

دراسة طرائق لتصميم دارات مواعمة عريضة المجال لمكبرات الاستطاعة المستخدمة في تطبيقات الأمواج المتريية والديسبمتريية *

المهندسة ميس محمد **

الدكتور محمد
الحريري***

الدكتور فريز عبود***

الكلمات المفتاحية: المجال الترددي العريض ، دارات المواعمة، محول الممانعة، مكبرات الاستطاعة

الملخص

يعرض هذه البحث تصميم دارات مواعمة عريضة الحزمة انطلاقاً من عدة نماذج تمت دراستها، وتصميمها وإجراء بعض المقارنات بينها بالنسبة للحزمة الترددية، ونسبة تحويل الممانعة، حيث تم التركيز على تصميم نوعين من المحولات التي تحقق مجال ترددي عريض ألا وهي: المحولات المترابطة والمحولات الفريتيية، و اختيار النموذج الأنسب لتطبيقها على مكبرات الاستطاعة لتعمل على مجال عريض أكثر من أوكتاف مع الحفاظ على معامل VSWR والحصول على أعظم استطاعة، حيث تم في تطبيق المحولات الفريتيية نموذج Guanella كمحول ممانعة 1:4 بالإضافة الى نموذج Ruthroff بشكل Balun محول 1:1 لمواعمة ممانعة دخل وخرج الترانزستور blf645 من شركة Philips حتى حصلنا على استطاعة 100 W تغطي أكثر من 3 octave من التردد الأصغري، وبالإضافة الى إيجاد حل لمشكلة عدم ثبات ربح المكبر ومعامل VSWR خلال المجال الترددي العريض، هذا التصميم المقترح يلبي متطلبات معايير الاتصالات الحديثة مثل القفز الترددي و نثر الطيف و إمكانية نقل معطيات (SMS,IP PACKETS,VIDEO)، مثل بث الفيديو الرقمي وغيره.

*أعد البحث في سياق رسالة الدكتوراه للطالبة ميس محمد بإشراف الأستاذ الدكتور فريز عبود ومشاركة الدكتور محمد الحريري

** طالبة دكتوراه - قسم الاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق

***أستاذ - قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق

**** باحث رئيسي - المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

Study methods of designing wide band matching circuits for power amplifiers used in metric and decimeter wave applications*

Eng. Mais Mohamed **

Dr. Fariz Abboud ***

Dr. Mohamad Al hariri ****

Abstract

This paper presents the design of broadband matching circuits based on several models that have been studied, designed and made some comparisons between them with respect to the frequency band and the impedance conversion ratio, where the focus was on designing two types of transformers that achieve a wide band frequency, namely, interconnected transformers and ferrite transformers, and choosing the most appropriate model for their application. On the amplifiers of the power to operate on a wide band more than an octave while maintaining the coefficient of VSWR and obtaining the greatest power, where in the application of the ferrite transformers Guanella model as a 1: 4 impedance transformer ,in addition to the Ruthroff model in the form of a Balun transformer 1: 1 to approve the impedance of input and output of the transistor blf645 from Philips until we obtained The power of 100w covers more than 3octave of the minimum frequency, and in addition to finding a solution to the problem of instability of amplifier gain and VSWR during the wide frequency range, this proposed design meets the requirements of modern communication standards such as frequency

hopping, spectrum scattering and data transmission capability (SMS, IP PACKETS, VIDEO) such as, Digital video broadcasting and more

Key words: broadband, matching circuits, Impedance transformer, Power amplifiers

* The research was conducted in the context of the Phd thesis of the student Mais Mohammed under the supervision of Dr. Fariz Abboud and the participation of Dr. Mohamad Alhariri.

** Phd.Sc.Student Department of Communications - Faculty of Mechanical and Electrical Engineering - Damascus University.

*** Prof.Dr. Department of Electronics and Communications Engineering, Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Damascus University.

**** Major Researcher, Higher Institute of Applied Sciences and Technology.

1- المقدمة:

تعتبر دارات المواعمة عريضة الحزمة من العناصر الأساسية لتصميم مكبرات الاستطاعة المنخفضة الضجيج ، ومكبرات الاستطاعة العالية والهوائيات، ومقسمات ومجمعات الاستطاعة ومكونات أخرى من عناصر الأجهزة الراديوية وغيرها [1]. الهدف الرئيسي من دارات المواعمة هي تقليل الانعكاس بين المكونات الراديوية ونقل الاستطاعة القصوى للإشارة، ولكن تكمن الصعوبة في تطبيقات الحزمة الترددية العريضة، [2] وخاصة إذا كان أكثر من أوكتاف، مع المحافظة على الخطية ونسبة عالية لإستطاعة الإشارة.

2- هدف البحث:

تطوير دراسة تصميمية لدارات موافقة تحقق الحزمة الترددية العريضة لأكثر من أوكتاف مع الحصول على نسبة تحويل عالية للممانعة، وإجراء مقارنة بينها بما يتناسب مع تصميم مكبرات الاستطاعة في ترددات VHF-UHF ، وبالإضافة الى إيجاد حل لمشكلة عدم ثبات ربح المكبر و معامل [voltage standing wave ratio] VSWR خلال الحزمة الترددية العريضة.

3- أدوات البحث :

برمجية متطورة (MICROWAVE OFFICE) NIAWR .

كبلات محورية بممانعات مميزة (عناصر موزعة)، قاعدة عازلة F4، مواد فريتية تعمل على ترددات تصل حتى 1 GHz، ترانزستورات LD MOSFET.

4- الدراسة النظرية:

يعتمد عرض المجال الترددي في تقنيات الإتصال اللاسلكي على معدل البيانات، وزيادة معدل نقل البيانات تتطلب تقديم استجابة مجال ترددي عريض [2] ، حيث تم تطبيق العديد من التقنيات على تصميم دارات المواعمة على مجال ترددي ضيق، وعريض ومتعددة المراحل. وفي السنوات الأخيرة تم تطوير العديد من دارات المواعمة لتحقيق المجال الترددي العريض مع نسبة تحويل

ممانعة عالية، سنذكر بعض هذه الطرائق وإجراء بعض المقارنات بينها. ولكن يجب ذكر مقدمة مختصرة عن خطوط النقل.

1-4- مقدمة عن خطوط النقل:

تعرف ممانعة دخل لخط نقل ذو حمل Z_L وطول كهربائي θ معرف بممانعة مميزة ب Z_0

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_m e^{-j2\theta}}{1 - \Gamma_m e^{-j2\theta}} \dots \dots \dots (1)$$

$$\frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \dots \dots \dots (2)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 - jZ_L \tan \theta} \dots \dots \dots (3) \text{ عندئذ}$$

وباستخدام شرط $Z_{IN} = Z_S^*$ conjugate matching نحصل على أفضل مواءمة وبالتالي يتم نقل لإستطاعة عظمى [1,4]. دارات المواءمة المستخدمة عادة هي المواءمة باستخدام العناصر الموزعة للترددات التي فوق 1GHZ، كما يحدد عرض المجال الترددي بالأوكتاف عندما تحقق نسبة 66% من التردد المركزي من خلال العلاقة (4):

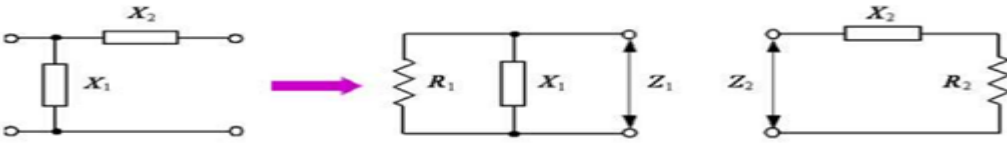
$$BW\% = \frac{100 * 2 * (F_{max} - F_{min})}{F_{max} + F_{min}} \dots \dots \dots (4)$$

سنعرض تقنيات تصميم دارات الموافقة عريضة المجال

2-4- تقنيات تصميم دارات المواءمة عريضة المجال

1-2-4- محول من النمط L :

تعتبر دارة المواءمة من النمط L ذات المقطع الواحد منخفضة الضياع من أبسط دارات المواءمة. السبب الرئيسي لاختيار شبكة LC منخفضة Q على شبكات LC الأخرى هو أننا نحتاج إلى مسار تزويد DC لمكبرات الاستطاعة. يمكن لهذه الدارة أن تحقق تحولاً مثاليًا للمقاومة عند تردد واحد ولها مواءمة جيدة على مجال تردد معين.



الشكل (1) محول من النمط L مقطع واحد ، والدائرة المكافئة له

بمطابقة Z_1, Z_2 الجزء الحقيقي والتخيلي:

$$R_2 + jX_2 = \frac{R_1 X_1^2}{R_1^2 + X_1^2} + j \frac{R_1^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} \dots \dots \dots (5)$$

$$R_1 = R_2 (1 - Q^2)$$

$$X_1 = X_2 (1 - Q^{-2}) \dots \dots \dots (6)$$

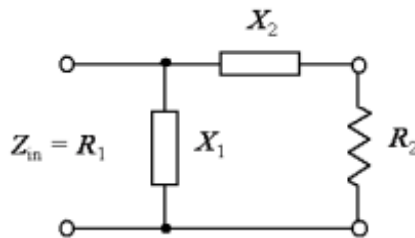
فنجد : حيث يمثل Q معامل الجودة للدارات التسلسلية والتفرعية.

$$7Q = R_1 / |X_1| = |X_2| / R_2 \dots \dots \dots (7)$$

باستخدام شرط conjugate matching مع العناصر التفاعلية (6)

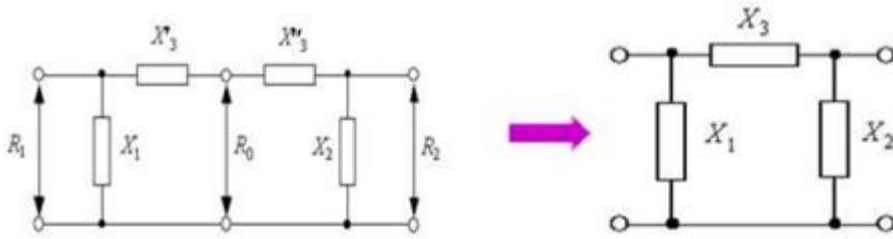
$$R_1 = R_2 (1 - Q^2), X_1 = -X_2 (1 - Q^{-2}) \dots \dots \dots (8)$$

فحصل على الشكل (2):



الشكل (2) محول L باستخدام Lumped element

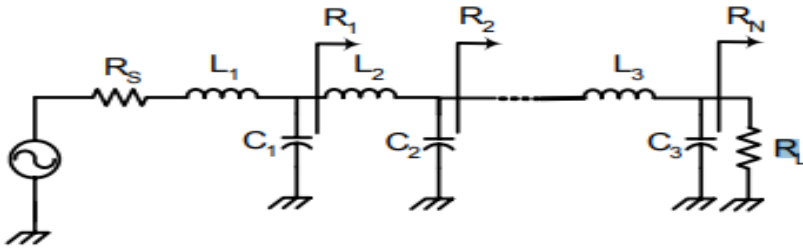
ولكن بالامكان زيادة عدد المقاطع الى مقطعين كما في الشكل (3) لزيادة عرض الحزمة الترددية ولكن تبقى محدودة ، بالإضافة الى أنه يوجد صعوبة في حالة المصدر الحقيقي وتحويل مقاومة الحمل ، حيث يمكننا حساب قيم L و C عن طريق تحويل الشبكة المتوازية إلى شبكة متسلسلة، ولكن تبدي الملفات والمكثفات سلوك مختلف مع الترددات العالية فالملف يصبح له خواص سعوية مع التردد وبالعكس (أي يعمل الملف كمكثف)، [5,6] لذلك تبقى هذه الطريقة محدودة التطبيق حتى تردد 1GHz.



الشكل (2) محول من النمط L مقطعين ، والدارة المكافئة له

4-2-2-2 - شبكة LADDER :

استخدم هنا في هذه الطريقة الشكل العام لمرشح تمرير منخفض الشكل (3) لزيادة عدد المقاطع وبالتالي زيادة عرض المجال الترددي . بشرط $R_L > R_S$. ولكن بسبب عدد العناصر الكبير تنخفض جودة الدارة. [7]



Multi-stage low Q LC matching networks ($R_L > R_S$).

الشكل (3) شبكة ladder

4-2-3-3 - محولات ربع الطول الموجي:

تقدم هذه المحولات عرض مجال ترددي محدود و قد تصبح الممانعات المطلوبة غير عملية لتحقيقها عند التحويل إلى مقاومة عالية أو منخفضة للغاية على الرغم من أنه يمكن التغلب على هذه القيود باستخدام عدة مقاطع من المحولات مما تؤدي الى زيادة طول المحول ، [5,8] خاصة في مستويات الترددات المنخفضة، تعطى ممانعة الخط لمحول ربع طول الموجة بالعلاقة:

$$Z_0 = \sqrt{Z_L * Z_S} \dots \dots (9)$$

وخط نقل بطول كهريائي $\theta=90^0$ أي ربع طول موجة عندئذ:

$$\frac{Z_o^2}{Z_L} = Z_s \dots\dots\dots(10)$$

بالإمكان استبدال الخط المحوري بزواج من الخطوط الشرائحية على ركائز GaAs وSi وهذه التقنية تدعى بمحول الخطوط المترابطة. كل الطرائق السابقة من الصعب الحصول على مجال ترددي عريض الا بعد زيادة عدد المراحل مما يجعلها أكبر حجماً وأكثر تعقيداً (من حيث حساب قيم العناصر). لذلك سننتقل الى طرائق مختلفة أخرى تتكون من مرحلة (مقطع) واحدة كافية لتغطي حزمة ترددية عريضة.

4-2-4 - خطوط النقل الشرائحية المترابطة Coupled microstrip:

تتطلب الأنظمة دائماً تكلفة منخفضة وأداء عالي لمكونات متوافقة بشكل جيد. ولكن عندما تعمل على ترددات راديوية منخفضة، تستخدم خطوط النقل التقليدية متعددة الطول الموجي لربع طول الموجة حيث تصبح مواعمة ممانعة المجال العريض غير عملية. تظهر نفس المشكلة مع موافقة ممانعة الهوائي الفردي في مصفوفة هوائي كبير الحجم، عندما تكون المساحة المتاحة لشبكات التغذية والموافقة محدودة. إذا طول المحول معلم حاسم لتصميم دارات مواعمة الممانعة المصغرة [9].

أُفترحت في السنوات الأخيرة الخطوط المترابطة المتماثلة كعنصر مواعمة، حيث يتم تصميم المحول بشكل عام من خلال معرفة الاختلاف بين الممانعة الفردية Z_{00} و الزوجية Z_{0e} التي هي عبارة عن متحول يتحكم بالقسم الحقيقي والتخيلي لممانعة الحمل Z_L من خلال إضافة خط نقل يحقق المركبة التخيلية صافية. كما أنه يوفر اثنين من أصفار معامل النقل في نطاق التوقف الذي تم إنشاؤه بواسطة خطوط microstrip [11].

باستخدام المحاكاة الكهرومغناطيسية التي يقدمها برنامج NIAWR لنمذجة دارة المحول كخط نقل للحصول على أفضل ممانعة مميزة لتحويل الممانعة، تم تقليل المحول المترابط من 4 منافذ إلى 2 منفذ، منفذ مترابط مفتوح 2 ومنفذ عبور 4 ينتهي

عبر حمل Z4. هنا تم تطوير المحول ليحقق درجة عالية من السهولة في التصميم من خلال تحميل كلا المنفذين 2 و 4 بخط نقل شرائحي يحقق نسبة تحويل الضعف، ولكن بتصميم أسهل لأنه من الصعب تحقيق قيم عملية للمنفذ 4 كما هو وارد في المرجع [5] والشكل (5) يعرض عدة نماذج لدارات مصممة بتقنية الخطوط المترابطة كما يلي:

النموذج الأول من الشكل (5)، تم تصميمها على تردد 400 MHz باستخدام العلاقات التالية (11-21) ولكن هنا تكمن المشكلة بالطول الكبير ونسبة التحويل هي الضعف فقط، ولكن حصلنا على مجال ترددي أكبر من أوكتاف، هنا يتم استخدام محول الخط المترابط كمحول مقاومة، مع تحديد نهايات المحول بشكل صحيح. المطابقة الفعالة للأحمال الحقيقية والتخيلية لأطراف المحول تعرف كما يلي [5]:

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j/2(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta \dots \dots \dots (11)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j/2(Z_{0e} - Z_{0o})\cot\theta \dots \dots \dots (12)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{34} = Z_{43} = -j/2(Z_{0e} - Z_{0o})\csc\theta \dots \dots \dots (13)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j/2(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta \dots \dots \dots (14)$$

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11}Z_L + |Z|}{Z_L + Z_{22}} \dots \dots \dots (15)$$

نمط انتشار الموجة (TEM) لنفترض أن خطوط النقل للمحول متماثلة، يمكن التعبير عنها من حيث الوضع الزوجي والفردى للممانعات:

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{21}Z_{12} \dots \dots \dots (16)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2}, \quad \csc\theta = 1 \text{ and } \cot\theta = 0$$

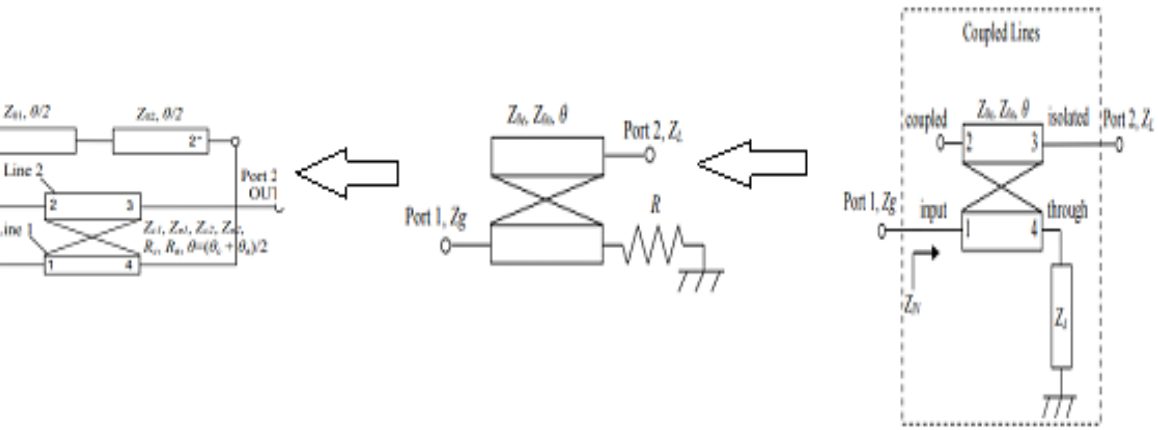
$$\{Z_+ = Z_{0e} + Z_{0o} \quad \text{and} \quad Z_- = Z_{0e} - Z_{0o}\} \dots \dots \dots (17)$$

$$Z_{IN} = \frac{-Z_{21}Z_{12}}{Z_L} = \frac{-(-j/2)^2 Z_-^2}{Z_L} = \frac{Z_-^2}{4Z_L} \dots \dots \dots (18)$$

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_g}{Z_{IN} + Z_g} = \frac{\frac{Z_-^2}{4Z_L} - Z_g}{\frac{Z_-^2}{4Z_L} + Z_g} \dots \dots \dots (15) \quad \frac{Z_-^2}{4Z_L} - Z_g = 0 \dots \dots (19)$$

$$Z_O = \sqrt{Z_g Z_L} \dots \dots \dots (20)$$

$$Z_{Oe} - Z_{Oo} = 2 \sqrt{Z_g Z_L} \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}} \dots \dots \dots (21)$$



الشكل (4) تتابع تناقص منافذ دائرة محول مترابط من أربع منافذ الى منفذين.

هنا تم تصميم المحول السابق على أساس الخطوط المترابطة الغير المتماثلة.

أما لكي نحصل على نسبة تحويل أعلى، وهو النموذج الثاني من الشكل (5)، سنستخدم خط نقل متسلسل بممانعة Z_a وطول θ_a ، وخط نقل مترابط بممانعة زوجية وفردية Z_{Co}, Z_{Ce} على التوالي بطول θ_c ذو نهاية مفتوحة أو مقصورة. هذا النموذج يوفر تطابقاً مثالياً بين منفذين مختلفين بالممانعات والطول الكهربائي θ_c, θ_a عند $\pi/2$ التردد المركزي، حيث يتم استخدام هذه النموذج لموافقة ممانعة الحمل المطلوبة (Z_L) لمقاومة المنبع $(Z_S = 50\Omega)$ مع استجابة حزمة ترددية عريضة.

من خلال مصفوفة ABCD لدائرة مؤلفة من خطين مترابطين ذات منفذين بمرجعين مختلفين. الممانعات Z_1, Z_S ، يمكن كتابة المصفوفات بالعلاقات التالية: [19], [20]

$$[S] = \frac{[\sqrt{Y_i}] \cdot [Z] - [\sqrt{Z_i}]}{[\sqrt{Y_i}] \cdot [Z] + [\sqrt{Z_i}]} \dots \dots \dots (22)$$

$$\{[\sqrt{Z_i}] = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_c} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_i} \end{bmatrix}, [\sqrt{Y_i}] = \begin{bmatrix} \sqrt{Y_c} & 0 \\ 0 & \sqrt{Y_i} \end{bmatrix}\} \dots \dots \dots (23)$$

ZC الممانعة المميزة للطنانة بناءً على خصائص التحويل بين الدارة و المعاملات S للمنفذين الغير المتماثلين يتم التعبير عن دارة الموافقة كـ

$$S_{11} = \frac{AZ_l + B - CZ_l Z_s - DZ_s}{AZ_l + B + CZ_l Z_s - DZ_s} \dots \dots \dots (24)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_l Z_s}}{AZ_l + B + CZ_l Z_s - DZ_s} \dots \dots \dots (25)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ J \tan \varphi_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_A & j \sin \theta_A \\ \frac{j \sin \theta_A}{Z_A} & \cos \theta_A \end{bmatrix} \dots \dots \dots (26)$$

حيث يتم حساب العناصر الفردية لمصفوفة ABCD بالعلاقات (27-30)

$$A = \cos \theta_A \quad (27)$$

$$B = jZ_A \sin \theta_A \quad (28)$$

$$C = j \tan \varphi_c \cos \theta_A / Z_c + j \sin \theta_A / Z_A \quad (29)$$

$$D = \cos \theta_A - Z_A Z_c \sin \theta_A \tan \varphi_c \quad (30)$$

$$Z_c = \sqrt{Z_{ce} Z_{co}} \quad (31)$$

$$\varphi_c = \arccos \frac{\rho 1 - \tan \theta_c^2}{\rho 1 + \tan \theta_c^2} \quad (32)$$

$$\theta_A = \theta_c = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (33)$$

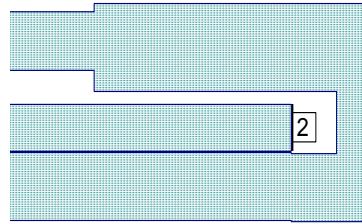
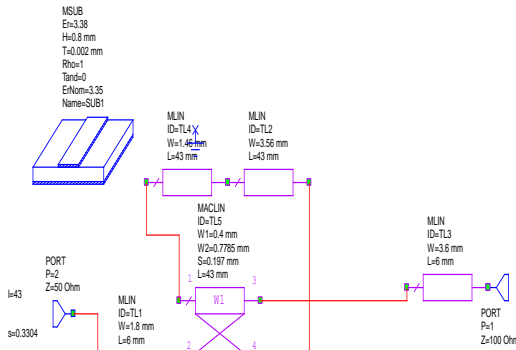
حصلنا هنا على نسبة تحويل اعلى من خلال قصر الخطين المترابطين من جهة وايضا فخط نقل متسلسل الى احد طرفي الخط المترابط. نلاحظ النموذج الثانية يعطي نسبة تحويل أعلى ولكن يعيق من عرض المجال الترددي الى أوكتاف فقط. وبالتالي يناسب تطبيقات UHF فقط .

لرفع نسبة التحويل إلى 5 = n وهو النموذج الثالث من الشكل (5)، يتم إضافة خط نقل مترابط إلى محول النموذج السابق الثاني باستخدام المحاكاة الكهرومغناطيسية وقد أثبتت هذه الدراسة أن هذا يسهل توليف المحولات الخطية المترابطة مع نسب التحويل من خلال زيادة عدد العناصر المترابطة وبالتالي سهولة التصميم و انضغاط هذه المحولات المستوية يجعلها جيدة. ولكن في

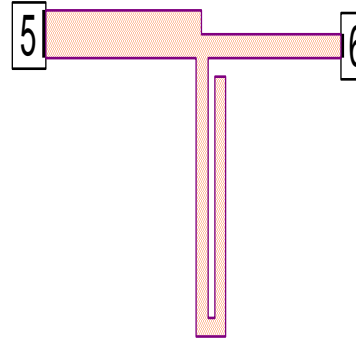
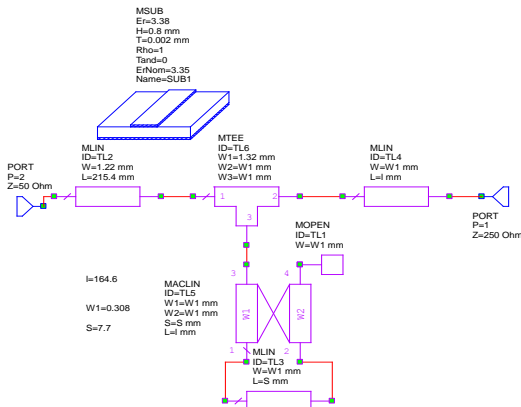
هذا النموذج زادت الممانعة الزوجية $Z_{0e} > 5 Z_{0o}$ أي زيادة في معامل الترابط coupling تؤدي الى زيادة عرض الحزمة الترددية.

تم إجراء المقارنة بين هذه النماذج عند نفس التردد 400MHz بما يقابلها كنسبة مئوية بالنسبة للتردد المركزي كما هو موضح بالشكل (6) باستخدام برمجية NIAWR. نلاحظ عرض المجال الترددي للنموذج الأول يحقق 99%، أما النموذج الثاني يحقق 66% والنموذج الثالث يحقق

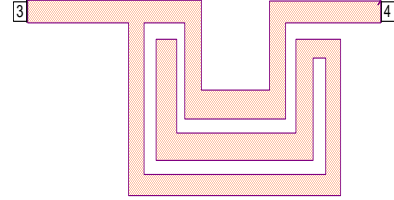
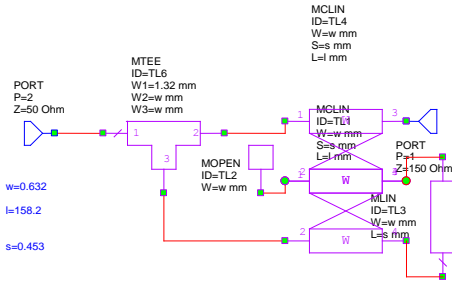
38% عند قيمة $R_L = -20dB$



النموذج الاول



النموذج الثاني



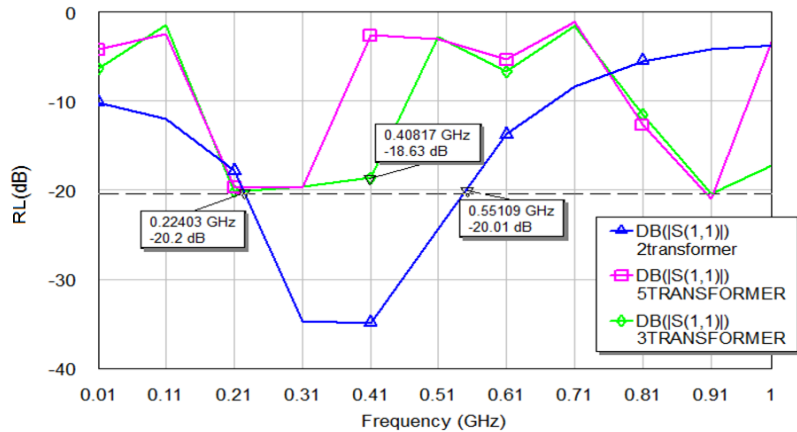
النموذج الثالث

الشكل (5) أشكال نماذج المحول المترابط

القاعدة العازلة المستخدمة Fr4، ذات ثابت عازلية 4.8 وسماكة $H=1\text{mm}$ وبمعامل

ضياح [0.018]

عرض الحزمة	نسبة التحويل
99%	2
66%	3
38%	5



الشكل (6) المقارنة بين نماذج المحولات

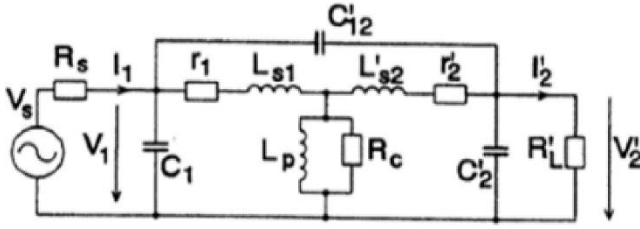
نلاحظ أن الدراسة السابقة مفيدة للترددات الأعلى من 1GHz بسبب الطول الكبير لمحور الممانعة .

4-2-5 - المحولات المغناطيسية

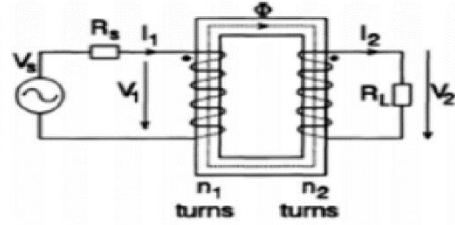
يتألف من ملفين يربط بينهما قلب مغناطيسي يتناسب جهد المحول الأول مع جهد المحول الثانوي طردا مع عدد اللفات حول القلب أما بالنسبة للتيار فيتناسب عكسا مع عدد اللفات ،الشكل (7) يوضح المحول المغناطيسي ،بالنسبة لمحول عديم الضياع تعطي ممانعة الحمل بالعلاقة التالية:

$$R = \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2 * R_L = n^2 R_L \dots \dots \dots (34)$$

لتحسين عرض المجال الترددي :يجب زيادة الممانعة التحريضية للملف LP على عكس المكثفات الطفيلية . هذين الشرطين صعب تحقيقهما في التطبيقات العملية [12] ، ممانعات الدخل والخرج للترانزستور منخفضة وهذا يتطلب ممانعات تسريب تحريضية منخفضة ، وبالتالي تستخدم فقط الى 30 MHz.



النموذج T المكافئ لدارة المحول



التمثيل الفيزيائي للمحول التقليدي

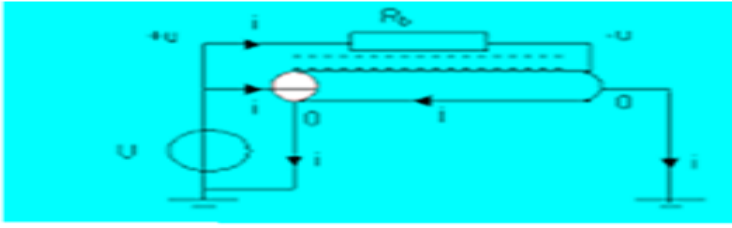
الشكل (7) المحول المغناطيسي

4-2-6- المحولات الفريضية:

تعتبر خطوط النقل المحورية الخيار الأفضل لمحولات خط النقل وذلك بلونها على قلب فريتي. لأن ممانعاتها المميزة لا تتأثر كثيراً بالنسبة لتشكيلة محددة في تصميمات المجال العريض متعددة الأوتكاف. يتطلب تصميم محولات خط النقل بشكل أساسي أن يفي المحول بمواصفات التردد المنخفض ،لذلك قد يلزم أيضاً التعويض عند الترددات المنخفضة أو العالية لتوسيع عرض المجال الترددي [13,4].

لتصميم محولات خط النقل ينبغي تحديد المقاومة المميزة وقطر خط النقل (قطر السلك) الذي سيتم استخدامه و تحديد الحد الأدنى لقيمة الحث الممغنط للمحول عند أدنى تردد، باختيار مادة مغناطيسية مناسبة (إذا لزم).

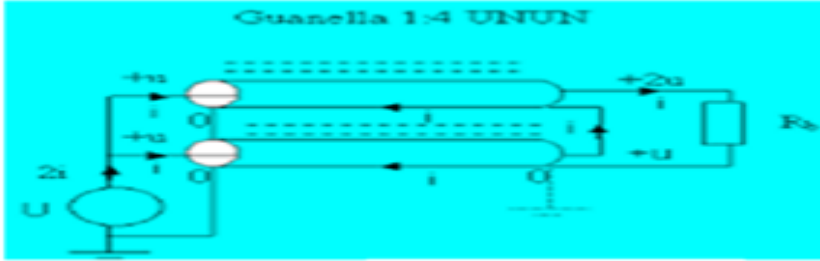
نموذج Ruthroff:



الشكل (8) نموذج Ruthroff

هذا النموذج يمثل محول 1:4 يعتمد على مبدأ جمع الجهود أو التيارات كما في الشكل (8). يتميز نموذج Ruthroff ببساطة تصميمه لأنه يحتاج الى قلب فريتي واحد وبالتالي ضياع أقل، يناسب مكبر (single ended).

نموذج Guanella:



الشكل (9) نموذج Guanella

يعتمد على مبدأ جمع الجهود من جهة الممانعة العالية وجمع التيارات من جهة الممانعة المنخفضة وبالتالي يلائم مكبر استطاعة دفع سحب كما في الشكل (9).

تم تلخيص نتائج هذه التقنيات المختلفة تبعاً لعرض المجال الترددي ونسبة تحويل الممانعة وأفضلية تطبيقها في الجدول (1):

جدول 1: نتائج مقارنة بين تقنيات تصميم دارات الموافقة

الحجم	التطبيق	نسبة تحويل الممانعة	عرض المجال	المجال الترددي	التقنية	
						محول من النمط
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	مختلفة	محدودة بعدد المقاطع	F>1GHz	microstrip	
				F<1GHz	Lumped element	
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	١:٤	أوكتاف	F>1GHz	محول ربع طول الموجة	
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	مختلفة	محدودة بعدد المقاطع	F>1GHz	microstrip	شبكة LADDER
				F<1GHz	Lumped element	
صغير	مقسمات ومجمعات وهوائيات	محدودة ١:٢، ١:٤	اوكتاف	F<1GHz	الخطوط المترابطة	
كبير	مكبرات الاستطاعة العالية	محدودة بعدد اللفات	عدة أوكتاف	F<30MHz	المحولات المغناطيسية	
متوسط	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات في الاستطاعة العالية	1:2 1:4 1:16	عدة أوكتاف ، ديكاد	F<1GHz	المحولات الفريزية	

4-3- تصميم دارة موافقة عريضة المجال لمكبر استطاعة دفع جذب:

يعتبر المجال الترددي العريض واستطاعة الاشارة من أهم موارد الاتصالات التي يجب إدارتها بشكل جيد ، وخاصة في مجال تكنولوجيا الدارات المستخدمة في التطبيقات التجارية والعسكرية ضمن ترددات VHF-UHF.

يعد مكبر الاستطاعة العالية العنصر الأكثر أهمية في نظام الاتصال وقد أدت الحاجة إلى معدل بيانات عالية إلى عمل أبحاث تتعلق بتصميم مكبرات الاستطاعة بتقنيات جديدة لتعمل في المجال الترددي العريض وتناسب متطلبات معايير الاتصالات الحديثة مثل القفز الترددي ونشر الطيف ، وبالتالي إمكانية نقل معطيات (SMS,IP) ، PACKETS,VIDEO مثل بث الفيديو الرقمي [14].

تم تصميم مكبر استطاعة عريض المجال الترددي باستخدام ترانزستور (BLF645 Pushpull) يحقق مجال ترددي [30-800 MHz] ومحاكاته باستخدام برمجية (NIAWR).

لتصميم دارة التوفيق لممانعتي الدخل والخرج للترانزستور المستخدم ، تم تصميم نوعين من محول خط نقل، الأول وفق نموذج Ruthroff يتألف هذا المحول من قلب فريتي وملف (كبل محوري 50Ω أو سلكين مجدولين)، ويتم توصيل الكبل كما في الشكل (8) ولكن تم استخدام الكبل

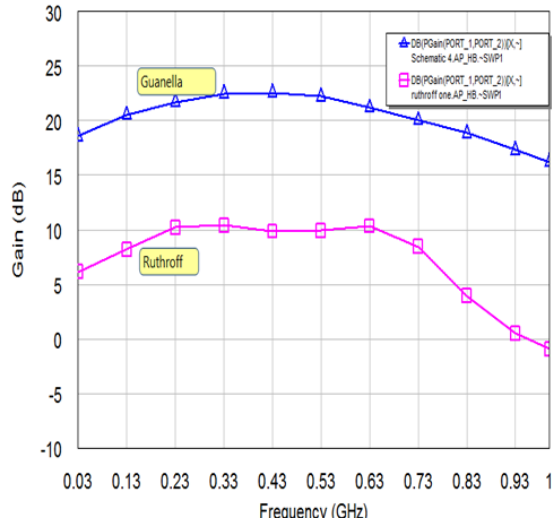
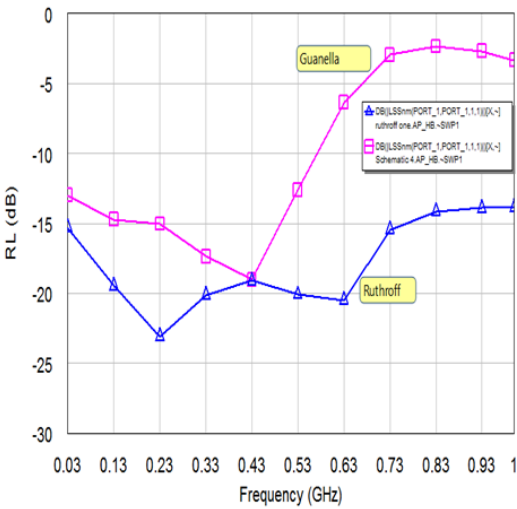
المحوري لسهولة محاكاته من حيث البارامترات ولأدائه المستقر، وتم التعريف عن القلب الفريتي بمعامل الذي يوصف المجال الترددي الذي يعمل عليه القلب حيث القلب الفريتي 61 ثنائي النواة يوصف بمعامل نفوذية $u_r = 125$ يعمل حتى تردد 1GHz.

يُعبّر عن خط النقل بالمعاملين Len, Er اللذان يعبران عن طول خط النقل وثابت العازلية للكبل. والثاني وفق نموذج Guanella يتألف من كبلين محوريين بممانعة مميزة 25Ω يتم وصلهما كما في الشكل (9) كل كبل يلف ضمن قلب فريتي بالإضافة إلى محول 1:1 أو ما يدعى بـ Balun.

Balun: عبارة عن خط نقل ذو ممانعة مميزة 50Ω يصل بين منفذين balance إلى منفذ unbalance.

4-3-1- المقارنة بين أداء نموذج Ruthroff و نموذج Guanella :

تم تطبيق كلا النموذجين السابقين على دائرة المكبر وتم اجراء المقارنة بين أدائهما كما في الشكل (10).



الشكل (10) المقارنة بين نموذج Ruthroff و Guanella من حيث الربح Gain وخسارة الإرجاع RL

نلاحظ عرض المجال الترددي لنموذج Ruthroff يحقق 142%، أما نموذج Guanella يحقق 99% ولكن بمعامل ربح أفضل، وهذا يؤكد أن نموذج Guanella هو الأفضل لتصميم مكبر دفع جذب (push pull).

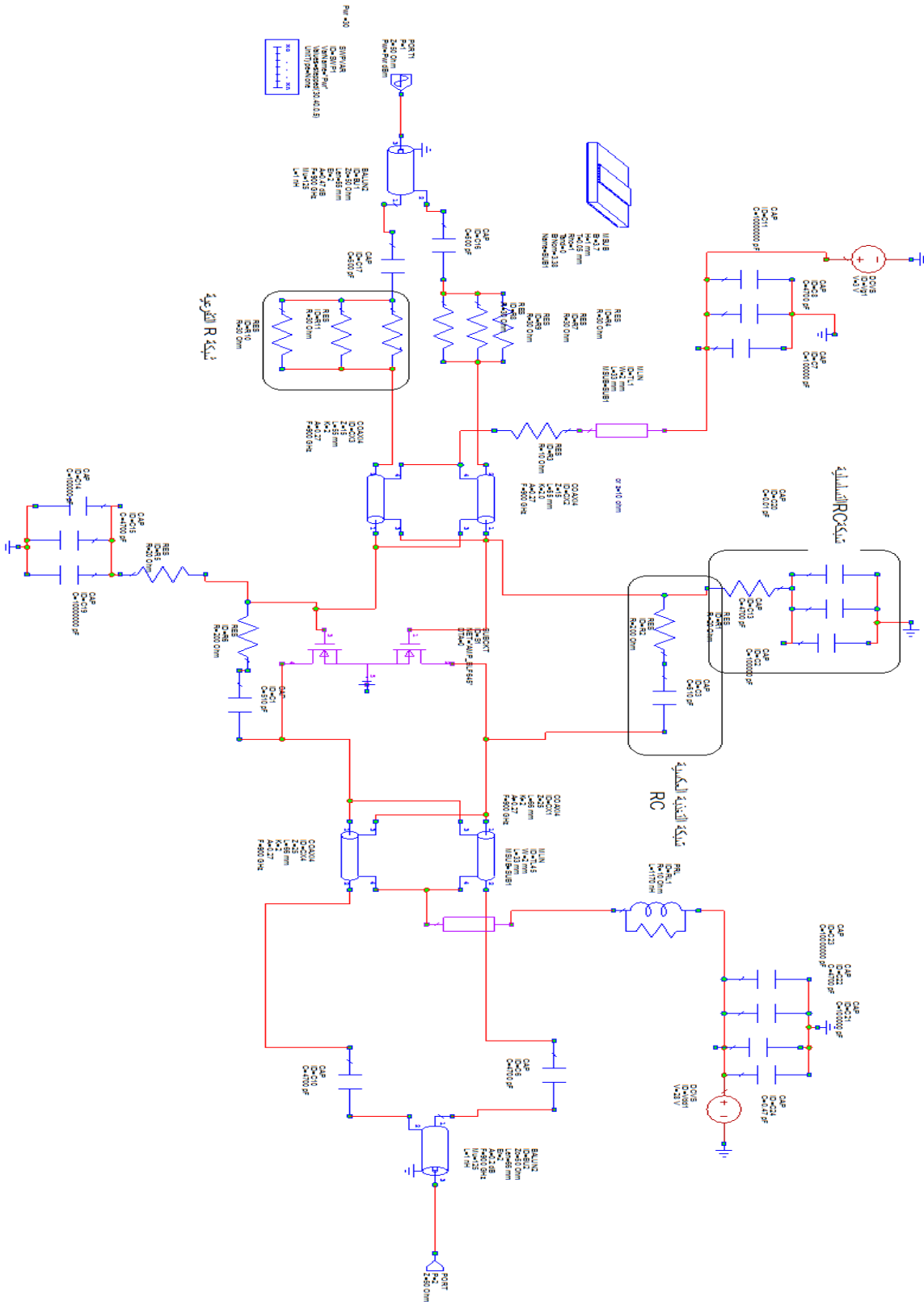
في التصميم المقترح استخدمنا ترانزستور BLF645 وبعد الاستفادة من نشرة البيانات الفنية للترانزستور من أجل تصميم دائرة التغذية المناسبة واعتماد نموذج Guanella، كان لابد من تحسين نتائج التصميم على مجال ترددي عريض لذا تمت المفاضلة ما بين الريح ومعامل ل VSWR الذي هو من أهم العوامل في تصميم مكبر الاستطاعة العريض المجال لذا تمت إضافة دارات تضاف الى دائرة التوافق لتصحيح معامل VSWR مع معامل ربح المكبر. هذه الطرق تمت دراستها بشكل متتابع لنبين مدى تأثيرها على استجابة المكبر كما هو موضح بالجدول 2:

الجدول (2): نتائج إضافة دارات التحسين على الاستجابة الترددية للمكبر المصمم.

RL	المجال الترددي	نوع الدارة المضافة
$RL < [-2, -13]$	[1-230]MHz	NO
$RL < [-7, -13]$	[1-330]MHz	شبكة RC التغذية العكسية
$RL < [-8, -13]$	[1-600]MHz	شبكة R التفرعية
$RL < [-11, -16]$	[1-600]MHz	شبكة RC التسلسلية
$RL = [-13, -19]$	[1-530]MHz	إضافة الشبكات السابقة معاً

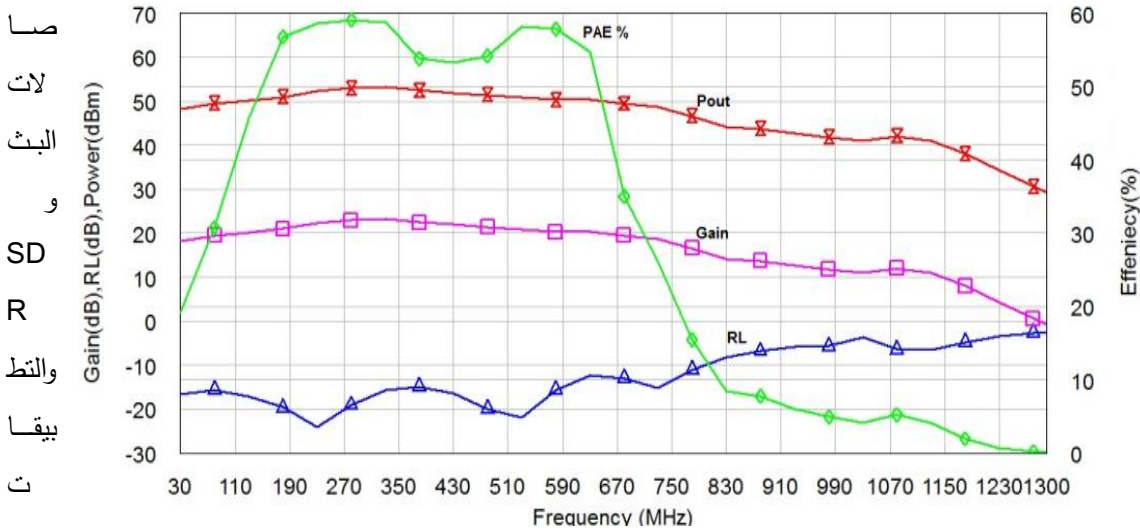
بعد إضافة الدارات الثلاث الى دائرة تصميم المكبر الموضحة في الشكل (11)، نلاحظ تحسن كبير في منحنى (return loss).

دراسة طرائق لتصميم دارات معاومة عريضة المجال لمكبرات الاستطاعة المستخدمة في تطبيقات الأمواج المتريية والديسيمترية



الشكل (11) المخطط الكهربائي لدارة التصميم النهائية

وبالنهاية تم ذكر نتائج تصميم المكبر المقترح باستخدام نموذج Guanella وبعد اضافة دارات التحسين بالتفصيل، في المقالة المنشورة في المرجع [15]، حيث أظهرت النتائج في الشكل (12) أن خسارة إرجاع المدخلات (S11) أقل من -15 dB ، والريح S21 أعلى من 10 dB، وأن تقنيات المجال العريض: Balun وشبكة RC التسلسلية و التغذية العكسية RC يمكن استخدامها لتقليل خسارة الارجاع وتسطيح الريح، وبالتالي استخدام مكبر الاستطاعة المصمم في



الشكل (12) نتائج محاكاة دارة المكبر المصمم

اللاسلكية وغيرها.

5-الخاتمة:

تم في هذه الورقة عرض نتائج أحدث الطرق لتصميم درات المواعمة، التي تحقق الحزمة الترددية العريضة لأكثر من أوكتاف مع الحصول على نسبة تحويل عالية للممانعة، وإنقاء أفضل الطرق لتصميم مكبر استطاعة في ترددات VHF-UHF وتقديم حل لمشكلة عدم ثبات ربح المكبر ومعامل VSWR خلال الحزمة الترددية العريضة، من خلال الاستفادة من هيكلية الدفع والجنب، بالإضافة إلى تصميم شبكة المواعمة التعويضية عند دخل الترانزستور وشبكة التغذية العكسية

لتحقيق ربح مسطح تقريباً على حزمة ترددية عريضة بما يلبي متطلبات معايير الاتصالات الحديثة .

المراجع:

- [1] Andrei Grebennikov, "RF AND MICROWAVE TRANSMITTER DESIGN", Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2011.
- [2] Mustafa Akkul, ASELSAN A.S., Wolfgang Bösch, Graz , "Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers ", Cambridge University Press October 2011.
- [3] أ.د. فريز عبود "تقنية الأمواج الميكروية والمليمترية"، منشورات جامعة دمشق 2015-2016 ، أ.د. شحادة الموسى،
- [4] David M.Pozar , Microwave Engineering,4th Edition, Wiley, 2012.
- [5]- Seyed Alireza Mohadeskasaei, Jianwei An, Yueyun Chen, Zhi Li, Sani Umar Abdullahi, and Tie Sun Systematic Approach for Design of **Broadband**, High Efficiency, High Power RF Amplifiers "ETRI Journal volume39 ,No 13,2017.

- [6] Shiva Ghandi Isma Ilamaran, Zubaida Yusoff, JahariahSampe,” 0.5GHz – 1.5GHz Bandwidth 10W GaN HEMT RF Power Amplifier Design Amplifier Design, Int J **Elec** & Comp Eng, Vol. 8, No. 3, June 2018.
- [7] Melika Momenzadeh ,Arash Ahmadi,” A Compact Size, Multi Octave Bandwidth Power Amplifier, Using LDMOS Transistors”, 26th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2018) 30–1000,10w, 17–25% 8–12db
- [8] C. J. Kikkert, "RF Electronics: design and simulation," ed: James Cook University, 2013.
- [9] Coupled Transmission Lines as Impedance Transformer Jensen, Thomas; Zhurbenko, Vitaliy; Krozer, Viktor; Meincke, Peter. *ieee2007*
- [10] Rusan Kumar Barik, Chandu DS and S. S Karthikeyan,”Broadband Coupled–Line Matching Network For Two Dissimilar Port Reference Impedances “, Nuremberg, Germany. Proceedings of the 47th European Microwave Conference ,978–2–87487–047–7 © 2017 EuMA
- [11] Joseph F, White, “High Frequency Techniques: An Introduction to RF and Microwave Design and Computer Simulation”, Wiley–IEEE Press, 2016.
- [12] R. Smith and S. C. Cripps, "Broadband push–pull power amplifier design at microwave frequencies," in 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), 2016, pp. 1353–1356.
- [13]– Material data sheets. Fair–Rite Products Corp. [Online]. Available: <http://www.fair-rite.com/newfair/materials.htm>.

[14] Peter Steve Pennock ,Ian A. Glover,” Microwave Devices, Circuits
Shepherd,
and Subsystems for Communications Engineering “, –John Wiley and
sons Broadband Linear Power Amplifier for Picocell Basestation
Application–2017

[15]Mais Muhamed,Fariz Abboud,Mohamad Alhariri, "Increase the
bandwidth of the power amplifier to 185% of the center frequency by
ferrite transformers” International Journal of Electronics Letters,Taylor
and Francis 07 Jan 2021.

قائمة الاختصارات والمفردات العلمية:

VSWR	النسبة بين موجات الجهد المنعكسة والمرسلة	Voltage standing wave ratio
NIAWR	برنامج تصميم محاكاة	MicrowaveOffice
UHF	الترددات الفوق العالية	Ultra High frequency
VHF	الترددات العالية جدا	very high frequency
RL	معامل الفقد	Return loss
Z _o	الممانعة المميزة لخط النقل	OPTIMAL Impedance
LDMOSFET	ترانزستور نصف ناقل أكسيد معدن ذو تسريب جانبي	laterally diffused metal oxide semiconductor fet