

دراسة طرائق لتصميم دارات مواعمة عريضة الحزمة لمكبرات الاستطاعة المستخدمة في تطبيقات الأمواج المترية والديسيمترية*

المهندسة ميس محمد **

الدكتور فريز عبود ***

الدكتور محمد الحريري ***

المخلص

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 الفريتية، واختيار النموذج الأنسب لتطبيقها على مكبرات الاستطاعة لتعمل على حزمة ترددية أكثر من أوكتاف مع الحفاظ على معامل VSWR، والحصول على أعظم استطاعة. حيث تم في تطبيق المحولات الفريتية نموذج Guanella كمحول ممانعة 1:4 بالإضافة إلى 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 الحزمة الترددية العريضة، هذا التصميم المقترح يلبي متطلبات معايير الإتصالات الحديثة مثل القفز الترددي و نثر الطيف و إمكانية نقل معطيات (SMS, IP) PACKETS, VIDEO، مثل بث الفيديو الرقمي وغيره.

الكلمات المفتاحية: الحزمة الترددية العريضة، دارات المواعمة، محول الممانعة، مكبرات الاستطاعة.

*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 الموامعة 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 الموامعة هي تقليل الانعكاس بين المكونات الراديوية ونقل الاستطاعة القصوى للإشارة، ولكن تكمن الصعوبة في تطبيقات الحزمة الترددية العريضة،[2] وخاصة إذا كانت أكثر من أوكتاف، مع المحافظة على الخطية ونسبة عالية لإستطاعة الإشارة.

2- هدف البحث:

دراسة تصميمية لدارات موامعة 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 VSWR [voltage standing wave ratio] 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 الحزمة الترددية في تقنيات الإتصال اللاسلكي على معدل البيانات، وزيادة معدل نقل البيانات تتطلب تقديم استجابة حزمة ترددية عريضة[1] ، حيث تم تطبيق العديد من التقنيات على تصميم دارات الموامعة على حزم ترددية ضيقة، وحزم ترددية عريضة ومتعددة الحزم. وفي السنوات الأخيرة تم تطوير العديد من دارات الموامعة لتحقيق الحزمة الترددية العريضة مع نسبة تحويل عالية للممانعة ، سنذكر بعض هذه الطرائق وإجراء بعض المقارنات بينها. ولكن يجب ذكر مقدمة مختصرة عن خطوط النقل[3] .

1-4- مقدمة عن خطوط النقل:

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

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

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

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

وباستخدام شرط $Z_{IN} = Z_S^*$ conjugate matching نحصل على أفضل مواعمة وبالتالي يتم نقل لإستطاعة عظمى [1,3]. دارات المواعمة المستخدمة عادة هي المواعمة باستخدام العناصر الموزعة للترددات التي فوق 1GHZ ، كما يُوصف عرض الحزمة الترددية بالأوكتاف عندما تحقق نسبة 66% من التردد المركزي من خلال العلاقة (4):

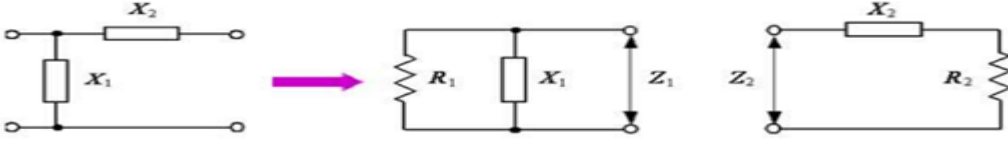
$$BW\% = \frac{100 * 2 * (F_{max} - F_{min})}{F_{max} + F_{min}} \dots \dots \dots (4)$$

2-4- تقنيات تصميم دارات المواعمة عريضة الحزمة:

1-2-4- محول من النمط L :

تعتبر دارة المواعمة من النمط L ذات المقطع الواحد منخفضة الضياع من أبسط دارات المواعمة، والسبب الرئيسي لإختيار شبكة (LC منخفضة Q) على شبكات LC الأخرى هو أننا نحتاج إلى مسار تزويد DC لمكبرات الاستطاعة [2]. يمكن لهذه الدارة أن تحقق تحولاً مثاليًا للمقاومة عند تردد واحد ولها مواعمة جيدة على مجال تردد معين.

لدينا محول من النمط L في الشكل (1) ، بمطابقة Z_2, Z_1 الجزء الحقيقي والتخيلي نجد :



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

$$R_2 + jX_2 = \frac{R_1 X_1^2}{R_1^2 + X_2^2} + j \frac{R_1^2 X_1}{R_1^2 + X_2^2} \dots \dots \dots (5)$$

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

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

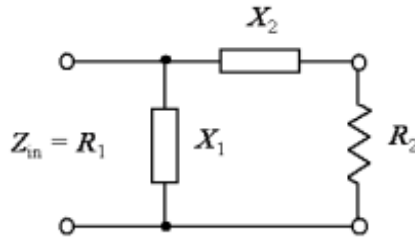
حيث يمثل Q معامل الجودة للدارات التسلسلية والتفرعية.

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

باستخدام شرط conjugate matching مع العناصر التفاعلية (6)

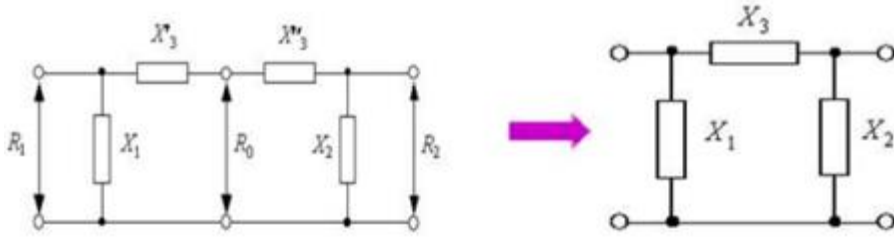
$$R_1 = R_2(1 - Q^2), X_1 = -X_2(1 - Q^{-2}) \dots \dots \dots (8)$$

فحصل على الشكل (2):



الشكل (2) محول L باستخدام Lumped element

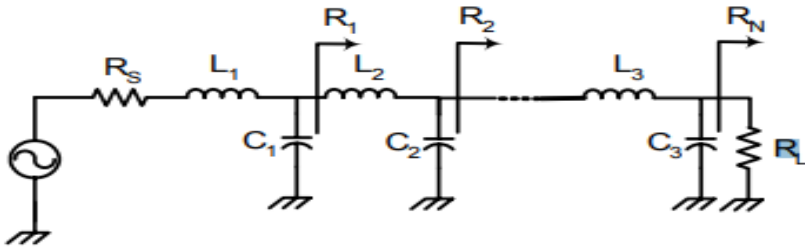
ولكن بالإمكان زيادة عدد المقاطع إلى مقطعين كما في الشكل (3) لزيادة عرض الحزمة الترددية ولكن تبقى زيادة عدد المقاطع محدود بسبب الصعوبة في حالة المصدر الحقيقي وتحويل مقاومة الحمل ، حيث يمكننا حساب قيم L و C عن طريق تحويل الشبكة المتوازية إلى شبكة متسلسلة، ولكن تبدي الملفات والمكثفات سلوك مختلف مع الترددات العالية فالملف يصبح له خواص سعوية مع التردد وبالعكس (أي يعمل الملف كمكثف)، [4,5] لذلك تبقى هذه الطريقة محدودة التطبيق حتى تردد 1GHZ.



الشكل (3) 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 (4) لزيادة عدد المقاطع وبالتالي زيادة عرض الحزمة الترددية . بشرط $R_L > R_S$. ولكن بسبب عدد العناصر الكبير تنخفض جودة الدارة. [6]



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

الشكل (4) شبكة ladder

4-2-3-3 - محولات ربع الطول الموجي:

تقدم هذه المحولات عرض حزمة ترددية محدود، سواء كان المحول عبارة عن خط محوري (cable coaxial) أو خط شرائحي (microstrip)، ولكن 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 ولكنها تؤدي إلى زيادة طول المحول [5].

، وخاصةً في مستويات الترددات المنخفضة.

$$Z_0 = \dots\dots(9) \quad \text{تعطى ممانعة الخط لمحول ربع طول الموجة بالعلاقة:}$$

$$\sqrt{Z_L * Z_S}$$

كل الطرائق السابقة من الصعب الحصول على حزمة ترددية عريضة 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، مثلاً، إذا تم استبدال الخط الشراحي المنفرد بزوج من الخطوط الشرائحية نحصل على محول الخطوط المترابطة (Coupled microstrip transformer) ، وهو أحد أكثر الطرق تنوعاً في التصميم سنذكر بعض النماذج المقترحة.

4-2-4- محول الخطوط المترابطة (Coupled microstrip transformer) :

تتطلب الأنظمة دائماً تكلفة منخفضة وأداء عالي لمكونات متوافقة بشكل جيد. ولكن عندما تعمل على ترددات راديوية منخفضة، تُستخدم خطوط النقل التقليدية متعددة الطول الموجي لربع طول الموجة حيث تصبح مواعمة ممانعة الحزمة العريضة غير عملية، تظهر نفس المشكلة مع موافقة ممانعة الهوائي الفردي في مصفوفة هوائي كبير الحجم، عندما تكون المساحة المتاحة لشبكات التغذية والموافقة محدودة. اذاً يجب أن يكون لطول المحول قيمة محددة في تصميم دارات مواعمة الممانعة [9].

أُقتُرح في السنوات الأخيرة محول 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 الشكل (4-أ) من خلال إضافة خط نقل يحقق المركبة التخيلية [9,11].

لكي نستنتج معادلة ($Z_{0e} - Z_{00}$) سيتم استخدام محول الخط المترابط كمحول مقاومة، المعادلات (10-14) تعبر عن ممانعات أطراف المحول بشكل دقيق بعد المطابقة الفعالة للأحمال الحقيقية والتخيلية:

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j/2(Z_{0e} + Z_{00})cot\theta \dots\dots\dots(10)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j/2(Z_{0e} - Z_{00})cot\theta \dots\dots\dots(11)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{34} = Z_{43} = -j/2(Z_{0e} - Z_{0o})csc\theta \dots \dots \dots (12)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j/2(Z_{0e} + Z_{0o})csc\theta \dots \dots \dots (13)$$

$$Z_{IN} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11}Z_L + |Z|}{Z_L + Z_{22}} \dots \dots \dots (14)$$

نمط انتشار الأمواج في الخطوط المترابطة هو TEM لنفترض أن خطوط النقل للمحول متماثلة ، يمكن التعبير عنها من حيث الوضع الزوجي والفردى للممانعات بالعلاقات (15،16):

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{21}Z_{12} \dots \dots \dots (15)$$

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

$$\{Z_+ = Z_{0e} + Z_{0o} \quad \text{and} \quad Z_- = Z_{0e} - Z_{0o}\} \dots \dots \dots (16)$$

$$Z_{IN} = \frac{-Z_{21}Z_{12}}{Z_L} = \frac{-(-j/2)^2 Z_-^2}{Z_L} = \frac{Z_-^2}{4Z_L} \dots \dots \dots (17)$$

عندئذ ممانعة الدخل للمحول

تعطى بالعلاقة:

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_g}{Z_{IN} + Z_g} = \frac{\frac{Z_-^2}{4Z_L} - Z_g}{\frac{Z_-^2}{4Z_L} + Z_g} \dots \dots \dots (18)$$

وبالتالي معامل

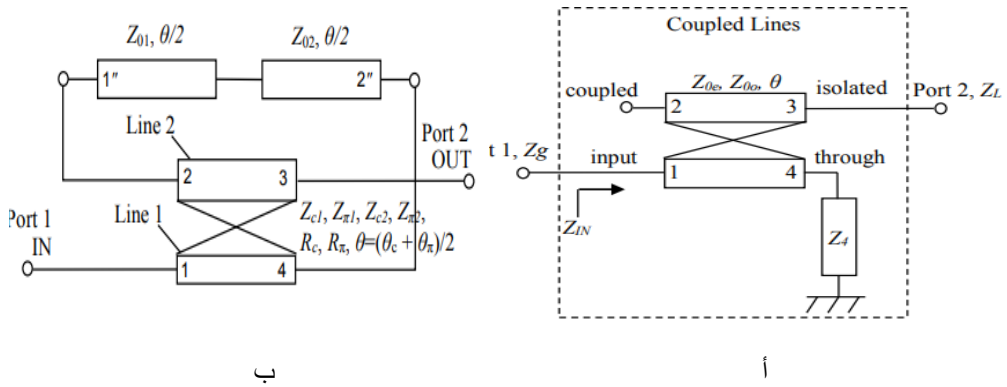
الانعكاس في الدخل:

بتعويض (17) في (16) يعرف الفرق بين الممانعة الزوجية والفردية للمحول بالعلاقة التالية:

$$Z_{0e} - Z_{0o} = 2 \sqrt{Z_g Z_L \frac{1 + \Gamma_{IN}}{1 - \Gamma_{IN}}} \dots \dots \dots (19)$$

والشكل (6) يعرض عدة نماذج لدارات مصممة بتقنية محول الخطوط المترابطة ، تم تصميمها ومقارنة نتائج استجابتها الترددية باستخدام المحاكاة الكهرومغناطيسية التي يقدمها برنامج NIAWR لنمذجة دارة المحول كخط نقل للحصول على أفضل ممانعة مميزة لتحويل الممانعة كما يلي:

النموذج الأول من الشكل (6): تم تقليل عدد منافذ المحول المترابط في الشكل (5-أ) من 4 منافذ إلى منفذين الشكل (5-ب)، منفذ مترابط مفتوح 2 ومنفذ عبور 4 ينتهي عبر حمل Z_4 ، هنا تم تطوير المحول ليحقق بعض السهولة في التصميم من خلال تحميل كلا المنفذين 2 و 4 بخط نقل شرائحي عند تردد 400 MHz يحقق نسبة تحويل الضعف في الممانعة، لأنه من الصعب تحقيق قيم عملية للمنفذ 4 تصل قيمة الممانعة إلى 200Ω كما هو وارد في المرجع [5]



الشكل (5) تتابع تناقص منافذ دائرة محول مترابط من أربع منافذ -أ- إلى منفذين - ب -.

في هذا النموذج تم تصميم المحول السابق على أساس الخطوط المترابطة الغير المتماثلة. أما لكي نحصل على نسبة تحويل أعلى، وهو النموذج الثاني من الشكل (6)، 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 لمواءمة ممانعة الحمل المطلوبة (Z_L) لمقاومة المنبع ($Z_S=50\Omega$) مع استجابة حزمة ترددية عريضة.

من خلال مصفوفة ABCD لدارة مؤلفة من خطين مترابطين ذات منفذين بمرجعين مختلفين في الممانعات Z_l, Z_s ، يمكن كتابة المصفوفات بالعلاقات التالية [9]:

$$[S] = \frac{[\sqrt{Y_l}].[Z] - [\sqrt{Z_l}]}{[\sqrt{Y_l}].[Z] - [\sqrt{Z_l}]} \dots \dots \dots (20)$$

$$\{[\sqrt{Z_l}] = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_c} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_l} \end{bmatrix}, [\sqrt{Y_l}] = \begin{bmatrix} \sqrt{Y_c} & 0 \\ 0 & \sqrt{Y_l} \end{bmatrix}\} \dots \dots \dots (21)$$

Z_c الممانعة المميزة للطائفة بناءً على خصائص التحويل بين الدارة و المعاملات S للمنفذين الغير المتماثلين يتم التعبير عن دارة المواعمة ك

$$S_{11} = \frac{AZ_l + B - CZ_l Z_s - DZ_s}{AZ_l + B + CZ_l Z_s - DZ_s} \dots \dots \dots (22)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_l Z_s}}{AZ_l + B + CZ_l Z_s - DZ_s} \dots \dots \dots (23)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ J \frac{\tan \varphi_c}{Z_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_A & J \sin \theta_A \\ \frac{J \sin \theta_A}{Z_A} & \cos \theta_A \end{bmatrix} \dots \dots \dots (24)$$

حيث يتم حساب العناصر الفردية لمصفوفة ABCD بالعلاقات (25-30)

$$A = \cos \theta_A \quad (25)$$

$$B = jZ_A \sin \theta_A \quad (26)$$

$$C = j \tan \varphi_c \cos \theta_A / Z_c + j \sin \theta_A / Z_A \quad (27)$$

$$D = \cos \theta_A - Z_A Z_c \sin \theta_A \tan \varphi_c \quad (28)$$

$$Z_c = \sqrt{Z_{ce} Z_{co}} \quad (29)$$

$$\varphi_c = \arccos \frac{\rho 1 - \tan \theta_c^2}{\rho 1 + \tan \theta_c^2} \quad (30)$$

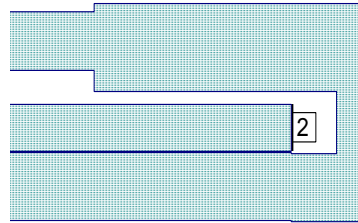
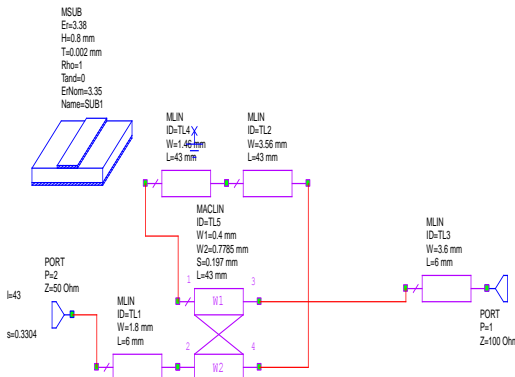
$$\theta_A = \theta_c = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (31)$$

حصلنا هنا على نسبة تحويل أعلى من خلال قصر الخطين المترابطين من جهة وإضافة خط نقل متسلسل الى أحد طرفي الخط المترابط ، نلاحظ النموذج الثاني ، يعطي نسبة تحويل أعلى ولكن يعيق من عرض الحزمة الترددية الى أوكتاف فقط، وبالتالي يناسب تطبيقات UHF فقط .

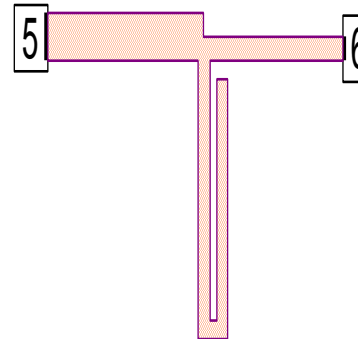
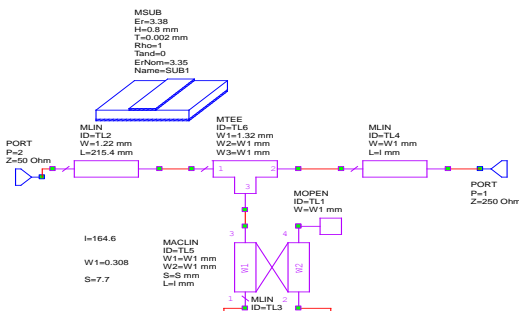
لرفع نسبة التحويل إلى $n=5$ وهو النموذج الثالث من الشكل (6)، تم إضافة خط نقل مترابط إلى محول النموذج السابق الثاني باستخدام المحاكاة الكهرومغناطيسية وقد أثبتت هذه الدراسة أن

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 [10].

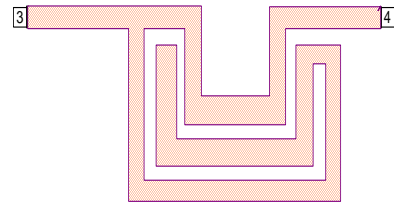
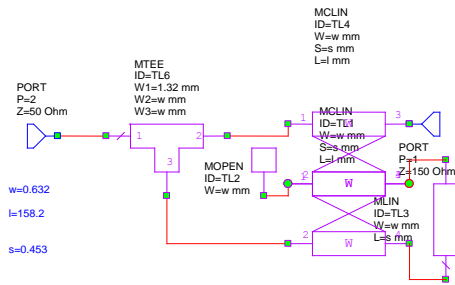
تم إجراء المقارنة بين هذه النماذج عند نفس التردد 400MHz بما يقابلها كنسبة مئوية بالنسبة للتردد المركزي كما هو موضح بالشكل (7) باستخدام برمجية NIAWR ، حسب العلاقة (4) نلاحظ عرض الحزمة الترددية للنموذج الأول يحقق 99%، أما النموذج الثاني يحقق 66% ، والنموذج الثالث يحقق 38% وذلك عند قيمة $R_L = -20\text{dB}$.



النموذج الاول



النموذج الثاني



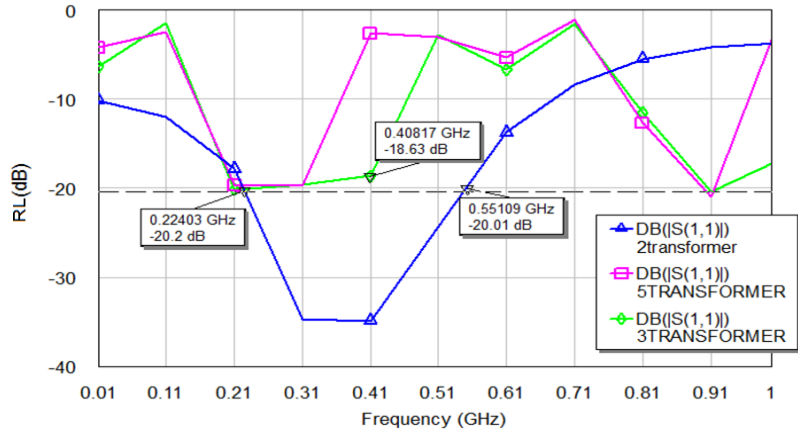
النموذج الثالث

الشكل (6) 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 (7) المقارنة بين نماذج المحولات

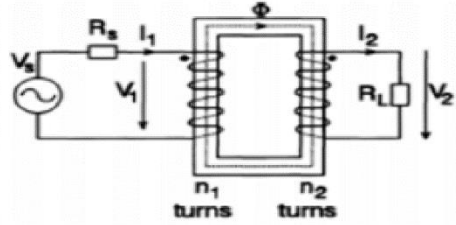
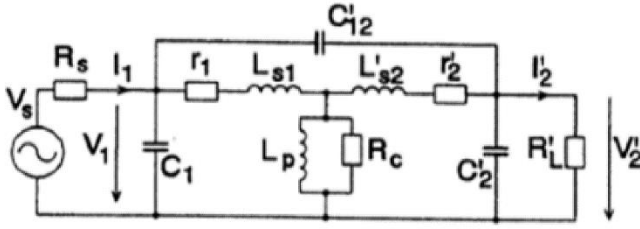
نلاحظ أن الدراسة السابقة مفيدة للترددات الأعلى من 1GHz بسبب الطول الكبير لمحول الممانعة .

4-2-4 - 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 ، يوضح الشكل(8) التمثيل الفيزيائي للمحول المغناطيسي التقليدي ودارته المكافئة ، بالنسبة لمحول عديم الضياع تعطى ممانعة الحمل بالعلاقة التالية:

$$R = \left[\frac{n_1}{n_2} \right]^2 * R_L = n^2 R_L \dots \dots \dots (32)$$

لتحسين عرض المجال الترددي :يجب زيادة الممانعة التحريضية للملف LP على عكس المكثفات الطفيلية . هذين الشرطين صعب تحقيقهما في التطبيقات العملية [11] ، 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 (8) المحول المغناطيسي

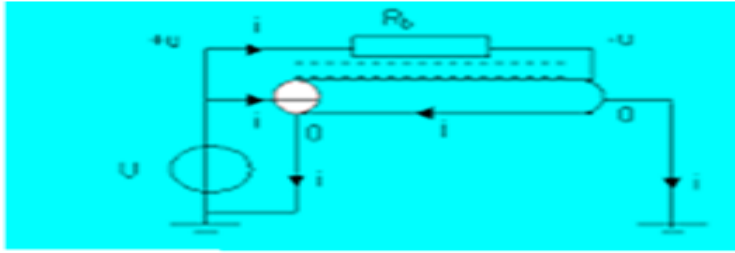
4-2-6- المحولات الفريضية:

تعتبر خطوط النقل المحورية الخيار الأفضل لمحولات خط النقل وذلك بلفها على قلب فريتي، لأن ممانعاتها المميزة لا تتأثر كثيراً بالنسبة لتشكيلة محددة في تصميمات المجال العريض متعددة الأوكتاف. يتطلب تصميم محولات خط النقل بشكل أساسي أن يفى المحول بمواصفات التردد المنخفض ، لذلك قد يلزم أيضاً التعويض عند الترددات المنخفضة أو العالية لتوسيع عرض المجال الترددي [11,4].

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:

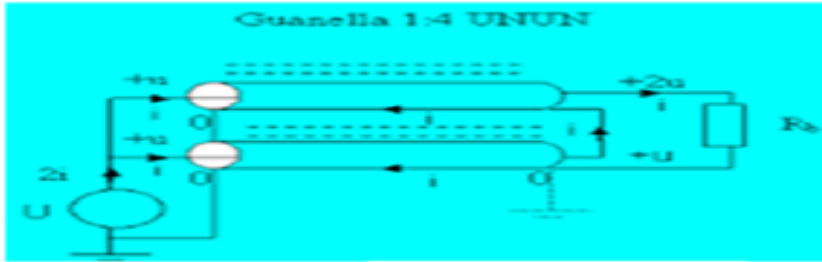
هذا النموذج يمثل محول 1:4 يعتمد على مبدأ جمع الجهود أو التيارات كما في الشكل (9)، يتميز نموذج Ruthroff ببساطة تصميمه لأنه يحتاج الى قلب فريتي واحد وبالتالي ضياع أقل، يناسب مكبر (single ended).



الشكل (9) نموذج Ruthroff

نموذج Guanella:

يعتمد على مبدأ جمع الجهود من جهة الممانعة العالية وجمع التيارات من جهة الممانعة المنخفضة وبالتالي يلائم مكبر استطاعة دفع جذب كما في الشكل (10).



الشكل (10) نموذج Guanella

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	
				F>1GHz F<1GHz	microstrip Lumped element	محول من النمط
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	مختلفة	محدودة بعدد المقاطع	F>1GHz F<1GHz	microstrip Lumped element	محول ربح طول الموجة
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	١:٤	أوكتاف	F>1GHz		
صغير	مكبرات ومقسمات ومجمعات وهوائيات	مختلفة	محدودة بعدد المقاطع	F>1GHz F<1GHz	microstrip Lumped element	شبكة LADDER
صغير	مقسمات ومجمعات وهوائيات	محدودة ١:٢، ١:٤	أوكتاف	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 الفريية

نلاحظ من الجدول (1) أن تقنية المحولات الفريية هي الأفضل لتطبيقات VHF-UHF .

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

تعتبر الحزمة الترددية العريضة واستطاعة الإشارة 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 حزم ترددية عريضة وتناسب متطلبات معايير الاتصالات الحديثة مثل القفز الترددي ونشر الطيف ، وبالتالي إمكانية نقل معطيات (SMS,IP) [PACKETS,VIDEO].

تم تصميم مكبر استطاعة عريض الحزمة الترددية باستخدام ترانزستور (BLF645) Pushpull يحقق حزمة ترددية [30-800 MHz] ومحاكاته باستخدام برمجة (NIWR) .

لتصميم دارة المواعمة لممانعتي الدخل والخرج للترانزستور المستخدم ، تم تصميم نوعين من محول خط نقل [8]، الأول وفق نموذج Ruthroff يتألف هذا المحول من قلب فريي وملف (كبل

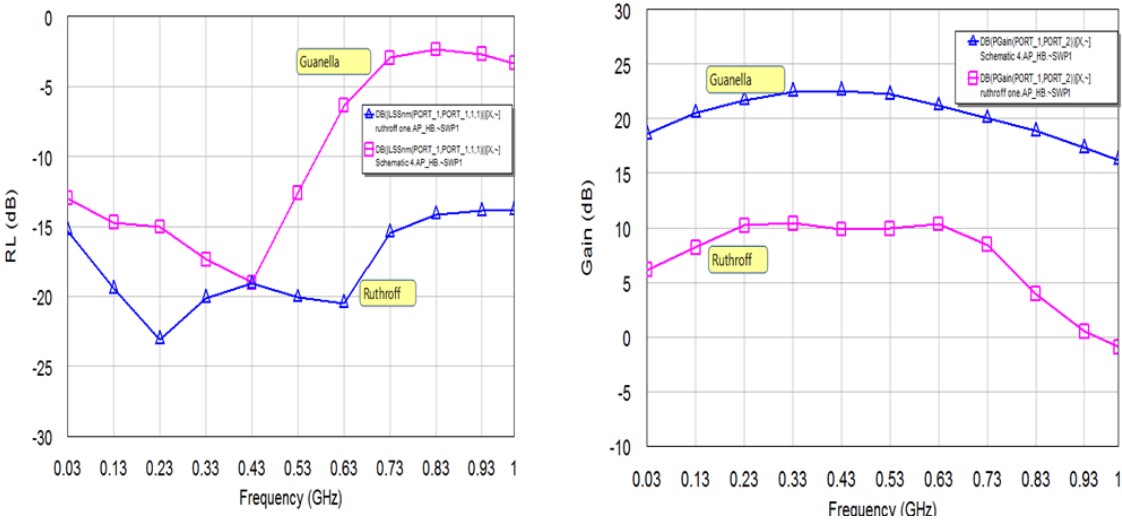
محوري 50Ω (أو سلكين مجدولين)، ويتم توصيل الكبل كما في الشكل (9) ، ولكن تم استخدام الكبل المحوري لسهولة محاكاته من حيث البارامترات ولأدائه المستقر، وتم التعريف عن القلب الفريتي بمعامل الذي يوصف المجال الترددي الذي يعمل عليه القلب حيث القلب الفريتي 61 ثنائي النواة يوصف بمعامل نفوذية $\mu_r = 125$ يعمل حتى تردد 1GHz [12].
يُعبّر عن خط النقل بالمعاملين : Len طول خط النقل (الكبل) ، وثابت العازلية للكبل $= 2.1$.Teflon Er

والنوع الثاني وفق نموذج Guanella يتألف من كبلين محوريين بممانعة مميزة 25Ω يتم وصلهما كما في الشكل (10) كل كبل يلف ضمن قلب فريتي بالإضافة إلى محول 1:1 أو ما يدعى ب 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 (11).



الشكل (11) المقارنة بين نموذج Ruthroff و Guanella من حيث الربح Gain وخسارة الإرجاع RL

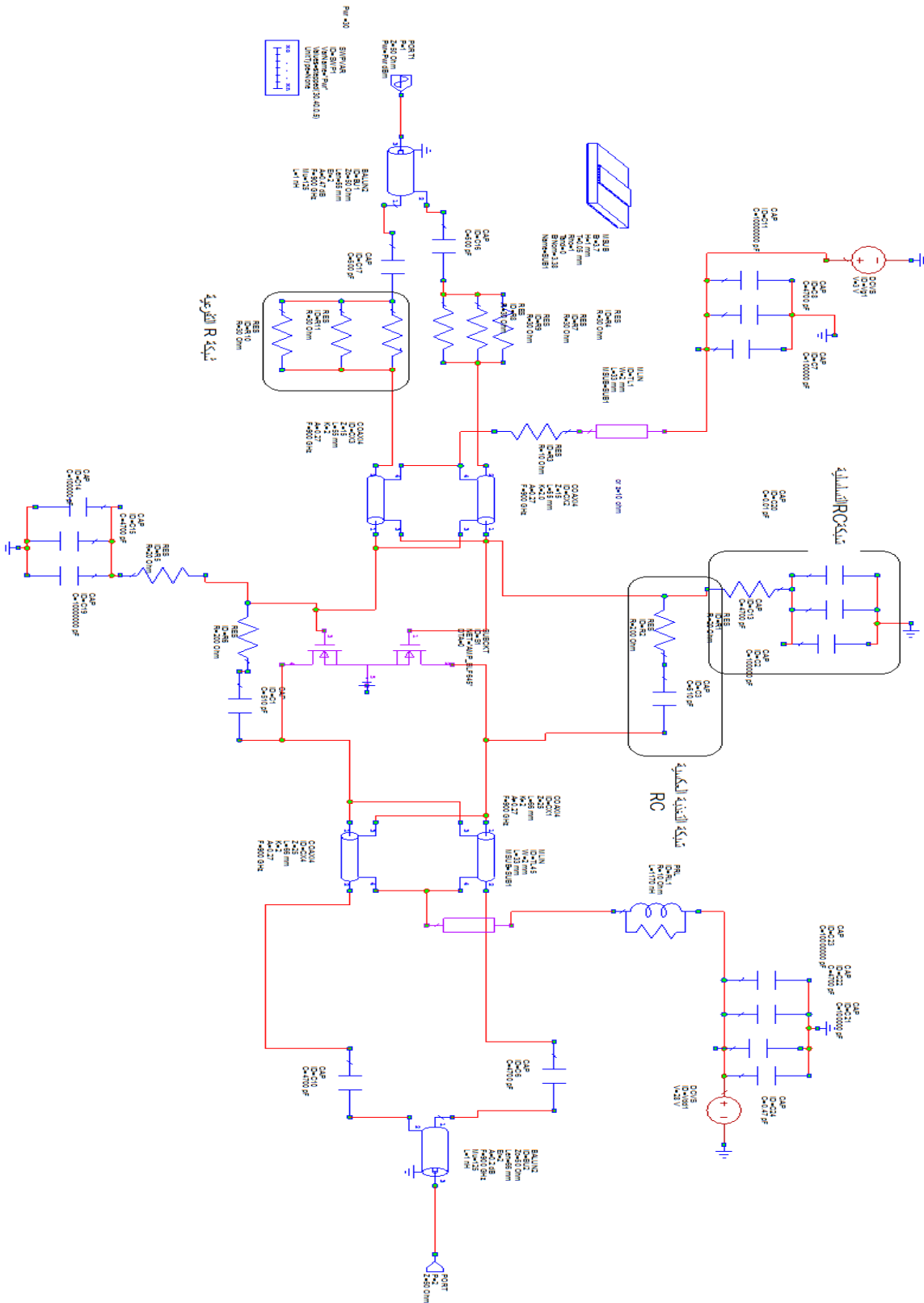
نلاحظ عرض المجال الترددي لنموذج Ruthroff يحقق 142%، أما نموذج Guanella يحقق 99% ولكن بمعامل ربح أفضل، وهذا يؤكد أن نموذج Guanella هو الأفضل لتصميم مكبر دفع جذب (push pull).

في التصميم المقترح استخدمنا ترانزستور BLF645 وبعد الاستفادة من نشرة البيانات الفنية للترانزستور من أجل تصميم دارة التغذية المناسبة، واعتماد نموذج Guanella، كان لابد من تحسين نتائج التصميم على حزمة ترددية عريضة، لذا تمت المفاضلة ما بين الريح ومعامل VSWR الذي هو من أهم العوامل في تصميم مكبر الاستطاعة العريض الحزمة، من خلال إضافة دارات (تعويضية) الى دارة الملاءمة لتصحيح معامل VSWR مع معامل ربح المكبر، تمت دراسة الدارات المضافة بشكل متتابع لنبين مدى تأثيرها على استجابة المكبر كما هو موضح بالجدول (2):

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

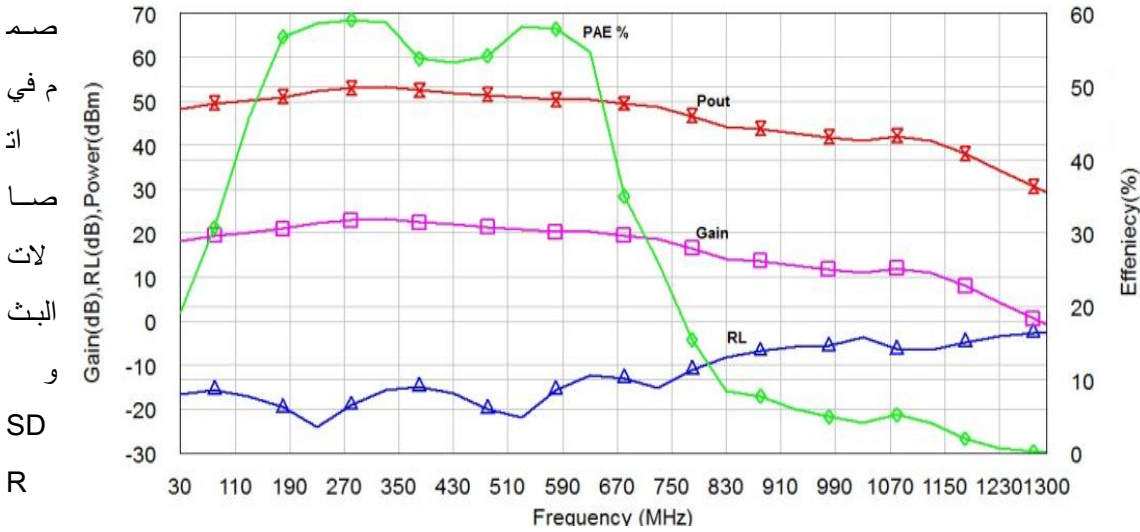
RL	المجال الترددي	نوع الدارة المضافة
$RL < [-2, -13]$	[1-230]MHz	NO
$RL < [-7, -13]$	[1-330]MHz	شبكة RC التغذية العكسية
$RL < [-8, -13]$	[1-600]MHz	شبكة R التفرعية
$RL < [-11, -16]$	[1-600]MHz	شبكة RC التسلسلية
$RL = [-13, -19]$	[1-530]MHz	اضافة الشبكات السابقة معاً

بعد إضافة الدارات (الشبكات) السابقة معاً الى دارة تصميم المكبر الموضحة في الشكل (12)، نلاحظ تحسن كبير في منحنى (Return loss) في الشكل (13).



الشكل (12) المخطط الكهربائي لدارة التصميم النهائية

وبالنهاية تم ذكر نتائج تصميم المكبر المقترح باستخدام نموذج Guanella وبعد إضافة دارات التعويض بالتفصيل، في المقالة المنشورة في المرجع [13]، حيث أظهرت النتائج في الشكل (13) أن خسارة إرجاع المدخلات (S11) أقل من -15 dB ، والريح S21 أعلى من 10 dB، وأن تقنيات المجال العريض: Balun وشبكة RC التسلسلية وشبكة التغذية العكسية RC، يمكن استخدامها لتقليل خسارة الإرجاع وتسطيح الريح، وبالتالي استخدام مكبر الاستطاعة



الشكل (13) نتائج محاكاة دارة المكبر المصمم

والتطبيقات اللاسلكية وغيره [14].

5- الخاتمة:

تم في هذه الورقة عرض نتائج أحدث الطرق لتصميم دارات المواعمة، التي تحقق الحزمة الترددية العريضة لأكثر من أوكتاف مع الحصول على نسبة تحويل عالية للممانعة، وإنشاء 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] David M.Pozar , Microwave Engineering,4th Edition, Wiley, 2012.
- [4] Joseph F, White, "High Frequency Techniques: An Introduction to RF and Microwave Design and Computer Simulation", Wiley-IEEE Press, 2016.
- [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 Ilamran, 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) .

- [8] C. J. Kikkert, "RF Electronics: design and simulation," ed: James Cook University, 2013.
- [9] Jensen, Thomas; Zhurbenko, Vitaliy; Krozer, Viktor; Meincke, Peter," Coupled Transmission Lines as Impedance Transformer", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 55(12), 2957–2965. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.909617>
- [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] 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.
- [12] Material data sheets. Fair-Rite Products Corp. [Online]. Available: <http://www.fair-rite.com/newfair/materials.htm>.
- [13] 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.
- [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

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_0	الممانعة المميزة لخط النقل	OPTIMAL Impedance
LD MOSFET	ترانزستور نصف ناقل أكسيد معدن ذو تسريب جانبي	laterally diffused metal oxide semiconductor fet