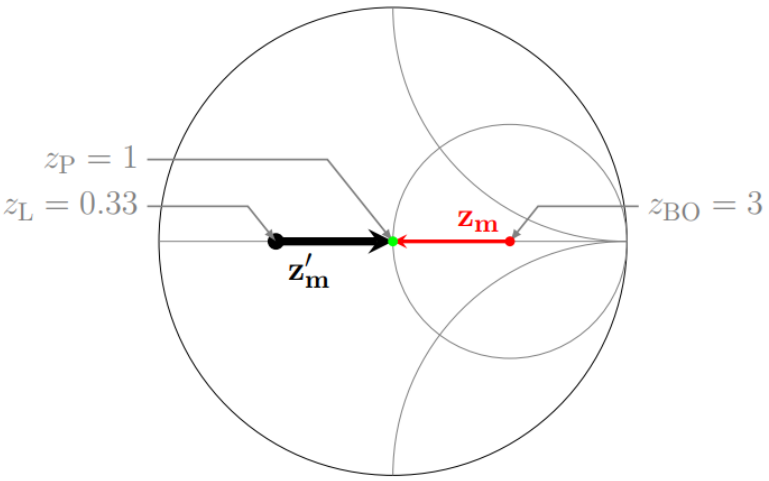
في المثال 1.8.2، تم إعطاء قيمة Z_o وتم اختيارها عن قصد ليكون هو نفسه Z_{PP}، وفي هذه الفقرة سوف نناقش عدم إمكانية اختيار قيمة الممانعة المميزة لخط النقل Z_o أكبر أو أصغر تماماً **من** Z_{PP} بل متساويان تقريباً بالقيمة. دعونا نرى الآن ما يحدث عندما يتم زيادة Z_o انطلاقاً من قيمة ابتدائية هي القيمة الاسمية Z_P نفسها. لتوضيح ذلك تم رسم المسألة على مخطط سميث المعياري (قيم الممانعات على المخطط مقيّسة بالممانعة المميزة المعتبرة) في الشكل 2−16 باستخدام قيم؛ ممانعات مُقيّسة بالممانعة 20 أوم وحيث يتم زيادة z_o (الممانعة المقيِّسة ل Z_o) ببطء (عبر خطوات صغيرة عند كل انتقال جديد لزيادة القيمة)، و؛إذ أن يتم الانتقال من z_{PP} إلى قيمة z_{OBO} كما هو موضح في مخططات سميث بشكل متتالي عبر رسم ثلاث انتقالات (ثلاث مخططات سميث كل منها يعبر عن قيمة معينة للممانعة المميزة z_o). بادئ ذي بدء نلاحظ أن z_L تزداد مع زيادة z_o من لتكون مرآة للقيمة z_{OBO} عند مستوى الاستطاعة Back−Off، ذلك لأنّ المعادلة الآتية محققة:

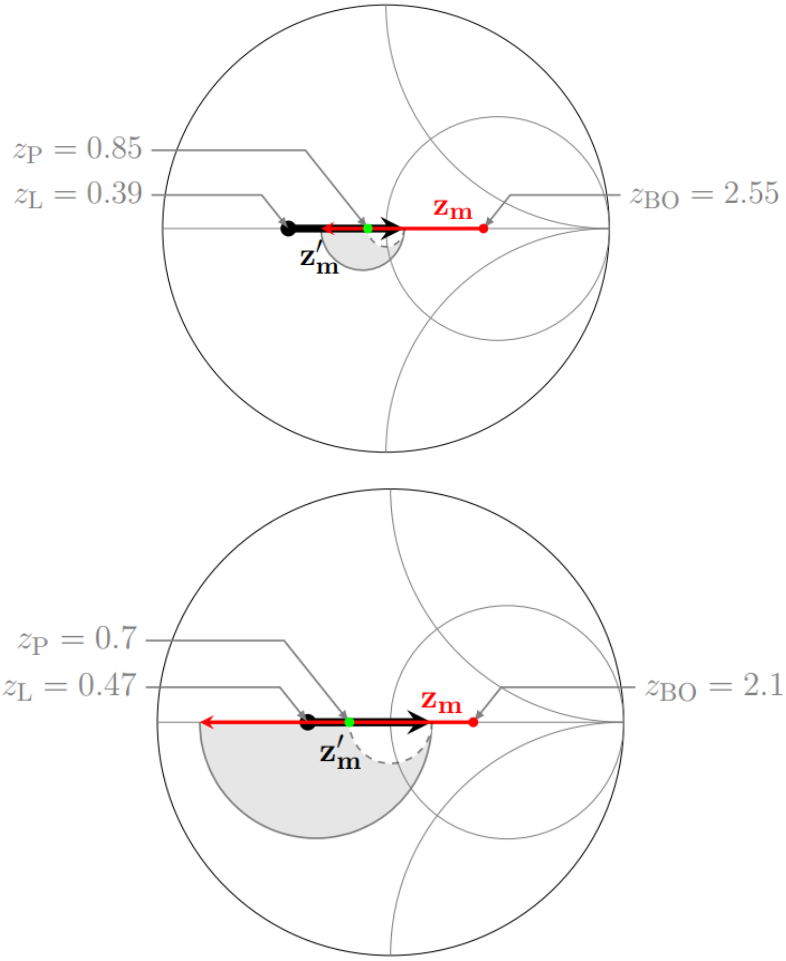
$$Z_L = \frac{Z_0^2}{Z_{\text{OBO}}} \qquad (16.2)$$

فإذا عُدنا إلى المعادلة (10.2) وعوضنا القيم $\theta = 90^o, Z_{\text{in},1} = Z_{\text{m}}, R = Z_L$ مع اعتبار قيم التيارات $I_1 = I_{\text{main}}$, $I_2 = I_{\text{aux}}$ فيها، نجد العلاقة:

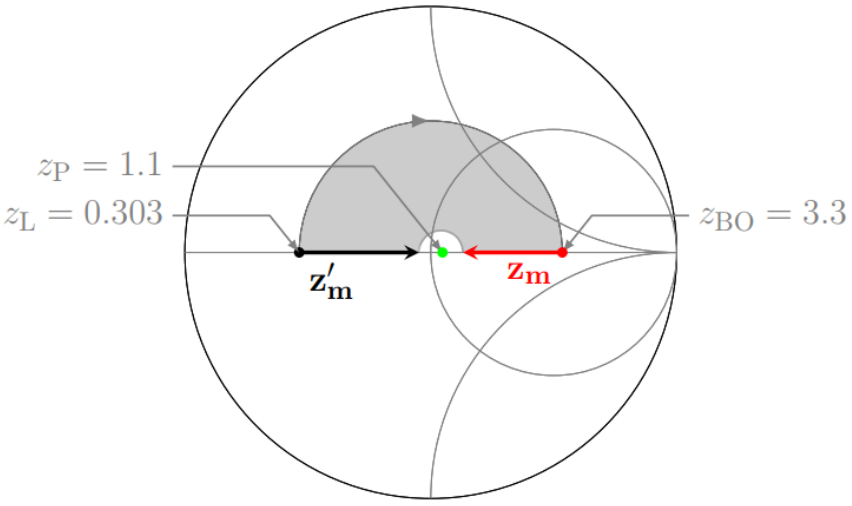
$$Z_{\mathrm{m}} = Z_{\mathrm{OBO}} - Z_0 \times \frac{I_{\mathrm{aux}}}{I_{\mathrm{main}}} \qquad (17.2)$$

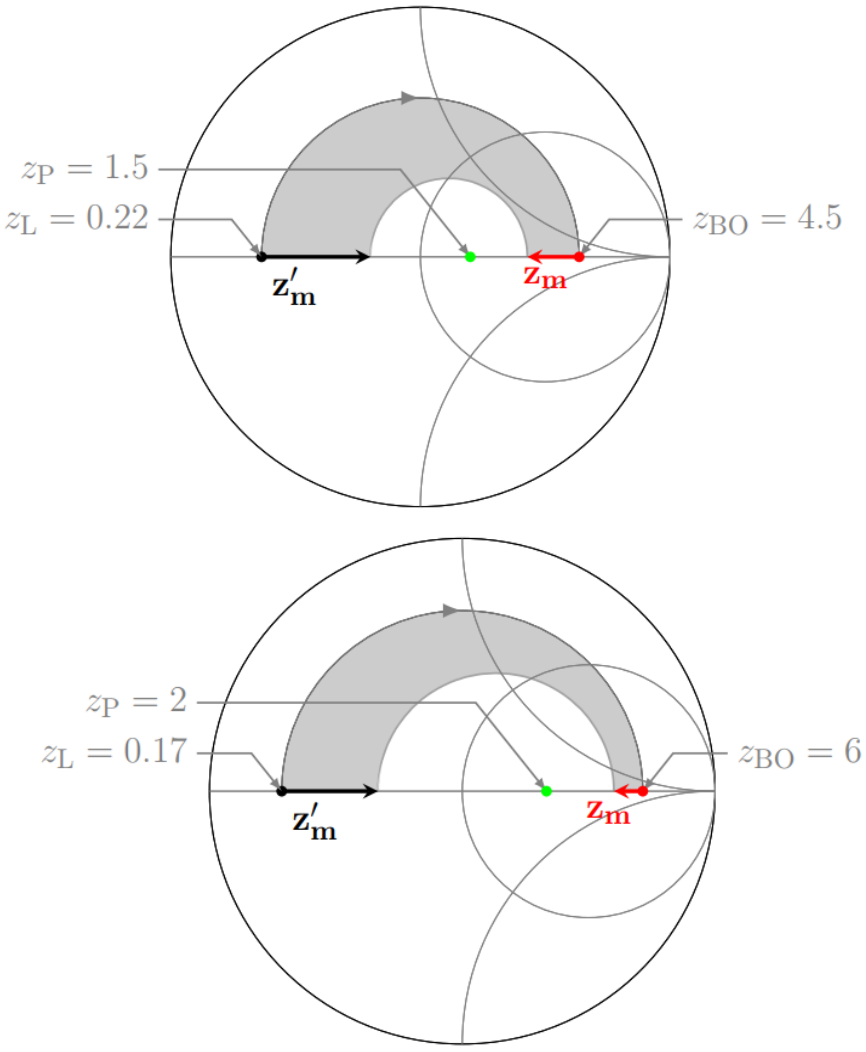
عندما يتم زيادة z_o، لتقترب من قيمة z_{OBO}، يتم تقليل عدم التطابق (عدم التوافق Mismatch) بين هاتين النقطتين على مخطط سميث. هذا يعني أيضاً وفي الوقت نفسه أن عدم التطابق مع الحمل المشترك z_L قد تم تخفيضه أيضاً إلى أدنى مستوى (اقتراب من حالة توافق؛ ممانعات)، ومن ثُمَّ رؤية زيادة ناتجة في قيمة z_L كما هو موضح في الشكل 2-16، حيث تنتقل قيمة z_L من 0.33 ثمّ إلى 0.39 ومن ثمّ إلى 0.47. في هذه الأثناء (خلال سيرورة الزيادة في قيمة z_o) تبدأ النقطة Mxz_L (حيث M=3 مجال التُعَدُّيل الموصوف في المعادلة (14.2)) والتي تُعبّر عن ناتج تحويل الممانعة Z'_m (انظر المعادلة (14.2))، في عبور مركز مخطط سميث (كما يوضحه ازدياد طول السهم الأسود في الشكل 2-16 متجاوزاً مركز مخطط سميث). هذا العبور crossing واضح أيضًا في المعادلة (17.2)، حيث يكون الحد الثاني المُعدَّل (أي المقدار $z_0 \times \frac{I_{\mathrm{aux}}}{I_{\mathrm{main}}} = 2z_0$ لأن $\frac{I_{\mathrm{aux}}}{I_{\mathrm{main}}} = (M-1) = 2$ بحسب المعادلة (14.2)) أكبر من الحد الأول z_{OBO} عند مستوى الاستطاعة PP (OBO=0 dB أي عند P_{max}). وعندما يصل موضع النقطة z_L أثناء العبور إلى موضع النقطة z_m، فإنه يتجاوز قيمة z_P التي تمثل الهدف الذي يُراد من الممانعة المميزة أن تقترب من قيمته لتحقيق الفرضية $z_o \approx z_{PP}$. ومن ثُمَّ فإن الحل لهذا التجاوز هو تضييق مجال التُعَدُّيل (تصغير M)؛ إذ أن لا يتم تجاوز z_{PP}. ومع ذلك، فإن لهذا الحل عواقب، حيث سوف يخفض هذا الحل من قيمة التيار الذي يجب أن يوفره المكبر المساعد، ومن ثُمَّ يخفض ذروة الاستطاعة المسلمة على الحمل. وهذا بدوره يعني نقطة تراجع OBO منخفضة (أقل من 6 dB مثلاً خاصة وأن المتطلب الأهم في هذا السياق جعل الكفاءة مرتفعة عند أكبر نقطة تراجع OBO ممكنة، فكلما كان OBO مرتفع ويقابل كفاءة مرتفعة كان تصميم دوهرتي المقابل أفضل). لذلك، لا ينصح باختيار قيم للممانعة المميزة z_o لنظام مكبر دوهرتي أكبر من z_{PP}.





الشكل 2—16: تجاوز Overshoot سببه اختيار الممانعة المميزة لخط نقل تحويل الممانعات في مكبر دوهرتي أكبر من الممانعة المقابلة لحالة مستوى استطاعة PP [108].





الشكل 2—17: توضيح انخفاض عرض النطاق الترددي كنتيجة لعملية تُعَدِّيل الحمل في دوهرتي سببه اختيار الممانعة المميزة لخط نقل تحويل الممانعات أصغر من الممانعة المقابلة لحالة مستوى استطاعة PP [108].

ماذا عن اختيار $z_o > z_{PP}$؟ يصور الشكل 2–17 هذا السيناريو حيث نبدأ بقيمة للمانعة المميزة z_o تحقق هذا الاختيار ومن ثمّ نقوم بتخفيضها ببطء أيضاً على عكس السيناريو السابق. فعند مستوى استطاعة موافق لذروة تشغيل المكبر المساعد (مستوى استطاعة PP)، أي عندما يبدأ المكبر المساعد بتزويد المكبر بضعفي كمية التيار التي يوفرها المكبر الرئيس (أي عندما $\frac{I_{aux}}{I_{main}} = (M-1) = 2$)وهذا ضمن سياق المثال 1.8.2) ستكون قيمة الممانعة z_m أقل من القيمة z_{PP}. الطريقة الوحيدة لاستعادة تُعَدِّيل الممانعة المطلوبة z_m هي زيادة مجال التُعَدِّيل M عن طريق زيادة الحد الأقصى لكمية التيار الذي يوفره المكبر المساعد، ولكن هذا أيضا له تأثير يتمثل بزيادة ذروة الاستطاعة المسلمة على الحمل على عكس السيناريو السابق (حيث حصل انخفاض في ذروة الاستطاعة المسلمة على الحمل).؛ فضلاً عن ذلك، يتم دفع مواقع نقاط الممانعات z_m و Z'_m أكثر بعيداً عن مخطط Smith مع ازدياد قيمة z_o، ونظرًا لأن الممانعات المقيّسة (المتمثلة بالنقاط البعيدة) تتحول بقوة أكبر مع التردد transform more aggressively with frequency، فإن

عرض النطاق الترددي لنظام تُعَدُّيل الحمل في مكبر دوهرتي يكون بطبيعته أقل نتيجة لذلك التُعَدُّيل في الحمل، ومن هنا جاءت إحدى عيوب مكبر دوهرتي المتمثَّلة بمحدودية عرض النطاق الترددي الناجم عنه. لذا فإن أفضل اختيار للتصميم هي في الواقع $z_o \approx z_P$. بالطبع، هذا ممكن فقط لأن z_P هي؛ ممانعاة حقيقية بحتة. إذا كان الأمر كذلك (إذا كان $z_o \approx z_P$)، يمكن بسهولة تحديد الممانعة المميزة لخط النقل الموجود بعد خرج المكبر الرئيس في تشكيلة دوهرتي باستخدام هذه الطريقة حيث يمكن تحديد قيمة الممانعة zP المقابلة لمستوى استطاعة ذروة مطلوب. ومع ذلك، فإن معظم قيم zP سيكون لها بعض المكونات التفاعلية لها (ليست حقيقية تماماً)، ولذلك يجب إجراء المطابقة لتحويل الممانعة العقدية إلى قيمة حقيقية بحتة لتساوي بدورها قيمة الممانعة المميزة. لقد افترضنا في المناقشة السابقة أنه يمكن ضبط مجال التُعَدُّيل M عن طريق ضبط شدة إشارة التيار الناتج عن المكبر المساعد في معمارية دوهرتي. ولكن من الناحية العملية، فإن شدة إشارة تيار المكبر المساعد ليست مَعْلَمة تصميم مرنة a flexible design parameter، لذلك، قد يكون من الضروري ضبط الممانعة المميزة Zo ؛إذ أن يكون مخطط تُعَدُّيل الحمل قادرًا على ضرب كل من نقطتي الممانعتين zOBO وzPP مع ثابت هو عرض مجال التُعَدُّيل M، فإذا كان M أقل من القيمة المطلوبة للنسبة بين تياري المكبرين الرئيس والمساعد، فيجب عندئذٍ اختيار zo> zP والعكس صحيح في حال كان M أكبر من القيمة المطلوبة.

3.8.2 تحديد خواص المكبر المساعد في معمارية دوهرتي

يُعَدُّ مجال التُعَدُّيل M مَعْلَمة أساسية يتم تحديدها فقط بواسطة التيار المتولد عن المكبر المساعد في مكبر دوهرتي عند ذروة تشغيله (عندما يصل الترانزستور المقابل للمكبر المساعد إلى حالة الاشباع)، فإذا كان التيار الناتج عن المكبر المساعد يساوي $M-1$ مرة التيار المتولد عن المكبر الرئيس، عندئذٍ يتم تُعَدُّيل قيمة الممانعة المنظورة باتجاه الحمل المشترك Z'_m من القيمة Z_L إلى MZ_L. كما ذكرنا سابقًا، M ليست معلمة تصميم مرنة كيفا اتفق، لأنه من الصعب العثور على ترانزستورات تمتلك الخصائص المطلوبة لذلك. حيث، مبدأ مكبر دوهرتي يقتضي، أولاً إيقاف تشغيل المكبر المساعد فترة من الزمن حتى يبدأ بالعمل عند نقطة مستوى التراجع OBO، وبعدئذٍ يجب عليه خلال وقت معين قصير نسبياً البدء بتزويد التيار المطلوب المساوي للمقدار M−1 مرة التيار الذي يكون المكبر الرئيس مزوداً له خلال فترة زمنية قصيرة من إشارة الدخل لمكبر دوهرتي. يوضح الشكل 2−18، المدى الذي يكون فيه ترانزستور المكبر المساعد نشطًا (فعّالاً) وهو عبارة عن مجال من جهد إشارة الدخل يكون أصغر مقارنة بالمكبر الرئيس، وهو مشابه للشكل 2−6 إلاّ أنّه يعبر عن الحالة العملية، بينما الشكل 2−6 يعبر عن الحالة المثالية لمكبر دوهرتي. نتيجة لذلك، يجب أن

يحتوي المكبر المساعد على قيمة توصيلية $G_{m,\text{aux}}$ أكبر من $G_{m,\text{main}}$ تلك التي يمتلكها المكبر الرئيس وذلك بمقدار عامِل يساوي β معطى؛ وفق المعادلة الآتية [22, 108]:

$$\beta = \frac{G_{m,\text{aux}}}{G_{m,\text{main}}} = \frac{(M-1)I_{\text{main,pk}}}{V_{\text{in,PP}} - V_{\text{in,OBO}}} \frac{V_{\text{in,PP}}}{I_{\text{main,pk}}} \qquad (18.2)$$

حيثُ $V_{\text{in,OBO}}$ هو جهد الدخل عند مستوى استطاعة OBO، و$V_{\text{in,PP}}$ هو جهد الدخل عند مستوى استطاعة PP، و$I_{\text{main,pk}}$ هو ذروة كمية التيار التي يؤمنها المكبر الرئيس. في هذا السياق، يمكن كتابة $V_{\text{in,OBO}}$ على شكل جداء للجهد $V_{\text{in,PP}}$ مضروباً بمعامِل يُرمَز له τ_{OBO} الذي يحدد نسبة تأرجح جهد الدخل والذي يظل فيه المكبر المساعد في حالة إطفاء حتى العتبة المحددة، يُعرَّف وفق المعادلة الآتية:

$$V_{\text{in,OBO}} = \tau_{\text{OBO}} \times V_{\text{in,PP}} \qquad (19.2)$$

يمكن من ثُمَّ استخدام المعادلتين (18.2) و(19.2) لكتابة علاقة رياضية لتبيين الارتباط بين معاملات التصميم الرئيسة في مكبر دوهرتي وهي:

$$\beta = \frac{M-1}{1-\tau_{\text{OBO}}} \qquad (20.2)$$

فمن أجل النموذج التقليدي لمكبر دوهرتي يكون لدينا $M = 2$، $\tau_{\text{OBO}} = 0.5$ وهذا عند مستوى استطاعة OBO=60 dB، ومن ثُمَّ يكون β المطلوب هو $\beta = 2$. عموماً، يُطلَب من المُعامِل β أن يكون كبيراً فقط عندما يُراد العمل عند مستوى استطاعة OBO أكبر (على سبيل المثال عندما يُراد من مكبر دوهرتي بكفاءة ما واستطاعة خرج ذروة P_{max} ⇔ PP ما العملَ عند OBO=12 dB بدلاً من OBO=6 dB). هذا يعني أن الجهاز الترانزستوري المستخدم للمكبر المساعد يجب أن يكون له من الناحية النظرية ضعف ربح المكبر الرئيس. من الواضح أنّ هذا لا يمكن تحقيقه إذا كان الجهاز الترانزستوري المستخدم للمكبرات الرئيسة والمساعدة متماثلين. هناك عدد قليل من الأساليب التقنية في التصميم للتخفيف من أثر هذه المُطلب (الصعب هنا). الخيار الأول هو التضحية إمّا بالعملية إما في استخدام مستوى تراجع استطاعة OBO منخفض أو باعتبار قيمة PP منخفضة على خرج مكبر دوهرتي؛؛ مما يعني أنّ واحدة فقط؛ وفقط واحدة من القمم المزدوجة في منحني الكفاءة كما هو موضح في الشكل 2−8 ستكون بارزة والأخرى منخفضة بالنسبة للأولى. يتم ذلك باستخدام نفس الجهاز الترانزستوري للمكبر المساعد المستخدم للجهاز الرئيس، ولكن بجهد انحياز أقل للمصرف. في هذه الحالة، لن يكون التيار الذي يوفره المكبر المساعد كافياً لتطبيق عملية سحب الحمل Load pull على طول مسار التحويل من Z_{OBO} إلى Z_{PP} في مخطط سميث،

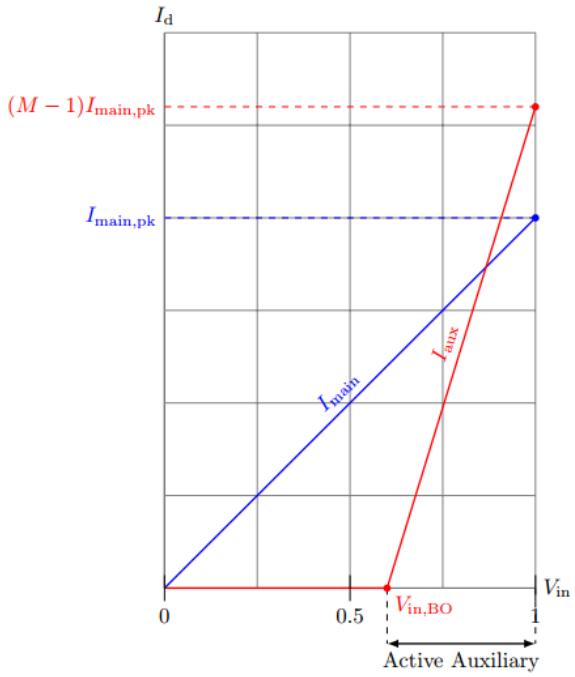
ولكن مع ذلك، يمكن للمرء أن يجد حلاً وسطًا بين نقاط الانحياز لتشغيل ترانزستورات المكبرين المساعد والرئيس، وهو ما يُطلَق عليه النهج المخفف من معمارية دوهرتي أو الاسم Doherty Lite [22]، وفي هذا الخصوص يُطلق على نهج استخدام نفس الجهاز الترانزستوري لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد اسم دوهرتي المتناظر A symmetrical DPA.

في المقابل، هناك طريقة أخرى مستخدمة لتحسين ربح المكبر المساعد وهي زيادة جهد انحياز البوابة Gate للترانزستور ديناميكياً في اللحظة التي تدخل عندها المكبرين الرئيس والمساعد في معمارية دوهرتي في نمط التشغيل المُعدَّل (عندما يبدأ الحمل المشترك بالتغيّر أي بُعيد تشغيل المكبر المساعد). يُعرف هذا باسم الانحياز التكيفي adaptive biasing. على مستوى النظام، يكون جهاز الإرسال على علم بالإشارة التي يريد إرسالها إلى مكبر الاستطاعة RFPA. لذلك، ليس من غير الممكن أن يكون لدى المرء معالج في جهاز الإرسال يكون قادر على توليد إشارة جهد ما تتناسب مع مطال الغلاف العقدي لإشارة الحامل الترددي الراديوي. يمكن استخدام مثل هذه الإشارة لدفع جهد الانحياز للمكبر المساعد لتحسين ربحه مؤقتاً في ظل نمط التشغيل المعدل، أي عندما يكون المكبر المساعد نشطاً Turned ON [22]. بكل الأحول يوجد خيار أخر للتصميم وهو اختيار ترانزستور غير متماثل للمكبر المساعد مقارنة بالترانزستور الخاص بالمكبر الرئيس كما نوهنا سابقاً. في هذه الحالة، إذا كان ترانزستور المكبر المساعد، الذي له ربح أكبر من ذلك الذي يملكه المكبر الرئيس ومناسب، متاحاً، فإنّ استخدام مثل هذا الجهاز الترانزستوري يجعل من مكبر دوهرتي DPA غير متناظر An asymmetrical DPAK وصفة غير متناظر هنا مناسب لأن المكبرين المساعد والرئيس لا يمتلكان نفس إمكانيات توليد التيار الكهربائي أو نفس مُعامِلات التحويلية أو التوصيلية transconductance parameters. في حالة دوهرتي غير المتناظر سيكون ترانزستور المكبر المساعد أقوى بكثير ؛إذ أن يمكن تحقيق مجال تُعَدُّيل حمل أكبر من حالة $M = 2$، وهذا ما يمكن وصفه رياضياً ونسبيّاً بين الترانزستورين الغير متماثلين والمستخدمين هنا لمكبر دوهرتي غير المتناظر بطريقة مشابهة لمُعامِل النسبة بين تياري المكبر المساعد والرئيس المتماثلين ترانزستورياً في حالة دوهرتي المتناظر من خلال التمثيل التالي:

$$\Psi = M{:}\,1 \tag{21.2}$$

تشير المعادلة (21.2) إلى أن ترانزستور المكبر المساعد له قيمة تحويلية أو توصيلية أو ربح يساوي ضعفي ما يمتلكه ترانزستور المكبر الرئيس. بكل الأحوال، يقتضي تصميم مكبر دوهرتي غير المتناظر مجموعة من التحديات الخاصة به. ستكون شبكة المطابقة (شبكة التوفيق) المستخدمة فيه لتتناسب مع الممانعة الأمْثَلية للجهاز الترانزستوري والناتجة عن خورازمية سحب الحمل فيما بين

المكبرين المساعد والرئيس؛ فضلاً عن ذلك، سيكون تأخير الطور للمسار بين الدخل والخرج عبر كل من دارة المكبر الرئيس والمكبر المساعد مختلفاً بشكل كبير. أكثر من ذلك، ستكون هناك حاجة لتعويض اختلاف الطور من الأنواع لاستعادة التوازن الحراري والكهربائي بين المكبرين. بعيداً عن دوهرتي الغير المتناظر، يمكن أيضًا استخدام دوهرتي المتناظر والذي يحتوي على تقسيم غير متساو للاستطاعة عند الدخل لكل من المكبرين الرئيس والمساعد (مُقسّم استطاعة غير متماثل المخارج) لتحسين الربح كما نوهنا سابقاً وذلك على طول فرع المكبر المساعد، حيث من خلال تقسيم إشارة الدخل بشكل غير متساو لصالح المكبر المساعد (إعطاء دخل المكبر المساعد جزء أكبر من استطاعة الدخل الكلية مقارنةً بما يُعطى منها للمكبر الرئيس) يزداد انحدار (ميل) مستقيم منحني التيار I_{aux} في الشكل 2-18. ومع ذلك، فإنه سيقلل أيضاً من جهد تراجع مستوى الاستطاعة $V_{in,OBO}$ أي تقليل مستوى الاستطاعة OBO (2تصبح مثلاً ديسيبل بدلاً من 6 ديسيبل)، لذلك تتطلب هذه الطريقة (التقسيم غير المتساوي لاستطاعة الدخل لدوهرتي المتناظر) مزيداً من التحسين.



الشكل 2—18: علاقات الجهد-تيار لكل ترانزستور في المكبر الرئيس والمساعد في معمارية دوهرتي؛ وفق الحالة العمليّة للتصميم [108].

9.2 خاتمة الفصل

قدمنا في هذا الفصل لمحة كافية وشاملة نسبيّاً عن طريقة التصميم الشائعة لمكبرات الاستطاعة؛ وفق معمارية دوهرتي DPAs، انطلاقاً من شرح مبدأ العمل على أساس نظرية تُعدُّيل الحمل، ومروراً بمراجعة أدبيات وافية حول مستجدات التصميم لتخدم تطبيقات الجيل الخامس، وانتهاءً باستعراض أهم التفاصيل المتعلقة بهذا النوع من المكبرات الراديوية. وهكذا يمكننا البدء في دراسة نمط دوهرتي التقليدية في تكبير

الاستطاعة ليخدم تطبيقات الجيل الخامس (انظر الفصل الثالث التالي)، من الناحية العملية، من خلال تأسيس تصميم؛ وفق متطلبات معيّنة بحد ذاتها ومحاكاة التصميم؛ وفق برنامج ADS عند تردد عمل يساوي 28 جيجا هرتز، وباستخدام تكنولوجيا ترانزستورات GaAs HEMT، بهدف الحصول على أداء مناسب للعمل في محطة قاعدية لشبكة اتصال من الجيل الخامس، من حيث استطاعة الخرج والكفاءة والربح كأهم مواصفات في التكبير الراديوي. حيث سوف نركز على حل مكبر دوهرتي المتناظر، وإذ أن نستخدم مُقسِّم استطاعة متساوي المخارج في دارة المكبر، وإذ أن يكون عرض مجال تُعَدُّيل الحمل M=3، ومستوى استطاعة PP يناسب العمل في خلايا Femto/Pico، ومستوى تراجع استطاعة OBO=6 dB

الفصل الثالث

محاكاة مكبر DPA التقليدي وفق متطلبات 5G

Simulation of traditional DPA according to 5G requirements

الفصل الثالث

محاكاة مكبر DPA التقليدي وفق متطلبات 5G

ندرس في هذا الفصل أداء التكبير الراديوي باستخدام معمارية دوهرتي DPA من خلال محاكاة النظام عبر تصميم دارة مكبر دوهرتي متناظر وتقليدي يعمل على التردد الأساسي 28 جيجا هرتز وباختيار تكنولوجيا GaAs HEMT للترانزستور المستخدم في تصميم كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد، إذ أن تكون متطلبات التصميم ضمن سياق تطبيقات الجيل الخامس، وإذ أن تكون مواصفات الأداء هي كل من استطاعة الخرج والكفاءة والربح والخطيّة.

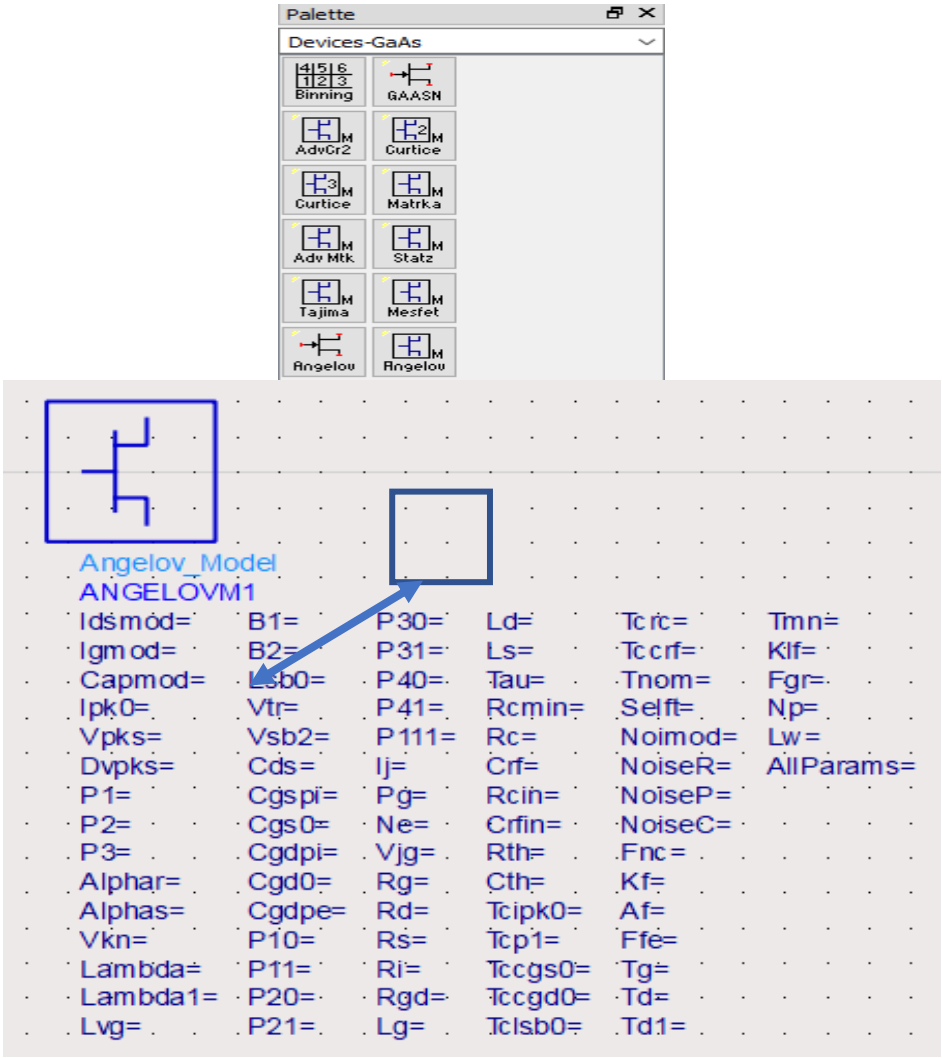
1.3 مقدمة

تم شرح المبدأ الأساسي لعمل طوبولوجيا التكبير الراديوي DPA في الفصل السابق. يشرح هذا الفصل تصميم مكبر دوهرتي DPA وتنفيذه ومحاكاته على برنامج ADS بطريقة مُفصَّلة، حيث يتم تحليل اختيار صنف العمل لكل من المكبر ضمن معيار AB/C-Doherty ومقارنة الأداء مع مكبر استطاعة تقليدي هو المكبر المتوازن Balanced Amplifier. يقدم هذا القسم إجراء تصميم تفصيلي لطوبولوجيا Doherty التقليدية ضمن سياق الشكل 2−11 من الفصل السابق وتقييم أدائها في نطاق تطبيقات الجيل الخامس حيث يتم استخدام تردد موجة ميليمترية هو التردد 28 GHz. سوف يتضمن هذا الفصل مراحل التصميم جميعها وهي 1− اختيار الترانزستور؛ وفق تكنولوجيا GaAs HEMT، 2− اختيار نقاط الانحياز لكل من المكبر الرئيس (Class AB) والمساعد (Class C)، 3− تحديد شبكات الانحياز Bias Network، 4− إجراء تحليل سحب الحمل/المنبع Load/Source Pull لتحديد؛ ممانعات خرج ودخل الترانزستور في كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد، 5− تحديد شبكات التوفيق (المطابقة) Matching Network على خرج ودخل الترانزستور، 6− تحديد آلية تقسيم الاستطاعة على كل من دخل المكبر الرئيس ودخل المكبر المساعد، 7− تحديد مواصفات خطوط النقل بربع طول الموجة: I. لتحقيق شبكة تجميع الاستطاعة الناتجة عن كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد على خرج مكبر دوهرتي والتي تُشكِّل انعكاساً لمبدأ تُعَدِّيل الحمل، بمعنى أنّ وظيفة شبكة التجميع تقابل وظيفة خط النقل في الشكل 2−1 من الفصل الثاني، II. لتحقيق شبكة تعويض فرق الطور بين إشارة المكبر المساعد والمكبر الرئيس عند دخل المكبر المساعد.

2.3 اختيار الجهاز الترانزستور في مكبر DPA التقليدي

نختار في هذا العمل تكنولوجيا GaAs HEMT للجهاز الترانزستوري المستخدم في تصميم مكبر دوهرتي للأسباب التي ذكرناها في الفصل الثاني. تم وصف نموذج ترانزستور من النمط GaAs HEMT في [109,110] قادر على نمذجة المنحني المميز لخواص الجهد–التيار ومشتقاته، بما في ذلك تابعية التوصيلية (التحويلية G_m) المميزة والتي تعبّر عن الميل الثابت في منحني الخواص المثالي (نموذج الترانزستور الخطي) وعن الميل المتغير في منحني الخواص الفعلي (نموذج الترانزستور غير الخطي).

يؤمن برنامج ADS نمذجة حاسوبية كاملة للدارة المكافئة للترانزستور المقابل لهذا الخيار [111]، ويضع قيم خاصة بمعامِلات النموذج اللاخطي بشكل متوافق مع النموذج الأصلي للترانزستور في [109,110]، كما يوضح الشكل 3–1. ونشير هنا إلى أنّ مكبر دوهرتي المتناظر سوف يتم اعتماده في التصميم، أي أنّ نفس الترانزستور سوف يُستخدَم في تنفيذ المكبر الرئيس والمكبر المساعد، ولكن بنقاط عمل (انحياز) مختلفة تحدد صنف المكبر الرئيس والمساعد.

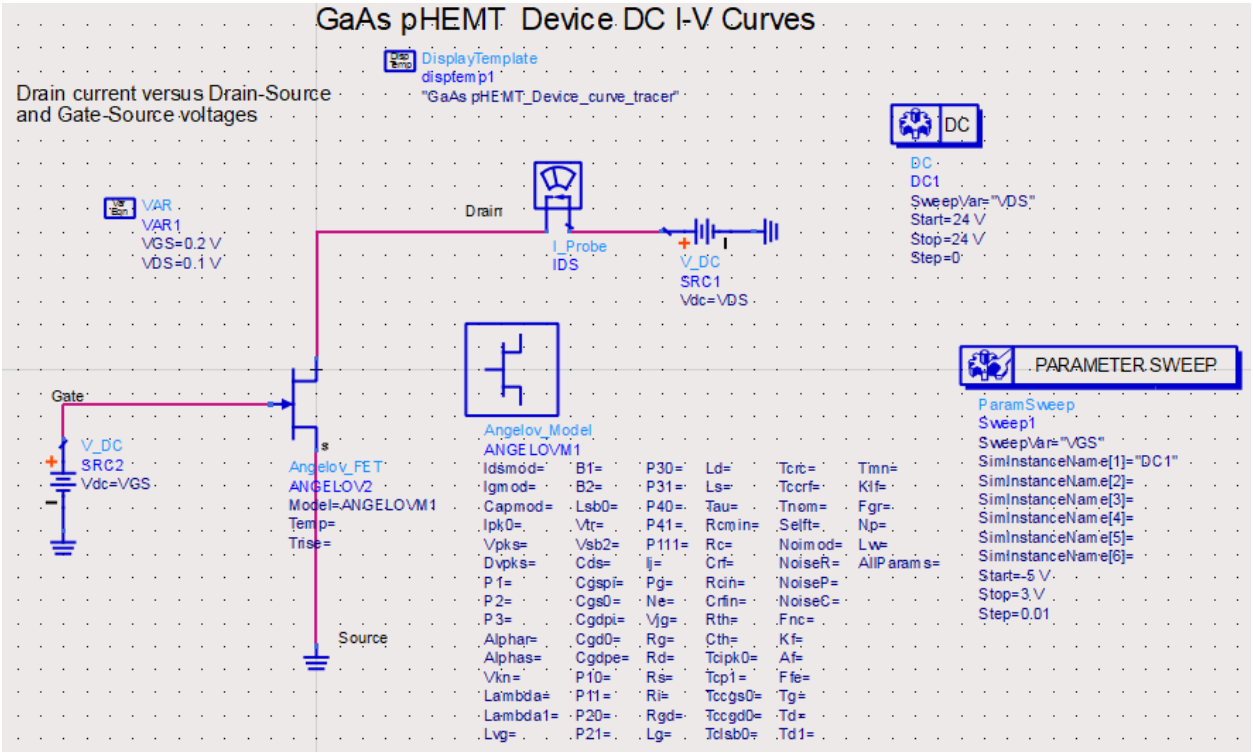


الشكل 3—1: النموذج الحاسوبي اللاخطي لترانزستور GaAs HEMT؛ وفق برنامج ADS.

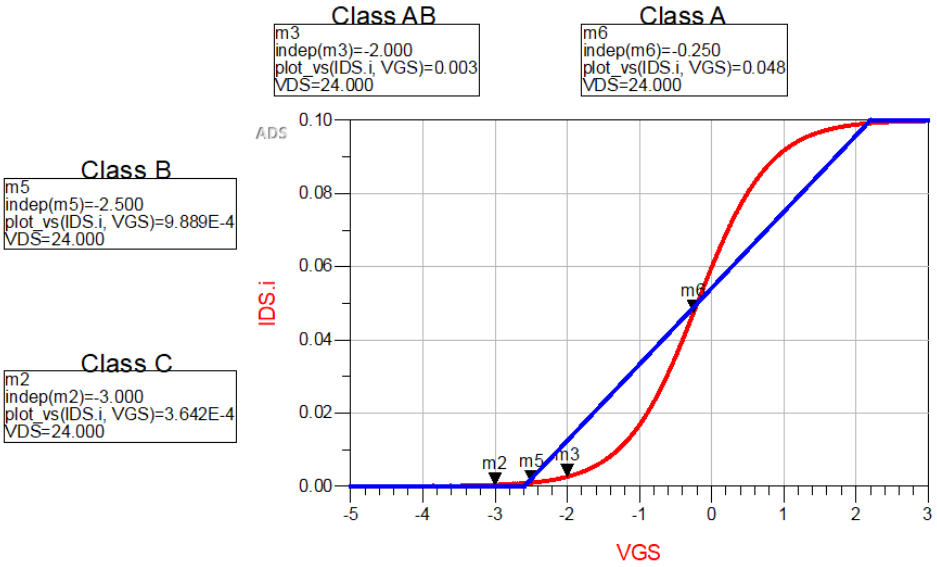
3.3 اختيار نقاط الانحياز للترانزستور في مكبر DPA التقليدي

نركّز في هذا العمل على معيار AB/C–Doherty في التصميم، وهذا يعني اختيار الصنف AB للمكبر الرئيس في معمارية دوهرتي، والصنف C للمكبر المساعد. بالعودة إلى الشكل 1–5 من الفصل الأول، فإنّه يجب رسم منحني الخواص المميز I-V للترانزستور؛ إذ أن نرسم تغيرات التيار المار في المصرف I_d (محسوب بواحدة الأمبير [A]) بدلالة الجهد المطبق بين البوابة والمنبع V_{gs}، وهذا يوافق ما يُسمَّى بتحليل DC I–V Curves للترانزستور. من أجل هذا التحليل، نصمّم على برنامج ADS الدارة المقابلة للشكل 3–2، ؛إذ أن نختار جهد مطبق بين المصرف والمنبع Vds= 24V، ويتم مسح قيم Vgs من –5 إلى 3 فولط، فينتج، كما في الشكل 3–3 المشابه للشكل 1–2(أ) ولكن وفق نموذج غير خطي هنا، منحني الخواص غير الخطي للتوصيلية G_m (اللون الأحمر)، ونرسم على نفس الشكل منحني الخواص الخطي (المثالي) الذي يقابل تماماً نفس الشكل 1–5، والموضح باللون الأزرق في الشكل 3–3.

يمكن من خلال الشكل 3–3 تحديد نقاط الانحياز المناسبة لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد ليعمل كل منهما؛ وفق الصنف المناسب المختار، ومن ثُمَّ، وبحسب الشكل 1–5 فإنّ نقطة العمل المختارة لترانزستور المكبر الرئيس (Class AB) هي (V_{gs}=-2V, V_{ds}=24V)، ونقطة العمل المختارة لترانزستور المكبر المساعد (Class C) هي (V_{gs}=-3V, V_{ds}=24V).

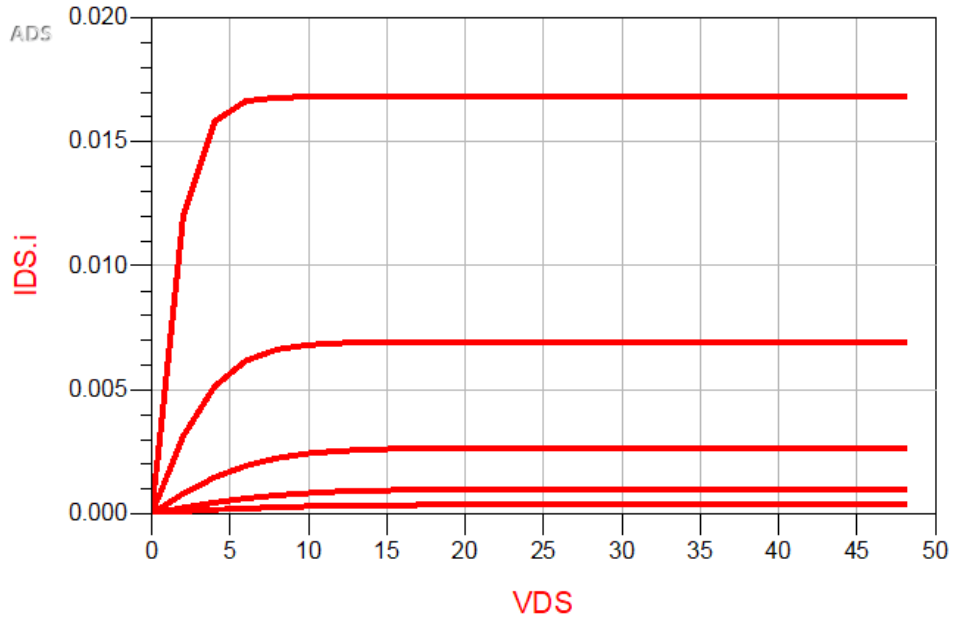


الشكل 3—2: دارة توليد منحني الخواص I-V.



الشكل 3—3: منحني الخواص المميز لترانزستور GaAs HEMT المتولد عن دارة الشكل 3-2، المنحني الأزرق هنا مرسوم يدوياً لتوضيح ارتباط المنحني المتولد مع منحني الشكل 1-5.

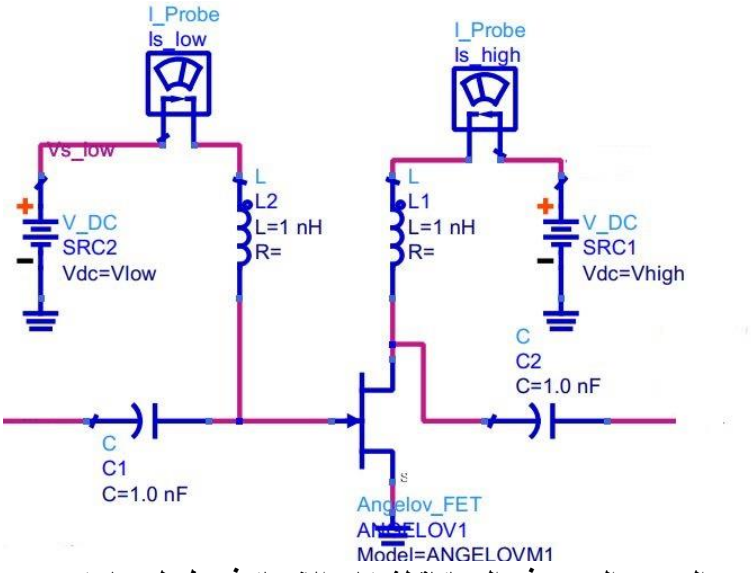
يمكن أيضاً رسم منحني الخواص المميز لترانزستور GaAs؛ إذ أن يتم رسم تغيّرات تيار المصرف Id بدلالة الجهد عن المصرف Vds، كما يوضحه الشكل 3–4، وهنا نحصل على شكل مشابه للشكل 1–2(ب)من الفصل الأول، ولكن هنا يُعبر الشكل 3–4 عن منحني الخواص لنموذج الترانزستور الفعلي (اللاخطي)، في حين أن الشكل 1–2(ب) يعبر عن منحني الخواص المثالي (الخطي)، حيث يتم مسح قيم V_{gs} من 3V– إلى 1V– بخطوة 0.5 فولط، فينتج لدينا خمس منحنيات I–V تُعبّر عن العلاقة بين جهد وتيار المصرف DC من أجل كل مسحة.



الشكل 3—4: تغيّرات I_d بدلالة V_{ds} لترانزستور GaAs HEMT.

4.3 تصميم شبكات الانحياز لمصرف وبوابة الترانزستور

كما ذكرنا في الفقرة 3.3.1 من الفصل الأول، وبهدف تبسيط المحاكاة، سوف نختار ملف خانق للتيار بقيمة 1 نانو هنري، ليمنع تسرب إشارات الدخل والخرج لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد إلى وحدة التغذية، وكذلك لمنع أي نوع من الضجيج من الولوج إلى دارة مكبّر دوهرتي.؛ فضلاً عن ذلك، وبهدف منع تسرب إشارة DC إلى كل من دخل وخرج مكبر دوهرتي، نستخدم مكثفة بسعة تساوي 1 نانو فاراد. يوضح الشكل 3–5 هذا تصميم شبكة الانحياز هذه، ونشير هنا إلى أنّ قيم Vlow وVhigh، هي القيم المقابلة لجهود نقط الانحياز المختارة في الفقرة السابقة، أي $V_{high}=V_{ds}$، و$V_{low}=V_{gs}$.



الشكل 3—5: التصميم المعتمد في المحاكاة لشبكات الانحياز في طبولوجيا مكبر DPA التقليدي.

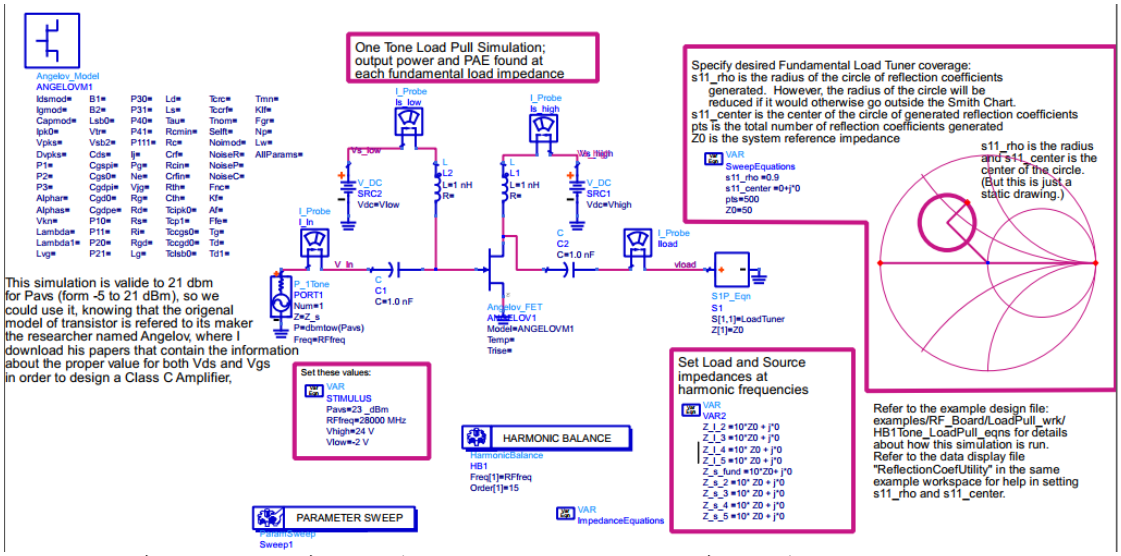
5.3 إجراء تحليل سحب الحمل/المنبع لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في مكبر DPA التقليدي

نستند في التصميم عند هذه المرحلة من المحاكاة على ما شرحناه سابقاً في الفقرة 8.3.1 من الفصل الأول. كما أوضحنا في الفقرة 8.3.1، ليس من الضروري أن تنطبق دوائر PAE مع دوائر P_{out} على مخطط سميث، وهذا يعني أنّه ليس من الضروري أن تكون؛ ممانعة الخرج/الدخل لكل ترانزستور ومن أجل كل من المكبر المساعد والرئيس، أن تكون هي نفسها بالنسبة لكل من PAE وP_{out} المرغوبتين في التصميم. ومن ثُمَّ يجب إجراء المقايضة Trade–Off هنا بين PAE وP_{out} مرغوبتين؛ بمعنى أنّه رغم مطلب الجيل الخامس بوجوب الحصول على أعلى قيم ممكنة لكل من PAE وP_{out} في الوقت نفسه، فهذا غير ممكن بسبب مقتضيات تحليل سحب الحمل/المنبع، ومن ثُمَّ يجب اختيار حل وسط، بمعنى اختيار؛ ممانعة دخل وممانعة خرج تعطي قيم ما بين بين لهاتين المواصفتين، وذلك عند تصميم كل من المكبر الرئيس والمساعد لمكبر DPA التقليدي، وهذا ما يوفره برنامج ADS بالضبط. سنعتمد

لإجراء هذا التحليل على المستند ذي الاسم "LoadPullConstPdel.pdf" المرفق مع برمجية ADS، وفيه يجد القارئ جميع التفاصيل المتعلقة بخوارزمية سحب الحمل/المنبع لتطبيقها في سياق عملنا هذا.

1.5.3 سحب الحمل للمكبر الرئيس Main PA Load-Pull

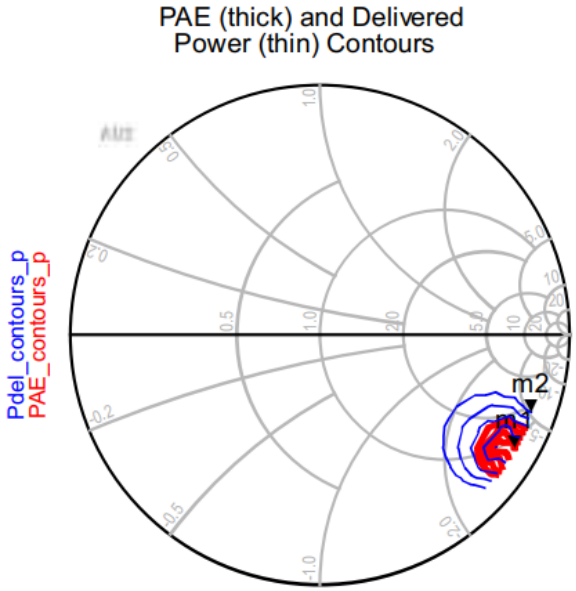
إنّ الهدف الرئيس من هذا الإجراء هو إيجاد قيمة الممانعة التي يلزم أن تُرى عند ترانزستور المكبر الرئيس باتجاه خرجه ؛إذ أن إذا تمّ توفيقها (مطابقتها Matched) مع الحمل، فإنّه يتم الحصول على أفضل قيمة لكل من PAE وPout يعتبرها المُصمِّم [22]. يوضح الشكل 3-6 الدارة التي يجب تنفيذها على برنامج ADS للحصول على قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة.



الشكل 3—6: دارة تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس في تشكيلة DPA التقليدية.

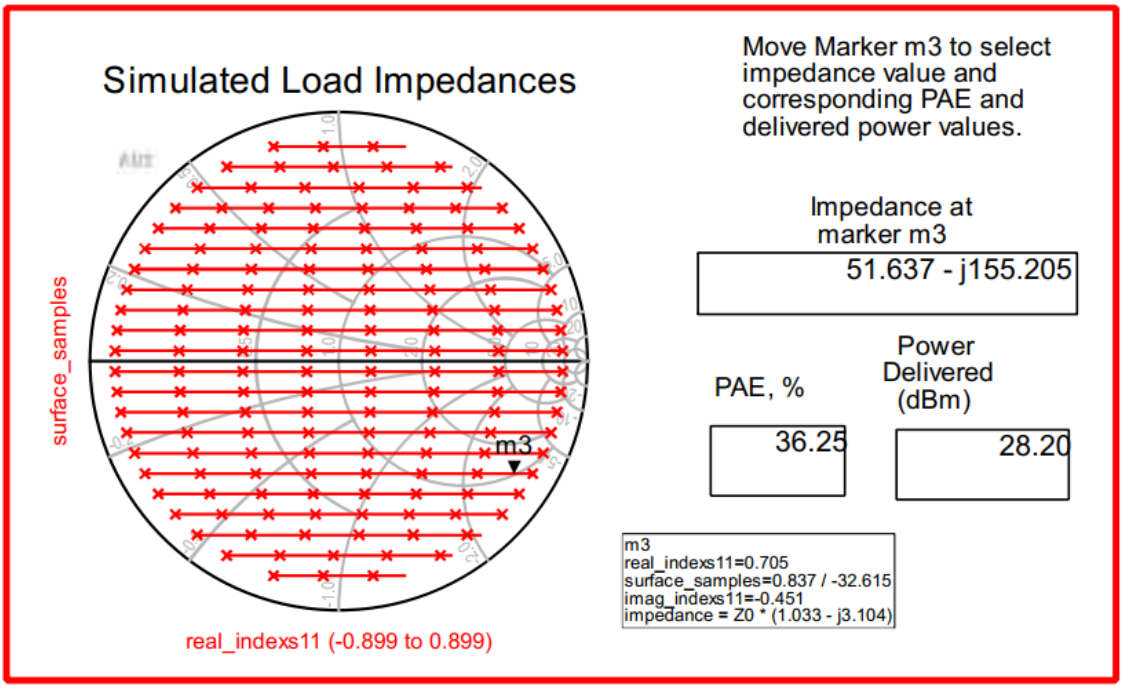
يلاحظ القارئ في الشكل 3-6 أنّه يتم استخدام نقطة الانحياز المفترضة لمكبر الصنف AB من أجل المكبر الرئيس، ويتم استخدام التردد 28 GHz، وافتراض رتبة الحساب في محاكي HB هي order=15، مع افتراض استطاعة متاحة من المنبع إلى حد 23 dBm، ومع افتراض الممانعة المميزة للنظام Z0 تساوي 50 أوم. وتفترَض منطقة البحث ضمن 500 نقطة من دائرة مركزها 0+j0 على مخطط سميث، وبنصف قطر يساوي 0.9. مع اعتبار؛ ممانعات الحمل والمنبع Z_L, Z_S لكل توافقية من توافقيات إشارة الدخل كما هو موضح في الشكل 3-6. بعد تشغيل محاكي ADS نحصل على شكل مشابه للشكل 1-17، كما هو مبين في الشكل 3-7، حيث تُرسَم دوائر PAE Contours، وPout وتكون الممانعة الأمثَلية في مركز كل دائرة وهي التي توافق أفضل قيمة مناسبة لنا وتنتج هنا للكفاءة المضافة للاستطاعة هي PAE=36.25%، رغم أنّ أعظم كفاءة ممكنة هي أكبر من هذا الرقم وهي 36.82% (كما تشير نتائج المحاكاة، انظر الملحق -أ-) إلاّ أنّها لا تقابل استطاعة خرج أكبر؛ مما تنتجه الكفاءة 36.25% لذلك نجري مقايضة بين الرغبات ونختار

القيمة 36.25% التي تعطي أعظم استطاعة خرج ممكنة هي Pout=28.20 dBm كما يُبيّنه الشكل 3–8، حيث نعتبر Pout هنا هي الاستطاعة المُسَلَّمة إلى الحمل Pdel.



الشكل 3—7: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس، دوائر PAE و P_{out}.

نقرأ قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة من الشكل 3–8، حيث تساوي 51.6–j155.2 أوم، وهي الممانعة التي يجب توفيقها (مطابقتها Matching) مع حمل يساوي الممانعة المميزة للنظام 50 أوم، أي أنّه عند تصميم شبكة التوفيق Matching Network على خرج المكبر الرئيس، فإنّه يتم الافتراض جدلاً بأنّ الممانعة التي يراها الترانزستور على خرجه تساوي 51.6–j155.2 أوم.

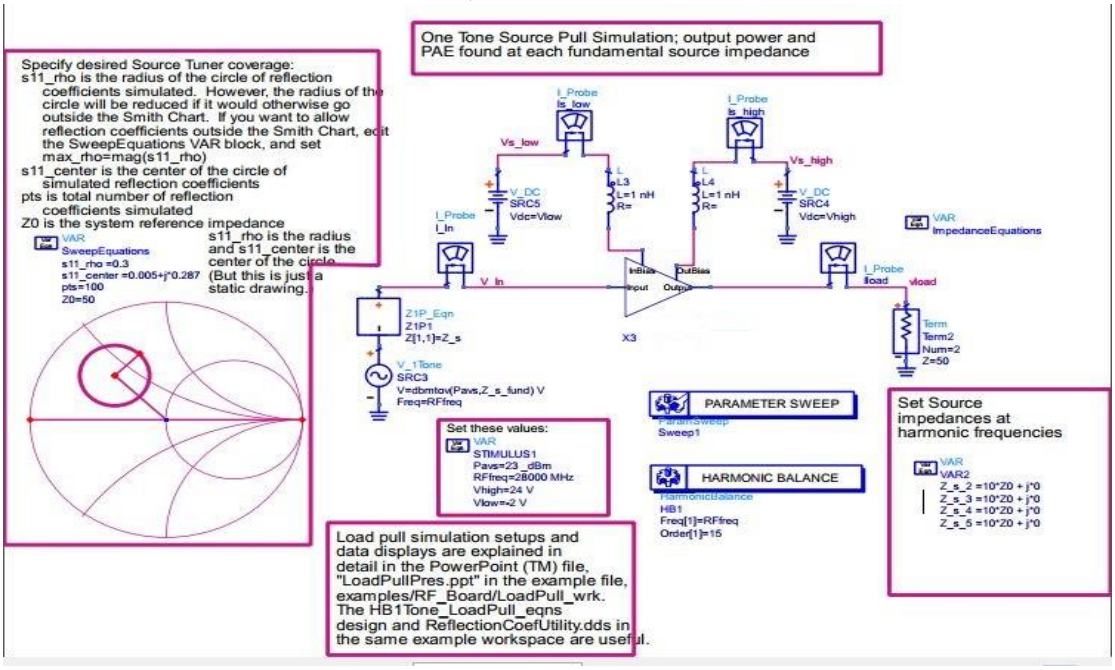


الشكل 3—8: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج.

2.5.3 سحب المنبع للمبكر الرئيس Main PA Source-Pull

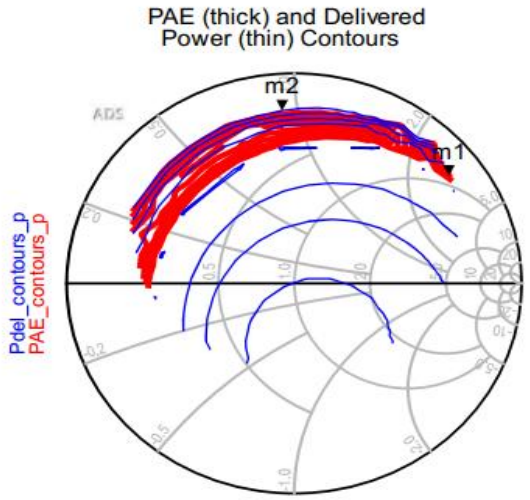
إنّ الهدف الرئيس من هذا الإجراء هو إيجاد قيمة الممانعة التي يلزم أن تُرى عند ترانزستور المكبر الرئيس عند دخله ؛إذ أن إذا توفيقها (مطابقتها Matched) مع؛ ممانعة منبع إشارة الدخل، فإنّه يتم الحصول على أفضل قيمة لكل من PAE وP_{out} يعتبرها المُصمِّم. يوضح الشكل 3–9 الدارة التي يجب تنفيذها على برنامج ADS للحصول على قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة. مع التنويه هنا إلى أنّ هذه الإجراء يتم بعد تصميم وتوصيل شبكة التوفيق اللازمة على خرج المكبر الرئيس (انظر الفقرة 3–6 اللاحقة) ولذلك يظهر مكبر الصنف AB في الشكل 3–9 على شكل مثلث للتعبير عن ذلك بطريقة داخلية، حيث يتضمن المثلث هذا دارة المكبر الرئيس بوجود شبكة التوفيق على الخرج، لنساير بذلك ما تمّت الإشارة إليه في الفقرة 8.3.1 من وجوب اعتبار شبكة توفيق الحمل عند تنفيذ إجرائية سحب المنبع Source–Pull.

يلاحظ القارئ في الشكل 3–9 أنّه يتم استخدام نقطة الانحياز المفترضة لمكبر الصنف AB من أجل المكبر الرئيس، ويتم استخدام التردد 28 GHz، وافتراض رتبة الحساب في محاكي HB هي order=15، مع افتراض استطاعة متاحة من المنبع إلى حد 23 dBm، ومع افتراض الممانعة المميزة للنظام Z0 تساوي 50 أوم. وتفترَض منطقة البحث ضمن 100 نقطة من دائرة مركزها 0.005+j0.287 على مخطط سميث، وبنصف قطر يساوي 0.3. مع اعتبار؛ ممانعات المنبع Zs لكل توافقية من توافقيات إشارة الدخل كما هو موضح في الشكل 3–9.



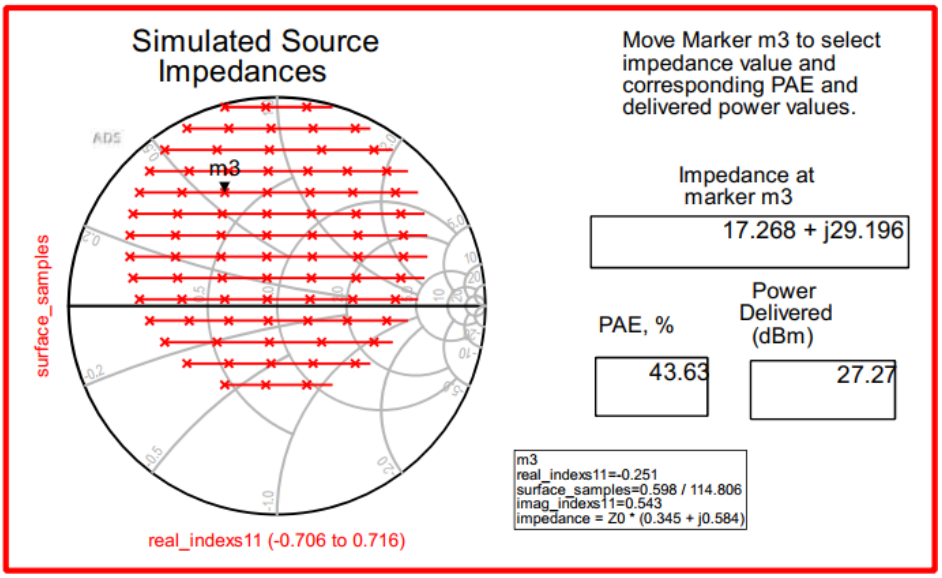
الشكل 3—9: دارة تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس في تشكيلة DPA التقليدية.

بعد تشغيل محاكي ADS نحصل على الشكل 3–10، حيث تُرسَم دوائر PAE Contours، وP_{out} وتكون الممانعة الأمْثَلية في مركز كل دائرة وهي التي توافق أفضل قيمة مناسبة لنا وتنتج هنا للكفاءة المضافة للاستطاعة هي PAE=43.63%، رغم أنّ أعظم كفاءة ممكنة هي أكبر من هذا الرقم وهي 49.97% (كما تشير نتائج المحاكاة، انظر **الملحق** –أ–) إلاّ أنّها لا تقابل استطاعة خرج أكبر مما تنتجه الكفاءة 43.63% لذلك نجري مقايضة بين الرغبات ونختار القيمة 43.63% التي تعطي أعظم استطاعة خرج ممكنة هي P_{out}=27.27 dBm كما يُبيّنه الشكل 3–10.



الشكل 3—10: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس، دوائرPAE وP_{out}.

نقرأ قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة من الشكل 3–11، حيث تساوي 17.3+j29.2 أوم، وهي الممانعة التي يجب توفيقها (مطابقتها Matching) مع ممانعة منبع تساوي الممانعة المميزة للنظام 50 أوم، أي أنّه عند تصميم شبكة التوفيق Matching Network على دخل المكبر الرئيس، فإنّه يتم الافتراض جدلاً بأنّ الممانعة التي يراها الترانزستور على دخله تساوي 17.3+j29.2 أوم.

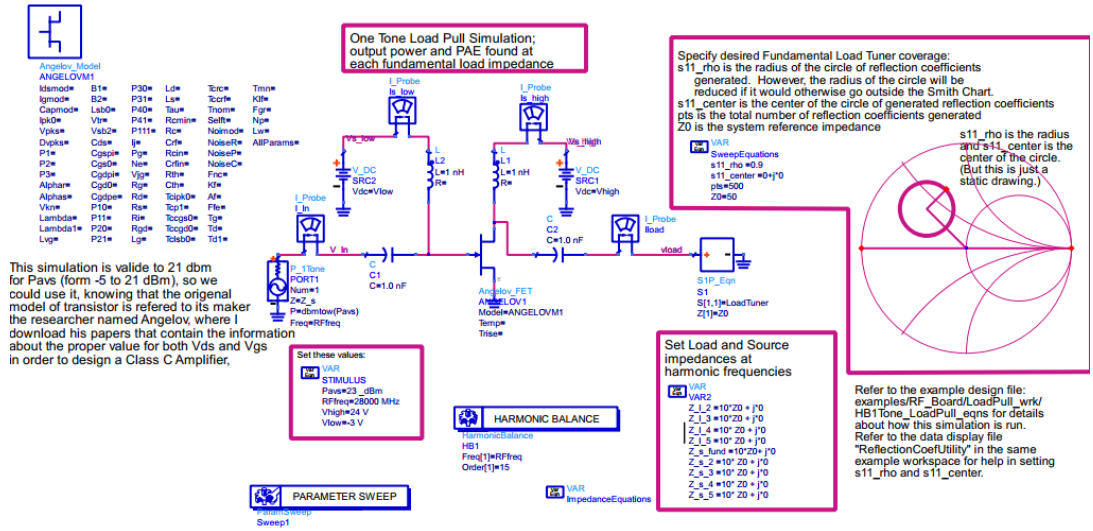


الشكل 3—11: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج.

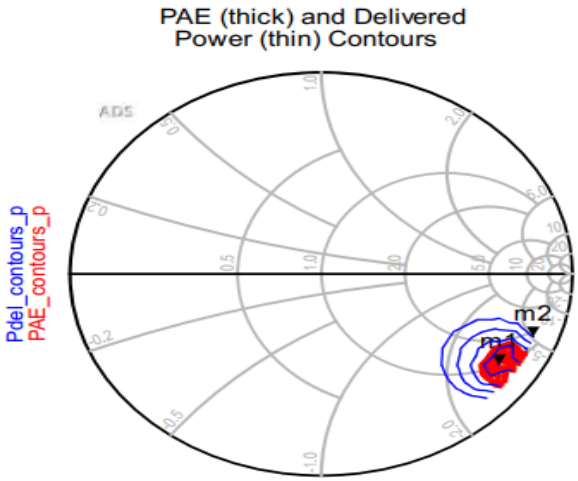
3.5.3 سحب الحمل للمكبر المساعد Auxiliary PA Load-Pull

نكرر هنا نفس الإجراء المتبّع في الفقرة 1.5.3 ولكن من أجل ترانزستور المكبر المساعد في تشكيلة دوهرتي والذي يكون منزاحاً؛ وفق نقطة عمل الصنف C بدلاً من الانحياز؛ وفق الصنف AB. يُبيّن الشكل 3-12 الدارة المصمّمة؛ وفق برمجية ADS لتنفيذ خوارزمية سحب الحمل للمكبر المساعد.

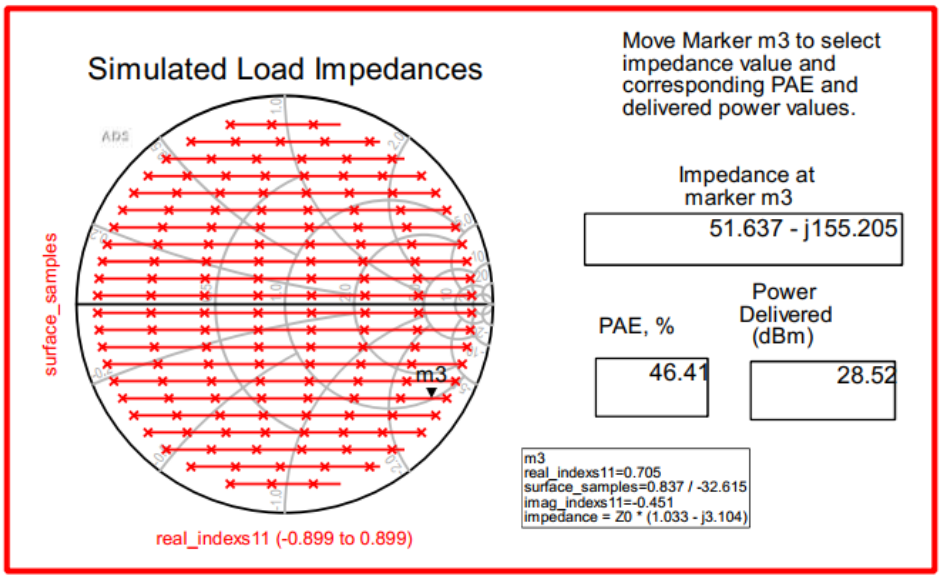
بعد تشغيل محاكي ADS نحصل على الشكل 3-13، حيث تُرسَم دوائر PAE Contours، وP_{out} وتكون الممانعة الأمثَلية في مركز كل دائرة وهي التي توافق أفضل قيمة مناسبة لنا وتنتج هنا للكفاءة المضافة للاستطاعة هي PAE=46.41% وهي نفسها أعظم كفاءة ممكنة كما تشير نتائج المحاكاة، انظر الملحق -أ-، وهي تقابل استطاعة خرج أكبر أعظم استطاعة خرج ممكنة تساوي هنا P_{out}=28.52 dBm كما يُبيّنه الشكل 3-14. نقرأ قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة من الشكل 3-14: 51.6-j155.2 أوم، وهي الممانعة التي يجب توفيقها (مطابقتها Matching) مع حمل يساوي الممانعة المميزة للنظام 50 أوم، أي أنّه عند تصميم شبكة التوفيقMatching Network على خرج المكبر الرئيس، فإنّه يتم الافتراض جدلاً بأنّ الممانعة التي يراها الترانزستور على خرجه تساوي 51.6-j155.2 أوم. نلاحظ هنا أنّ القيمة المطلوب إيجادها لممانعة الخرج بالنسبة لترانزستور المكبر المساعد هي نفسها بالنسبة لترانزستور المكبر الرئيس، ولكنّها تعطي هنا كفاءة أكبر، وهذه نتيجة منطقية كون مكبر الصنف C يوفر كفاءة أكبر من مكبر الصنف AB. وطالما أنّ الترانزستور نفسه مستخدم هنا فمن الطبيعي الحصول على نفس شكل دوائر PAE, P_{out} التي حصلنا عليها في مرحلة سحب الحمل للمكبر الرئيس بمقارنة الشكلين 3-13 و3-7، حيث يتجلى الفرق هنا فقط بالكفاءة التي يوفرها الترانزستور في حالة الصنف C مقارنة بالصنف AB، إذا ما اعتبرنا الممانعة المنظورة على خرج الترانزستور هي القيمة التي حصلنا عليها هنا.



الشكل 3-12: دارة تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد في تشكيلة DPA التقليدية.



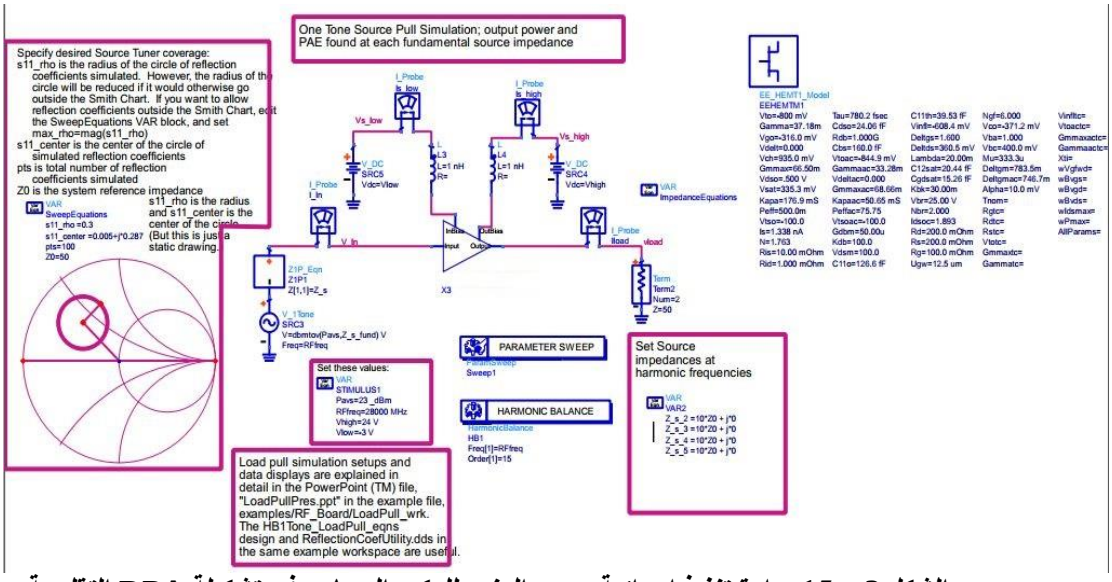
الشكل 3—13: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد، دوائرPAE وP_{out}.



الشكل 3—14: نتائج تنفيذ إجرائية سحب الحمل للمكبر المساعد، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج.

4.5.3 سحب المنبع للمكبر المساعد Auxiliary PA Source-Pull

من جديد، نكرر هنا نفس الإجراء المتبّع في الفقرة 2.5.3 ولكن من أجل ترانزستور المكبر المساعد في تشكيلة دوهرتي والذي يكون منزاحاً؛ وفق نقطة عمل الصنف C بدلاً من الانحياز؛ وفق الصنف AB. يُبيّن الشكل 3–15 الدارة المصمّمة؛ وفق برمجية ADS لتنفيذ خوارزمية سحب المنبع للمكبر المساعد.



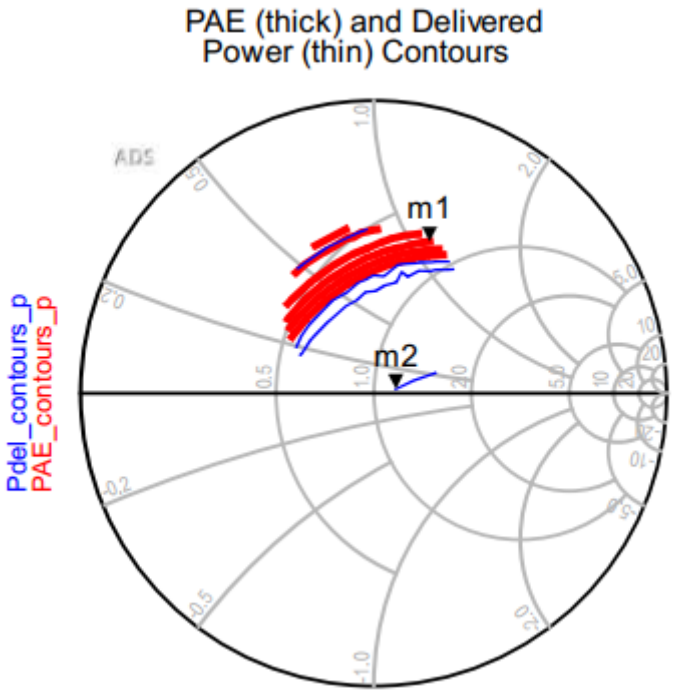
الشكل 3—15: دارة تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد في تشكيلة DPA التقليدية.

بعد تشغيل محاكي ADS نحصل على الشكل 3–16، حيث تُرسَم دوائر PAE Contours، وP_{out} وتكون الممانعة الأمثَلية في مركز كل دائرة وهي التي توافق أفضل قيمة مناسبة لنا وتنتج هنا للكفاءة المضافة للاستطاعة هي PAE=45.18%، رغم أنّ أعظم كفاءة ممكنة هي أكبر من هذا الرقم وهي 49.97% (كما تشير نتائج المحاكاة، انظر **الملحق** –أ–) إلاّ أنّها لا تقابل استطاعة خرج أكبر؛ مما تنتجه الكفاءة 45.70% لذلك نجري مقايضة بين الرغبات ونختار القيمة 43.63% التي تعطي أفضل استطاعة خرج ممكنة هي P_{out}=27.03 dBm ، رغم أنّ أعظم استطاعة نحصل عليها هنا 27.32 dBm.

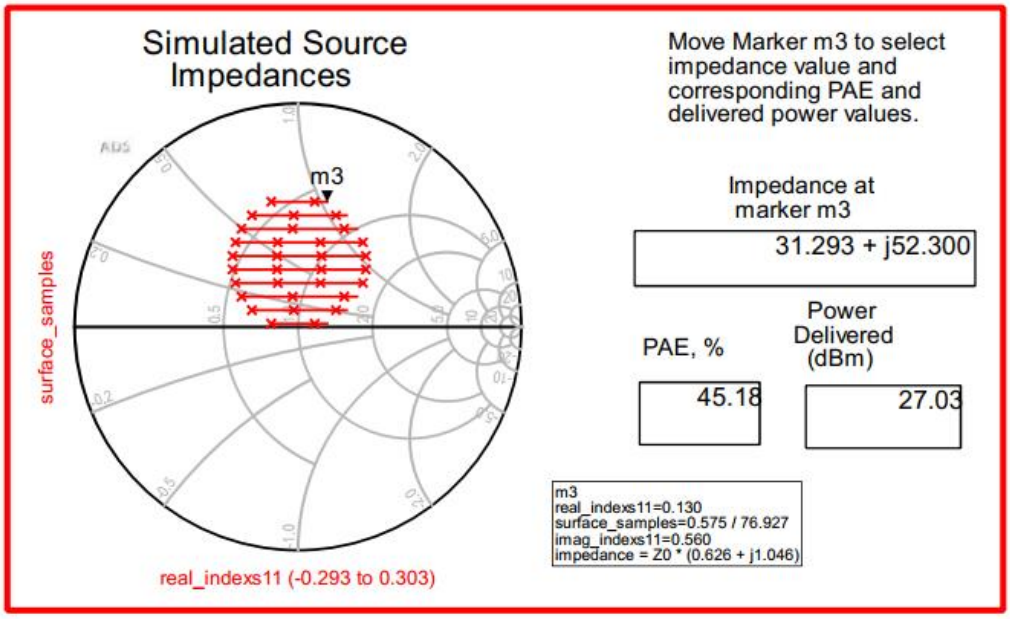
تبدو هنا بوضوح استحالة الحصول على قيمة؛ ممانعة منبع تعطي أعظم PAE وأعظم كفاءة في الوقت نفسه (نفس النتيجة حصلنا عليها في حالة المكبر الرئيس)، حيث هناك قيم ممانعة (كما تشير نتائج المحاكاة، انظر الملحق –أ–) تعطي قيمة PAE عظمى ولكن لا تعطي P_{out} عُظمى، وهناك قيم أخرى للممانعة تعطي قيمة P_{out} عُظمى ولا تعطي قيمة PAE عُظمي، وتتجلى المقايضة في تصميم مكبرات الاستطاعة للوقوف عند حل وسط trade–off من بين متطلبات التصميم.

نقرأ قيمة الممانعة المطلوبة في هذه الفقرة من الشكل 3–17: 31.3+j52.3 أوم، وهي الممانعة التي يجب توفيقها (مطابقتها Matching) مع حمل يساوي الممانعة المميزة للنظام 50 أوم، أي أنّه عند تصميم شبكة التوفيق Matching Network على خرج المكبر الرئيس، فإنّه يتم الافتراض جدلاً بأنّ الممانعة التي يراها الترانزستور على خرجه تساوي 31.3+j52.3 أوم.

تنويه: يُقدِّم برنامج ADS تفاصيل أوسع حول نتائج إجرائية Load/Source Pull في ملف نتائج موّحد، مثل القيم العُظمى لكل من PAE وPout المقابلة للترانزستور المستخدم ووفق نقطة الانحياز المختارة له. لقد اشتقينا الأشكال 3–7، 3–8، 3–10، 3–11، 3–13، 3–14، 3–16، و3–17 من ذلك الملف في كل حالة، وقد أنشأنا ملحقاً هو الملحق –أ– لاستعراض النتائج كاملة، لتوضيح ما قصدناها في الفقرات الجزئية السابقة حول من أين حصلنا على القيم العُظمى لكل من PAE وPout، وكيف أنّها لا تقابل نفس الممانعة بالضرورة (رغم أنّه في بعض الحالات يُصادَف أن يتحقق ذلك كما في حالة سحب الحمل للمكبر المساعد (الصنف C))؛ مما يستدعي تحديد الممانعة التي تعطي أفضل قيم لكل من PAE، وPout، وهي قيم الممانعات المُثلى المذكورة في الفقرات الجزئية السابقة.



الشكل 3—16: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد، دوائرPAE وPout.

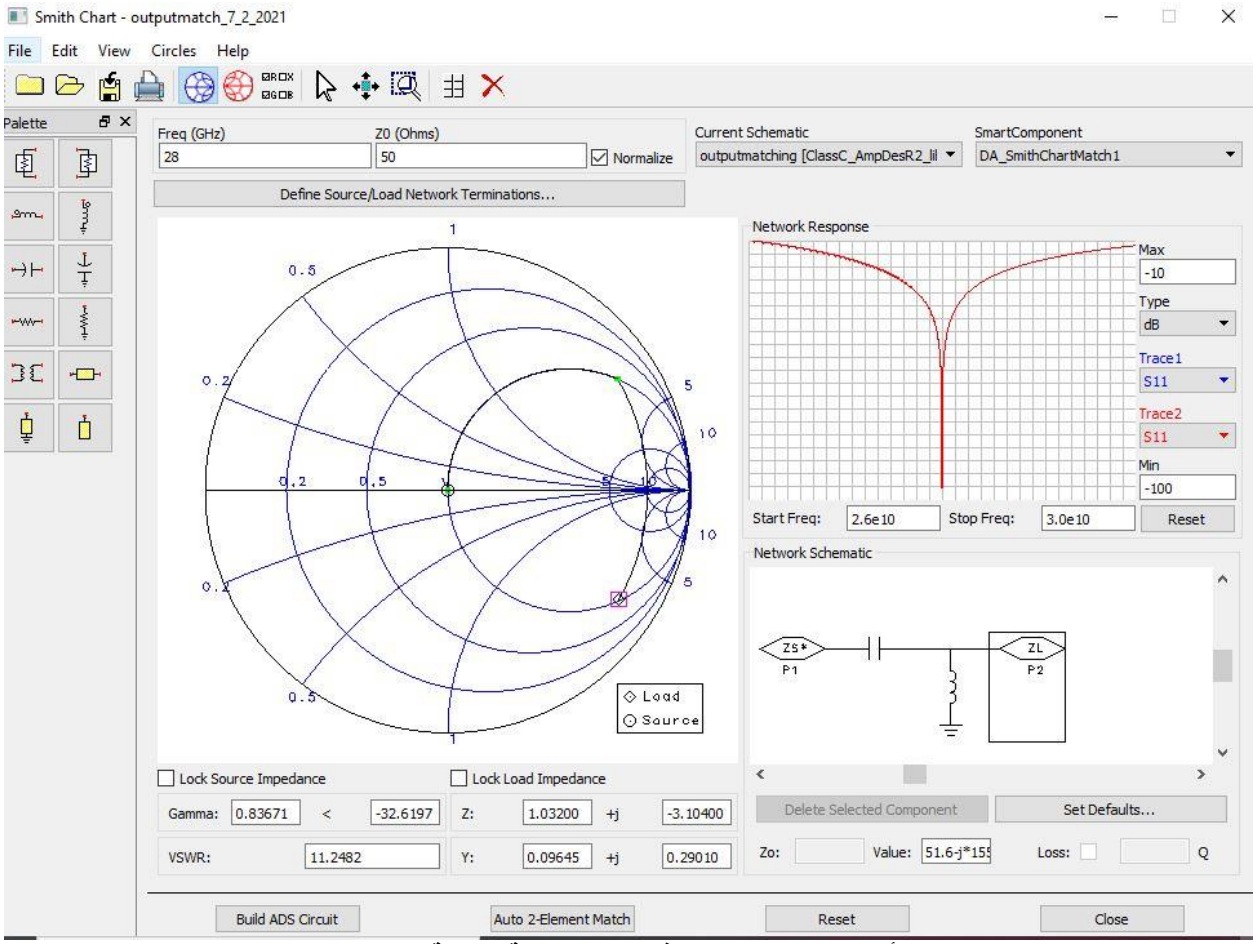


الشكل 3—17: نتائج تنفيذ إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد، الممانعة المُثلى المنظورة على الخرج.

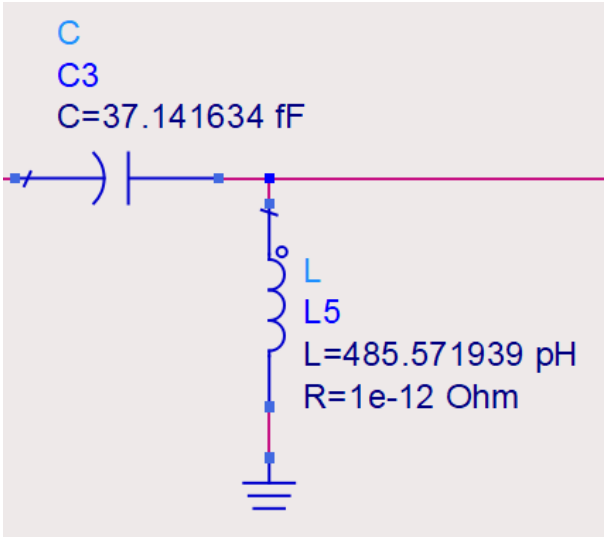
6.3 تصميم شبكات التوفيق على خرج ودخل كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في معمارية DPA

1.6.3 تصميم شبكة التوفيق على خرج المكبر الرئيس

الهدف في هذه الفقرة هو تصميم شبكة توفيق (مطابقة) Matching Network لتوفيق الممانعة التي حصلنا عليها من إجرائية سحب الحمل للمكبر الرئيس والتي تساوي 155.2*j-51.6 أوم مع الممانعة Z0 التي تساوي 50 أوم. لتحقيق ذلك، نستخدم أداة Smith Chart من برنامج ADS، حيث نستخدم المكثفات والملفات في تحقيق شبكة التوفيق المطلوبة عند تردد العمل الأساسي 28 GHz. يُبيّن الشكل 3–18 نتائج العمل على أداة Smith Chart من أجل هذه المرحلة من تصميم DPA التقليدي. ويلاحظ القارئ في الشكل 3–18 مسار التوفيق كما هو ظاهر في مخطط سميث المقابل، حيث يتم الانتقال من الممانعة المحسوبة في مرحلة سحب الحمل للمكبر الرئيس إلى مركز مخطط سميث عبر استخدام شبكة L من مكثفة وملف مؤرض، ويبيّن الشكل 3–19 شبكة التوفيق النهائية لهذه المرحلة، وهي الشبكة التي سوف نعتبرها في مكبر DPA الذي نحاكي أداءه باستخدام ADS.



الشكل 3—18: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الخرج للمكبر الرئيس.



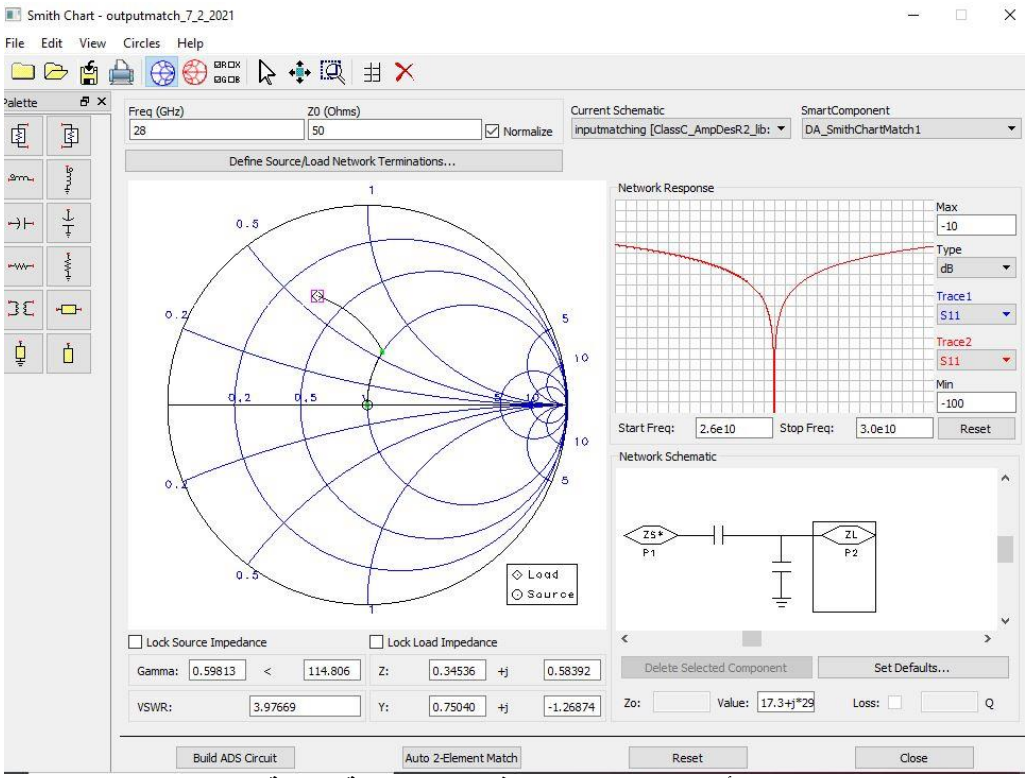
الشكل 3—19: شبكة المطابقة لخرج المكبر الرئيس في مكبر DPA.

نلاحظ في الشكل 3-18 أنّ شبكة التوفيق تعطي مُعامِل S_{11} جيد جداً عند تردد العمل الأساسي حيث يتقعر منحني S_{11} (باللون الأحمر) المحسوب بواحدة dB متخامداً حتى dB 100- عند هذا التردد، ولكن نلاحظ في الوقت نفسه عيب أساسي لشبكة التوفيق المختارة في هذا العمل من

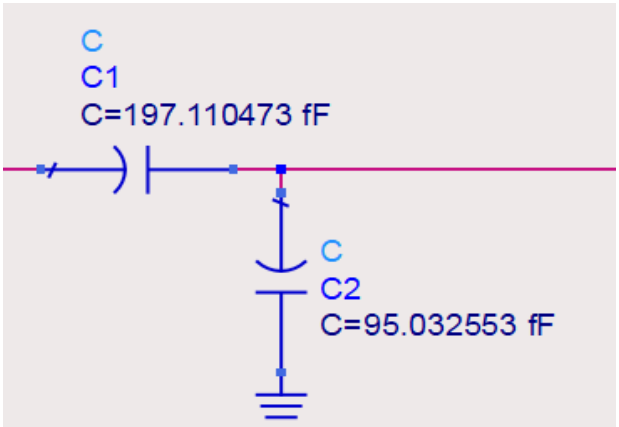
حيث عرض الحزمة الترددية الناتج إذ لا تتجاوز بضع مئات من الميغا هرتز وهو ما بحاجة إلى التحسين في مكبر DPA إذا ما تمّ اعتماده في تطبيقات التكبير الراديوي للجيل الخامس الذي يحتاج إلى نطاق ترددي من رتبة الجيجا هرتز وأكثر. بكل الأحوال، إنّ مسالة تحسين أداء الحل DPA في التكبير الراديوي فيما يخص عرض النطاق الترددي اللازم في تطبيقات 5G هو بحث محوري بحد ذاته، ويحتاج إلى عمل مستقبلي للتحقيق، وهو خارج نطاق الأهداف الرئيسة لعملنا هذا. ومع ذلك، سوف نشير في الفصل الخامس إلى مجموعة من الحلول الممكنة في هذا السياق، حيث تلعب شبكات التوفيق عند الخرج وعند الدخل الدور المحوري الأساسي في أداء DPA فيما يخص عرض النطاق الترددي المطلوب في التطبيق، ويُعَدُّ تحسين تصميمها بحثاً مستقلاً بحد ذاته يمكن تأجيله لآفاق مستقبلية لعملنا هذا، ونكتفي في هذا العمل بدراسة أداء مكبر DPA من حيث استطاعة الخرج والكفاءة والخطيّة.

2.6.3 تصميم شبكة التوفيق على دخل المكبر الرئيس

الهدف في هذه الفقرة هو تصميم شبكة توفيق (مطابقة) Matching Network لتوفيق الممانعة التي حصلنا عليها من إجرائية سحب المنبع للمكبر الرئيس والتي تساوي 29.2*j+17.3 أوم مع الممانعة Z0 التي تساوي 50 أوم. لتحقيق ذلك، نستخدم أيضاً أداة Smith Chart من برنامج ADS، حيث نستخدم من جديد المكثفات والملفات في تحقيق شبكة التوفيق المطلوبة عند تردد العمل الأساسي 28GHz. يُبيّن الشكل 3–20 نتائج العمل على أداة Smith Chart. ويلاحظ القارئ في الشكل 3–20 ايضاً مسار التوفيق كما هو ظاهر في مخطط سميث المقابل، حيث يتم الانتقال من الممانعة المحسوبة في مرحلة سحب الحمل للمكبر الرئيس إلى مركز مخطط سميث عبر استخدام شبكة L من مكثفتين، ويبيّن الشكل 3–21 شبكة التوفيق النهائية لهذه المرحلة، وهي الشبكة التي سوف نعتبرها في مكبر DPA الذي نحاكيه أداءه باستخدام برنامج ADS.



الشكل 3—20: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الدخل للمكبر الرئيس.



الشكل 3—21: شبكة المطابقة لدخل المكبر الرئيس في مكبر DPA.

بالمثل، نلاحظ في الشكل 3–20 أنّ شبكة التوفيق تعطي مُعامِل S_{11} جيد جداً عند تردد العمل الأساسي حيث يتقعر منحني S_{11} (باللون الأحمر) المحسوب بواحدة dB متخامداً حتى – 100 dB عند هذا التردد، ولكن نلاحظ في الوقت نفسه عيب أساسي لشبكة التوفيق المختارة يتمثل أيضاً بضيق النطاق الترددي الذي تدعمه شبكة التوفيق هذه مما سوف يؤثر بطريقة سلبية على أداء مكبر DPA من ناحية مَطلَب عرض النطاق الترددي الواسع في تطبيقات الجيل الخامس.

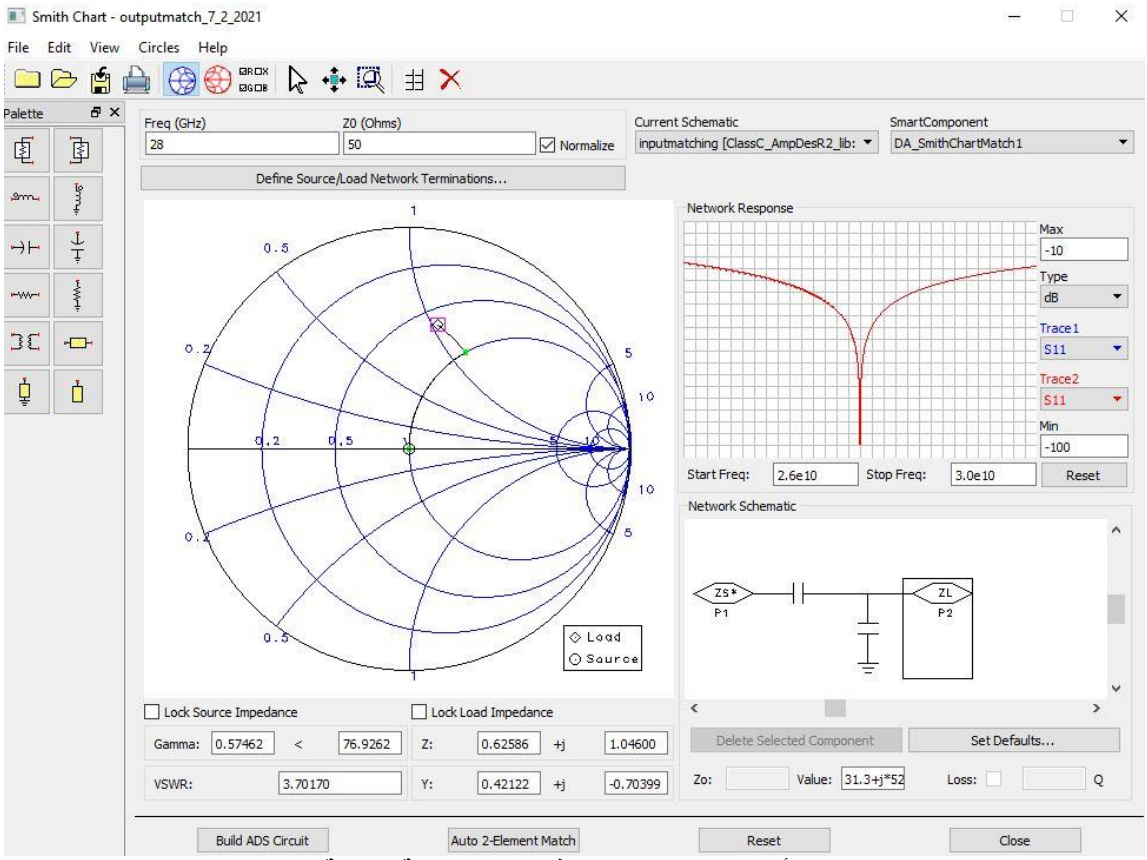
3.6.3 تصميم شبكة التوفيق على خرج المكبر المساعد

من جديد، نكرر هنا نفس الإجراء المتبّع في الفقرة 1.6.3 ولكن من أجل ترانزستور المكبر المساعد في تشكيلة دوهرتي والذي يكون منزاحاً؛ وفق نقطة عمل الصنف C بدلاً من الانحياز؛ وفق

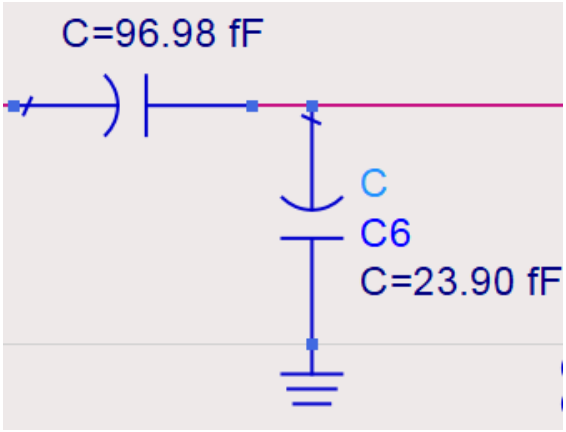
الصنف AB. ومن ثُمَّ يتم استخدام نفس شبكة التوفيق الناتجة من الفقرة 1.6.3 لتوفيق نفس الممانعة المُثلى الناتجة من إجرائية سحب الحمل لكل من المكبر المساعد والرئيس وهي 155.2*j–51.6 أوم مع الممانعة 50 أوم.

4.6.3 تصميم شبكة التوفيق على دخل المكبر المساعد

الهدف في هذه الفقرة هو تصميم شبكة توفيق (مطابقة) Matching Network لتوفيق الممانعة التي حصلنا عليها من إجرائية سحب المنبع للمكبر المساعد والتي تساوي 52.3*j+31.3 أوم مع الممانعة Z0 التي تساوي 50 أوم. لتحقيق ذلك، نستخدم أيضاً أداة Smith Chart من برنامج ADS، حيث نستخدم من جديد المكثفات في تحقيق شبكة التوفيق المطلوبة عند تردد العمل الأساسي 28 GHz. يُبيّن الشكل 3–22 نتائج العمل على أداة Smith Chart. ويلاحظ القارئ في الشكل 3–22 ايضاً مسار التوفيق كما هو ظاهر في مخطط سميث المقابل، حيث يتم الانتقال من الممانعة المحسوبة في مرحلة سحب الحمل للمكبر الرئيس إلى مركز مخطط سميث عبر استخدام شبكة L من مكثفتين (ولكن مع قيم مختلفة مقارنة مع ناتج تصميم الفقرة 2.6.3)، ويبيّن الشكل 3–23 شبكة التوفيق النهائية لهذه المرحلة، وهي الشبكة التي سوف نعتبرها في مكبر DPA الذي نحاكيه أداءه باستخدام برنامج ADS.



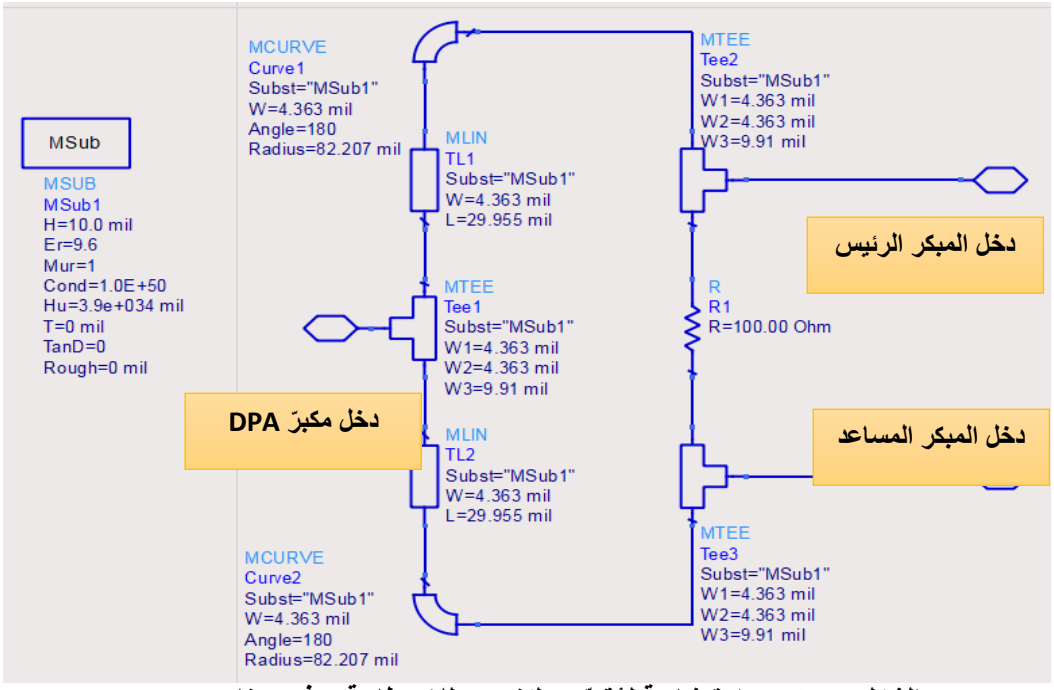
الشكل 3—22: استخدام أداة Smith Chart في تصميم شبكة مطابقة الدخل للمكبر المساعد.



الشكل 3—23: شبكة المطابقة لدخل المكبر المساعد في مكبر DPA.

7.3 تحديد نمط مُقسِّم الاستطاعة على دخل مكبر DPA

بالعودة إلى الشكل 2–13 في الفقرة 1.8.2، نتذكر أنّ مكبر دوهرتي التقليدي يعتمد على تقسيم إشارة الدخل الأساسيّة إلى قسمين كل منها له استطاعة محدّدة، وتتحدد نسبة تقسيم الاستطاعة بحسب نمط مُقسِّم الاستطاعة المستخدم في التصميم. ذكرنا أيضاً أنّه في التصاميم التقليدية البسيطة لمكبر دوهرتي غالباً ما يُستخدم مُقسم الاستطاعة ويلكنسون Wilkinson Devider [21]، والذي يعطي نسبة تقسيم استطاعة متساوية بين مدخلي المكبر الرئيس والمساعد، إلا أنّه في بعض الحالات يمكن استخدام مقسمات استطاعة بنسب تقسيم غير متساوية. في عملنا هذا، نعتبر استطاعة الدخل على أنها مقسمة بالتساوي بين المكبر الرئيس والمساعد. ذكرنا أيضاً أنّه لا هناك دراسات تحليلية لتحديد خيار واضح في تقسيم نسبة الاستطاعة وما هي النسبة الأجدى لذلك في حالة مكبرات دوهرتي بشكل عام، وأنّ هذا الموضوع يفتح بمفرده باباً واسعاً للبحث العلمي مستقبلاً كمحور رئيسي مستقل. ذكرنا أيضاً أنّه يمكن تحديد نسبة تقسيم الاستطاعة بناءً على نسبة التكبير المطلوبة بالنسبة لكل مكبر من بين المكبر الرئيس والمساعد، بمعنى، أنّه في حال أراد المصمم جعل المكبر الرئيس هو المسؤول عن تحديد الربح الكلي لمكبر دوهرتي وهو الذي يتميز بربح عالٍ مقارنة بالمكبر المساعد في التصميم المدروس، فإنّه عادة ما يُعطى المكبر الرئيس في هذه الحالة قيمة استطاعة أكبر من القيمة المعطاة لإشارة الدخل الجزئية عند دخل المكبر المساعد. بكل الأحوال، ولتبسيط التصميم في هذا العمل، نعتبر أنّ كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد "يتعاونان" لتحقيق قيمة ربح معيّنة لكامل معمارية دوهرتي الناتجة. ومن ثُمَّ، سنستخدم هنا مُقسِّم ويلكنسون للاستطاعة، والذي توفر برمجية ADS نموذج حقيقي عنه للمحاكاة.



الشكل 3—24: دارة شائعة لمُقسِّم ويلكنسون للاستطاعة؛ وفق برنامج ADS.

إذ يُبيّن الشكل 3–24 دارة مُقسِّم ويلكنسون لتكون عبارة عن شبكة بثلاثة منافذ 3-Port Network، أحدها هو الدخل الأساسي، وما تبقى هي منافذ خرج، لتأخذ الإشارة الأساسية مسارين جزئيين لها لتصل بكل قسم منها إلى كل دارة من المكبر الرئيس والمساعد، ويكون هناك فرق طور بين إشارة دخل المكبر الرئيس وإشارة دخل المكبر المساعد بمقدار يساوي 90 درجة.

8.3 تصميم شبكة تجميع الاستطاعة وشبكة تعويض فرق الطور في مكبر DPA وفق تقنية خطوط النقل

1.8.3 تصميم شبكة تجميع الاستطاعة على الخرج Output Combiner Network

تتألف شبكة تجميع الاستطاعة من خطي نقل بربع طول الموجة، الأول بممانعة مميزة معيارية قيمتها 35 أوم، والثاني بممانعة مميزة معيارية قيمتها 50 أوم، كما يُبيّنه الشكل 2–11، فيشكّل خطا النقل هذين معاً دارة عكس ممانعة Impedance Inverter تكون وظيفتها مكافئة تماماً لوظيفة خط النقل المعروض في الشكل 2–1 وهذا بهدف تحقيق مبدأ تُعَدُّيل الحمل في مكبر دوهرتي. إنّ عكس الممانعات هي الوظيفة الرئيسة لشبكة تجميع الاستطاعة، أما الوظيفة الثانوية فهي، كما يشير الاسم، تجميع استطاعتي المكبر الرئيس والمكبر المساعد على خرج واحد هو خرج مكبر دوهرتي، ؛إذ أن يرى كل من المكبر المساعد والمكبر الرئيس حملاً قدره 50 أوم على خرج

(هو حمل الهوائي غالباً)، ولذلك قمنا بتصميم شبكات التوفيق على خرج كل من هذين المكبرين مفترضين أن حمل كل منهما هو 50 أوم بالضبط.

كما يشير الشكل 2−11، يقوم خط النقل ذي الممانعة المميزة المعيارية 35 أوم (الموصول على خرج كل من المكبرين الرئيس والمساعد)، بتحويل Transforming ممانعة الحمل (الهوائي) التي قيمتها 50 أوم إلى؛ ممانعة أخرى قيمتها 25 أوم عند مستوى استطاعة OBO=6 dB بالنسبة للمكبر الرئيس، وإلى؛ ممانعة قيمتها 50 أوم عند مستوى استطاعة PP (OBO=0 dB) بالنسبة للمكبر المساعد، وإلى ممانعة قيمتها لا نهائية (دارة مفتوحة (Open Circuit) عند مستوى استطاعة OBO=6 dB بالنسبة للمكبر المساعد.

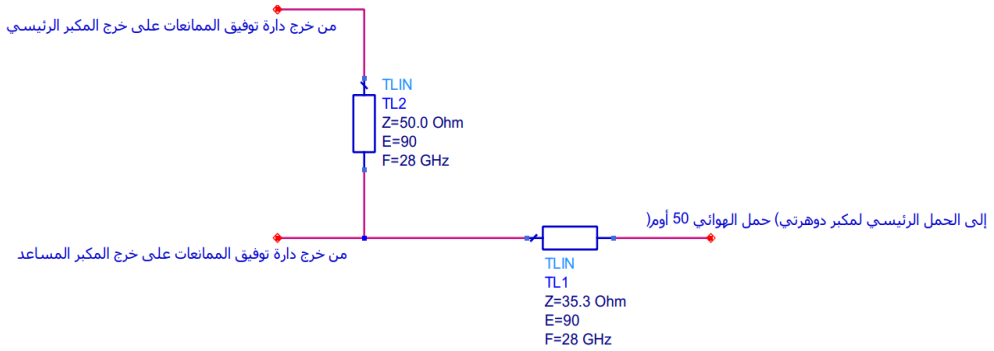
امّا وظيفة خط النقل ذي الممانعة المميزة 50 أوم (الموصول على خرج المكبر الرئيس)، فهي تحويل الممانعة 25 أوم عند مستوى استطاعة OBO=6 dB إلى ممانعة قيمتها أيضاً 50 أوم بالنسبة للمبكر الرئيس عند مستوى استطاعة (PP) OBO=0 dB، وإلى ممانعة قيمتها 100 أوم بالنسبة إلى المكبر الرئيس عند مستوى استطاعة OBO=6 dB.

للتأكد من هذا التصميم، نستخدم المعادلة $Z_L = \frac{Z_0^2}{Z_{\mathrm{OBO}}}$ من المثال التوضيحي 1.8.2، لنتأكد من أنّ قيمة Z_{OBO} عند مستوى استطاعة PP (OBO=0 dB) تساوي 50 اوم بالنسبة للمكبر المساعد: لدينا هنا $Z_L = 50\Omega$ ولدينا $Z_0 = 50\Omega$ إذاً $Z_{\mathrm{OBO}} = 50\ \Omega$ بالنسبة للمكبر المساعد، ويكون خرج المكبر المساعد عبارة عن دارة مفتوحة عند مستوى استطاعة OBO=6 dB لمكبر DPA، حيث يكون في حالة إطفاء عند مستوى استطاعة منخفض لإشارة قيادة الدخل كما أسلفنا سابقاً.ويمكن أيضاً استخدام نفس المعادلة للتأكد من أن المكبر الرئيس يرى الممانعة 50 أوم أيضاً عند مستوى استطاعة PP لمكبرDPA أي لدينا هنا $Z_{\mathrm{PP}} = 50\ \Omega$.

أمّا عند مستوى استطاعة OBO=6 dB لمكبر DPA، فإنّ هذا التصميم لشبكة تجميع الاستطاعة يوافق مطلب أنْ يعمل المكبر الرئيس في أفضل أداء، حيث لدينا هنا مجال التُعَدُّيل يساوي $M = \frac{I_{\mathrm{aux}}}{I_{\mathrm{main}}} = 2$ أي أنّ النسبة المفترضة للتيارين المتولدين عن المكبر الرئيس والمكبر المساعد هي 2 (انظر المعادلة 14.2)، ومن ثُمَّ قيمة الممانعة $Z_{\mathrm{OBO}} = 100\ \Omega$ عند مستوى OBO=6 dB بالنسبة للمكبر الرئيس مبررة هنا (انظر المعادلة 13.2) حيث $Z_{\mathrm{OBO}} = 2 * Z_{\mathrm{PP}} =$ 100 Ω، ومن ثُمَّ باستخدام المعادلة (17.2) سيكون خط نقل بربع طول الموجة وبممانعة مميزة بقيمة 50 أوم (هو خط النقل الموصول بعد خرج المبكر الرئيس)، سيكون كافٍ لتحقيق تحويل الممانعة 100 أوم إلى 25 أوم (تُعَدُّيل الحمل) للمبكر الرئيس حيث تنتج قيمة الممانعة المميزة اللازمة هنا لخط النقل هذا من المعادلة (17.2) مباشرة بوضع قيمة؛ ممانعة ناتج التحويل $Z_{\mathrm{m}} =$

25 Ω وبتعويض $Z_{OBO} = 100\ \Omega$ ووضع $\frac{I_{aux}}{I_{main}} = 2$، ومن ثُمَّ ستكون ممانعة خط النقل اللازم هنا هي $Z_0 = \frac{Z_{OBO} - Z_m}{\frac{I_{aux}}{I_{main}}} = \frac{100-50}{2} = 25\ \Omega$، وهو مبدا تُعَدُّيل الحمل لمكبر DPA.

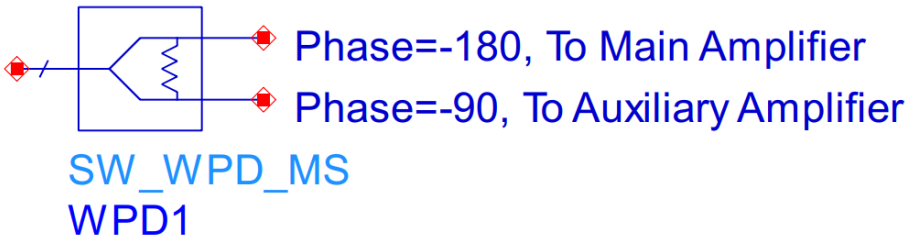
أمّا القيمة 35 أوم لخط النقل الأخر في شبكة تجميع الاستطاعة لمكبر DPA هنا فيمكن تبريرها باستخدام الخاصية $Z_L = \frac{Z_0^2}{Z_{OBO}}$ لخط النقل بربع طول الموجة نفسه باعتباره محوّل؛ ممانعة فنتج القيمة 35 أوم مباشرةً عند OBO=6 dB، $Z_0 = \sqrt{Z_{OBO} \times Z_L} = \sqrt{25 \times 50} =$ $35.3 \approx 35\ \Omega$. في المحاكاة سوف نستخدم القيمة 35.3 أوم تماماً من دون تقريب، للحصول على أفضل أداء ممكن بنتيجة الحساب العددي لبرنامج ADS، وهكذا نحصل على شبكة تجميع الاستطاعة كما يُبيّنها الشكل 3–25 وبشكل متوافق مع الشكل 2–11.



الشكل 3—25: دارة تجميع الاستطاعة على خرج مكبر DPA.

2.8.3 تصميم شبكة تعويض فرق الطور Phase Compensation Network على دخل المكبر المساعد

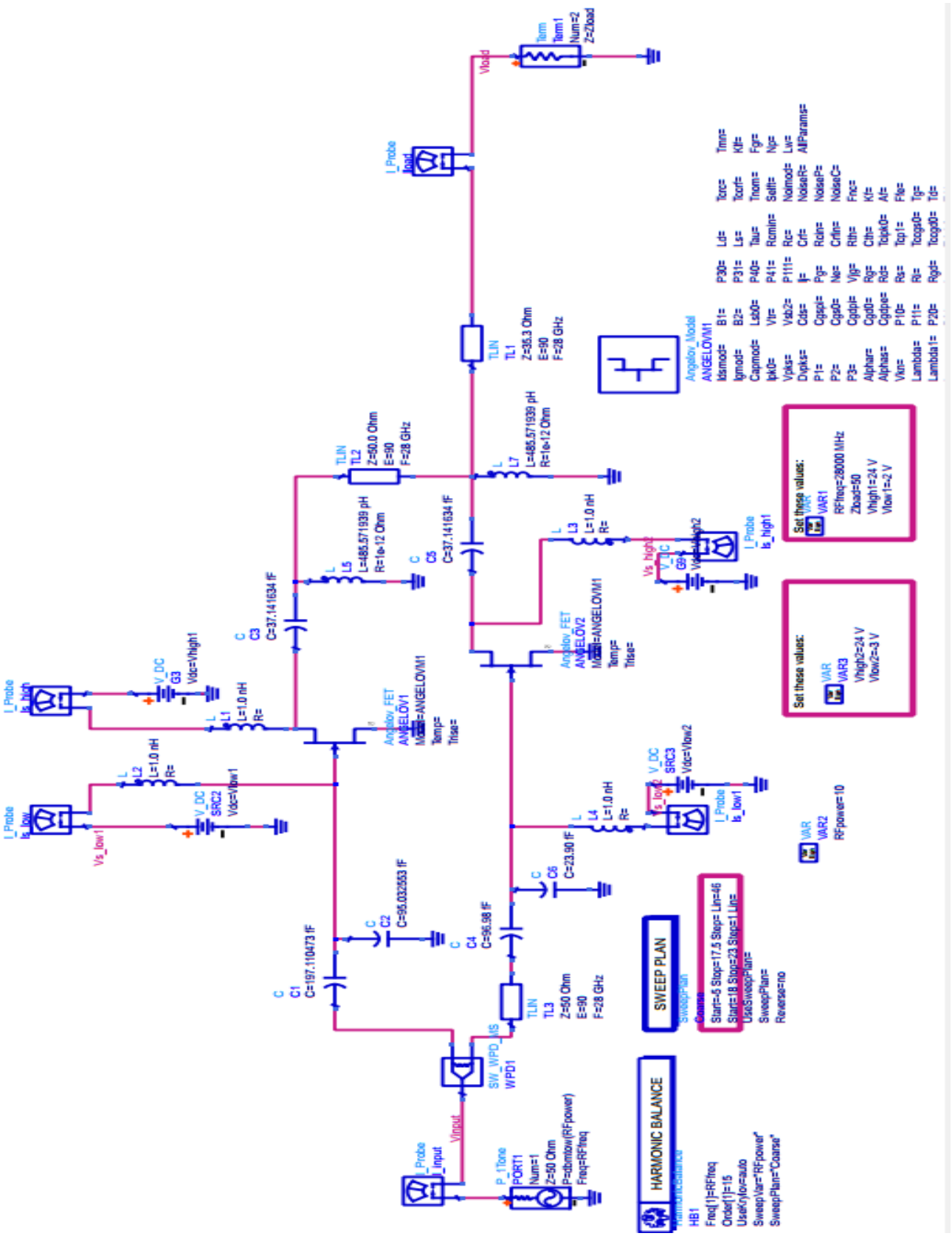
ينتج عن وجود مُقسِّم الاستطاعة ويلكنسون عند دخل مكبر DPA وجود فرق في الطور بين إشارة الدخل عند المكبر الرئيس وإشارة الدخل عند المكبر المساعد، ويساوي فرق الطور هذا 90 درجة كما يُبيّنه الشكل 3–26 [21]. ولكن، ذكرنا في الفقرة 2–1 من بداية الفصل الثاني أنّه يجب أن تكون إشارة تيار المنبع الأول المتمثل هنا بالمكبر الرئيس (لتقنية تُعَدُّيل الحمل، انظر الشكل 2–1) على توافق في الطور In phase مع إشارة تيار المنبع الثاني المتمثل هنا بالمكبر المساعد. يستدعي ذلك وجوب إضافة شبكة تعويض فرق الطور ذاك عند دخل المكبر المساعد، ويمكن ذلك من خلال إضافة خط نقل بربع طول الموجة وبممانعة مميزة تساوي 50 أوم قبل منفذ دخل المكبر المساعد وهو حل معتمد في كل من المرجعين [112,108]. لقد تم اختيار هذا الحل في عملنا هنا لتبسيط المحاكاة، ولكن هناك حلول أكثر تطوراً وتكون عبارة عن شبكة محددة من خطوط النقل TLs كما في [105].



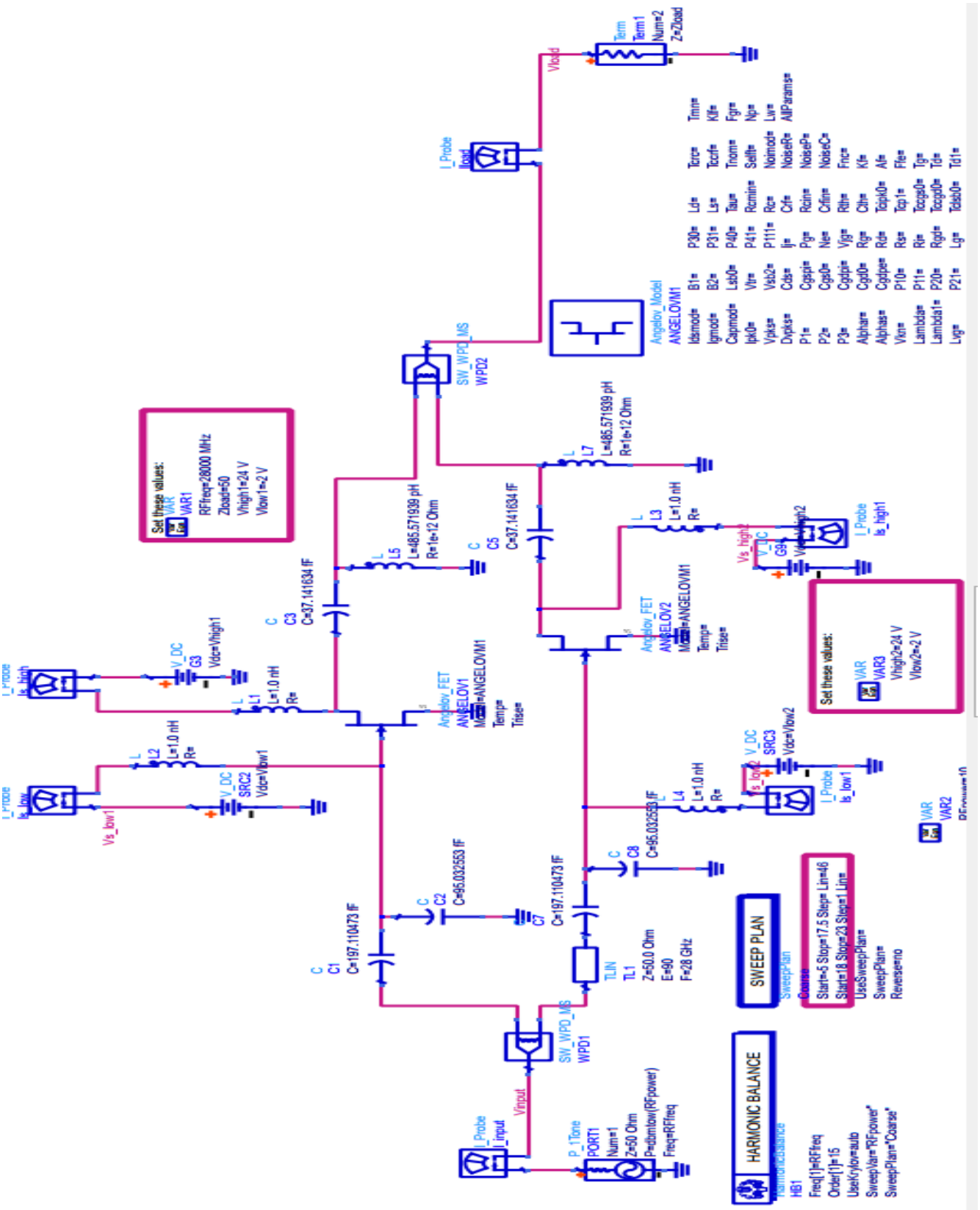
الشكل 3—26: توضيح وجود فرق الطور بين إشارتي دخل المكبرين الرئيس والمساعد، ناتج عن استخدام مُقسِّم ويلكنسون عند دخل مكبر DPA.

9.3 توصيل جميع المكونات المُصمّمة لمكبر DPA لتحسين الكفاءة

يُبيّن الشكل 3–27 دارة مكبر DPA التقليدي؛ وفق المعيار AB/C-Doherty المتناظر من حيث استخدام نفس الجهاز الترانزستوري GaAs HEMT في كل من المكبر الرئيس من الصنف AB، والمكبر المساعد من الصنف C، ومن حيث نسبة تقسيم متساوية للاستطاعة على دخل كل من المكبرين الرئيس والمساعد باستخدام مُقسِّم الاستطاعة من النوع ويلكنسون. تمّ وصل جميع مكوّنات مكبر DPA التي تم تصميمها في الفقرات الرابعة لإنشاء الشكل 3–27؛ وفق برمجية ADS، وتم اعتبار مبدأ المحاكاة Single–Tone Measurement ؛ وفق محاكي HB [114]، ؛إذ أن تكون إشارة الدخل الأساسيّة لمكبر DPA هي عبارة عن موجبة جيبيّة بتردد 28 GHz، ذات استطاعة دخل متغيرة من 6- dBm إلى حوالي 23 dBm، مع الأخذ بعين الاعتبار نقاط انحياز كما حددناها في الفقرة 3–3. كما ويُبيّن الشكل 3–28 دارة مكبر متوازن Balanced PA لتقييم أداء مكبر دوهرتي؛ وفقاً له، حيث تتشابه دارة المكبر المتوازن مع دارة مكبر DPA من حيث وجود مكبري استطاعة جزئيين، ولكن في حالة المكبر المتوازن يتم اعتماد نفس صنف المكبر وهو المكبر AB في كل من المكبر المساعد والرئيس(مع شبكات توفيق الدخل/الخرج نفسها التي حصلنا عليها)، ويتم حذف جميع خطوط النقل المتضمنة ما عدا خط النقل الخاص بتعويض فرق الطور بين مدخلين المكبرين الرئيس والمساعد، وأيضاً ؛إذ أن يتم تجميع الاستطاعة على مخرجيهما عن طريق مُجمّع استطاعة الذي يمكن تحقيقه هنا باستخدام مُقسّم ويلكنسون نفسه ولكن بطريقة عكسية كما يوضحها الشكل 3–28، لأنّ مقسّم ويلكنسون متناظر[21] (خرجه يمكن أن يمثل دخلاً والعكس بالعكس)، وهذه هي الطريقة المعتمدة التقليدية الأصلية في تقييم أداء مكبر دوهرتي التقليدي مع مضخم الصنف AB [113].



الشكل 3—27: دارة محاكاة مكبر DPA التقليدي المتناظر وفق معيار AB/C-Doherty.



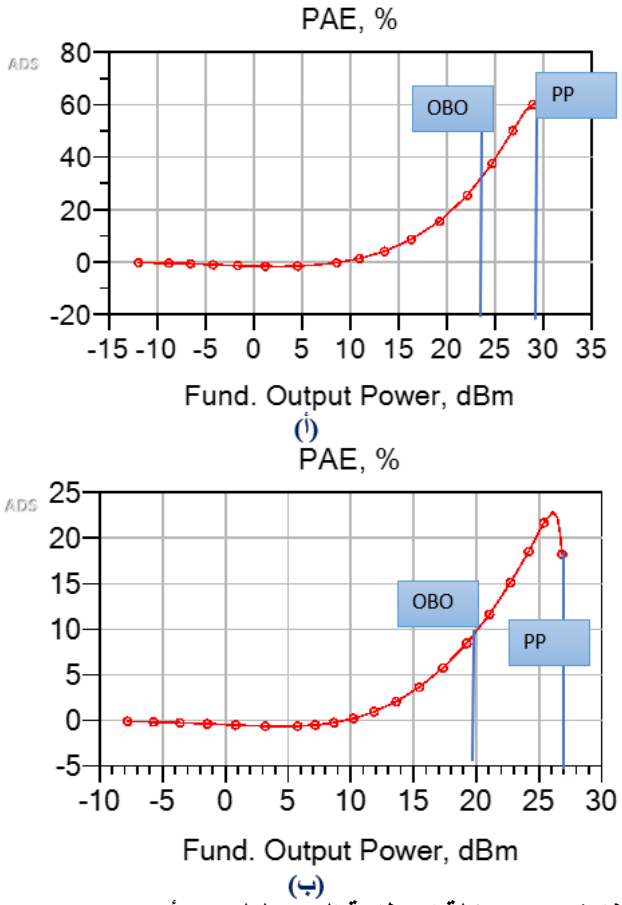
الشكل 3—28: دارة محاكاة مكبر استطاعة متوازن؛ وفق انزياح الصنف AB.

10.3 محاكاة مكبر DPA الناتج وتقييم أداءه وفق نتائج المحاكاة

يُبيّن الملحق –ب– إعدادات الحساب التي يجب إرفاقها مع محاكي HB ضمن برمجية ADS للحصول على النتائج المعروضة في هذه الفقرة، وتتضمن هذه الإعدادات جميع المعادلات اللازمة لحساب الكفاءة والربح واستطاعة الخرج وما إلى ذلك من المقادير الهندسية التي ترتبط بشكل مباشر مع تصميم DPA المعروض في هذا الفصل.

1.10.3 كفاءة الاستطاعة المضافة PAE واستطاعة الخرج Pout

يُبيّن الشكل 3–29(أ) منحني الكفاءة PAE بدلالة استطاعة الخرج الناتجة عن مكبر DPA الموافق للشكل 3–27، والشكل 3–29(ب) فهو خاص بنتائج الدارة المعروضة في الشكل 3–28.



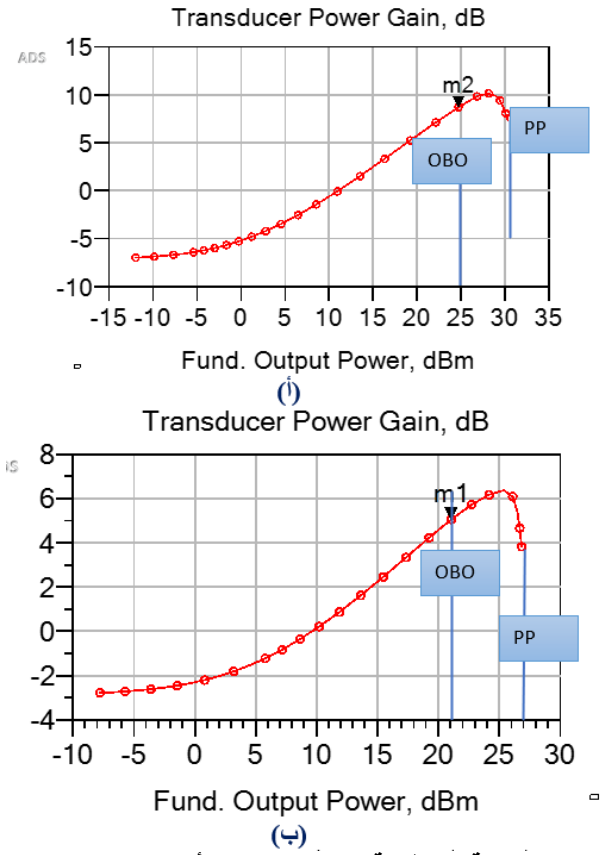
الشكل 3—29: منحني الكفاءة PAE بدلالة استطاعة الخرج لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

يشير الشكل 3–29 إلى تحسّن واضح في الكفاءة باستخدام مكبر DPA مقارنةً بالمكبر المتوازن ذي الصنف AB، حيث أنّ الكفاءة عند مستوى استطاعة PP تساوي حوالي Nsat=60% باستخدام مكبر DPA التقليدي، في حين أنّ هذه القيمة تساوي حوالي 18% باستخدام مكبر استطاعة تقليدي (مكبر متوازن من الصنف AB)، وبالنسبة للكفاءة عند مستوى استطاعة OBO=6 dB لمكبر دوهرتي فهي تبلغ حوالي Nobo=40%، بينما تبلغ حوالي 10% بالنسبة إلى المكبر المتوازن. من جهة أخرى، إنّ استطاعة الخرج Pout المقابلة لمستوى الاستطاعة الذروة PP (مستوى

الاستطاعة الأعظمي) بالنسبة للمبكر DPA تبلغ حوالي 30 dBm أي حوالي 1 واط (1 W)، وتساوي 0.4 واط (26 dBm) بالنسبة للمكبر المتوازن؛ فضلاً عن ذلك، يمكن ملاحظة التحسن في الأداء من ناحية الكفاءة واستطاعة الخرج عند مقارنة مكبر DPA التقليدي المصمم هنا، مع كل من المكبرين الرئيس والمساعد فيما لو تمت مقارنة كل منهما على حدا مع المكبر DPA، بالعودة إلى إجرائية سحب الحمل/المنبع المنفذة من أجل كل منهما في الفقرتين 4.3 و5.3 من هذا الفصل، نجد أن كلّ من قيمة الكفاءة واستطاعة الخرج قد ازدادت بشكل ملموس.

2.10.3 ربح المكبر Gain

يُبيّن الشكل 3–30(أ) منحني الربح الناتج عن مكبر DPA، والشكل 3–30(ب) منحني الربح الناتج عن المكبر المتوازن، وذلك بدلالة استطاعة الخرج. إنّ أعظم قيمة للربح هي 6.37 dB بالنسبة للمكبر المتوازن، وهو يعطي ربحاً يساوي 3.82 dB عند مستوى استطاعة PP وربحاً يساوي حوالي 4.5 dB عند مستوى استطاعة OBO=6 dB، في حين يعطي مكبر دوهرتي ربحاً في الاستطاعة يبلغ 7.3 dB يحدث عن مستوى استطاعة PP وربحاً في الاستطاعة يساوي 8.7 dBعند مستوى استطاعة OBO=6 dB، وأعظم قيمة للربح يعطيها مكبر DPA تبلغ حوالي 10.15 dB. هذا يدل على أداء أفضل من ناحية الربح أيضاً يتميز به مكبر DPA مقارنةً بالمكبر المتوازن.

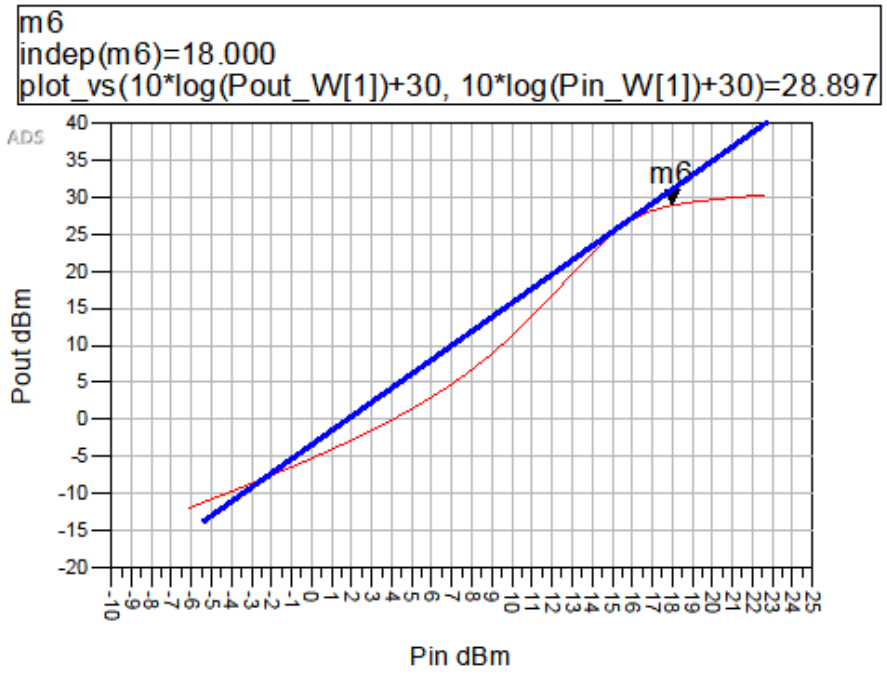


الشكل 3—30: منحني الربح بدلالة استطاعة الخرج لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

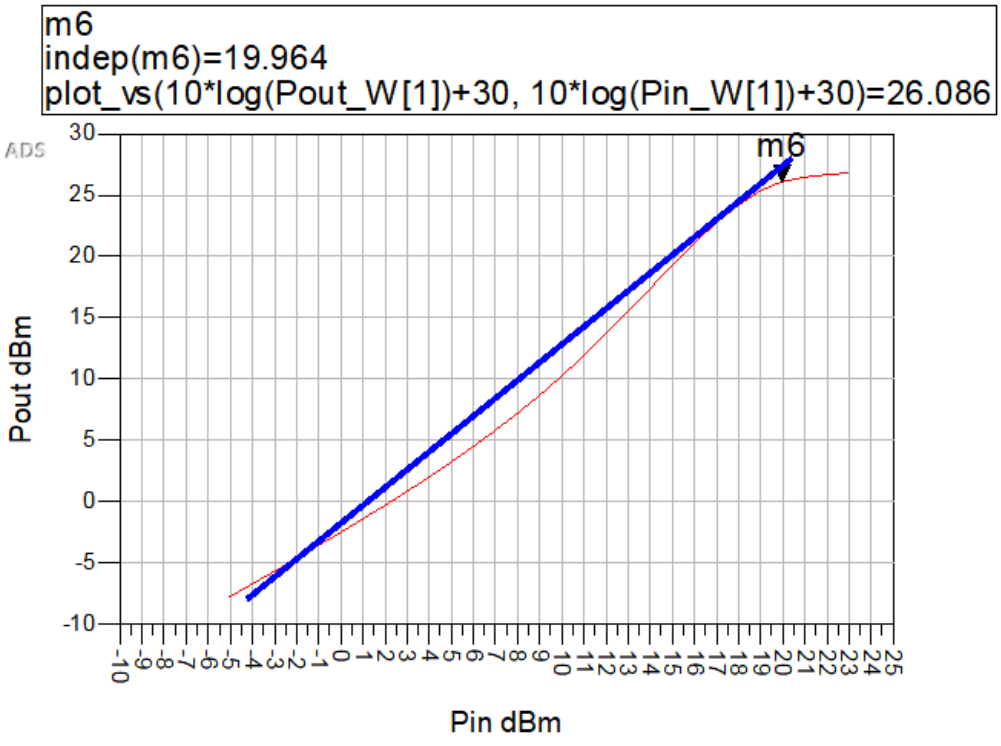
3.10.3 نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 dB

بالعودة إلى الشكل 1-12 من الفصل الأول نحدد نقطة ضغط الاستطاعة لكل من استطاعة الخرج OCP1 واستطاعة الدخل ICP1. يُبيّن الشكل 3-31 منحنياً مكافئاً للشكل 1-12 ونقرأ منه نقطة ضغط الاستطاعة بالنسبة لكل من مكبر دوهرتي 3-31(أ) والمكبر المتوازن 3-31(ب) بهدف المقارنة.

نلاحظ من الشكل 3-31، بالنسبة لمكبر دوهرتي: OCP1=28.897 dBm، و ICP1=18 dBm، وبالنسبة للمكبر المتوازن: OCP1=26.086 dBm، وICP1=19.964 dBm. وهذه القيم لصالح مكبر دوهرتي في الأداء ولكن ليس بالتحسن الملموس بالنسبة لمفهوم نقطة ضغط الاستطاعة. أضف إلى ذلك، نلاحظ سلوك غير خطي للعلاقة بين استطاعة الدخل والخرج قبل نقطة ضغط 1 dB، حيث يمكن تقريب منحني العلاقة بين الدخل والخرج للمكبر المتوازن بمستقيم بدرجة أفضل من مكبر دوهرتي، وهذا يتطلب من ثُمَّ تعزيز خطيّة مكبر DPA، وذلك رغم الأداء الجيد فيما يتعلق بقيم الكفاءة والربح واستطاعة الخرج التي نحصل عليها باستخدام هذا النمط من المكبرات الراديوية. والذي يدعم سوء أداء مكبر دوهرتي التقليدي من ناحية الخطيّة (مما يستدعي بالضرورة اللازمة تعزيز الخطيّة لهذا المكبر) هو أن التشوه التوافقي IMD سيكون أفضل بالنسبة للمكبر المتوازن عند الترددات العالية الميليمترية (نذكر هنا بأن التردد المستخدم هو 28 GHz) كما ستبينه النتائج في الفقرة الآتية.



(أ)

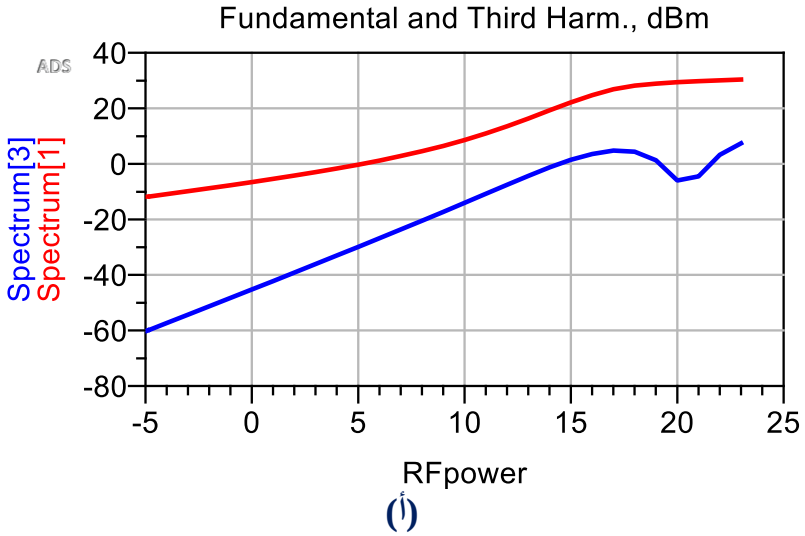


(ب)

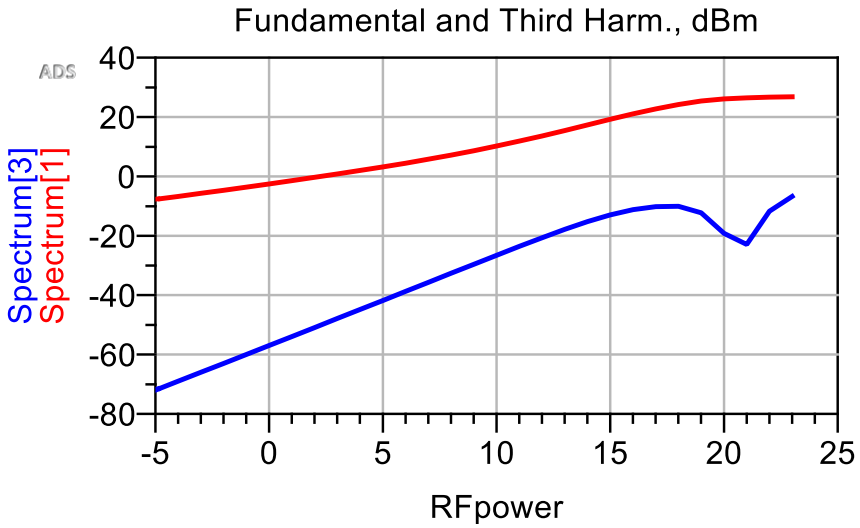
الشكل 3—31: منحني استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

4.10.3 التشوه التوافقي

يُبيّن الشكل 3–32 منحنيات مطال الطيف الترددي (نبضة ديراك) عند كل من التردد الأساسي Spectrum[1] 28 GHz، وعند التوافقية الثالثة 3*28=84 GHz Spectrum[3]، للإشارة على خرج المكبر، (أ) حالة مكبر دوهرتي، و(ب) حالة المكبر المتوازن، وذلك بدلالة استطاعة الدخل الراديوي.



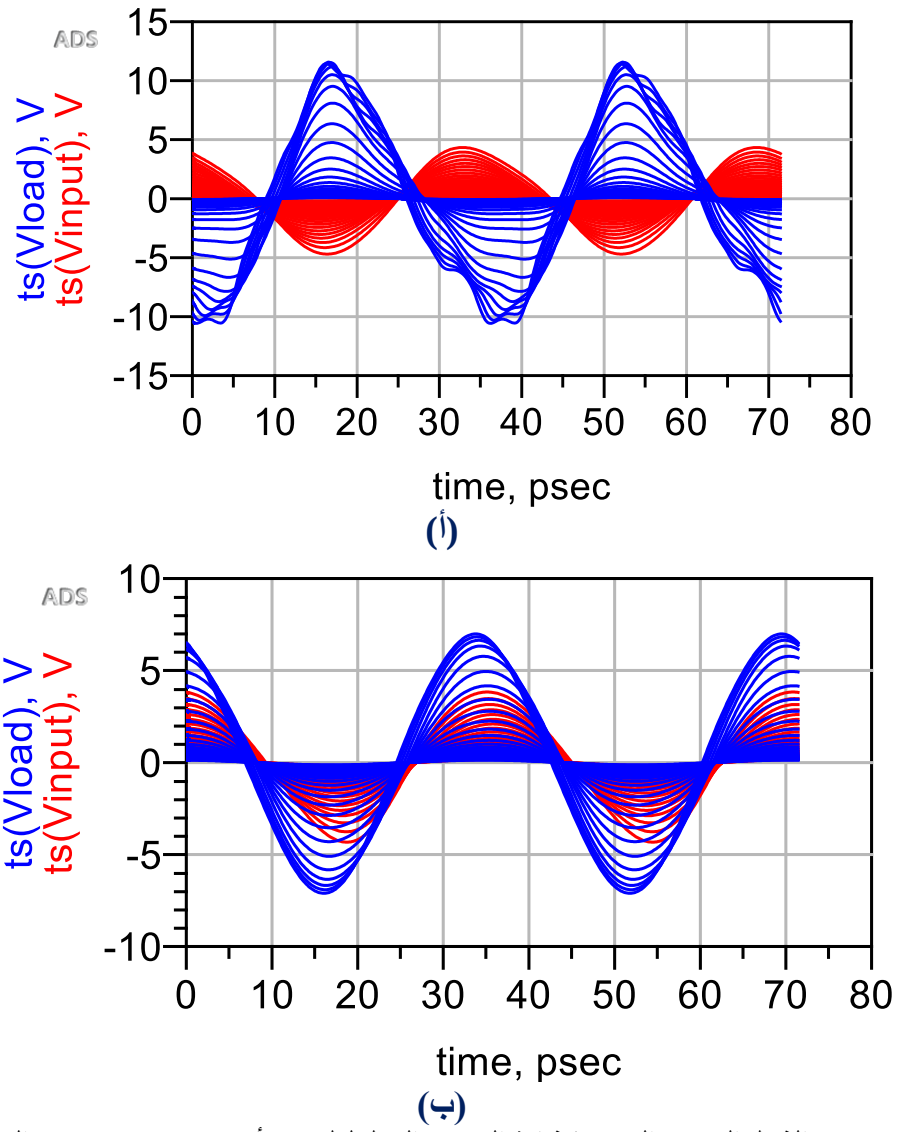
(أ)



(ب)

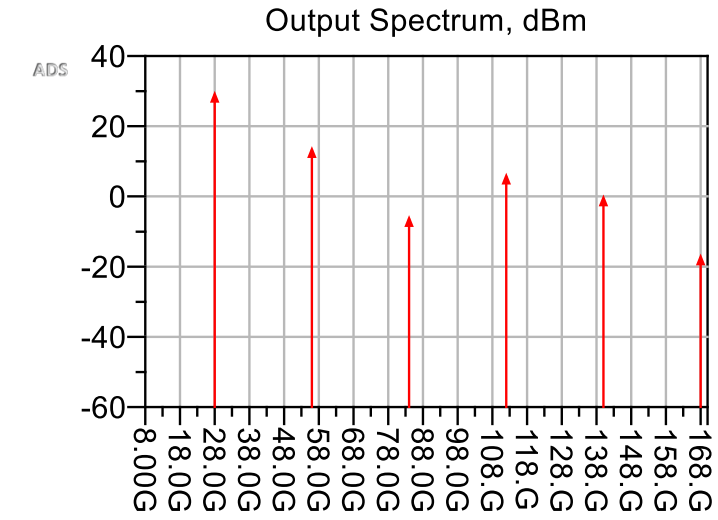
الشكل 3—32: طيف استطاعة التوافقية الأساسيّة والتوافقية الثالثة بدلالة استطاعة الدخل الراديوية لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

نلاحظ من الشكل 3–32 أن أداء المكبر المتوازن فيما يخص مناعته ضد التشوه التوافقي لإشارة الخرج أفضل عموماً من أداء المكبر DPA، فرغم أنّ استطاعة الخرج عند التردد الأساسي أكبر في حالة مكبر DPA عند مستويات استطاعة دخل RF أكبر من 20 dBm، إلاّ أن الفرق بينها وبين استطاعة الخرج عن التوافقية الثالثة يبدو أكبر في حالة المكبر المتوازن،؛ فضلاً عن أنّ مستوى استطاعة الخرج عند التوافقية الثالثة في حالة مكبر DPA يتجاوز مستوى 0 dBm بعد مستوى استطاعة دخل راديوية تتجاوز 15 dBm. وهذا يعني إمكانية تشوه الإشارة على خرج المكبر بوجود مطال بمستوى عالي للتوافقيات الأعلى من التردد الأساسي (فلا يمكن إهمال قيمها ضمن سلسلة فوريه المقابلة أمام أمثال إشارة التردد الأساسي)، ويمكن ملاحظة هذا التشوه من الشكل 3–33 حيث يختلف شكل الإشارة الجيبية الممثلة لإشارة الجهد على خرج المكبر عن الشكل المثالي للشكل الموجي (شكل قمة وقاع الموجة) في حالة مكبر دوهرتي (أ)، في حين أنّ شكل الإشارة الجيبية عند التردد الأساسي أفضل بكثير في حالة المكبر المتوازن (ب)، ونلاحظ في نفس الشكل تكبير مطال الدخل Vinput واضح على الخرج Vload بنتيجة التكبير الرادايوي، وبأداء أفضل في ربح التكبير لصالح مكبر DPA كما وجدنا في الفقرة 2.10.3.

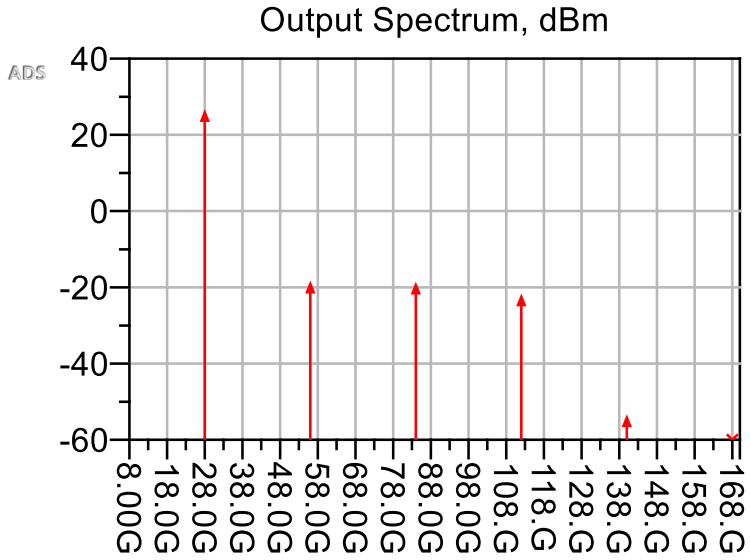


الشكل 3—33: الشكل الموجي الجيبي لإشارة الخرج والدخل لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

لتأكيد النتائج السابقة، يوضح الشكل 3-34 مطال الطيف عند كل من التردد الأساسي 28 GHz والتوافقيات الخمس الآتية له باعتبار استطاعة الدخل الراديوية RF Power = 20 dBm، مع العلم أنّ الرسم هنا هو تمثيل نبضة ديراك عند التردد المقابل طالما أنّ تحويل فوريه للإشارة الجيبية هي نبضة ديراك عند ذلك التردد. نلاحظ في الشكل 3-34 فروق كبيرة بين مطال الطيف عند التردد الأساسي وبين مطال الطيف عند باقي توافقيات الإشارة على خرج المكبر المتوازن، وفروقات صغيرة بالنسبة لخرج مكبر دوهرتي، وهذا ما يستدعي وبشدة ضرورة لازمة لتعزيز (تحسين) خطيّة مكبرات دوهرتي والتي تُعَدُّ إحدى العيوب الرئيسة لهذا النمط من التكبير الراديوي، وقد وجدنا في الأدبيات إحدى الحلول لذلك تتجلى بتقنية الحقن التوافقي الثاني في المرجع [115].



(أ)



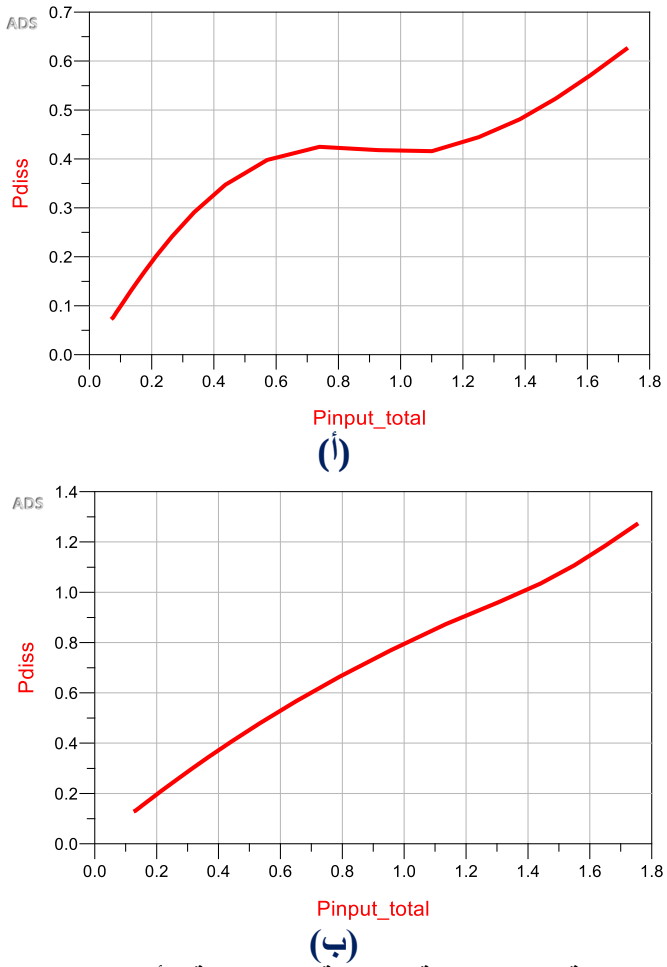
(ب)

الشكل 3—34: طيف إشارة الخرج عند التردد الأساسي والتوافقيات الخمس الأولى لكل من (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن عند مستوى استطاعة دخل راديوية تساوي 20 dBm.

5.10.3 تبديد الاستطاعة على شكل حرارة

يُعَدُّ مقدار تبديد الطاقة الكهربائية على شكل حرارة في مكبرات الاستطاعة RFPA مؤشراً على كفاءة التكبير الراديوي، فكلما كان التبديد أكبر كلما كانت الكفاءة أقل، والعكس بالعكس. يُبدي مكبر دوهرتي كفاءة ممتازة أمام المبكر المتوازن كما رأينا في الفقرة 1.10.3، ويمكن تأكيد هذه النتائج من خلال رسم مقدار الاستطاعة المبددة على شكل حرارة Power dissipated عند كل قيمة استطاعة دخل كلية (استطاعة إشارة الدخل+استطاعة الدخل من وحدة التغذية المستمرة DC). يُبين الشكل 3–35 الرسم السابق في حالة كل من المكبر دوهرتي (أ) والمكبر المتوازن (ب) حيث نلاحظ أنّ تبديد الاستطاعة في مكبر دوهرتي قد انخفض إلى النصف تقريباً مقارنةً بالمكبر المتوازن، فعلى

سبيل المثال، عند استطاعة دخل كلية تساوي 1 واط، يتبدد منها 0.8 واط على شكل حرارة في حالة المكبر المتوازن، بينما في حالة مكبر DPA يتبدد منها تقريباً 0.4 واط فقط؛ فضلاً عن أنّ طبيعة تغيرات التابع في حالة مكبر دوهرتي أفضل حيث نلاحظ من الشكل 3-35(أ) أنّ تبديد الحرارة ثابت تقريباً عند مجال معين من استطاعة الدخل الكلية بين 0.6 و 1.2 W، في حين انّ التبديد في حالة المكبر المتوازن هو تابع متزايد تماماً ضمن هذا المجال.



الشكل 3—35: الاستطاعة المبددة بدلالة استطاعة الدخل الكلية، (أ) مكبر دوهرتي و(ب) المكبر المتوازن.

6.10.3 ملخّص النتائج الرئيسة لأداء التكبير الراديوي؛ وفق مكبر DPA

يُبيّن الجدول 3-1 البيانات الرقمية لمحاكاة مكبر DPA من حيث الاستطاعة المتاحة من المنبع Available Source Power (dBm)، واستطاعة الخرج للإشارة عند التردد الأساسي Fundamental Output Power (dBm)، وربح الاستطاعة Transducer Power Gain (dB)، وكفاءة الاستطاعة المتاحة PAE %، واستطاعة التغذية DC المستهلكة في دارة المكبر DC Power Consumption (Watts)، وشدة التيار العليا المزود بها المكبر High Supply Current (A)، والاستطاعة المبددة على شكل حرارة Thermal Dissipation Power (Watts). ويُبيّن

الجدول 3–2 البيانات الرقمية لمحاكاة المكبر المتوازن بشكل مشابه للجدول 3–1. كما ويُبيّن الجدول 3–3 البيانات الرقمية لمحاكاة مكبر DPA فيما يخص الطيف الترددي عند كل من التردد الأساسي 28 GHz، وباقي التوافقيات (مضاعفات التردد الأساسي) الخمس الأولى محسوب بواحدة dBc عند كل قيمة من قيم استطاعة المنبع المتاحة، ويُبيّن الجدول 3–4 نفس طبيعة بيانات الجدول 3–3 ولكن في حالة المكبر المتوازن.

الجدول 3—1: بينات الكفاءة والربح واستطاعة الخرج وتيار الخرج والاستطاعة المبددة في مكبر DPA

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current	Thermal Dissipation Watts
-1.000	-7.700	-6.700	-0.564	0.079	0.003	0.079
0.000	-6.576	-6.576	-0.688	0.080	0.003	0.081
1.000	-5.421	-6.421	-0.832	0.082	0.003	0.083
2.000	-4.225	-6.225	-0.995	0.085	0.003	0.086
3.000	-2.980	-5.980	-1.174	0.088	0.003	0.089
4.000	-1.673	-5.673	-1.358	0.093	0.003	0.094
5.000	-0.288	-5.288	-1.530	0.098	0.003	0.100
6.000	1.193	-4.807	-1.660	0.106	0.004	0.107
7.000	2.793	-4.207	-1.700	0.115	0.004	0.117
8.000	4.537	-3.463	-1.573	0.129	0.004	0.131
9.000	6.455	-2.545	-1.165	0.146	0.005	0.148
10.000	8.577	-1.423	-0.296	0.171	0.005	0.171
11.000	10.930	-0.070	1.306	0.205	0.006	0.202
12.000	13.521	1.521	4.058	0.253	0.007	0.241
13.000	16.325	3.325	8.557	0.322	0.008	0.291
14.000	19.251	5.251	15.515	0.418	0.010	0.347
15.000	22.125	7.125	25.368	0.547	0.012	0.398
16.000	24.720	8.720	37.520	0.708	0.014	0.425
17.000	26.845	9.845	50.001	0.890	0.017	0.418
18.000	28.150	10.150	57.461	1.051	0.021	0.416
19.000	28.897	9.897	59.997	1.188	0.024	0.445
20.000	29.409	9.409	60.773	1.300	0.027	0.481
21.000	29.775	8.775	60.475	1.391	0.029	0.523
22.000	30.063	8.063	59.483	1.469	0.031	0.571
23.000	30.322	7.322	57.944	1.544	0.033	0.625

الجدول 3—2: بينات الكفاءة والربح واستطاعة الخرج وتيار الخرج والاستطاعة المبددة في المكبر المتوازن.

Available Source Power dBm	Fundamental Output Power dBm	Transducer Power Gain	Power- Added Efficiency, %	DC Power Consumpt. Watts	High Supply Current	Thermal Dissipation Watts
-1.000	-3.618	-2.618	-0.260	0.137	0.003	0.137
0.000	-2.546	-2.546	-0.315	0.139	0.003	0.140
1.000	-1.456	-2.456	-0.378	0.142	0.003	0.143
2.000	-0.344	-2.344	-0.447	0.146	0.003	0.147
3.000	0.796	-2.204	-0.519	0.151	0.003	0.152
4.000	1.970	-2.030	-0.588	0.158	0.003	0.159
5.000	3.185	-1.815	-0.643	0.166	0.003	0.167
6.000	4.450	-1.550	-0.668	0.176	0.004	0.177
7.000	5.774	-1.226	-0.637	0.190	0.004	0.191
8.000	7.169	-0.831	-0.515	0.208	0.004	0.209
9.000	8.644	-0.356	-0.255	0.231	0.005	0.231
10.000	10.209	0.209	0.207	0.261	0.005	0.260
11.000	11.869	0.869	0.948	0.300	0.006	0.297
12.000	13.622	1.622	2.059	0.352	0.007	0.345
13.000	15.457	2.457	3.635	0.420	0.008	0.405
14.000	17.343	3.343	5.756	0.508	0.010	0.479
15.000	19.231	4.231	8.451	0.619	0.012	0.566
16.000	21.050	5.050	11.650	0.753	0.015	0.665
17.000	22.721	5.721	15.132	0.907	0.018	0.769
18.000	24.175	6.175	18.541	1.072	0.021	0.873
19.000	25.374	6.374	21.675	1.226	0.024	0.960
20.000	26.086	6.086	22.877	1.341	0.027	1.034
21.000	26.459	5.459	22.290	1.425	0.029	1.107
22.000	26.669	4.669	20.599	1.492	0.031	1.184
23.000	26.823	3.823	18.242	1.554	0.032	1.269

الجدول 3—3: بيانات التشوه التوافقي لمكبر DPA.

Available Source Power dBm	Second Harmonic dBc	Third Harmonic dBc	Fourth Harmonic dBc	Fifth Harmonic dBc
-5.000	-25.65	-48.37	-78.94	-110.3
-4.000	-24.67	-46.40	-75.97	-106.4
-3.000	-23.70	-44.45	-73.00	-102.5
-2.000	-22.74	-42.51	-70.04	-98.59
-1.000	-21.79	-40.58	-67.09	-94.73
0.0000	-20.85	-38.67	-64.16	-90.91
1.000	-19.92	-36.78	-61.24	-87.13
2.000	-19.02	-34.93	-58.34	-83.41
3.000	-18.13	-33.11	-55.48	-79.77
4.000	-17.28	-31.34	-52.64	-76.21
5.000	-16.47	-29.63	-49.85	-72.77
6.000	-15.70	-27.99	-47.12	-69.46
7.000	-14.99	-26.45	-44.45	-66.33
8.000	-14.34	-25.02	-41.87	-63.42
9.000	-13.78	-23.74	-39.39	-60.79
10.00	-13.32	-22.63	-37.07	-58.55
11.00	-12.96	-21.72	-34.95	-56.86
12.00	-12.72	-21.05	-33.13	-56.03
13.00	-12.59	-20.64	-31.77	-56.53
14.00	-12.58	-20.52	-31.11	-57.44
15.00	-12.65	-20.69	-31.56	-51.42
16.00	-12.81	-21.18	-33.98	-44.16
17.00	-13.05	-22.07	-41.36	-38.76
18.00	-13.70	-23.81	-33.00	-33.61
19.00	-14.78	-27.62	-25.25	-30.57
20.00	-15.78	-35.43	-23.31	-29.54
21.00	-16.88	-34.28	-23.31	-29.24
22.00	-18.12	-26.85	-24.08	-30.72
23.00	-19.57	-22.92	-24.67	-33.98

الجدول 3—4: بيانات التشوه التوافقي لمكبر DPA.

Available Source Power dBm	Second Harmonic dBc	Third Harmonic dBc	Fourth Harmonic dBc	Fifth Harmonic dBc
-5.000	-45.53	-64.23	-106.4	-170.6
-4.000	-44.53	-62.25	-103.4	-166.7
-3.000	-43.53	-60.28	-100.5	-162.8
-2.000	-42.53	-58.31	-97.51	-158.9
-1.000	-41.53	-56.36	-94.58	-155.1
0.0000	-40.53	-54.41	-91.67	-151.3
1.000	-39.54	-52.48	-88.77	-147.6
2.000	-38.54	-50.57	-85.91	-144.0
3.000	-37.55	-48.68	-83.09	-140.5
4.000	-36.56	-46.82	-80.31	-137.1
5.000	-35.58	-44.99	-77.59	-133.8
6.000	-34.61	-43.21	-74.95	-130.9
7.000	-33.65	-41.48	-72.40	-128.3
8.000	-32.72	-39.82	-69.98	-126.2
9.000	-31.82	-38.25	-67.72	-125.1
10.00	-30.98	-36.78	-65.67	-125.8
11.00	-30.23	-35.45	-63.91	-130.0
12.00	-29.59	-34.28	-62.53	-119.3
13.00	-29.14	-33.31	-61.72	-109.5
14.00	-28.96	-32.61	-61.81	-102.3
15.00	-29.16	-32.23	-63.60	-96.42
16.00	-29.85	-32.28	-70.47	-91.59
17.00	-31.15	-32.89	-69.71	-87.66
18.00	-33.09	-34.27	-58.25	-84.62
19.00	-40.52	-37.67	-52.54	-82.41
20.00	-44.99	-45.26	-48.38	-80.08
21.00	-39.37	-49.38	-46.11	-80.83
22.00	-36.10	-38.43	-44.89	-84.08
23.00	-34.21	-33.61	-44.32	-88.46

11.3 خاتمة الفصل

استعرضنا في هذا الفصل نتائج دراسة ومحاكاة حل التكبير الراداويي باستخدام معمارية دوهرتي Doherty، ومقارنة الأداء مع المكبر المتوازن الموافق له والمنزاح؛ وفق الصنف AB، باعتبار المكبر الرئيس لمكبر DPA المصمم في هذا الفصل؛ وفق برنامج ADS هو أيضاً منزاح؛ وفق الصنف AB، بينما المكبر المساعد منزاحاً؛ وفق الصنف C، ومع اعتبار أنّ مكبر DPA المدروس هنا هو من النمط المتناظر بمعنى استخدام نفس الجهاز الترانزستوري في كل من المكبر الرئيس والمساعد، ومن حيث أنّ نسبة تقسيم الاستطاعة من إشارة الدخل الرئيسة إلى هذين المكبرين هي نسبة 1 إلى 2 بمعنى نصف الاستطاعة الكلية الراداريوي تُعطى لكل من دارة المكبرين الرئيس والمساعد باستخدام مقسم الاستطاعة ويلكنسون. وجدنا في هذا الفصل، كما هو متوقع، جودة أداء التكبير الراديوي باستخدام الحل دوهرتي عند التردد 28 GHz من حيث الكفاءة والربح واستطاعة الخرج العظمى عند مستوى استطاعة الذروة وكذلك عند مستوى استطاعة Back–Off يساوي 6 dB مقارنةً بالمكبر المتوازن؛ مما يجعله حلاّ واعداً للتطبيق في مكبرات الاستطاعة للمحطات القاعدية BS المرتبطة بالجيل الخامس 5G للاتصالات. إنّ الهدف الأساسي من مكبر دوهرتي هو تحسين الكفاءة ضمن متطلبات تكلفة أقل مقارنة بباقي تقنيات تحسين الكفاءة الأخرى، ولكن يجب قبول مبدأ المقايضة Trade–Off بين الكفاءة الناتجة وربح التكبير الراديوي بحسب التطبيق.؛ فضلاً عن ذلك، يُبدي مكبر DPA مناعة أقل في مواجهة التشوه التوافقي IMD على

الخرج مقارنة بالمكبر المتوازن وذلك يستدعي بالضرورة تحسين الخطيّة، وقد وجدنا من خلال مراجعة الأدبيات حلاّ لتحسين الخطيّة يتجلى بما يُسمى بتقنية الحقن التوافقي الثاني في المرجع [115].

ننتقل إلى الفصل الرابع التالي، وندرس أداء تكبير معمارية دوهرتي، ولكن ؛إذ أن يتم استبدال دارة الترانزستور GaAs HEMT الوحيد في كل من المكبر الرئيس والمساعد بدارة مبنية على أساس طبولوجيا Stacked−FET مع الانحياز غير المتماثل للبوابة، وذلك لتعزيز استطاعة الخرج، وأيضاً في استخدام هذه الطبولوجيا يأتي من قدرتها بتحقيق عزل عالي وقوة عالية في تصميم مدمج. ومن ثُمَّ مقارنة الأداء من حيث الكفاءة والربح واستطاعة الخرج والخطيّة مع مكبر DPA المدروس في هذا الفصل.

الفصل الرابع

محاكاة Stacked-FET DPA وفق متطلبات 5G

Stacked-FET DPA simulation based on 5G requirements

الفصل الرابع

محاكاة Stacked-FET DPA وفق متطلبات 5G

نُقدِّم في هذا الفصل دراسةً ومحاكاةً لدارة مكبر دوهرتي مبنيّة على أساس طبوبوجيا Stacked–FETs، باتباع نفس منهجية التصميم في الفصل السابق، ولكن باستخدام خلية مؤلفة من ترانزستورين GaAs HEMT موصولين مع بعضهما البعض؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET بدلاً من استخدام ترانزستور وحيد.

1.4 مفهوم طبولوجيا Stacked–FET

بشكل عام، إنّ زيادة قيمة جهد التغذية supply voltage لمضخم الاستطاعة في وحدة FEM لجهاز الإرسال في المحطة القاعدية لنظام الاتصال هو آلية مفيدة على مستوى النظام في تعزيز استطاعة الخرج، ويمكن تحقيق هذه الزيادة من خلال مشاركة أكثر من ترانزستور استطاعة موصولين مع بعضهم البعض على التسلسل لنفس نقطة الربط مع وحدة التغذية، ومن ثمّ يتم توفيق Matching خرج المكبر الناتج (المؤلف من أكثر من ترانزستور موصول على التسلسل) مع الحمل، أو توفيق خرج كل ترانزستور مع الحمل الذي يليه والذي يشكله الترانزستور الذي يلي الترانزستور الأول في نفس المكبر الكلّي. يعطي المرجع [116] مثالاً عن كيفية تشارك جهد التغذية في مكبر الاستطاعة. يعطي المرجعان [117,118] طريقة أخرى في توصيل عدة ترانزستورات لتشكيل مكبر استطاعة كلّي، ؛إذ أن يتم تزويد دارة تسلسلية من عدة ترانزستورات بجهد الانحياز ويكون لكل ترانزستور منها تأريض منفرد به مع عزل مناسب Proper decoupling. ولكن، على الرغم من أنّ هذه الحلول تعطي محاسن جمّة من حيث تعزيز استطاعة الخرج من خلال رفع استطاعة التغذية المستمرة (رفع فولطيّة البطارية المستخدمة)، فإنّه من وجهة نظر ممانعة الخرج يبقى الأداء مشابهاً لمكبرات RFPA الكلاسيكية.

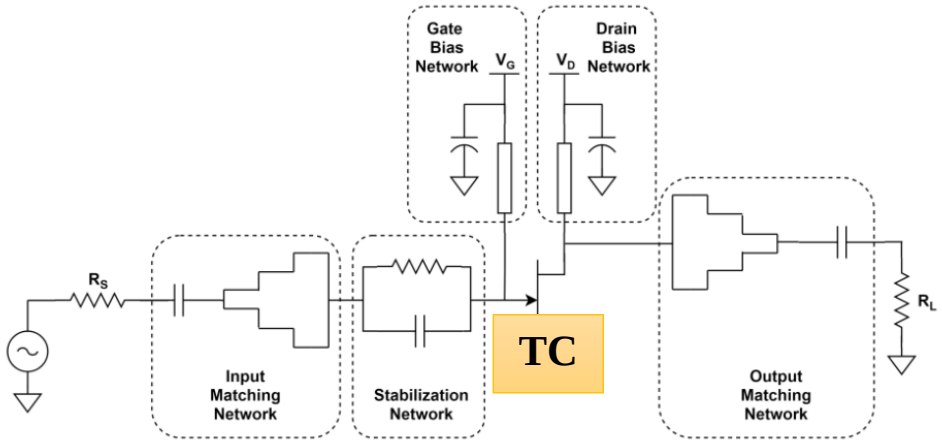
من جهة أخرى، تُعرَّف مكبرات الترانزستور المكدس Stacked Transistor Amplifiers على أنها تسلسل متوازن A balanced Cascode، حيث يتم رص (تكديس) عدد يساوي N من الترانزستورات في ترتيب ما لزيادة جهد الانهيار المتاح الخاص بكل ترانزستور على حِدا بمقدار يساوي N. بنتيجة هذه التشكيلة، تُجمَع مستويات تأرجح الجهد لكل الترانزستورات في المكدس On the stack، وبنتيجة هذا الجمع يكون مستوى التأرجح الكلي لإشارة الجهد في المكدس هو N مرة أعلى من تأرجح الجهد عند استخدام ترانزستور منفرد، وحيث تكون كل الترانزستورات في المكدس الواحد لها نفس التيار المستمر

ونفس تيار المصرف الراديوي RF Drain Current، وهذا يعطي في الحالة المثالية (الحالة المثالية هنا تقابل استقرار كامل للدارة ومن من دون ضياعات مراحل التكبير) استطاعة خرج أكبر N مرة من استطاعة الخرج عند استخدام ترانزستور واحد فقط.

يمكن أن هناك دارات الترانزستور المكدس بأشكال عديدة وأن تُستخدَم لتطبيقات عديدة مثل تطبيقات الجيل الخامس للاتصالات، كما وجدنا في المرجع [103]، حيث يحدد كل من جهد انحياز البوابة وجهود الانحياز المستخدمة أداء المكبر الناتج. باختصار، يُعَدُّ حل طبولوجيا التكدس Stacked–FET حلاً مفيداً في تطبيقات مكبرات الاستطاعة الرادارية التي يمكن أنْ يتجاوز فيها مستوى تأرجح الجهد قيمة جهد انهيار الترانزستور؛ مما يستدعي استخدام أكثر من ترانزستور لتعويض هذه الزيادة في مستوى تأرجح الجهد، بمعنى إبقاء دارة التكبير الراديوي ضمن شروط الآمان والمناعة من الاحتراق أو التخريب الحراري.

2.4 استخدام طبولوجيا Stacked–FET في مكبرات الاستطاعة RFPA

يستند مفهوم طبولوجيا Stacked–FET على استخدام أكثر من ترانزستور بدلاً من ترانزستور واحد في مكبر الاستطاعة الموافق للشكل 1–3 من الفصل الأول (الذي نلاحظ فيه أنّ الترانزستور موصول؛ وفق تشكيلة المنبع المشترك Common Source (CS))، فيُصبح لدينا هنا ما يُسمى بالخلية الترانزستورية Transistor Cell (TC) تكون مؤلفة من عدة ترانزستورات موصولة مع بعضها البعض؛ وفق نمط معمارية تراص محدد (انظر الفقرة 3.3.4)، ومن ثُمَّ يمكن تصوّر مكبر استطاعة تقليدي متحول إلى شكل آخر؛ وفق طبولوجيا التكدس كما يُبيّنه الشكل 4–1 التالي.



الشكل 4—1: مبدأ عام لمكبر استطاعة RFPA وفق طبولوجيا Stacked-FET.

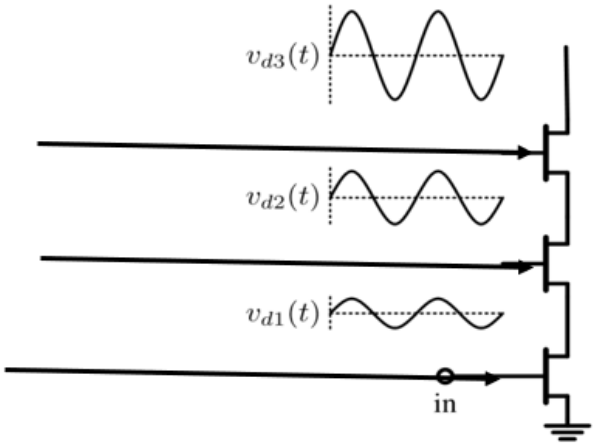
1.2.4 أساسيات طبولوجيا التكدس في مكبرات الاستطاعة RFPA

يُبيّن الشكل 4–2 توضيحاً لإحدى التشكيلات العامّة لطبولوجيا التكدس Stacked-FET، حيث عدد الترانزستورات في هذه التشكيلة يساوي 3، حيث لدينا ترانزستور الأثر الحقلي Field–

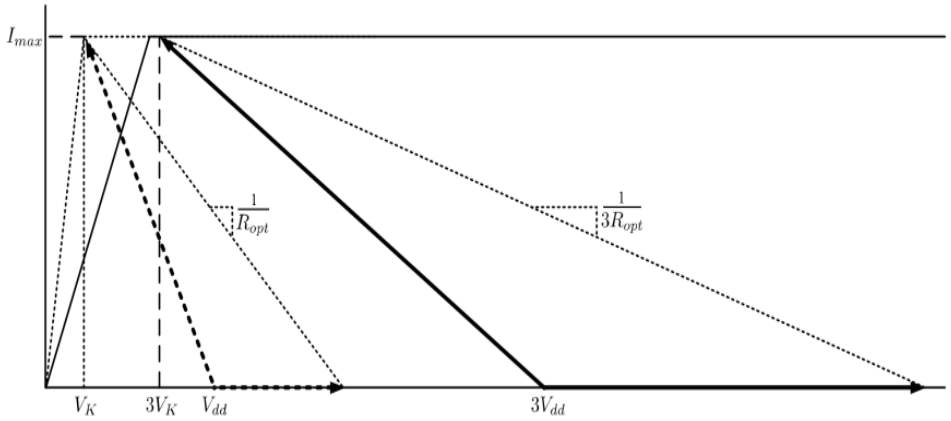
Effect–Transistor (FET) بتشكيلة المنبع المشترك CS يكون حمله عبارة عن ترانزستورين FET أيضاً مربوطين مع بعضهما على التسلسل ؛إذ أن يكون منبع الأول هو الدخل ومصرف الثاني هو الخرج لتشكيلة التسلسل هذه، ويوضح الشكل 4–2 كيف يزداد مستوى تأرجح جهد المصرف عند خرج كل ترانزستور بنفس نسبة عدد الترانزستورات التي تتموضع في الخلية TC قبل هذا المصرف [120].

بالعودة إلى الشكل 1–15 من الفصل الأول، يُبيّن الشكل 4–3 مقارنة بين خط الحمل لترانزستور FET مُفرَد مع خط الحمل لخلية TC من النمط Stacked–FET كما في الشكل 4–2، حيث أنّ قيمة كل من الجهد V_{knee} والجهد $V_{max}=V_{dd}$ يزداد بنفس النسبة (التي تساوي عدد الترانزستورات في طبولوجيا التكدس)، وهذا هو السبب الرئيس في زيادة مستوى تأرجح الجهد على خرج كل ترانزستور في الخلية TC، وهو نفس السبب الذي سوف يجعل الممانعة المُثلى R_{opt} تزداد أيضاً بنفس النسبة.

في هذا السياق، يمكن أن نعتمد على مبدأ تضاعف قيمة الممانعة المُثلى هذا، في عملية سحب الحمل على خرج المكدس، حيث يمكن أن نستخدم فرضية أساسيّة في تصميمنا لمكبر دوهرتي المبني على طبولوجيا Stacked–FET وهي تتجلى باعتبار أنّ قيمة الممانعة المُثلى التي يجب أن تراها الخلية TC على خرجها النهائي في المكدس، سوف تساوي N مرة قيمة الممانعة المُثلى المشتقة فيما لو تمّ تطبيق إجرائية سحب الحمل على ترانزستور FET وحيد. أنّ تلك الفرضية مشروحة في المرجع [119] والذي يهتم بدراسة مكبرات الاستطاعة؛ وفق طبولوجيا التكدس عند استخدام الأمواج الميليمترية، وبشكل أكثر تحديداً في الشكل 1 من المرجع [119].



الشكل 4—2: توضيح عام لمعمارية خلية TC لمكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET.



الشكل 4—3: خطوط الحمل لخلية TC لمكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET [120].

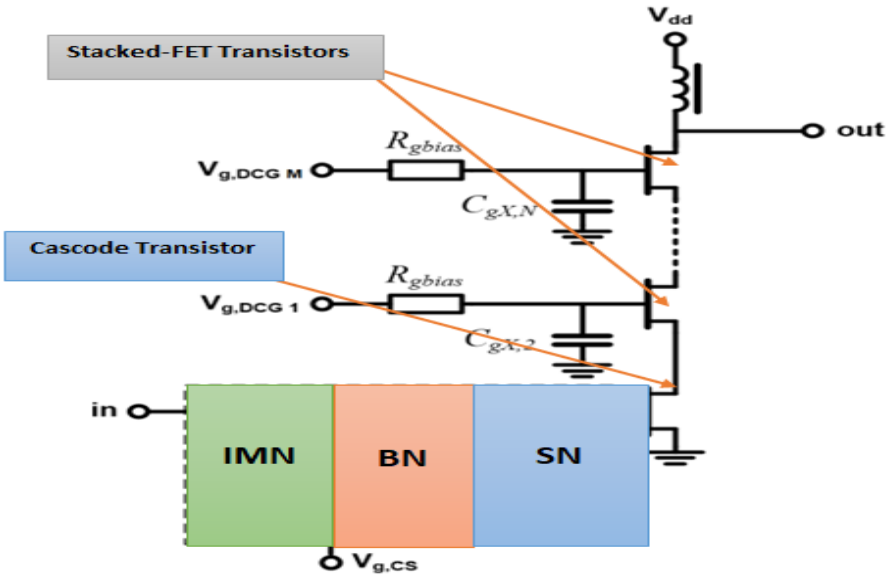
2.2.4 مراجعة بحثيّة سريعة لتطبيق طبولوجيا Stacked−FET في أدبيات تصميم مكبرات الاستطاعة RFPAs العاملة على الأمواج الميليمترية

لا نهتم في هذا العمل بتحليل مبدأ عمل طبولوجيا Stacked−FET في مكبرات الاستطاعة RFPA بحد ذاتها، بل نهتم بتطبيقها بشكل مباشر كمبدأ هندسي في ربط ترانزستورات الخلية TC لتكون صالحة للتنفيذ في مكبر دوهرتي بدلاً من استخدام ترانزستور واحد في كل من المبكر الرئيس والمكبر المساعد كما في الفصل الثالث السابق. ومن ثمّ محاكاة الأداء كحل محتمل في تصميم مكبرات دوهرتي ضمن مجال تطبيقات الجيل الخامس والعمل ضمن مجال الأمواج الميليمترية، حيث تردد العمل المستخدم في عملنا هذا هو 28 GHz، متّبعين نفس خُطى طريقة تشكيل دارة مكبر دوهرتي بشكل مُقارب للعمل البحثي المتقدم في المرجع [103] والذي يقدم حل مكبر دوهرتي؛ وفق طبولوجيا Stacked−FET لتطبيقات الجيل الخامس عند نفس تردد العمل ولكنه يستخدم تكنولوجيا GaN بينما نعمل هنا على تكنولوجيا GaAs. رغم ذلك، من المهم والمفيد هنا إجراء مراجعة سريعة لتحقيقات هذه الطبولوجيا في مكبرات الاستطاعة RFPA.

بالمرور عند بعض الأدبيات، نجد تصاميم لمكبرات RFPA؛ وفق طبولوجيا التكدس وباستخدام تكنولوجيا GaAs أيضاً في المراجع [118,120,121,122]، ووفق تكنولوجيا GaN أيضاً في المراجع [123,124]. بشكل خاص، ولتبسيط نموذج المحاكاة في هذا العمل والبقاء ضمن أهدافنا في دراسة الأداء الناتج، سوف نعتمد في تصميم خلية الترانزستور TC لمكبر دوهرتي في هذا الفصل على الشكل 24.3 من المرجع [120] وهو يشبه إلى حدٍّ ما معمارية الخلية TC في الأعمال السابقة له في المراجع [103,119,122]. على وجه الخصوص، في المرجعين [119,122] تُشرح فرضية تضاعف قيمة الممانعة المُثلى بشيء من التفصيل، وخلاله يُستعراض تحليل هندسي لطبولوجيا التكدس، حيث يتم تجاهل أثر وجود مكثفة بين البوابة والمصرف في الدارة المكافئة لنموذج الترانزستور غير الخطي المستخدم، وهو أمر ممكن عمله في برنامج ADS من خلال إلغاء أثر تلك

المكثفة في النموذج المكافئ لترانزستور GaAs HEMT وهو نفسه نوع الترانزستور المستخدم في المرجع [121]. ويمكننا التأكد من واقعية التصميم الذي نقدمه للمحاكاة من خلال مقارنة نتائج منحنيات الكفاءة والربح وقيم استطاعة الخرج بشكل خاص مع الأعمال السابقة [119].

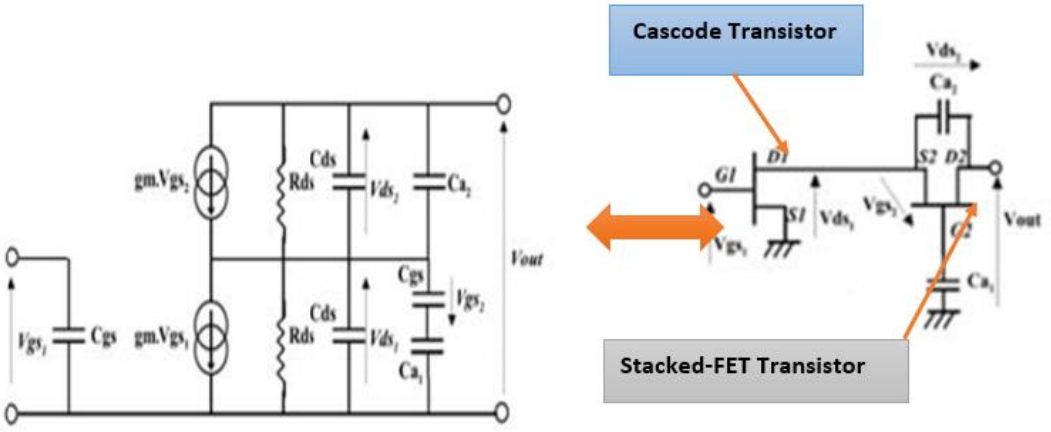
يُمثِّل الشكل 4–4 التالي حالة خاصة من الشكل 24.3 من المرجع [120] وانطلاقاً منه سوف ننشئ خلية TC الخاصة بكل من المكبر الرئيس والمساعد لمكبر دوهرتي؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET. وسوف نقدم في الفقرة 3.2.4 تبريراً عن سبب إضافة المكثفة عند بوابة الترانزستورات الموصولة على التسلسل في طبولوجيا Stacked–FET (المكثفات $C_{gX,2,3,...N}$ في الشكل 4–4). في الشكل 4–4، تمثِّل الكتل الصندوقية IMN وSN وBN شبكات التوفيق Input Matching Network (IMN) عند دخل خلية TC، وشبكة الاستقرار Stabilization Network (SN)، وشبكة انزياح Bias Network لبوابة الترانزستور لتحديد صنف العمل الخاص بالمكبر المساعد أو الرئيس عند استخدام الخلية TC الموافقة في معمارية دوهرتي، على الترتيب. عموماً، تُبرّر فكرة تموضع شبكة الاستقرار في الشكل 4–4 مباشرة من الشكل 1–3 من الفصل الأول وكذلك شبكة الانزياح لبوابة الترانزستور $V_{g,CS}$، وشبكة توفيق الدخل. أمّا المقاومة R_{gbias} فهي مقاومة حمل للتغذية التي تزود ترانزستورات تشكيلة التكدس بالتغذية بشكل منفصل عن جهود انزياح نقاط العمل الكلاسيكية في تشكيلة المكبر التقليدية للشكل 1–3. في المحاكاة، سوف يتم تحديد المقاومة R_{gbias} والمكثفة $C_{gX,N}$ بالمعايرة Tunning لتحقيق أفضل أداء من حيث الكفاءة واستطاعة الخرج والربح.



الشكل 4—4: تشكيلة TC المعتمدة في هذا العمل لتكوين مرحلة مكبر استطاعة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET [120].

3.2.4 تبرير وجود المكثفة $C_{gX,N}$ في طبولوجيا Stacked–FET المعتمدة في هذا العمل

يقتضي تكديس الترانزستورات Stacked–FET Transistors في تشكيلة TC في الشكل 4–4 ضرورة تسوية Equalization قيمة الممانعة المنظورة على الخرج النهائي، فتساعد هنا المكثفة $C_{gX,N}$ في تحقيق تلك التسوية كما يشير المرجع [125]، وكما يشير المرجع [126] تساعد هذه المكثفة أيضاً في تخفيف آثر تأرجح الجهد بين المصرف والبوابة في الترانزستورات المتراصة Stacked–FET Transistors في تشكلية TC، علماً أنّ تأرجح الجهد هذا يشكل إحدى التحديات الأساسيّة في طبولوجيا Stacked–FET. في هذا العمل سوف نستخدم تشكيلة TC ؛إذ أن يكون N=2، بمعنى أنّ خلية TC لطبولوجيا Stacked–FET في هذا العمل سوف تتألف من ترانزستورين فقط، وسوف نرمز في هذه الفقرة للمكثفة $C_{gX,N}$ بالرمز C_{a1}. في الحقيقة، يضيف المرجع [125] مكثفة أخرى C_{a2} تتموضع بين المصرف والمنبع لترانزستور Stacked–FET من تشكيلة TC ذات N=2، كما يوضحها الشكل 4–5 المأخوذ من المرجع [125] والذي يستخدم أيضاً هنا حالة طبولوجيا التكدس مع N=2، ويستعرض الدارة المكافئة.



الشكل 4—5: الدارة المكافئة للترانزستورين في تشكيلة TC ؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET مع N=2 [125].

يعتمد حساب المكثفة C_{a2} على قيمة C_{a1} وقيمة المكثفة C_{gs} في الشكل 4–5 في المرجع [125]؛ وفق المعادلة $C_{a2} = C_{gs} \times C_{a1}/(C_{gs} + C_{a1})$. ولكن تؤدي المكثفة C_{a2}، كما وجدنا في المحاكاة عند التردد 28 GHz، إلى مشكلة استقرار المكبر؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET عند هذا التردد، لذلك سوف نلغي وجود المكثفة C_{a2} من تصميمنا في هذا العمل.

في الواقع يساعد وجود المكثفة Ca1 على حل مشكلة اختلال مستوى تأرجح الجهد بين نقطة الربط بين الترانزستورين في تشكلة TC وبين مستوى تأرجحه عند مصرف الترانزستور Stacked–FET Transistor؛ مما يستدعي تسوية التأرجح Swing Equalization وهو ما تحققه المكثفة

C_{a1}، ومن ثُمَّ، يساعد وجود المكثفة C_{a1} على البرهان على تعزيز استطاعة المكبر بمرحلة واحدة؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET حيث تصبح الاستطاعة على خرج الترانزستور Stacked–FET Transistor مساوية لضعف الاستطاعة على خرج الترانزستور Cascode Transistor فيما لو تم استخدام هذا الترانزستور وحيداً في تصميم دارة مكبر الاستطاعة، كما يُبيّن المرجع [125]، ومن هنا يُبرر التأكيد على أنّ طبولوجيا Stacked–FET لها القدرة على تعزيز استطاعة الخرج في مكبرات RFPA كما نوهنا سابقاً في هذا الفصل.

لتعيين قيمة المكثفة Ca1 في التصميم، نتبع طريقة المرجع [127] حيث يشتق الكتّاب فيه عبر التحليل الرياضي للدارة المكافئة لتشكيلة Stacked–FET TC ، من أجل أي قيمة لعدد الترانزستورات N، العلاقة التي تربط سعة المكثفة C_{a1} مع الممانعة المُثلى Z_{opt} التي يجب أن تراها الخلية TC على خرجها (التي يمكن إيجادها عبر طريقة سحب الحمل Load–Pull) ومع بعض بارمترات النموذج غير الخطي للترانزستور GaAs المستخدم. تُعطى العلاقة التي تحسب قيمة المكثفة Ca1 في التصميم؛ وفق المعادلة الآتية، حيث نرمز لقيمة سعة المكثفة عند الترانزستور رقم $N \geq 2$ في تشكيلة TC بالرمز $C_{g,N} \equiv C_{a1}$:

$$C_{g,N} = \frac{C_{gs}}{\frac{g_m(N-1)}{Y_{\text{opt}} + j\omega C_{ds}} - 1} \qquad (1.4)$$

وفي حالة عملنا هذا حيث الخلية TC التي نعتمدها تقابل $N = 2$، ينتج لدينا القيمة التصميمية للمكثفة Ca1 الواجب إضافتها هي:

$$C_{g,N} = \frac{C_{gs}}{\frac{g_m}{Y_{\text{opt}} + j\omega C_{ds}} - 1} \qquad (2.4)$$

حيث $Y_{\text{opt}} = \frac{1}{Z_{\text{opt}}}$، و$g_m$ هي التوصيلية (التحويلية) الخاصة بنموذج الترانزستور المستخدم، وC_{gs}, C_{ds} هي من برامترات هذا النموذج المعتبرة في الدارة المكافئة التي يفترضها المرجع [127].

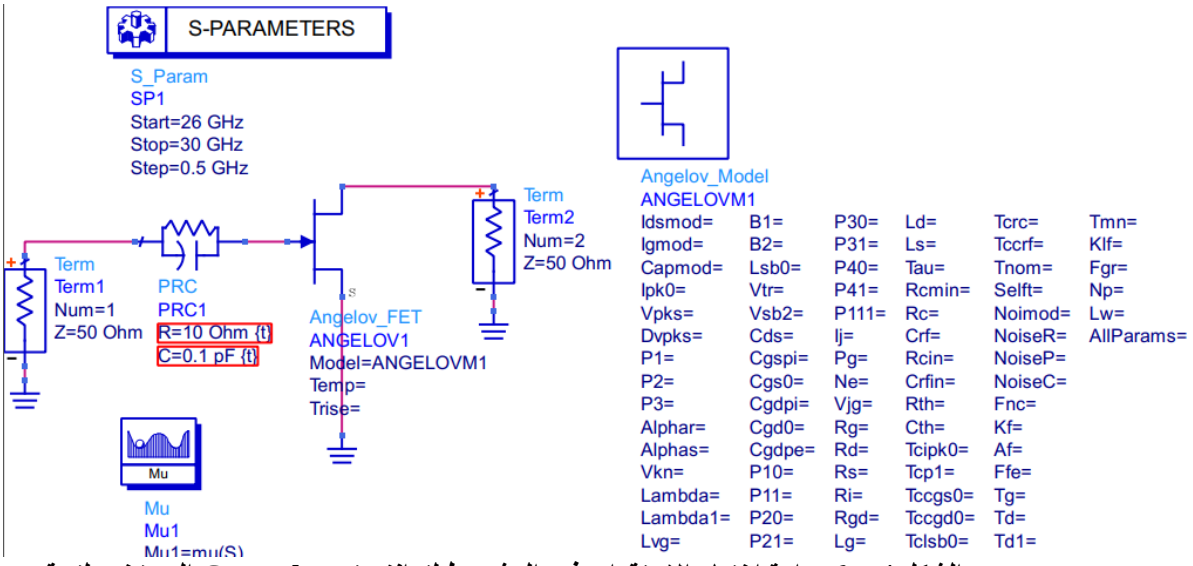
في هذا العمل، سوف ننطلق من المعادلة (2.4) لتعيين قيمة المكثفة C_{a1} ومن ثمّ نستخدم أداة Tunning في برنامج ADS لتعيين أفضل قيمة لها توافق تصميم دارة مكبر DPA المنشود؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET نظراً لعدم توفّر أعمال توفر حساب هذه المكثفة بطريقة تحليلية في التصميم بما يخدم الحل المقترح دوهرتي Doherty.

3.4 تصميم ومحاكاة مكبر DPA وفق طبولوجيا Stacked-FET

1.3.4 تصميم شبكة استقرار الترانزستور Cascode Transistor في خلية طبولوجيا Stacked-FET المعتمدة

بالعودة إلى الفقرة 3.3.1 من الفصل الأول، وتحديداً إلى المعادلة (14.1) نتذكر أنّ الشرط اللازم والكافي ليكون مكبر RFPA مستقراً بشكل غير مشروط هو عبر استخدام اختبار ميو والذي تُعبّر عنه المتراجحة المعروضة في (14.1)، حيث يجب أن يكون المُعامِل ميو أكبر من 1 حتى يكون مكبر الاستطاعة مستقراً عند تردد العمل الأساسي 28 GHz. ونظراً إلى التحدي المتعلق بثبات (استقرار) المكبر؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET لا بدّ في هذا السياق من إضافة شبكة استقرار هي عبارة عن مقاومة ومكثفة موصولتين على التفرع ومتموضعتين عند دخل الترانزستور Cascode في خلية TC في الشكل 4-4 بما يتوافق مع التصميم المعتمد هنا؛ وفق الشكل 1-3.

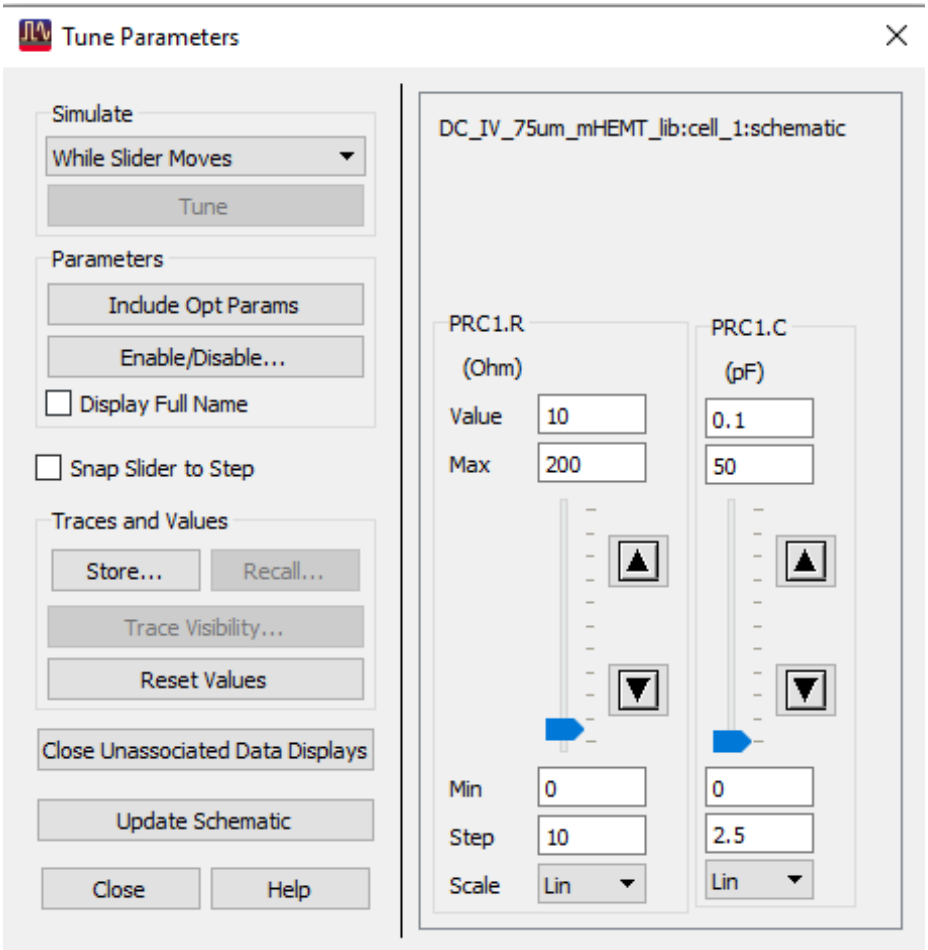
يمكننا من خلال برنامج ADS فحص استقرار الجهاز الترانزستوري عند التردد الأساسي 28 GHz، من خلال إضافة دارة RC التفرعية إلى نقطة بوابة Gate الترانزستور، ومعايرة Tunning قيم كل من المكثفة والمقاومة لتحقيق شرط الاستقرار غير المشروط. يوضح الشكل 4-6 الدارة التي يجب تنفيذها في برنامج ADS لتحليل الجهاز الترانزستوري GaAs HEMT نفسه المستخدم في الفصل السابق، مع الإشارة هنا إلى أنّ الأداة لحساب المعامل Mu متوفرة بشكل مباشر؛ وفق برنامج ADS كما هو مبيّن في الشكل 4-6، جنباً لجنب مع محاكي قيم مُعامِلات مصفوفة التبعثر S-Parameters.



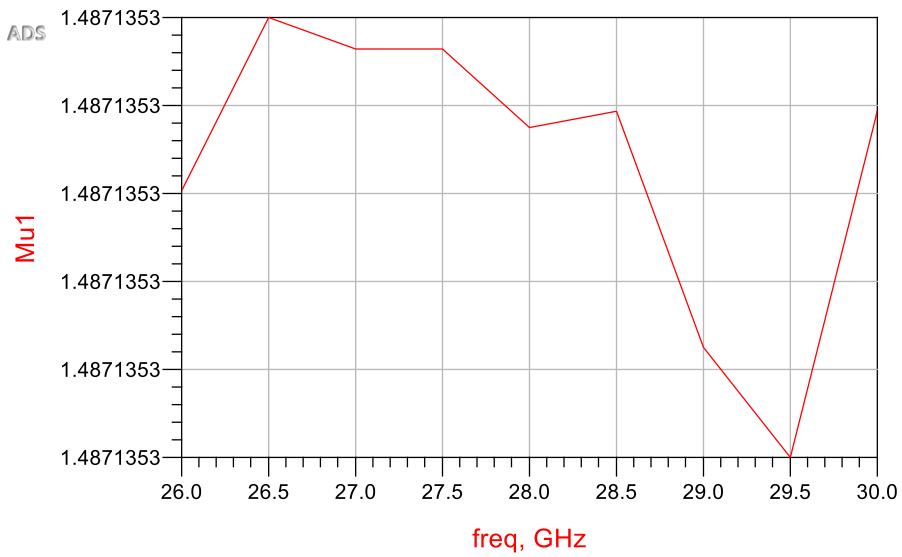
الشكل 4—6: دارة اختبار الاستقرار غير المشروط لترانزستور Cascode المستخدم لتحقيق طبولوجيا Stacked-FET.

ويتم معايرة قيم الدارة RC التفرعية ((Parallel RC (PRC) الموصولة عند بوابة الترانزستور؛ وفق الأداة Tune Parameters كما في الشكل4–7، ونلاحظ في الشكل 4–6 أنّ تلك القيم محاطة باللون الأحمر دلالة على اعتماد القيم المناسبة لتحقيق شرط الاستقرار غير المشروط.

كما ويُبيّن الشكل 4–8 نتائج الاختبار ميو عند الترددات من 26 إلى 30 جيجا هرتز (مع العلم أنّ تقسيمات المحور Mu1 في الشكل 4–8 كما ينشئها برنامج ADS هي من 1.48713527308 إلى 487135273124 مع خطوة انتقال بمقدار 8.715×10–12 وهذا السبب في إظهار نفس الرقم 1.4871353 على محور Mu1 بالطريقة الظاهرة في هذا الشكل). بكل الأحوال، يُظهر الشكل 4–8 أنّ قيمة μ من المعادلة (14.1) هي تقريباً 1.5 أي هي أكبر من 1 ومن ثُمَّ يتحقق الاستقرار غير المشروط للترانزستور بوجود الدارة التفرعية RC عند دخل بوابة الترانزستور Cascode من تشكيلة الطبولوجيا Stacked–FET المعتمدة في هذا الفصل.س



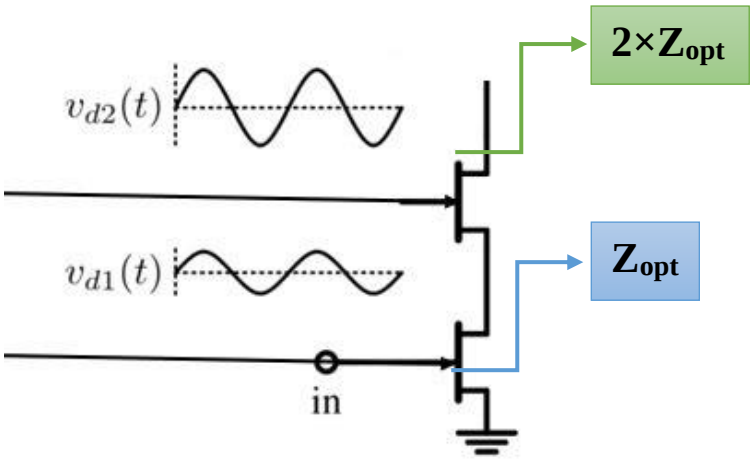
الشكل 4—7: مُعايرة قيم دارة RC التفرعية في شبكة استقرار الترانزستور Cascode من طبولوجيا Stacked-FET المعتمدة.



الشكل 4—8: نتائج اختبار الاستقرار غير المشروط بوجود دارة RC مع ترانزستور Cascode

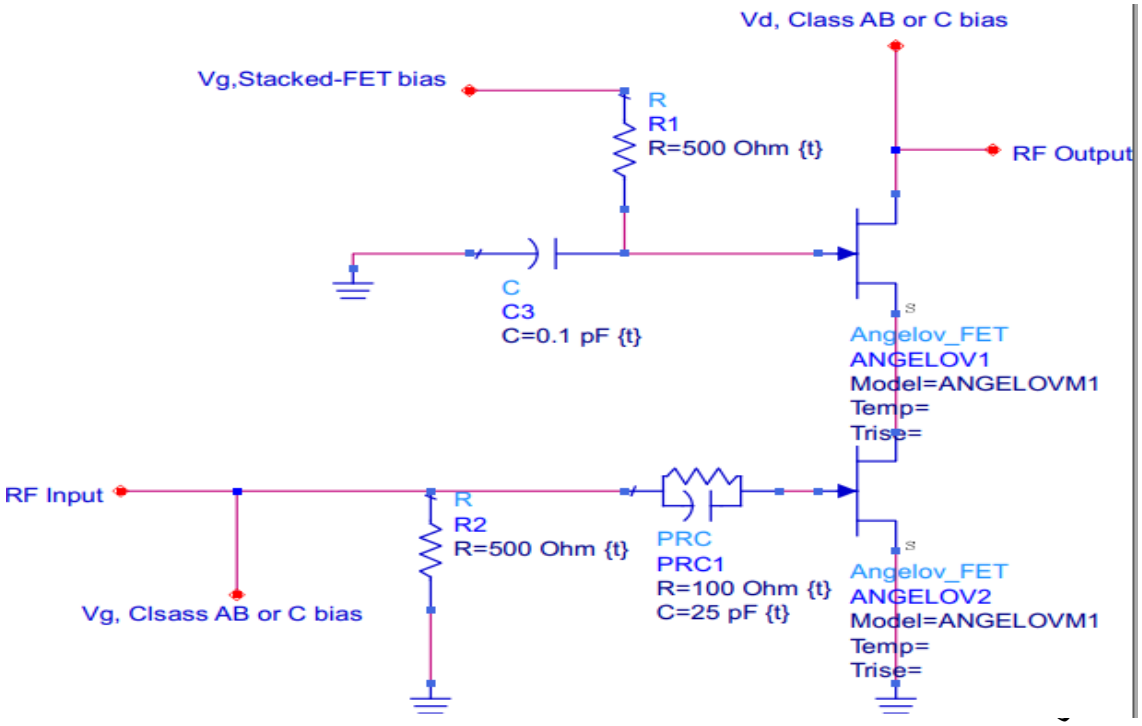
2.3.4 تحديد الممانعة المُثلى على خرج طبولوجيا Stacked-FET

أشرنا في الفقرة 1.2.4 إلى أنّ قيمة الممانعة المُثلى على خرج الخلية TC المصمّمة؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET يمكن أن تحدد إذ أن تكون ضعف قيمة الممانعة المُثلى المنظورة على خرج الترانزستور Cascode Transisitor كما هو موضح في الشكل 4-9 حيث نعتبر $N = 2$. ومن ثُمَّ حتى يتم تحديد قيمة الممانعة المُثلى على خرج الخلية TC يلزمنا أولاً تحديد الممانعة المُثلى على خرج الترانزستور Cascode في الخلية TC، وطالما أنّ الخلية TC ستشكل الجهاز الترانزستوري الأساسي في كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في مكبر دوهرتي المبني؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET فإنّ تحديد الممانعة المُثلى يمكن من خلال تقنية سحب الحمل نفسها التي أجريناها في الفصل السابق بالنسبة إلى ترانزستور وحيد مستخدم في التصميم.



الشكل 4—9: توضيح علاقة الممانعة المُثلى على خرج خلية طبولوجيا Stacked-FET المعتمدة (N=2) بالممانعة المثلى على خرج الترانزستور Cascode Transistor.

رغم شيوع الطريقة السابقة في تحديد الممانعة المُثلى لخرج خلية طبولوجيا Stacked–FET ، فإنّنا في هذا العمل سوف **نقترح آلية جديدة تمثّل فكرة جديدة** لإجراء تقنية سحب الحمل بالنسبة إلى كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في مكبر دوهرتي المعتمد على طبولوجيا Stacked–FET، حيث ننطلق من تشكيلة خلية TC معينة ونعتبرها جهاز ترانزستوري قائم بحد ذاته، ومن ثمّ نتعامل معها مثلما تعاملنا مع ترانزستور وحيد عند إجراء تقنية سحب الحمل/المنبع في الفصل السابق، وهذه المنهجية مُبررة؛ وفق آليات المحاكاة والتصميم ضمن برنامج ADS نفسه، وهي تُعَدُّ ألية منطقية في تعيين؛ ممانعة الحمل المُثلى بالنسبة لأي جهاز ترانزستوري مستخدم في تصميم مكبرات RFPA سواء أكان مفرداً أو عدد ترانزستورات موصولة مع بعضها؛ وفق طبولوجيا ما مثل Stacked–FET أو سواها،؛ فضلاً عن أنّها آلية مضمونة أكثر في تحديد القيمة الأكثر صحة لقيمة الممانعة المُثلى على خرج خلية TC طالما أنّ تحديدها بالاعتماد على مضاعفة قيمة الممانعة المُثلى على خرج ترانزستور Cascode هي مجرّد فرضية شائعة غير مُثبتة عموماً ولا يوجد تحليل رياضي عام مُبرهن عليه من أجل جميع أنواع الترانزستورات في الأدبيات لتحليل قيمة مناسبة للممانعة المُثلى المطلوبة هنا. من هذا المنطلق، يمكننا استثمار بيئة ADS التي توفر لنا خورازمية جاهزة لتحديد هذه الممانعة بالنسبة لأي معمارية ترانزستورية لا على التعين في تصميم مكبرات RFPA. يُبيّن الشكل 4–10 الدارة المقترحة لخلية TC؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET المعتمدة في تصميم مكبر DPA. مع العلم، أنّ قيم العناصر R, R1, R2, C, C3 في الشكل 4–10 يتم الحصول عليها عن طريق أداة المعايرة في برنامج ADS عند تنفيذ كل من إجرائية سحب الحمل وسحب المنبع لخلية TC؛ وفق صنف عمل ما AB أو C لمكبر الاستطاعة الناتج، وعند تنفيذ كامل دارة مكبر دوهرتي؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET نعيد معايرة جميع قيم تلك العناصر مع ما يتناسب مع الدارة النهائية وليس مع ما يتناسب مع كل خطوة تصميم بالنسبة لكل من المكبر الرئيس والمساعد لمكبر دوهرتي، ومن هذا المنطلق تبدو بيئة ADS ذات درجات حرية متنوعة في التصميم بما يتوافق مع الهدف الأساسي من المكبر وهو أدائه فيما يتعلق بالكفاءة النهائية الناتجة والربح واستطاعة الخرج، وليس قيم هذه البارمترات عند إجراء سحب الحمل/المنبع أو عند تصميم شبكات التوفيق أو شبكات الانحياز المقابلة، ولهذا فإنّنا نعتبر هذه الآلية الجديدة واعدة في تصميم مكبرات دوهرتي المبنية على أساس طبولوجيا Stacked–FET.



ة المقترحة في هذا العمل لخلية TC الخاصة بطبولوجيا Stacked-FET لتصميم مكبر DPA.

من ثُمَّ، وباتبّاع نفس خطوات التصميم تماماً المتبعة في الفصل السابق في تصميم كل من المكبر الرئيس والمساعد لمكبر DPA التقليدي، نقترح في هذا الفصل تصميمنا لمحاكاة أداء مكبر DPA؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET المحددة في الشكل 4–10، والفرق الوحيد هو الجهاز الترانزستوري المستخدم في تحقيق المكبر الرئيس والمساعد لمكبر DPA، حيث كان في الفصل السابق عبارة عن ترانزستور وحيد، أمّا في هذا الفصل فخلية بناء كل من المكبر الرئيس والمساعد هو الدارة المقترحة في الشكل 4–10.

نفترض أنّ نقاط الانحياز للمكبر الرئيس (الصنف AB) في مكبر Stacked–FET DPA المصمم هنا هي جهد الانحياز للبوابة $V_{g,AB}$=-1.5 V، وجهد الانحياز للمصرف $V_{d,AB}$=24 V، بينا نفترض أنّ نقاط الانحياز للمكبر المساعد (الصنف C) في مكبر Stacked–FET DPA المصمم هنا هي جهد الانحياز للبوابة $V_{g,C}$=-2.6 V، وجهد الانحياز للمصرف $V_{d,C}$=24 V أيضاً.

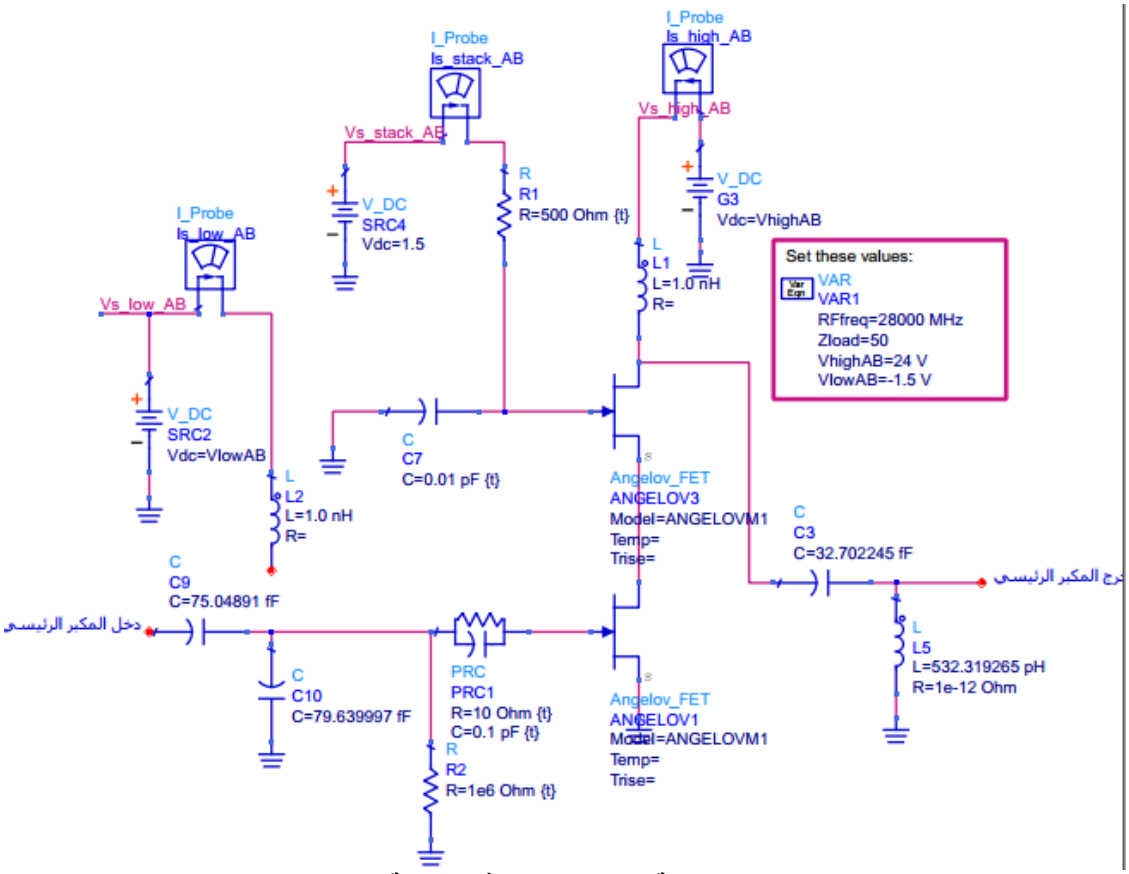
فيما يخص جهد انحياز غير المتماثل للبوابة في ترانزستورات Stacked–FET لكل من المكبر الرئيس والمساعد انطلاقاً من دارة الشكل 4–10، فإنّنا نفترض جهد انحياز للترانزستور Stacked–FET الخاص بالمكبر الرئيس هو $V_{g,Stacked\text{-}FET_AB_bias}$=1.5 V، بينما للمكبر المساعد فهو $V_{g,Stacked\text{-}FET_C_bias}$=2.5 V.

بالمثل، عند تصميم شبكات التوفيق، والانحياز لكل من المكبر الرئيس والمساعد في مكبر Stacked–FET DPA، فإنّنا نتبع أيضاً منهجية الفصل السابق في تصميم شبكات توفيق الخرج والدخل بعد إيجاد الممانعات المُثلى لخرج ودخل خلية TC من أجل كل من المكبر الرئيس والمساعد، ووفق نفس الخطوات تماماً المتبعة في الفصل السابق حيث كانت خلية الجهاز الترانزستوري هي عبارة عن ترانزستور وحيد فقط، بينما هنا ليدينا خلية TC مشكلة من ترانزستورين موصولين؛ وفق طبولوجيا Stacked–FETs.

وأخيراً، فيما يخص شبكة تجميع الاستطاعة وشبكة تعويض فرق الطور، ومُقسّم الاستطاعة على دخل مكبر DPA المطلوب في هذا الفصل، فإنّنا نستخدم نفس الدارات المقابلة، طالما أنّ مبدأ عمل مكبر دوهرتي فيما يخص تلك الشبكات منفصل عن نوع الطبولوجيا المستخدمة في توصيل ترانزستور أو أكثر في كل من المكبر الرئيس والمساعد، وأنّ وظائف تلك الدارات هي وظائف منفصلة وتخص مبادئ عمل مختلفة وفي سياق آخر. وهكذا يمكننا إجراء مقارنة عادلة بين أداء مكبر DPA التقليدي وبين مكبر DPA المبني؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET وتعيين الفروق بين هذين الحلّين لتحقيق التكبير الراديوي عند التردد 28 GHz للعمل في تطبيقات الجيل الخامس (المحطات القاعدية BS؛ وفق نمط عمل خلايا الفمتو أو البيكو أو الميكرو Micro/Femto/Pico Cells of 5G)، وذلك من خلال ملاحظة أداء المكبر DPA الجديد؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET فيما يتعلق بالكفاءة PAE الناتجة، والربح واستطاعة الخرج، والمناعة ضد التشويه التوافقي، ومستوى تبديد الاستطاعة على شكل حرارة، بنفس الطريقة التي قارنا فيه دارة مكبر DPA التقليدي مع المبكر الصنف AB المتوازن.

3.3.4 مقترح دارة المكبر الرئيس وفق طبولوجيا Stacked–FET

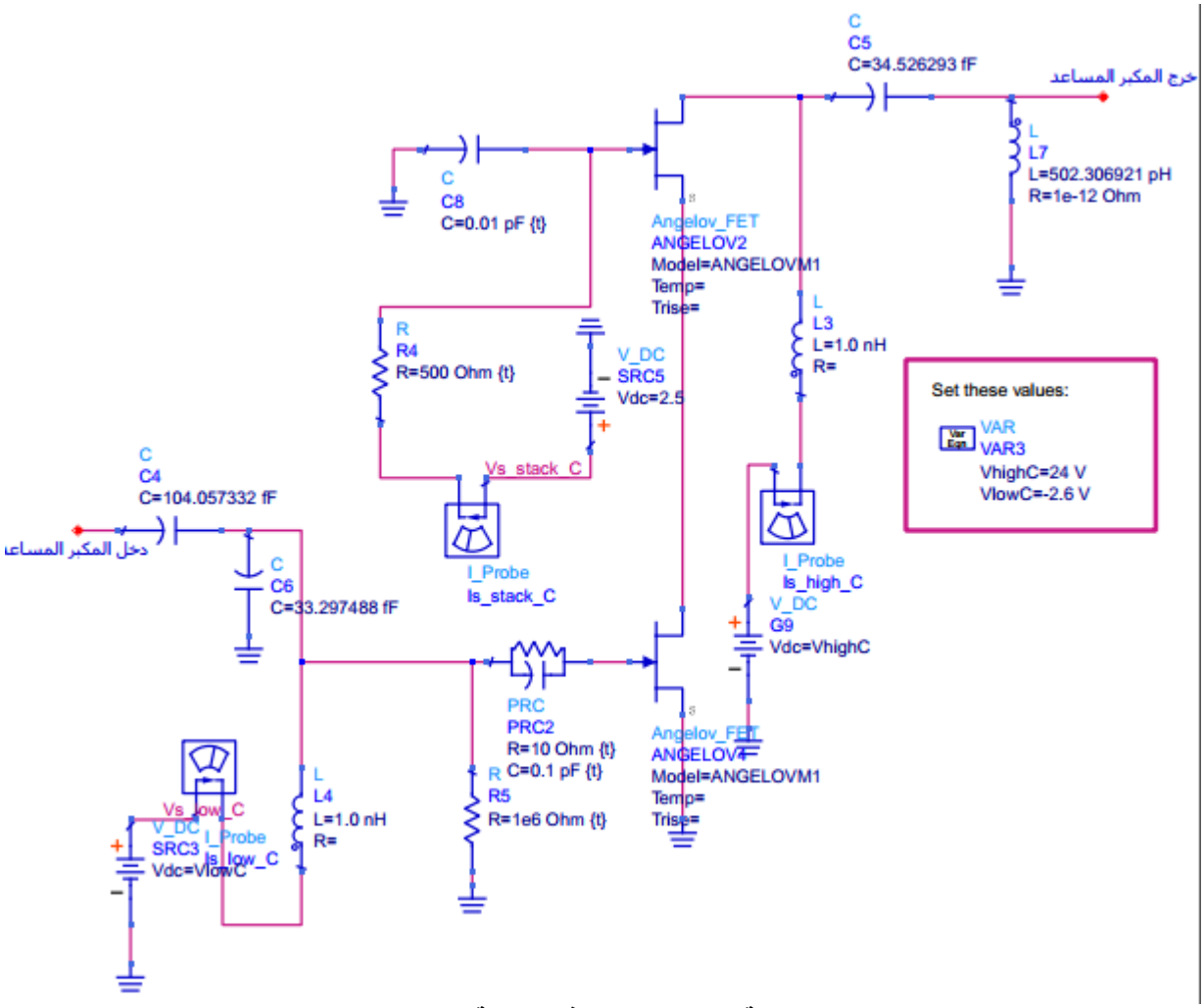
يُبيّن الشكل 4–11 دارة المكبر الرئيس لمكبر دوهرتي؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET متضمناً شبكات التوفيق على خرج ودخل الخلية TC الموافقة للشكل 4–10، مع شبكات الانحياز والاستقرار المقابلة.



الشكل 4—11: الدارة المقترحة للمكبر الرئيس في تشكيلة Stacked-FET Doherty.

4.3.4 مقترح دارة المكبر المساعد؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET

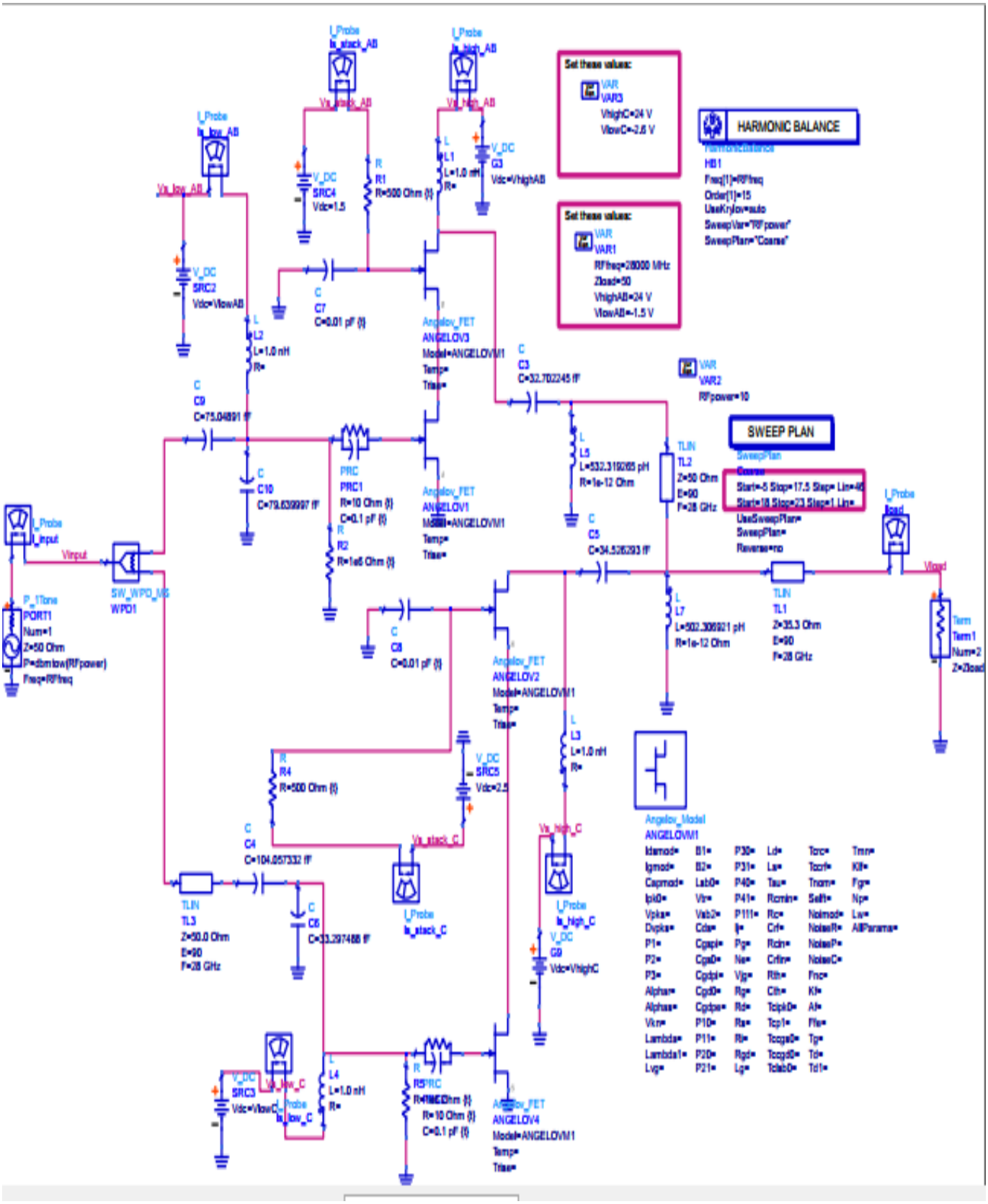
يُبيّن الشكل 4–12 دارة المكبر المساعد لمكبر دوهرتي؛ وفق طبولوجيا Stacked–FET متضمناً أيضاً شبكات التوفيق على خرج ودخل الخلية TC الموافقة للشكل 4–10، مع شبكات الانحياز والاستقرار المقابلة.



الشكل 4—12: الدارة المقترحة للمكبر المساعد في تشكيلة Stacked-FET Doherty.

5.3.4 مقترح دارة مكبر DPA النهائية؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET

يُبيّن الشكل 4-13 دارة مكبر دوهرتي النهائية؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET متضمناً شبكة تجميع الاستطاعة وشبكة تعويض فرق الطور ودارة مُقسّم الاستطاعة ويلكنسون، مع حمل 50 أوم، ومنبع موجة جيبية على التردد الميليمتري 28 GHz، ؛إذ أن يتم مسح استطاعة الدخل الراديوية من مستوى استطاعة أصغري 5- dBm إلى مستوى استطاعة اعظمي يساوي 23 dBm، بشكل مشابه لآلية محاكاة مكبر دوهرتي التقليدي في الفصل السابق.

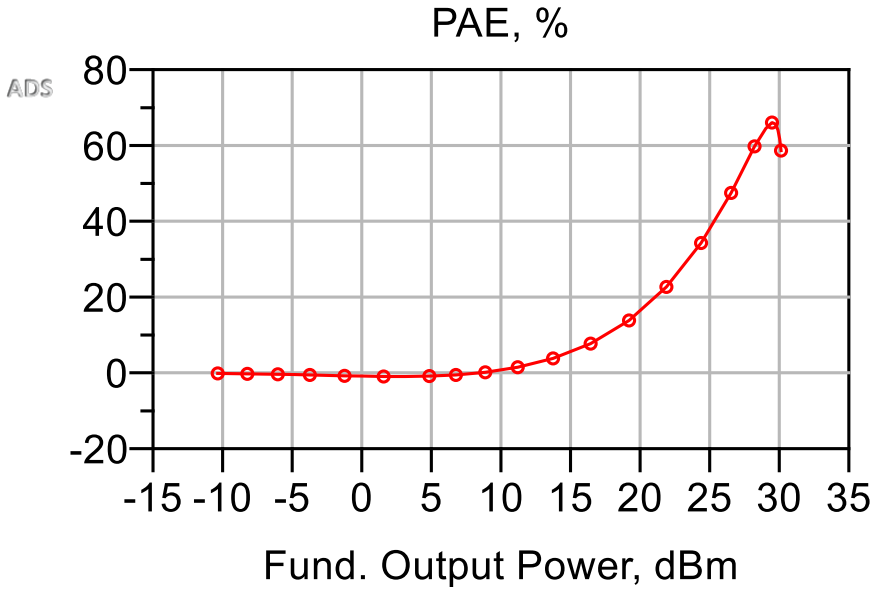


الشكل 4—13: الدارة المقترحة للمكبر Stacked-FET Doherty النهائي.

4.4 نتائج محاكاة مكبر DPA المصمّم؛ وفق طبولوجيا Stacked-FET

1.4.4 الكفاءة واستطاعة الخرج

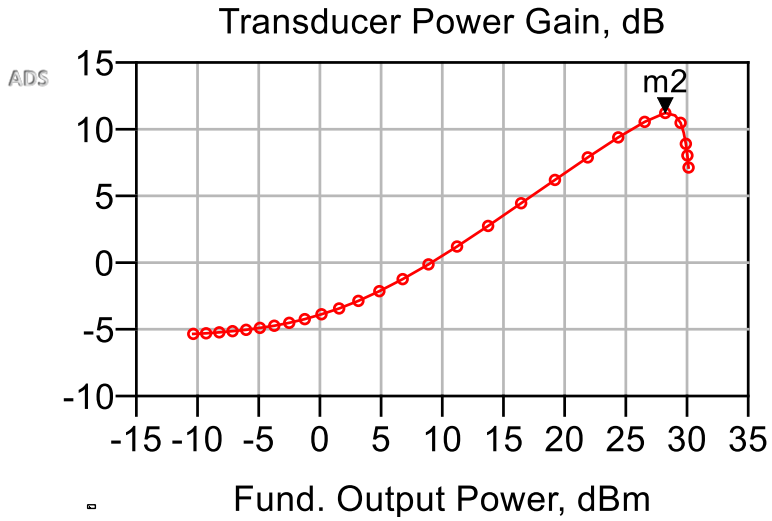
يُبيّن الشكل 4–14 منحني الكفاءة PAE لمكبر DPA؛ وفق طبولوجيا Stacked–FEt، ونلاحظ فيه، مقارنة بمكبر دوهرتي التقليدي، تحسّن ملموس للكفاءة يصل إلى 66% عند القيمة العظمى من أجل استطاعة خرج ناتج تساوي 29 dBm، وكفاءة تساوي حوالي 60% عند مستوى استطاعة ذروة PP تساوي أكبر من 30 dBm؛ مما يؤكد تعزيز الاستطاعة؛ وفق تشكيلة Stacked–FET، وكفاءة أقل من كفاءة مكبر دوهرتي التقليدي (نتجت معنا في الفصل السابق حوالي 35%) لتساوي حوالي 35% عند مستوى استطاعة OBO=6 dB، بالنسبة لمكبر Stacked–FET DPA. بكل الأحوال، يُظهر مكبر Stacked–FET تحسّن ملموس في الكفاءة، وتحسّن استطاعة الخرج بشكل يؤكد دور طبولوجيا Stacked–FET المعروضة في الأدبيات في تعزيز استطاعة الخرج. في الحقيقة، يظهر تعزيز استطاعة الخرج من جهة ثانية هي بقراءة نتائج الربح كما تبيّنه الفقرة الآتية.



الشكل 4—14: منحني الكفاءة PAE لمكبر Stacked-FET DPA.

2.4.4 الربح

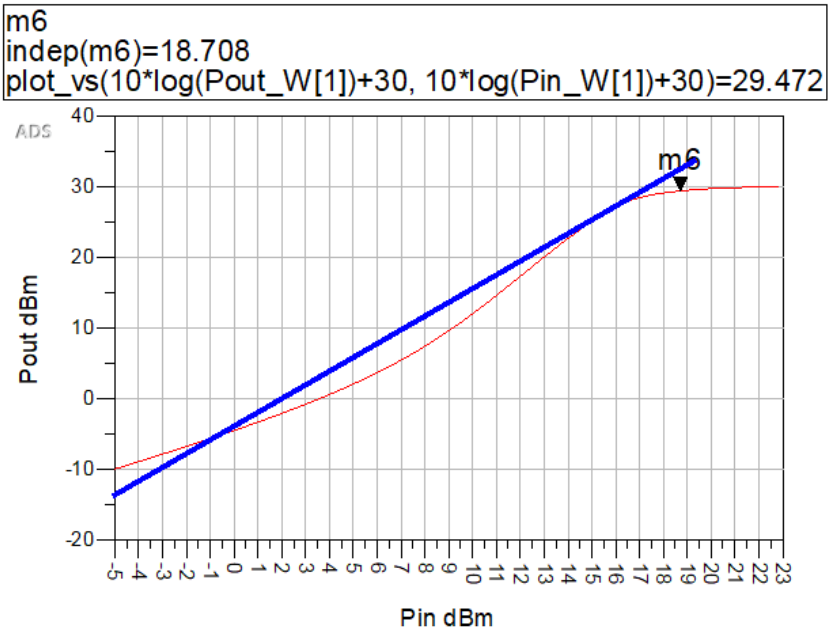
يُظهر مكبر دوهرتي المبني وفق طبولوجيا Stacked–FET تحسنّاً في الربح مقداره حوالي 2 dB، حيث يعطي منحني الربح الناتج في الشكل 4–15 ربحاً أعظمياً مقداره حوالي 11.22 dB في حين أعطى مكبر دوهرتي التقليدي ربحاً مقداره حوالي 10 ديسيبل. أمّا بالنسبة للربح عند مستويات الاستطاعة PP وOBO=6 dB فلم يُظهر المكبر Stacked–FET DPA تحسّناً ملموساً مقارنة بمكبر دوهرتي التقليدي.



الشكل 4—15: منحني الربح لمكبر Stacked-FET DPA.

3.4.4 نقطة ضغط الاستطاعة عند مستوى 1 dB

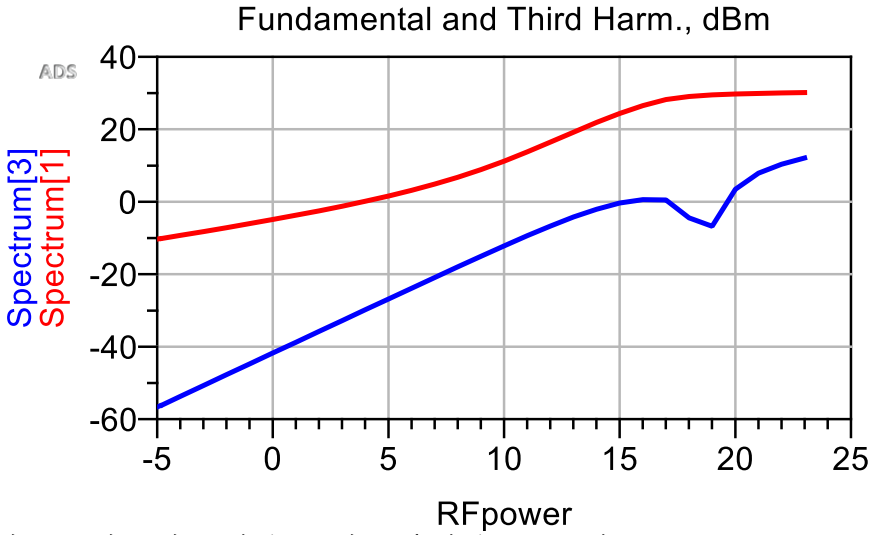
تتحسّن خطيّة المكبر Stacked–FET DPA مقارنةً بمكبر دوهرتي التقليدي بشكل طفيف، حيث يُظهر الشكل 4–16 منحني تغيّرات استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل، ولدى مقارنة هذا الشكل بالشكل 3–31(أ) نلاحظ أنّ استقامة المنحني لمكبر Stacked–FET DPA قبل نقطة ضغط الاستطاعة 1dB أفضل منها بالنسبة للمبكر دوهرتي التقليدي. بكل الأحوال، يظهر تعزيز الاستطاعة بشكل واضح في الشكل 4–16 حيث انتقلت استطاعة الخرج إلى القيمة 29.5 dB عند نقطة ضغط الاستطاعة 1 dB بتحسن حوالي 1 dB عمّا كانت عليه بالنسبة لمكبر DPA التقليدي.



الشكل 4—16: تغيّرات استطاعة الخرج بدلالة استطاعة الدخل لمكبر Stacked-FET DPA.

4.4.4 التشوه التوافقي

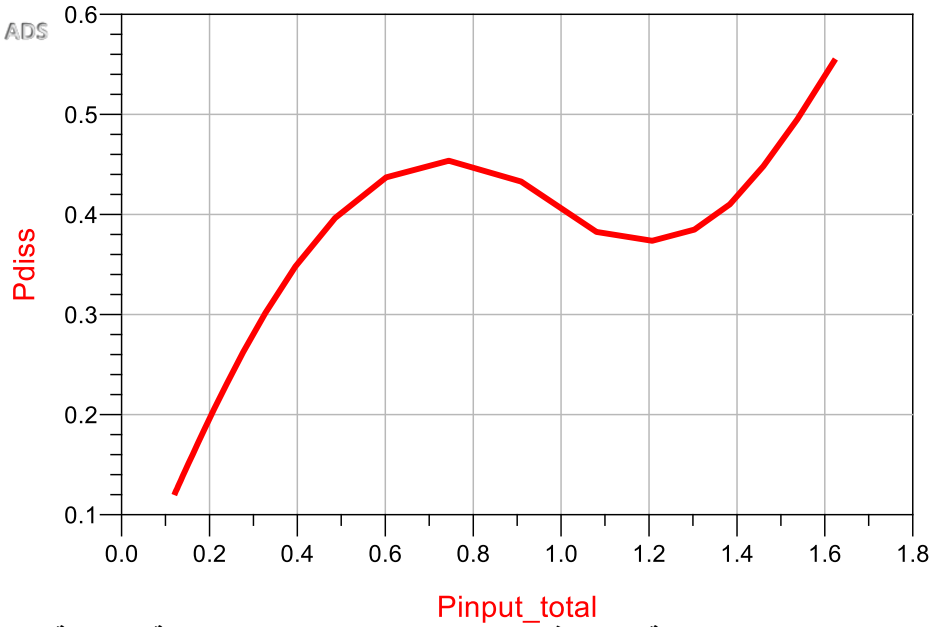
يظهر تحسّن الخطيّة باستخدام طبولوجيا Stacked–FET في مكبر دوهرتي بشكل أوضح من الشكل 4–16، وذلك في الشكل 1–17 التالي، حيث هناك تحسّن واضح في فرق مستوى استطاعة التوافقية الثالثة مقارنة بالتوافقية المقابلة للتردد الأساسي لعمل المكبر، وذلك عند رسم مستويات استطاعة طيف التوافقية الأساسية عند التردد 28 GHz مع استطاعة طيف التوافقية الثالثة IMD3 عند التردد 3*28 GHz، كما هو مبيّن في الشكل 1–17. أكثر من ذلك، لا يبدأ منحني استطاعة طيف التوافقية الثالثة بتجاوز حاجز 0 dBm، إلاّ بعد تجاوز استطاعة الدخل الردايوية حاجز 20 dBm، وهذا تحسّن واضح في الخطيّة مقارنةً بالشكل 3–32(أ) الخاص بمكبر دوهرتي التقليدي.



الشكل 4—17: تغيّرات استطاعة طيف التوافقية الأساسية والتوافقية الثالثة بدلالة استطاعة الدخل الراديوية لمكبر Stacked-FET DPA.

5.4.4 تبديد الاستطاعة على شكل حرارة

يوفّر مكبر Stacked–FET DPA تبديداً أقل للاستطاعة على شكل حرارة مقارنةً بمكبر دوهرتي التقليدي، كما يبيّنه الشكل 4–18 عند مقارنته مع الشكل 3–35(أ)، حيث أنّ الاستطاعة المبددة عند مستوى استطاعة دخل كليّة عُظمى هي 0.55 واط ومن ثُمَّ هي أقل بكثير نسبيّاً من قيمتها في المكبر دوهرتي التقليدي حيث تتجاوز 0.63 واط فيه. رغم ذلك، وبشكل عام، يتقارب أداء نمطي التكبير الراديوي هذين من ناحية تبديد الاستطاعة على شكل حرارة، حيث نحصل تقريباً على نفس التبديد 0.4 واط عند استطاعة دخل كلية تساوي 1 واط. نلاحظ أيضاً أنّ تبديد الاستطاعة في حالة الشكل 4–18 يتناقص بدءً من القيمة 0.45 واط تقريباً في مجال قيم استطاعة الدخل الكلية بين 0.6 واط و 1.2 واط، بينما يكون التبديد ثابت تقريباً عند القيمة 0.4 واط، وهذه نتيجة لصالح استخدام طبولوجياً Stacked–FET في بناء مكبر دوهرتي.



الشكل 4—18: الاستطاعة المبددة في مكبر Stacked-FET DPA بدلالة استطاعة الدخل الكليّة.

6.4.4 ملخّص النتائج الرئيسة لأداء مكبر دوهرتي وفق طبولوجيا Stacked–FET

يُبين الجدول 4–1 مقارنة أداء من ناحية الكفاءة واستطاعة الخرج والمناعة ضد التشوهات (درجة الخطيّة) بالنسبة لكل من مكبر دوهرتي التقليدي المصمم في الفصل السابق، ومكبر دوهرتي المبني على أساس طبولوجيا Stacked–FET، والمكبر المتوازن؛ وفق تشكيلة صنف التكبير Class AB.

الجدول 4—1: مقارنة بين مكبر دوهرتي التقليدي والمبني على أساس طبولوجيا Stacked-FET والمكبر المتوازن وفق الصنف AB.

	الكفاءة	استطاعة الخرج	درجة الخطيّة
مكبر DPA التقليدي الأول	%60	~30 dBm	سيئة
مكبر Stacked-FET DPA	%66	أكبر من 30 dBm	متوسطة
المكبر المتوازن؛ وفق الصنف AB	%22	26 dBm	جيدة
مكبر DPA التقليدي الثاني	%47	26.22 dBm	جيدة جداً

بقراءة معطيات الجدول 4–1، والمفاضلة بين حلول التكبير الراديوي المقترحة في هذا العمل، نجد أنّ تشكيلة Stacked–FET DPA هي الأفضل ويمكن اعتبارها حلّاً واعداً للحصول على كفاءة عالية جداً لا سيما عند مقارنتها مع نتائج المرجع [103] الذي يستخدم تكنولوجيا GaN لتصميم مكبر Stacked–FET DPA بدلاً من استخدام GaAs كما في عملنا هذا. وفي حال كانت

درجة الخطيّة هي المَطلب الرئيس في التصميم فعندئذٍ يُظهر مكبر دوهرتي التقليدي، الذي يحصل فيه تُعَدُّيلات على مستوى شبكة تجميع الاستطاعة ونقاط انزياح الترانزستور أداءً هو الأفضل. بكل الأحول، تُعَدُّ شبكات التوفيق والانحياز المستخدمة في المرجع [103] أفضل؛ مما تمّ اقتراحه في هذا العمل (رغم أنّ قيم الكفاءة في العمل [103] تُعَدُّ أقل بكثير ولكنها أكثر واقعية لأنّ عملنا هنا اقتصر على توضيح أداء الحل المقترح؛ وفق معمارية دوهرتي من دون الدخول في تفاصيل التحقيق العملي على دارة مطبوعة والتي تتطلب مخبراً متقدماً للقياسات الميكروية لم يكن متوفراً بين أيدينا لتحقيق الدارة؛ وفق تكنولوجيا GaAs، على عكس ما تمّ طرحه في العمل [103] حيث تمّ تنفيذ دارة المكبر على أرض الواقع وإجراء القياسات الفعلية عليه.

بكل الأحوال، يمكن القول أنّنا ومن خلال هذا العمل، قد تم التأكيد على جودة الحل المقترح؛ وفق معمارية دوهرتي في التكبير الراديوي من ناحية الكفاءة واستطاعة الخرج المقدمة وتوافقها مع تطبيقات الجيل الخامس للعمل عند التردد 28 GHz وخاصة في المحطات القاعدية BS من النمط Micro/Femto Cells إذا ما نظرنا إلى استطاعة الخرج المطلوبة في هذه المحطات (استطاعة البث الراديوي). ولكن، مهما يكن من أمر، يحتاج الحل المقترح؛ وفق معمارية دوهرتي بشكل عام إلى تعزيز الخطيّة عند مقارنتها مع مكبرات الاستطاعة الشائعة مثل المكبر المتوازن؛ وفق الصنف AB، وهذا أمر ممكن كما يشير إليه المرجع [115] الذي يستخدم تقنية الحقن التوافقي الثاني 2^{nd} Harmonic Injection والذي يُعتبر نقطة انطلاق أساسيّة للبحث المستقبلي في مجال تعزيز الخطيّة لمكبرات دوهرتي العاملة ضمن نطاق الأمواج الميليمترية لخدمة تطبيقات الجيل الخامس.

5.4 خاتمة الفصل

قدّمنا في هذا الفصل دراسةَ ومحاكاةً لدارة مكبر دوهرتي مبنى على أساس طبولوجيا Stacked–FETs، وقد أظهر، كما هو متوقع، تحسّناً في كل من استطاعة الخرج (نتيجة تحسن الربح)، وكذلك تحسّناً ملموساً في الكفاءة مقارنةً بمكبر دوهرتي التقليدي بالتصميم الأول له المقدم في الفصل السابق. يؤكد هذا الفصل على أهميّة طبولوجيا Stacked–FET في تحسين كل من الكفاءة وتعزيز استطاعة الخرج عن طريق تحسّن الربح، مع تبديد أقل للاستطاعة على شكل استطاعة وكذلك مع مناعة أكبر ضد التشوه التوافقي IMD.

خاتمة البحث والأفاق المستقبليّة والتوصيات

الخاتمة النهائية للبحث

قدّمنا في هذا البحث دراسة مُفصّلة لمكبرات الاستطاعة العاملة على الترددات الراديوية RFPAs بشكل عام، وتلك التي تخدم تطبيقات الجيل الخامس للاتصال بشكل خاص ؛إذ أن يتم استخدام ترددات الأمواج الميليمترية كتردد عمل أساسي لمكبر الاستطاعة في جهاز الإرسال.

وقد تمّت دراسة منهجية تصميم مكبر الاستطاعة؛ وفق متطلبات الجيل الخامس من حيث الكفاءة والخطيّة والربح واستطاعة الخرج اللازمة بحسب نمط الخلية في شبكة الاتصال والتي يمكن أن تكون من النمط الفيمتو أو البيكو أو الميكرو Micro/Femto/Pico Cells كمحطة قاعدية للإرسال BS (حالة الوصلة الهابطة) لتأمين استطاعة خرج تتراوح بين 0 dBm إلى حوالي 30 dBm.

ونظراً لتضارب متطلبات الكفاءة العالية واستطاعة الخرج والربح والخطيّة مع بعضها البعض، وجدنا أنّ تصميم أي مكبر استطاعة يعمل على تردد موجة ميليمترية سوف يقتضي من المصمّم قبول مقايضة حتميّة Trade-Off بين تلك المتطلبات بحسب خصوصية التطبيق، فمن جهة أولى يمكن أن يصل إلى تصميم يؤمن له كفاءة عالية واستطاعة خرج عالية عند مستوى استطاعة OBO معيّن ولكن على حساب ربح عالي وخطيّة عالية.

تمّ أيضاً في هذا البحث دراسة الحل المقترح الذي يتجلى بمكبرات الاستطاعة دوهرتي DPAs؛ وفق تشكيلتين أساسيّتين، الأولى هي طبولوجيا دوهرتي التقليدية مع دراسة الأداء؛ وفق عدة سيناريوهات نقاط انحياز للمكبر الرئيس والمساعد، والثانيّة هي طبولوجيا Stacked-FETs، وقد وجدنا أنّ كل من الحلّين له عيوبه ومحاسنه ضمن سياق متطلبات الجيل الخامس.

قُمنا بفحص الحلول السابقة عن طريق برنامج ADS؛ وفق ثلاثة تصاميم للمحاكاة، هي مكبر دوهرتي التقليدي، ومكبر دوهرتي التقليدي المُحسَّن بحسب نقاط انحياز الترانزستور المستخدم في المكبر الرئيس والمكبر المساعد، ومكبر دوهرتي المبني على أساس طبولوجيا Stacked-FET، ؛إذ أن يتم استخدام تكنولوجيا GaAs HEMT في التصميم، عند تردد العمل 28 GHz، وجهود تغذية مستمرة رئيسي 24 V و12 V، مفترضة في وحدات الإرسال للمحطة القاعدية BS.

يُلبي الحل؛ وفق معمارية دوهرتي التقليدية متطلبات الكفاءة العالية مع استطاعة خرج عُظمى عالية أيضاً، ولكن يكون الربح منخفضاً مقارنةً بالمكبر المتوازن بتشكيلة الصنف AB وضرورة تحسيّن الخطيّة في مكبر دوهرتي التقليدي.

بالإضافة إلى ذلك، عند أمْثَلة نقاط انحياز مكبر دوهرتي التقليدي وجدنا، عن طريق المحاكاة، أنّ يمكن أن يلبي مكبر دوهرتي التقليدي تحسيّناً ملموساً في الخطيّة والربح من ثُمَّ، ولكن سيكون ذلك على حساب مَطلبي الكفاءة واستطاعة الخرج بشكل حتمي.

وأخيراً، وجدنا أنّ حل مكبر دوهرتي المبني على أساس طبولوجيا Stacked–FETs يعزّز وبشكل ملموس كل من الكفاءة واستطاعة الخرج، ولكن بالمثل تحتاج الخطيّة إلى تحسين ضروري لأن الأداء من ناحية الخطيّة والربح سوف يبقى مشابهاً إلى حدٍّ ما أداء مكبر دوهرتي التقليدي.

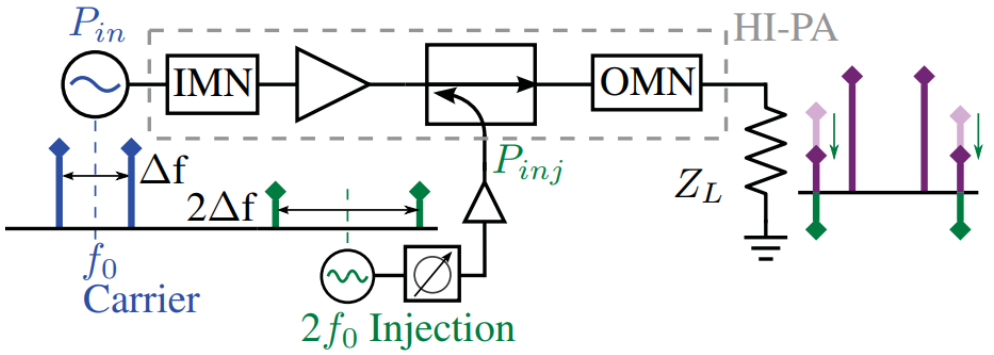
بكل الأحوال، يؤمن حل مكبر دوهرتي التقليدي ووفق طبولوجيا Stacked–FETs متطلبات الكفاءة واستطاعة الخرج في خلايا المحطات القاعدية لشبكة الجيل الخامس مثل خلايا الفمتو والميكرو حيث يمكن الوصول إلى كفاءة استطاعة مُضافة PAE تعادل 60% واستطاعة خرج تصل إلى أكثر من 30 dBm عند مستوى استطاعة OBO= 6 dB وربح يصل إلى 12 dB عند تردد العمل الأساسي 28 GHz.

الآفاق المستقبلية

تُشكّل الآفاق المستقبلية للبحث والمعروضة فيما يلي محاور بحث أساسيّة لأطروحة دكتوراه في مجال هندسة الإلكترونيات التطبيقية.

آفاق مستقبلية لتحسين خطيّة مكبر الاستطاعة DPAs

يقترح العمل [115] حلّاً لتحسين خطيّة مكبر الاستطاعة RFPA؛ وفق تشكيلته التقليدية (التي يعبر عنها الشكل 1–3 من هذا البحث)، ويتجلى هذا الحل بما يُطلق عليه تقنية الحقن التوافقي الثاني (2–HI) 2nd Harmonoc Injection. اعتمد الكتّاب في [115] على تكنلووجيا GaN لتصميم مكبر الاستطاعة عند تردد عمل أساسي f_0 مقداره 2.3 GHz، وقد تمّ تنفيذ هذا المكبر على دارة مطبوعة وأجؤيت عليها القياسات وتمّ الحصول على كفاءة وصلت إلى 80% مع استطاعة خرج حوالي 14 واط، مع انخفاض مستوى استطاعة الطيف للتوافقية الثالثة لحوالي 10 ديسيبل. يمكن أنّ يُمثِّل هذا العمل نقطة انطلاق أساسيّة في بحثنا المستقبلي وفق عدة محاور، أولها العمل على تنفيذ دارات المكبر المصمّمة بشكل فعلي في مخبر دارات ميكروية وإجراء القياسات الحقيقية (التي لم نقم بها في هذا البحث نظراً لعدم توفر مخبر دارات ميكروية متقدّم وتمويل كافٍ للحصول على ترانزستورات استطاعة؛ وفق تكنولوجيا GaN أو GaAs)، جنبّاً إلى جنب مع محور العمل على تردد العمل f_0 الذي حاكينا؛ وفقه معمارية دوهرتي وهو تردد الموجة الميليمترية 28 جيجا هرتز. ومن ثمّ يمكن أن يكون هذا التصميم هو التصميم الجديد لكل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد في مكبر دوهرتي ؛إذ أن يتم تطبيق آلية الحقن التوافقي عند كل منهما مع تصميم مناسب لشبكات توفيق الخرج والدخل واستخدام تكنولوجيا GaN للعمل على التردد الميليمتري المستخدم في عملنا هذا، لتحسين مستوى الطيف للتوافقية الثالثة لكل من المكبرين الرئيس والمساعد (انظر الشكل 3–34) ومن ثُمَّ تحسين خطيّة مكبر دوهرتي التقليدي من دون التأثير إلى حدٍّ ما على قيم الكفاءة واستطاعة الخرج التي حصلنا عليها في هذا العمل، ونُقدِّم في الشكل التالي مبدأ تصميم كل من المكبر الرئيس والمكبر المساعد؛ وفق آلية الحقن التوافقي الثاني.



آفاق مستقبلية لتحسين عرض النطاق الترددي لمكبر الاستطاعة DPA

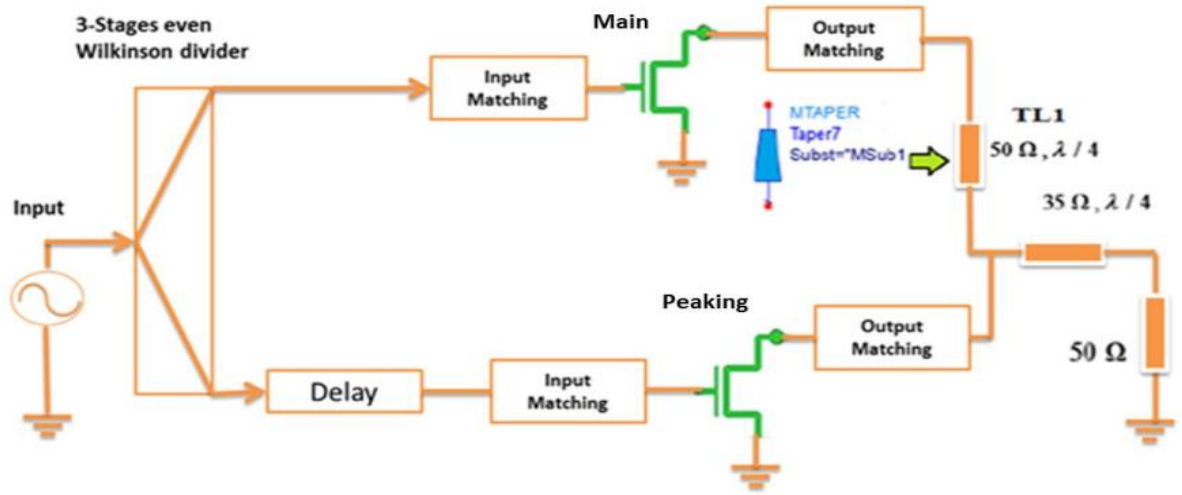
وجدنا في هذا البحث أنّه للتعامل مع الظروف غير المرغوب فيها التي يوفرها تدهور الكفاءة في مكبرات الاستطاعة RFPAs التقليدية، يعد مكبر دوهرتي (DPA) Doherty أحد التقنيات المفيدة التي توفر كفاءة عالية لإشارات الاتصال الحديثة في الجيل الخامس عند ترددات الأمواج الميليمترية. ومع ذلك، فإن النطاق الترددي المحدود (Limited BW) لهذا النوع من مكبرات الاستطاعة وأهميته (في الأنظمة اللاسلكية الحديثة مثل LTE وWiMAX وWi-Fi ضمن نطاق الجيل الخامس للاتصال؛ فضلاً عن أنظمة الأقمار الصناعية)، فإنّ تحسين هذا العيب يُمثِّل هدفاً رئيساً للبحث المحوري لمكبرات DPAs مستقبلاً. فقد وجدنا من خلال هذا البحث أنّه هناك بعض العوامل التي تحدّ من عرض النطاق الترددي BW النموذجي على أداء مكبر DPA:

1) وجود محولات؛ ممانعات عبارة عن خطوط نقل بربع طول الموجة، وذلك على خرج مكبر DPA.
2) وجود شبكات تعويض الطورعلي شكل خطوط نقل بربع طول الموجة على دخل المكبر المساعد،
3) صعوبة التصميم المثالي لشبكات توفيق الخرج وتوفيق الدخل والتي تحدّد بشكل رئيسي عرض النطاق الترددي للتكبر الرادايوي.
4) عدم توافق وجود خطوط النقل تلك مع عدم مثالية الجهاز الترانزستوري (منحني الخواص المميز للترانزستور ليس مثالي في الحالة العملية) حيثً أن محولات طول ربع الموجة تعمل كعاكس؛ ممانعات في تقنية تُعَدُّيل الحمل في مكبرات DPAs.

إذن، فإن الهدف المستقبلي لنا لتصميم DPA مُحسَّن عرض النطاق الترددي هو تقليل تأثير القضايا السابقة على أداء مكبر DPA لتطبيقات الجيل الخامس.

يقترح العمل [127] حلاّ لمحدودية عرض النطاق الترددي لمكبرات دوهرتي بالاعتماد على تكنولوجيا GaN ولكن عند تردد 2.5 GHz، وباستخدام مُقسّم ويلكنسون للاستطاعة غير متناظر an asymmetrical Wilkinson splitter. إنّ فكرة العمل [127] الرئيسة هي في استخدام خط نقل مُدبَّب Tapered Line، والذي يُطلق عليه في الأدبيات باسم Klopfenstein taper، يوضح الشكل التالي

موضعه في طبولوجيا دوهرتي وذلك عوضاً عن خط النقل بربع طول الموجة وذي الممانعة المميزة 50 أوم على خرج المكبر الرئيس DPA، ومع استخدام شبكات توفيق على الخرج والدخل مُطورة. يمكن أن يُمثِّل العمل [116] نقطة انطلاق رئيسية في هذا الخصوص للعمل المستقبلي باستخدام تكنولوجيا GaN أو GaAs عند ترددات الأمواج الميليمترية 28 GHz خاصة وأنّه يتبع نفس المنهجية في تصميم DPA.



التوصيات

تُبيّن النقاط الآتية أهم توصيات هذا البحث:

1- اعتماد الحل المقترح للتكبر الراديوي Doherty على أساس طبولوجيا Stacked-FETs لتصميم مكبرات الاستطاعة RFPAs بما يخدم تطبيقات الجيل الخامس نظراً للكفاءة العالية التي يوفرها.

2- ضرورة تقدّم البحث العلمي في سياق تعزيز خطيّة وعرض النطاق الترددي لمكبرات دوهرتي نظراً لأهميتها القصوى وكونها محوراً رئيساً للبحث حالياً في مجال الإلكترونيات التطبيقية.

3- تتجلى الأهميّة العملية لمكبرات دوهرتي في المحطات القاعدية BS لشبكة الاتصال 5G من كونها يمكن توفيقها مع وحدات النهاية الأمامية FEM ؛إذ أن يمكن فكّها وإعادة تركيبها بعد صيانتها أو تحديثها من دون الحاجة إلى تغير كامل التصميم في وحدة الإرسال الراديوي.

4- اعتماد برنامج ADS في تصميم وتنفيذ تجارب عمليّة لطلاب الهندسة في السنة الخامسة.

5- نظراً لعدم توفر مخبر قياسات ميكروية متقدم فإنّنا نوصي بتأسيس مخبر الكترونيات متقدم لدراسة وتصميم وتنفيذ دارات ميكروية وميليمترية في جامعة دمشق يمكن تفعيله في خدمة تصميم مكبرات الاستطاعة RFPAs في نطاق الجيل الخامس للاتصال، إذ أن يكون مجهزاً ببرمجيات وأجهزة وأدوات المحاكاة والقياس التي تدعهما شركة PathWave Design، وهي فرع من منظمة Keysight Technologies. يوفر برنامج ADS بيئة تصميم متكاملة لمصممي المنتجات الإلكترونية RF مثل الهواتف المحمولة وأجهزة الاستدعاء والشبكات اللاسلكية

والاتصالات الساتلية وأنظمة الرادار. وPathWave Design هي الشركة المصنعة لبرنامج ADS ويمكن الرجوع إلى جميع الوثائق والمستندات والبيانات المتعلقة بهذا الموضوع على الموقع الإلكتروني لهذه الشركة على الرابط التالي:

https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html

المراجع

[1] D. Y. C. Lie, J. C. Mayeda and J. Lopez, "Highly efficient 5G linear power amplifiers (PA) design challenges," 2017 International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), Hsinchu, Taiwan, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/VLSI-DAT.2017.7939653.
[2] P. Asbeck, IEEE RFIC Symp., WSB Woskshop "Highly Efficient 5G PA Design", San Francisco, May 22 (2016).
[3] T. Kamgaing, A.A. Elsherbini, S.N. Oster, B.M. Rawlings and K.-O. Lee, "Ultra-Thin Dual Polarized Millimeter-Wave Phased Array System-in-Package with Embedded Transceiver Chip", Tech. Dig. IEEE International Microwave Symposium (IMS), May 17-22, Phoenix, AZ, USA (2015).
[4] D. Y. C. Lie , J. C. Mayeda, Y. Li, and J. Lopez, "A Review of 5G Power Amplifier Design at cm-Wave and mm-Wave Frequencies", Hindawi, Wireless Communications and Mobile Computing, Volume 2018 |Article ID 6793814 | https://doi.org/10.1155/2018/6793814.
[5] D.Y.C. Lie et al.,, Proc. IEEE Topics in RF/microwave Power Amplifiers (PAWR), pp. 15-17, Austin, Jan. 24-27 (2016)
[6] J.J. Komiak, "Microwave and millimeter wave power amplifiers: Technology, applications, benchmarks, future trends", Proc. 2016 IEEE Int'l Symp. Radio-Frequency Integration Technology (RFIT2016), Taipei, Taiwan, Aug. 24-26 (2016)
[7] P. M. Asbeck, N. Rostomyan, M. Özen, B. Rabet and J. A. Jayamon, "Power Amplifiers for mm-Wave 5G Applications: Technology Comparisons and CMOS-SOI Demonstration Circuits," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 7, pp. 3099-3109, July 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2896047.
[8] Cripps, S., 2006. RF power amplifiers for wireless communications. Boston: Artech House.
[9] R. Darraji and F. M. Ghannouchi: “Digital Doherty amplifier with enhanced efficiency and extended range,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 59 (2011) 2898 (DOI:10.1109/TMTT.2011.2166122).
[10] R. Darraji, et al.: “Doherty goes digital: Digitally enhanced Doherty power amplifiers,” IEEE Microw. Mag. 17 (2016) 41 (DOI: 10.1109/MMM.2016.2561478).
[11] D. Gustafsson, et al.: “A modified Doherty power amplifier with extended bandwidth and reconfigurable efficiency,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 61 (2013) 533 (DOI: 10.1109/TMTT. 2012.2227783).
[12] S. Jee, et al.: “Asymmetric broadband Doherty power amplifier using GaN MMIC for femto-cell base-station,” IEEE Trans.Microw. Theory Techn. 63 (2015) 2802 (DOI: 10.1109/TMTT.2015.2442973).
[13] H. Golestaneh, et al.: “An extended bandwidth Doherty power amplifier using a novel output combiner,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 61 (2013) 3318 (DOI: 10.1109/TMTT.2013. 2275331).
[14] J. Kim: “2.4 GHz class-F−1 GaN Doherty amplifier with efficiency enhancement technique,” IEEE Microw. Compon. Lett. 28 (2018) 34 (DOI: 10.1109/LMWC.2017.2767292)
[15] P. M. Asbeck, "Will Doherty continue to rule for 5G?," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, USA, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540208.
[16] E. Saba and S. Vandris, "Taking Control of Mobile Network Power Consumption," February, 2014. [Online]. Available: https://www.techradar.com/news/networking.
[17] Anritsu, “Ten 5G Challenges for Engineers to Overcome,” pp. 1–8, 2016.
[18] Deloitte, “Digital Media: Rise of On-demand Content,” pp. 5–7, 2015.
[19] P. Fran, “5G: Issues & Challenges,” pp. 4–41, 2017.
[20] D. K. Cheng. Field and Wave Electromagnetics. 2nd Edition. Pearson, 2014.
[21] D.M. Pozar. Microwave engineering. 4th ed. Wiley, 2012. ISBN: 9780470631553.
[22] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2006, vol. 40, no. 6.
[23] J. H. Qureshi et al. “A wide-band 20W LMOS Doherty power amplifier”. In: 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. IEEE, 2010, pp. 1504–1507. ISBN: 9781424460564.

[24] B. R. Alam, "Broadband Design and Verification Approaches of RF Power Amplifier for 5G Front-End Transmission," 2019 IEEE Regional Symposium on Micro and Nanoelectronics (RSM), Pahang, Malaysia, 2019, pp. viii-viii, doi: 10.1109/RSM46715.2019.8943544.
[25] Lennaert Bronts. 60 GHz wireless power transfer - System analysis and Doherty power amplifier design, master thesis, Eindhoven University of Technology, July 2014.
[26] Marcos Lajovic Carneiro. Design, optimization and integration of Doherty power amplifer for 3G/4G mobile communications. Other [cond-mat.other]. Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, 2013. English. ffNNT : 2013BOR15024ff. fftel-00942844ff.
[27] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. 2009.
[28] C. Ramella et al. “High Efficiency Power Amplifiers for Modern Mobile Communications: The Load-Modulation Approach”. In: Electronics 6.4 (2017). ISSN: 2079- 9292. DOI: 10.3390/electronics6040096. URL: http://www.mdpi.com/2079-9292/6/4/96.
[29] W. H. Doherty. “A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves”. In: Proceedings of the IRE 24.9 (1936), pp. 1163–1182. ISSN: 0731-5996.
[30] L. R Kahn. “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration”. In: Proceedings of the IRE 40.7 (1952), pp. 803–806. ISSN: 0096-8390.
[31] H. Chireix. “High Power Outphasing Modulation”. In: Proceedings of the IRE 23.11 (1935), pp. 1370–1392. ISSN: 0731-5996.
[32] F. Raab. “Efficiency of Outphasing RF Power-Amplifier Systems”. In: IEEE Transactions on Communications 33.10 (1985), pp. 1094–1099. ISSN: 0090-6778.
[33] P. Asbeck and Z. Popovic. “ET Comes of Age: Envelope Tracking for HigherEfficiency Power Amplifiers”. In: Microwave Magazine, IEEE 17.3 (2016), pp. 16–25. ISSN: 1527-3342.
[34] M.R. Duffy et al. “Bandwidth-reduced supply modulation of a high-efficiency Xband GaN MMIC PA for multiple wideband signals”. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (2017), pp. 1850–1853. ISSN: 0149645X.
[35] A. Zozaya, "Aportación a la Linealización de Amplificadores de Potencia Mediante la Teoría de la Hiperestabilidad," Ph.D. Thesis. Department of Signal Theory and CommunicationsUniversitat Politècnica de Catalunya., Barcelona, Spain, June 2002.
[36] Tetsuzo Ueda, Masahiro Ishida, Tsuyoshi Tanaka, and Daisuke Ueda, "GaN Transistors on Si for Switching and High-Frequency Applications," Japanese Journal of Applied Physics, pp. 1-8, Sep 29, 2014.
[37] Sakwe Aloysius Sakwe, Mathias Stockmeier, Philip Hens, Ralf Müller, Desirée Queren, Ulrike Kunecke, Katja Konias, Rainer Hock, Andreas Mager, Michel Pons, Albrecht Winnacker and Peter Wellmann, "Review on Advances of SiC Vapor Growth for Improved Doping and Systematic Study on Dislocation Evolution," Basic Solid State Physics, vol. 245, no. 7, p. 1239– 1256, July 2008.
[38] Kenington, P.B., "High Linearity RF Amplifier Design," Artech House Publishers, 2000.
[40] S. Gao, "High-efficiency RF/microwave power amplifiers," IEEE Microw. Mag, vol. 7, no. 1, p. 40–48, Feb 2006.
[41] R. Negra, F. M. Ghannouchi, and W. Bächtold, "Study and Design Optimization of Multiharmonic Transmission-Line Load Networks for Class-E and Class-F -Band MMIC Power Amplifiers," IEEE Trans. Microw Theory Techn, vol. 55, no. 6, p. 1390–1397, Jun. 2007.
[42] K. Kuroda, R. Ishikawa, and K. Honjo, "Parasitic Compensation Design Technique for a Wide-band GaN HEMT Class-F Amplifier," IEEE Trans.Microw. Theory Techn, vol. 58, no. 11, p. 2741–2750, Nov, 2010.
[43] Y. S. Lee, M. W. Lee, and Y. H. Jeong, "High-efficiency class-F GaN HEMT amplifier with simple parasitic-compensation circuit," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 18, no. 1, p. 55–57, Jan, 2008.
[44] Chun-Wah Fan, Kwok-Keung M. Chen, "Theoretical and Experimental Study of Amplifier Linearization Based on Harmonic and Baseband Signal Injection Technique," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 50, no. 7, July 2002.
[45] D. R. Webster, J. B. Scott, and D. G. Haigh, "Control of Circuit Distortion by the Derivative Superposition Method," IEEE Microwave Guided Wave Lett, vol. 6, p. 123–125, March 1996. [46] V. Aparin, and Lawrence E. Larson, "Modified Derivative Superposition Method for Linearizing FET Low Noise Amplifiers," in IEEE Radio Frequency Integrated, 2004.

[47] Tae Wook Kim, Bonkee Kim and Kywro Lee, "Highly Linear RF CMOS Amplifier and Mixer Adopting MOSFET Transconductance Linearization by Multiple Gated Transistors," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2003.
[48]Tae Wook Kim, "A Common-Gate Amplifier with Transconductance Nonlinearity Cancellation and Its High Frequency Analysis Using the Volterra Series," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. 57, no. 6, pp. 1461-1469, JUNE 2009.
[49] Y. Hu, J. C. Mollier, J. Obregon, "A new method of third order intermodulation reduction in nonlinear microwave systems," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 34, no. 2, Feb. 2001.
[50] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeni, Feedback Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, 2002.
[51] B. C. Kuo, Automatic Control Systems, Prentice-Hall, 1995.
[52] Alfonso J. Zozaya and Eduard Bertran, "On the Performance of Cartesian Feedback and Feedforward Linearization Structures Operating at 28 GHz," IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, vol. 50, no. 4, pp. 382- 389, Dec 2004.
[53] Narahashi, S., Nojima, T., Maeta, M., Murota, K, "Feed Forward Amplifier," US Patent No. US5,166,634, July 1991.
[54] Youngoo, Y., Youngsik, K., Jeahyok, Y., Joongjin, N., Bumman, K., Wonwoo, K, "Digital Controlled Adaptive Feedforward Amplifier for IMT-200 Band," Microwave Symposium Digest, MTT-S International, vol. 3, p. 1487 – 1490, 11-16 June 2000.
[55] Y. K. G. Hau, V. Postoyalko, J. R. Richardson, "Design and Characteristics of a Microwave Feed-Forward Amplifier with Improved WideBand Distortion Cancellation," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 49, no. 1, Jan. 2001.
[56] Khanifar, A.; Gurvich, M.; Vassilakis, B, "Error Signal Reuse in a Feedforward Amplifier," IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 473 - 475, 2-7 June 2002.
[57] Michael E. Gadringer, Holger Arthaber and Gottfried Magerl, "Feedforward Amplifier Using Power Sensors for the Loop Balancing," 33rd European Microwave, vol. 9, p. 1223 – 1226, October 2003.
[58] Skadron, K., Abdelzaher, T., and Stan, M. R, "Control Theoretic Techniques and Thermal-RC Modeling for Accurate and Localized Dynamic Thermal Management," Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition, vol. 1, pp. 10-15, 2004.
[59] Pere L. Gilabert, Albert Cesari, Gabriel Montoro, Eduard Bertran and Jean-Marie Dilhac, "Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. 56, no. 2, pp. 372-384, FEB 2008.
[60] Boumaiza, S. and Ghannouchi, F. M, "Thermal memory effects modeling and compensation in RF power amplifiers and predistortion linearizers," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, no. 12, pp. 2427-2433, 2003.
[61] C. S. Yu et al, "1.9 GHz Low Loss Varactor Diode Predistorter," IEE Electronic Letters, vol. 35, no. 20, pp. 1681-1682, Sept. 1999.
[62] K. Bathich, H. Portela, and G. Boeck, "A High Efficiency Si LDMOS Doherty Power Amplifier with Optimized Linearity," Proceedings of the IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference IMOC Brazil, pp. 33-36, Nov. 2009.
[63] M. T. Arnous, K. Bathich, S. Preis, and G. Boeck, "200 W Octave Bandwidth GaN Power Amplifier," in Proceedings of the 42nd European Microwave Conference, Amsterdam, Holland, Oct. 2012.
[64] T. Kikkawa et al, "GaN Device for Highly Efficient Power Amplifiers," FUJITSU Sci. Tech. J, vol. 48, no. 1, pp. 40-46, Jan 2012.
[65] F. H. Raab, P. Asbeck, S. C. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar. 2002.
[66] S. A. Mass, Nonlinear Microwave and RF Circuits, Norwood MA: Artech House Inc, 2nd edition, 2003
[67] M. SABAGHI et al, "Using LDMOS Transistor in Class-F Power Amplifier for WCDMA Applications," Int. J. Communications, Network and System Sciences, vol. 4, pp. 662-666, Oct 2011.

[68] A. L. Clarke, M. Akmal, J. Lees, P. J. Tasker, and J. Benedikt, "Investigation and Analysis into Device Optimization for Attaining Efficiencies in-Excess of 90% when Accounting for Higher Harmonics," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig, p. 1114 1117, Jun 2010.
[69] A. Sheikh, C. Roff, J. Benedikt, P. J. Tasker, B. Noori, J. Wood, and P. H. Aaen, "Peak Class F and Inverse Class F Drain Efficiencies Using Si LDMOS in a Limited Bandwidth Design," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 19, no. 7, p. 473–475, Jul. 2009.
[70] A. Inoue, T. Heima, A. Ohta, R. Hattoru, and Y. Mitsui, "Analysis of Class-F and Inverse Class-F Amplifiers," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig, p. 775–778, Jun. 2000.
[71] A. Inoue, A. Ohta, S. Goto, T. Ishikawa, and Y. Matsuda, "The Efficiency of Class-F and Inverse Class-F Amplifiers," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig, p. 1947–1950, Jun. 2004.
[72] S. Goto, T. Kunii, A. Ohta, A. Inoue, Y. Hosokawa, R. Hattori, and Y. Mitsui, "Effect of Bias Condition and Input Harmonic Termination on High Efficiency Inverse Class-F Amplifiers," Proc. 31th Eur. Microw. Conf, p. 1–4, Sep. 2010.
[73] Y. Y.Woo, Y. Yang, and B. Kim, "Analysis and Experiments for High Efficiency Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 54, no. 5, p. 1969–1974, May 2006.
[74] E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, and R. Giofrè, "Class F PA: Theoretical Aspects," Integr. Nonlinear Microw. Millimeter Wave Circuits Workshop, p. 29–32, Apr 2010.
[75] E. Cipriani, P. Colantonio, F. Giannini, and R. Giofrè, "Theoretical and Experimental Comparison of Class F versus Class F-1 PAs," Proc. 40th Eur. Microw. Conf, p. 428–431, Sep 2010.
[76] J. H. Kim, G. D. Jo, J. H. Oh, Y. H. Kim, K. C. Lee, and J. H. Jung, "Modeling and Design Methodology of High-Efficiency Class-F and Class-F-1 Power Amplifiers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 59, no. 1, p. 153–165, Jan. 2011.
[77] J. Moon, J. Kim, and B. Kim, "Investigation of a Class-J Power Amplifier with a Nonlinear for Optimized Operation," IEEE Trans.Microw. Theory Tech, vol. 58, no. 11, p. 2800–2811, Nov. 2010.
[78] J. Kim, J. Kim, J. Moon, J. Son, I. Kim, S. Jee, and B. Kim, "Saturated Power Amplifier Optimized for Efficiency Using Self Generated Harmonic Current and Voltage," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol. 59, no. 8, p. 2049–2058, Aug 2011.
[79] J. Moon, S. Jee, J. Kim, and B. Kim, "Investigation of a Class F Power Amplifier with a Nonlinear," Proc. 41th Eur. Microw. Conf, p. 124–127, Sep. 2011.
[80] P. Saad, H. M. Nemati, K. Andersoon, and C. Fager, "Highly Efficient GaN-HEMT Power Amplifiers at 3.5 GHz and 5.5 GHz," IEEE 12th Annu. Wireless Microw.Technol. Conf, pp. 1-4, Apr. 2011.
[81] H. M. Nemati, C. Fager, M. Thorsell, and H. Zirath, "High-Efficiency LDMOS Power-Amplifier Design at 1 GHz Using an Optimized Transistor Model," IEEE Trans.Microw. Theory Tech, vol. 57, no. 7, p. 1647–1654, Jul. 2009.
[82] Fedorenko, P. and Kenney, J, "Analysis and Suppression of Memory Effects in Envelope Elimination and Restoration (EER) Power Amplifiers," Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, pp. 1453-1456, 2007.
[83] 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, p. 1244–1255, Apr 2005.
[84] Chen, J., Fedorenko, P., and Kenney, J, "A Low Voltage W-CDMA Polar Transmitter with Digital Envelope Path Gain Compensation," Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 16, no. 7, pp. 428-430, 2006.
[85] Kimball, D., Jeong, J., Hsia, C., Draxler, P., Lanfranco, S., Nagy, W., Linthicum, K., Larson, L., and Asbeck, P, "High-Eficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol. 54, no. 11, pp. 3848-3856, 2006.
[86] McCune, E., "Polar Modulation and Bipolar RF Power Devices," Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2005, pp. 1-5, 2005.
[87] Raab, F, "Intermodulation Distortion in Kahn-Technique Transmitters," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol. 44, no. 12, pp. 2273-2278, 1996.
[88] Hanington, G., Chen, P. F., and Asbeck, P. M, "A 10 MHz Dc to Dc Converter for Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement," IEEE MTT-S Int.Microwave Symp. Dig, 1998.

[89] Hanington, G., Chen, P.-F., Asbeck, P. M., and Larson, L. E, "Highefficiency power amplifier using dynamic power-supply voltage for CDMA applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 47, pp. 1471-1476, August 1999.
[90] J. Lopez, Y. Li, J. Popp, D. Lie, C.-C. Chuang, K. Chen, S. Wu, T.-Y. Yang,and G.-K. Ma, "Design of Highly Efficient Wideband RF Polar Transmitters Using the Envelope-Tracking Technique," IEEE Journal of SolidState Circuits, vol. 44, no. 9, pp. 2276 -2294, sept. 2009.
[91] David A. Calvillo-Cortes, Mark P. van der Heijden, Mustafa Acar Michel de Langen, Robin Wesson, Fred van Rijs, and Leo C. N. de Vreede, "A Package-Integrated Chireix Outphasing RF Switch-Mode High-Power Amplifier," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, vol. 61, no. 10, pp. 3721-3732, OCT 2013.
[92] Omid Talebi Amiri and Adil Koukab, "A 10-W Modified LINC Power Amplifier with a Reduced-Size Chireix Power Combiner," Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2014 IEEE Topical Conference on, pp. 25-27, Jan 2014.
[93] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. 2009.
[94] J. H. Qureshi et al. “A wide-band 20W LMOS Doherty power amplifier”. In: 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. IEEE, 2010, pp. 1504–1507. ISBN: 9781424460564.
[95] Yang, Youngoo, Jaehyok Yi, Young Yun Woo, and Bumman Kim, "Optimum Design for Linearity and Efficiency of a Microwave Doherty Amplifier Using a New Load Matching Technique," Microwave Journal, vol.12, 2001.
[96] Andrei Grebennikov and Senad Bulja. “High-Efficiency Doherty Power Amplifiers: Historical Aspect and Modern Trends”. In: Proceedings of the IEEE 100.12 (2012), pp. 3190–3219. ISSN: 0018-9219.
[97] P. Colantonio, F. Giannini, and E. Limiti, High Efficiency RF and Microwave Solid State High Power Amplifiers, 2013, vol. 53, no. September 2013.
[98] R. S. Pengelly, “Improving the Linearity and Efficiency of RF Power Amplifiers,” High Frequency Electronics, no. September, 2002.
[99] Clausen William, "Small and large signal modeling of MM-Wave MHEMT devices" (2003). University of South Florida, USA, Msc Thesis. http://scholarcommons.usf.edu/etd/1346.
[100] Zhang, Z., Cheng, Z., Liu, G., Zhang, Z., & Cai, Y. (2019). Design of a broadband high-efficiency Doherty power amplifier for 5G communication systems. IEICE Electronics Express, 16(14), 20190371-20190371. doi: 10.1587/elex.16.20190371.
[101] Nasri, A., Estebsari, M., Toofan, S., Piacibello, A., Pirola, M., Camarchia, V., & Ramella, C. (2021). Design of a Wideband Doherty Power Amplifier with High Efficiency for 5G Application. Electronics, 10(8), 873. doi: 10.3390/electronics10080873.
[102] Ahmadi, K., Dousti, M., & Asadi, S. (2019). A Highly Extended High-Efficiency Range Class-F–C Doherty Power Amplifier. Journal Of Circuits, Systems And Computers, 29(09), 2050152. doi: 10.1142/s0218126620501522.
[103] Nguyen, D., Pham, T., & Pham, A. (2018). A 28-GHz Symmetrical Doherty Power Amplifier Using Stacked-FET Cells. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 66(6), 2628-2637. doi: 10.1109/tmtt.2018.2816024.
[104] Hu, S., Wang, F., & Wang, H. (2019). A 28-/37-/39-GHz Linear Doherty Power Amplifier in Silicon for 5G Applications. IEEE Journal Of Solid-State Circuits, 54(6), 1586-1599. doi: 10.1109/jssc.2019.2902307.
[105] Lv, G., Chen, W., Chen, X., Ghannouchi, F., & Feng, Z. (2019). A Compact Ka/Q Dual-Band GaAs MMIC Doherty Power Amplifier With Simplified Offset Lines for 5G Applications. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, 67(7), 3110-3121. doi: 10.1109/tmtt.2019.2908103.
[106] G. Lv, W. Chen and Z. Feng. (2018). "A Compact and Broadband Ka-band Asymmetrical GaAs Doherty Power Amplifier MMIC for 5G Communications," IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, 2018, pp. 808-811, doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439219.
[107] Nikandish, G., Staszewski, R., & Zhu, A. (2020). Breaking the Bandwidth Limit: A Review of Broadband Doherty Power Amplifier Design for 5G. IEEE Microwave Magazine, 21(4), 57-75. doi: 10.1109/mmm.2019.2963607.

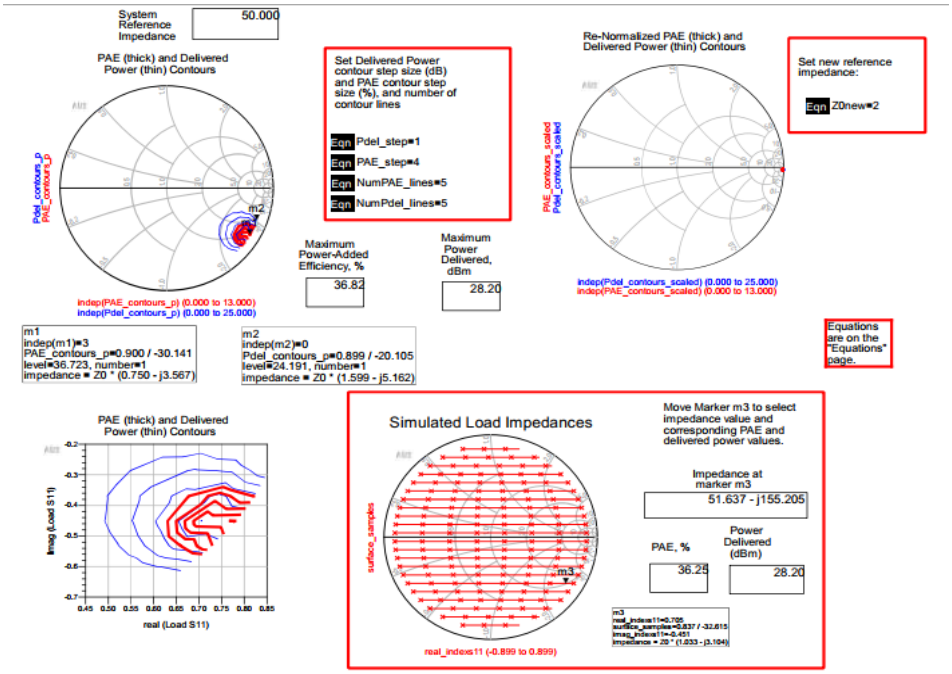
[108] Kenneth Previn Samuel, (2017), "Systematic Design of a Microwave GaN Doherty Power Amplifier". University of Toronto, USA, Msc Thesis. https://tspace.library.utoronto.ca/bitstream/1807/82784/3/Samuel_Kenneth_P_201703_MAS_thesis.pdf.
[109] I. Angelov, H. Zirath and N. Rosman, "A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 12, pp. 2258-2266, Dec. 1992, doi: 10.1109/22.179888.
[110] I. Angelov, L. Bengtsson and M. Garcia, "Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, no. 10, pp. 1664-1674, Oct. 1996, doi: 10.1109/22.538957.
[111] Edadocs.software.keysight.com. 2021. Angelov Model (Angelov (Chalmers) Nonlinear GaAsFET Model) - Angelov Model (Angelov (Chalmers) Nonlinear GaAsFET Model) - Keysight Knowledge Center. [online] Available at: <https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=6063274> [Accessed 7 May 2021].
[112] Slade, G. (2021). The Basics of the Doherty Amplifier. Retrieved 7 May 2021, from https://www.researchgate.net/publication/259583529_The_Basics_of_the_Doherty_Amplifier.
[113] Sajedin, M., Elfergani, I., Rodriguez, J., Abd-Alhameed, R., & Barciela, M. (2019). A Survey on RF and Microwave Doherty Power Amplifier for Mobile Handset Applications. Electronics, 8(6), 717. doi: 10.3390/electronics8060717.
[114] Guide to Harmonic Balance Simulation in ADS. (2021). Retrieved 7 May 2021, from http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/ads2005a/pdf/adshbapp.pdf.
[115] S. Rahimizadeh, T. Cappello and Z. Popović, "An Efficient Linear Power Amplifier with 2nd Harmonic Injection," 2019 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/PAWR.2019.8708728.
[116] L. G. Salem, J. F. Buckwalter and P. P. Mercier, "A Recursive Switched-Capacitor House-of-Cards Power Amplifier," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 52, no. 7, pp. 1719-1738, July 2017, doi: 10.1109/JSSC.2017.2703781.
[117] K. E. Peterson, H. -. Hung, F. R. Phelleps, T. F. Noble and H. C. Huang, "Monolithic high-voltage FET power amplifiers," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1989, pp. 945-948 vol.3, doi: 10.1109/MWSYM.1989.38878.
[118] A. Ezzeddine, H. -. A. Hung and H. C. Huang, "High-Voltage FET Amplifiers for Satellite and Phased-Array Applications," 1985 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1985, pp. 336-339, doi: 10.1109/MWSYM.1985.1131978.
[119] H. Dabag, B. Hanafi, F. Golcuk, A. Agah, J. F. Buckwalter and P. M. Asbeck, "Analysis and Design of Stacked-FET Millimeter-Wave Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 4, pp. 1543-1556, April 2013, doi: 10.1109/TMTT.2013.2247698.
[120] Gijsbert van der Bent, (2019), 'Stacked-FET based GaAs monolithic microwave high-power amplifiers for active electronically scanned array radar front-ends', PhD thesis, University of Twente, Enschede. [online] Available at: <https://research.utwente.nl/en/publications/stacked-fet-based-gaas-monolithic-microwave-high-power-amplifiers> [Accessed 7 May 2021].
[121] M. Gavell, I. Angelov, M. Ferndahl and H. Zirath, "A high voltage mm-wave stacked HEMT power amplifier in 0.1 μm InGaAs technology," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166754.
[122] Y. Kim and Y. Kwon, "Analysis and Design of Millimeter-Wave Power Amplifier Using Stacked-FET Structure," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 2, pp. 691-702, Feb. 2015, doi: 10.1109/TMTT.2014.2387846.
[123] B. A. Ezzeddine, H. A. Hung, E. Viveiros and H. Huang, "High-power GaN MMIC PA Over 40–4000MHz," 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697363.
[124] B. A. Ezzeddine, A. Hung, E. Viveiros and H. Huang, "Ultra wide-band, high-power, high-efficiency GaN amplifier," 2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS), 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEE-IWS.2013.6616737.

[125] Audrey Martin, Tibault Reveyrand, Michel Campovecchio, Raphael Aubry Stephane Piotrowicz, Didier Floriot and Raymond Quere. Design method of balanced AlGaN/GaN HEMT cascode cells for wideband distributed power amplifiers, European Microwave Association Vol. 4; December 2008; 261–267.
[126] S. Pornpromlikit et al., "A Watt-Level Stacked-FET. Linear Power Amplifier" IEEE.Trans. MTT, Vol.58, No.1, Jan, 2010.
[127] Amin K.Ezzeddine, Ho C. Huang and jack L. Singer UHiFET-A new high-frequency High-Voltage device, 2011.
[127] Eduard Bertran, Mehran Yahyavi,'' A Wideband Doherty-like Architecture using a Klopfenstein Taper for Load Modulation'', IEEE Microwave and Wireless Components Letters (MWCL), vol 25, no. 11, pp:760-762, Nov 2015

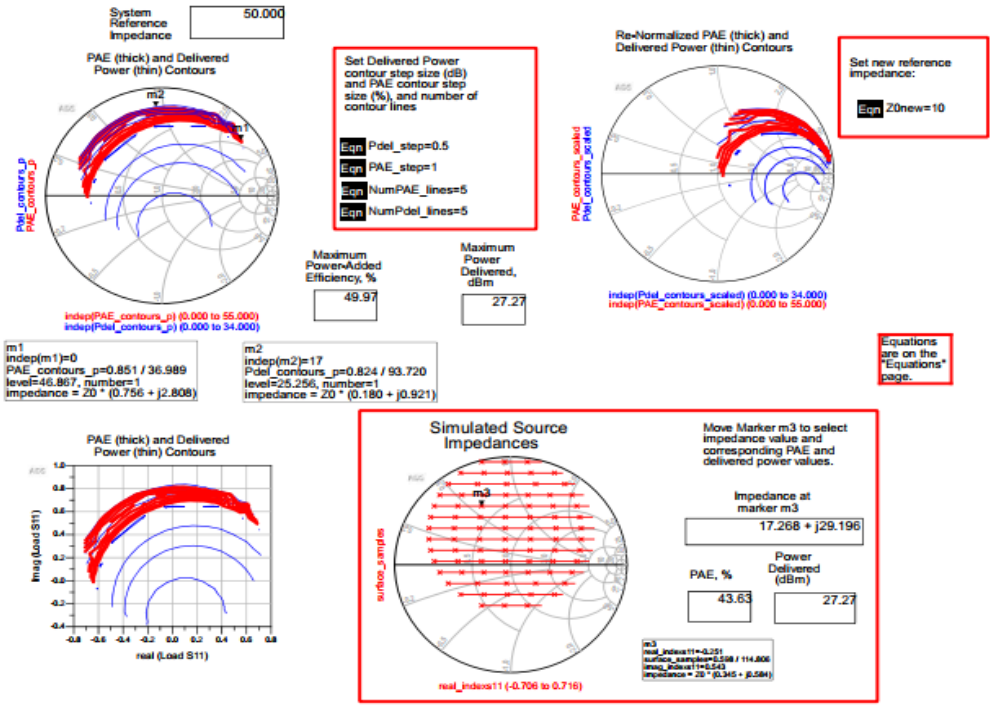
الملاحق

الملحق -أ-: نسخ إظهار ملفات النتائج لإجرائية Load/Source Pull المتعلقة بالفصل الثالث.

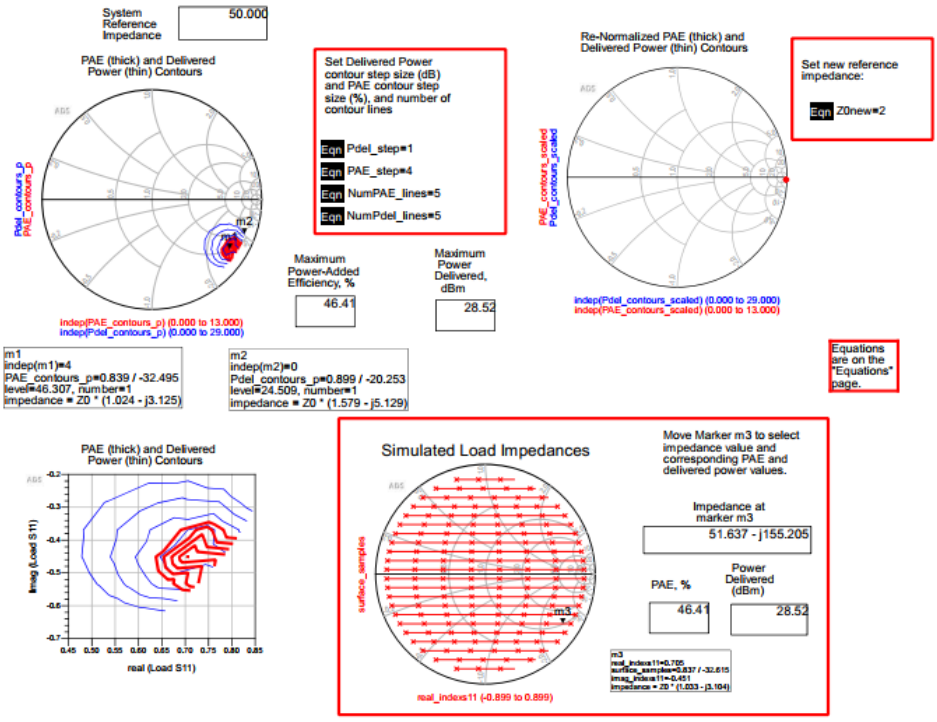
1- نتائج سحب الحمل للمكبر الرئيس



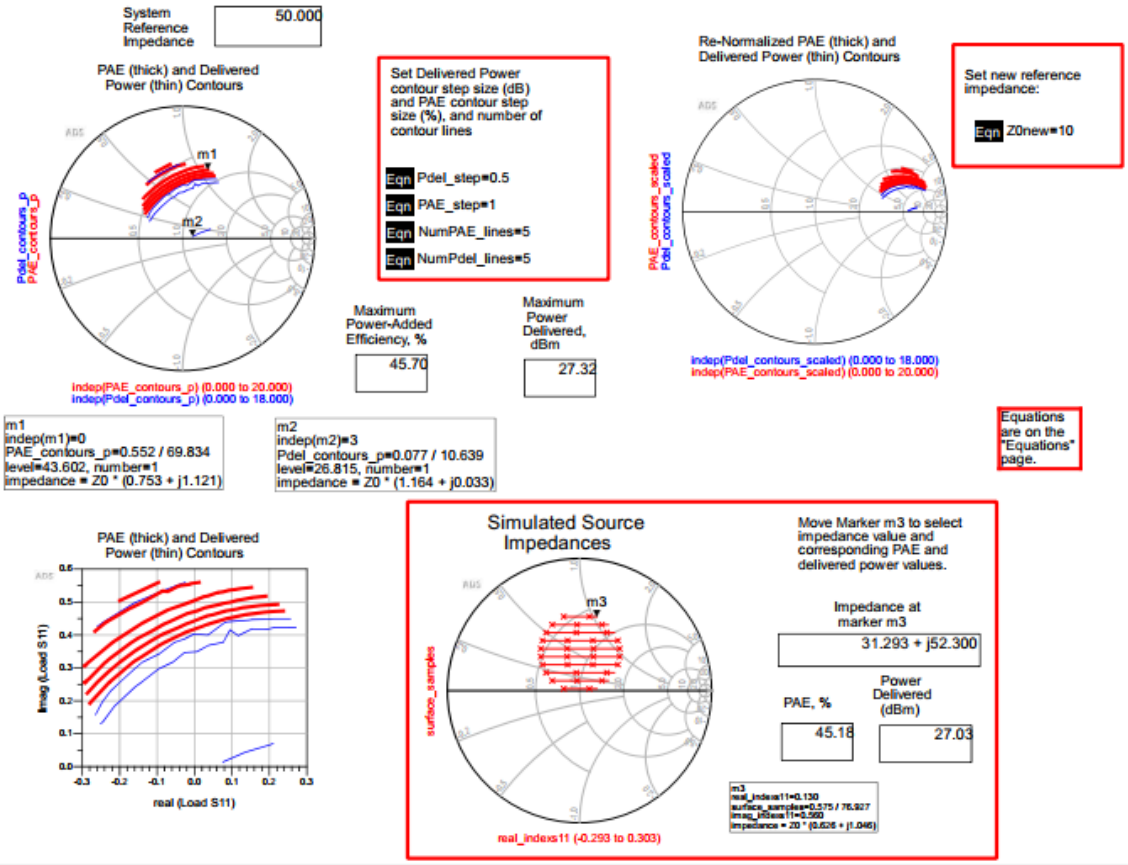
2- نتائج سحب المنبع للمكبر الرئيس



3- نتائج سحب الحمل للمكبر المساعد

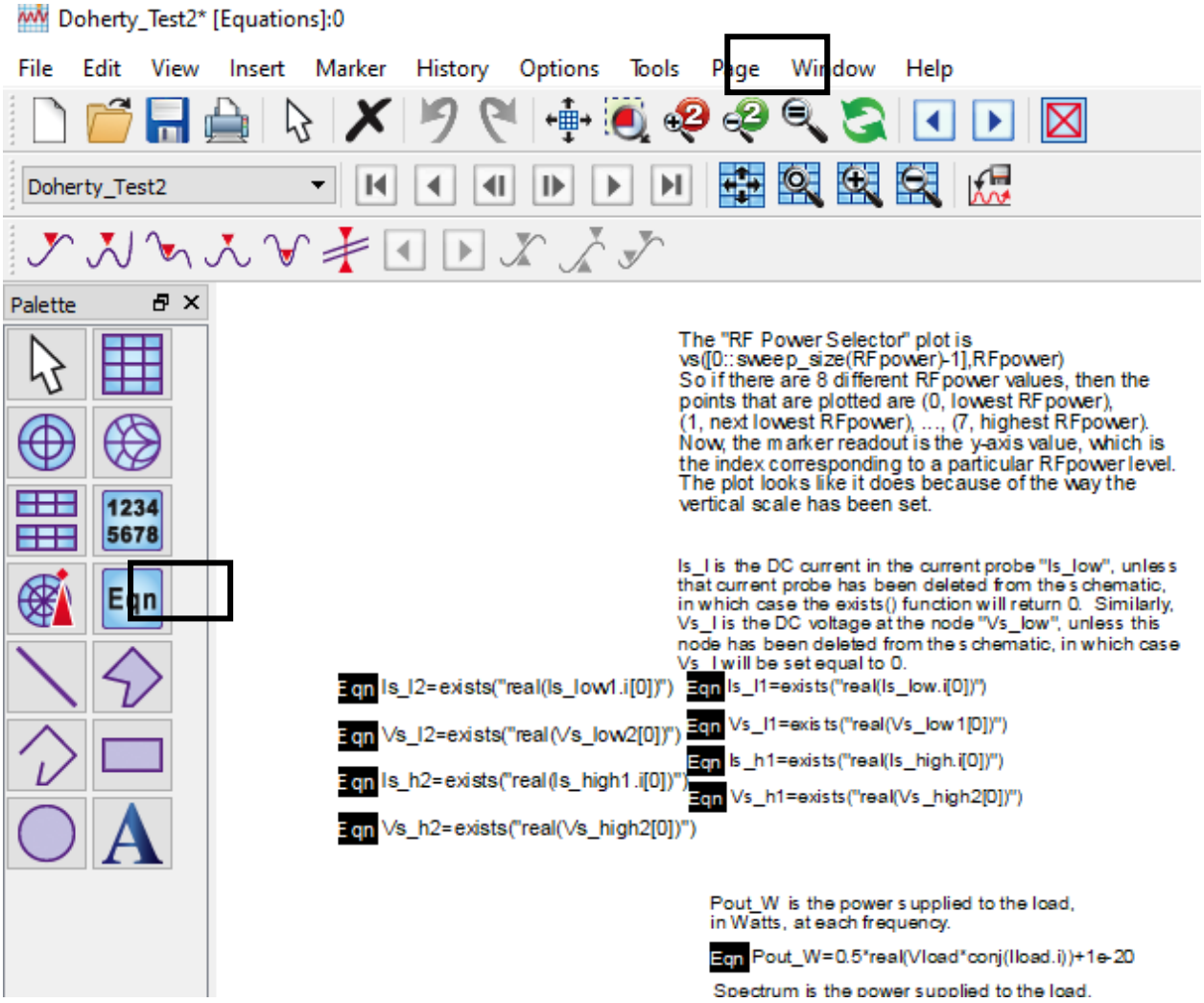


4- نتائج سحب المنبع للمكبر المساعد



الملحق -ب-: معادلات الحساب كما يجب وضعها مرفقةً مع تصاميم محاكاة مكبر دوهرتي في برنامج ADS

عند تشغيل المحاكاة وفق برنامج ADS يظهر ملف بيانات بلاحقة ’dds.‘ يمكن من خلاله إظهار نتائج المحاكاة على شكل مخططات بيانية ومخططات سميث وجداول وقيم متحولات معلومة ومجهولة، ولتعيين الرسومات المعروضة في الفصلين الثالث والرابع من هذا البحث، يجب إضافة صفحة من شريط الأدوات نختار Page وتسميتها ”equation“ كما يبينه الشكل التالي:



بعدئذ نضيف المعادلات والتعليقات من القائمة ”Eqn“ على اليمين وإدخالها كما يلي ضمن الصفحة الفارغة الناتجة باسم ’equations‘:

```
The "RF Power Selector" plot is
vs([0::sweep_size(RFpower)-1],RFpower)
So if there are 8 different RFpower values, then the
points that are plotted are (0, lowest RFpower),
(1, next lowest RFpower), ..., (7, highest RFpower).
Now, the marker readout is the y-axis value, which is
the index corresponding to a particular RFpower level
The plot looks like it does because of the way the
vertical scale has been set.
```

Fundamental Frequency is computed as freq[0,1]
The "0" index just selects one of a vector of identical values, one for each value of the swept variable.
Available Source Power is the swept variable, RFpower, on the schematic, in units of dBm.
Zload is set on the schematic and it is passed into the dataset via the HB controller.

The harmonic levels in dBc are computed as Spectrum[2]-Spectrum[1] for the 2nd harmonic, Spectrum[3]-Spectrum[1] for the 3rd harmonic, etc.

PAE is the power-added efficiency, in percent.

This power-added efficiency equation that uses the power absorbed at the input is considered to be a better, more accurate figure of merit than the one that uses the power available from the source.

Eqn PAE=100*(Pout_fund_W-Pin_W[1])/Pdc

Eqn PAE1=100*((Pout_fund_W-Pavs_W)/Pdc)

Pdc is the DC power consumption in Watts.

Eqn Pdc=Is_h1*Vs_h1 +Is_l1*Vs_l1 +Is_h2*Vs_h2 +Is_l2*Vs_l2 +1e-20

Pin_W is the power input to the network, at the node labeled "Vinput", in Watts, at each frequency.

Eqn Pin_W=0.5*real(Vinput*conj(I_input.i))+1e-20

Pinput_total is the total power supplied to the network.

Eqn Pinput_total=sum(Pin_W)+Pdc

Is_I is the DC current in the current probe "Is_low", unless that current probe has been deleted from the schematic, in which case the exists() function will return 0. Similarly, Vs_I is the DC voltage at the node "Vs_low", unless this node has been deleted from the schematic, in which case Vs_I will be set equal to 0.

Eqn Is_I2=exists("real(Is_low1.i[0])")

Eqn Vs_I2=exists("real(Vs_low2[0])")

Eqn Is_h2=exists("real(Is_high1.i[0])")

Eqn Vs_h2=exists("real(Vs_high2[0])")

Eqn Is_I1=exists("real(Is_low.i[0])")

Eqn Vs_I1=exists("real(Vs_low1[0])")

Eqn Is_h1=exists("real(Is_high.i[0])")

Eqn Vs_h1=exists("real(Vs_high2[0])")

Is_I is the DC current in the current probe "Is_low", unless that current probe has been deleted from the schematic, in which case the exists() function will return 0. Similarly, Vs_I is the DC voltage at the node "Vs_low", unless this node has been deleted from the schematic, in which case Vs_I will be set equal to 0.

Eqn Is_I2=exists("real(Is_low1.i[0])")

Eqn Vs_I2=exists("real(Vs_low2[0])")

Eqn Is_h2=exists("real(Is_high1.i[0])")

Eqn Vs_h2=exists("real(Vs_high2[0])")

Eqn Is_I1=exists("real(Is_low.i[0])")

Eqn Vs_I1=exists("real(Vs_low1[0])")

Eqn Is_h1=exists("real(Is_high.i[0])")

Eqn Vs_h1=exists("real(Vs_high2[0])")

Pout_W is the power supplied to the load, in Watts, at each frequency.

Eqn Pout_W=0.5*real(Vload*conj(Iload.i))+1e-20

Spectrum is the power supplied to the load, in dBm, at each frequency.

Eqn Spectrum=10*log(Pout_W) +30

Poutput_total is the total power supplied to the load, in Watts.

Eqn Poutput_total=sum(Pout_W)

Pdiss is the thermal dissipation in the network, in Watts.

Eqn Pdiss=Pinput_total-Poutput_total

Syrian Arab Republic
Ministry of Higher Education and Scientific Research
Damascus university
Facutly of Mechanical and Electrical Engineering
Department of Electronics and Communications Engineering

RF Amplifier Power Efficiency Enhancement For 5G Systems

A Dissertation submitted in Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree of Master in

Applied Electronics Engineering

By

Eng. Rouba Fayez Mahmoud

Supervisor

Dr. Nidal Zidane

Academic Year

2021 -2022