

تصميم مضخم نقل ممانعة منخفض الضجيج*

م. محمد الشريدة**

د. ظافر موسى****

د. عبد الزراق البدوية***

الملخص

هدف هذا البحث هو دراسة تقريب مبسط من أجل تصميم مضخمات أولية نقل ممانعة منخفضة الضجيج باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية من أجل المستقبلات الضوئية. اشْتُقَّتِ الحلول التحليلية من أجل الاحياز الأمثلي وضجيج تيار الدخل المكافئ. ثم أُنجِزَت الدراسة بإجراء مقارنة بين الدارات المصممة. حُسِبَ ضجيج تيار الدخل المكافئ بإدخال المعاملات إلى برنامج مكتوب باستخدام matlab وباستخدام برنامج محاكاة multisim من أجل كشف إشارة نبضية بعرض نبضة 30ns.

الكلمات المفتاحية: مضخم نقل ممانعة، ضجيج تيار الخل المكافئ، المضخمات الأولية، الاستجابة الترددية.

* أُعِدَّ البحث في سياق رسالة الدكتوراه للطالب محمد الشريدة بإشراف الدكتور عبد الزراق البدوية ومشاركة الدكتور ظافر موسى.

** قسم الكترونييات والاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق.

*** أستاذ في قسم الكترونييات والاتصالات - كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية - جامعة دمشق.

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

1- مقدمة:

يتألف المضخم الأولي عالي الممانعة الشكل (1b) من مقاومة حمل عالية القيمة R_i . يكون الضجيج الحراري المولد في الحمل صغيراً لأنه يكون متناسباً مع معكوس المقاومة. بالنتيجة فإن هذه التشكيلة بطيئة لكن ذات ضجيج منخفض. السيئة الأهم في هذه التشكيلة المجال الديناميكي الخطي محدد لاستطاعة الدخل الضوئية. تؤمن كل من المضخمات الأولية عالية الممانعة ونقل الممانعة الحساسية نفسها من حيث المبدأ.

منابع الضجيج الرئيسية هي نفسها إذا جُعِلَتْ توابع التحويل متماثلة. عملياً، يمكن جعل مقاومة الحمل للمضخم الأولي عالي الممانعة أكبر من مقاومة التغذية الخلفية للمضخم الأولي نقل الممانعة، بحيث تنتج حساسية أفضل (يُحدد جداء عرض المجال مع الريح GBW المحدد للمضخم الأساسي المكون للمضخم الأولي نقل الممانعة قيمة مقاومة التغذية الخلفية) يجري الوصول إلى زيادة الحساسية على حساب تخفيض المجال الديناميكي.

مضخم الممانعة المنخفضة الشكل (1c) هو الأقل شيوعاً.

تكون بنية المضخم الأولي منخفض الممانعة مشابهة لعالي الممانعة عدا أن قيمة مقاومة الحمل أقل بكثير، غالباً ما تكون 50Ω لكن بسبب الضجيج المرتفع لمقاومة الحمل المنخفضة، تكون حساسية المضخم الأولي منخفض الممانعة أسوأ من مضخم نقل الممانعة لذا يكون هذا النوع من المضخمات الأولية غير عملي من أجل نظم الضجيج المنخفض عريضة المجال.

تستخدم مضخمات نقل الممانعة بسبب الضجيج المنخفض وعرض المجال الترددي الواسع فضلاً عن المجال الديناميكي الواسع لإشارة الدخل دون حصول التشبع.

الغاية من هذا البحث تصميم مضخم نقل ممانعة منخفض الضجيج كجزء أساسي من المستقبلات الضوئية. تتطلب المستقبلات الضوئية المستخدمة في مقاييس المسافة الليزرية واتصالات الألياف الضوئية مضخمات عريضة المجال الترددي ومنخفضة الضجيج في مرحلة الدخل لكشف إشارات التيار الصغيرة [1]. إن منبع الإشارة هو ثنائي ضوئي الذي يمكن مكافئته كمنبع تيار على التوازي مع مكثف بمرتبة بضع بيكوفاراد.

يمكن استخدام عدة أنواع من المضخمات، وتكون المضخمات الرئيسية هي مضخمات نقل الممانعة والممانعة العالية والممانعة المنخفضة .

2- أشكال مرحلة الدخل:

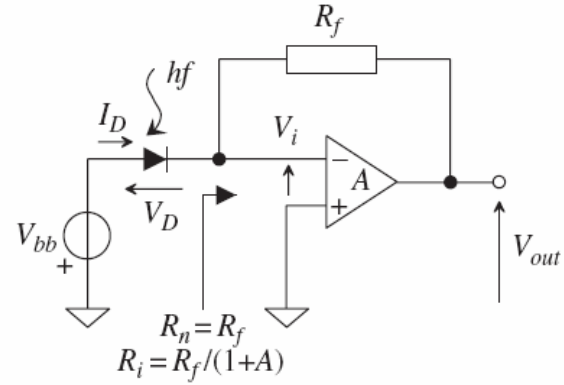
لما كانت إشارة المنبع هي تيار، تطلب ذلك ممانعة دخل منخفضة لتجنب تحميل المنبع. كما أن الدارات المطلوبة يجب أن تكون عريضة المجال. يمكن تحقيق هذين المطلوبين باستخدام مرحلة تغذية خلفية تفرعيه عند الدخل.

يتألف مضخم نقل الممانعة الشكل (1a) من المضخم الأساسي ويكون إماً من نوع مضخم جهد أو تحويل ممانعة ومقاومة تغذية خلفية بحيث يُحوَّل التيار إلى جهد [2]. يستخدم مضخم نقل الممانعة تغذية خلفية تفرعية - تفرعية لتخفيض ممانعة الدخل؛ وذلك للحصول على عرض مجال ترددي واسع، وتفضل في المستقبلات عريضة المجال لأنها تؤمن مجالاً ديناميكياً واسعاً نسبياً وسرعة استجابة عالية. يجب تصميم مضخم نقل الممانعة بعناية لتجنب مشكلات الاستقرار المترافقة مع نظم التغذية الخلفية.

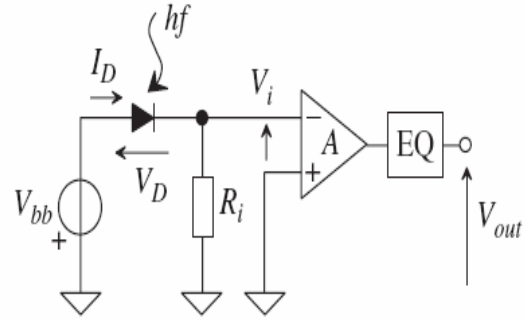
3- مضخمات نقل الممانعة باستخدام ترانزيستور ثنائي القطبية BJT:

في التطبيقات عالية التردد يجب أن يمتلك المضخم الأساسي عرضَ مجالٍ واسعاً لنضمن استقرار حلقة التغذية الخلفية. في تكنولوجيا الـ BJT يتألف المضخم من مرحلة دخل للتضخيم ومرحلة عزل Buffer. تظهر في الشكل (2) أنواع مختلفة لمرحلة الدخل، النوع الأكثر شيوعاً هي مرحلة الدخل باعث مشترك كما في الشكل (2a) [3].

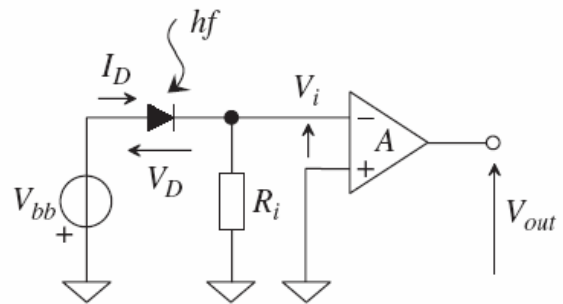
يمكن إضافة ترانزيستور Cascode إلى بنية الدارة الأساسية لتخفيف قيمة مكثف الدخل بتخفيض أثر ميلر، أو يمكن أن يستخدم زوج دارلينغتون مكان ترانزيستور الدخل لتخفيض ضجيج الإطلاق لتيار القاعدة كنتيجة لتخفيض تيار انحياز القاعدة. كما يستخدم دارلينغتون على الدخل من أجل الحصول على جداء ربح بعرض مجال ترددي GBW أكبر، بذلك تكون مقاومة التغذية الخلفية أكبر منتجةً كثافة طيفية لتيار الضجيج أقل. كما تستخدم مرحلة دخل أخرى بشكل واسع هي مرحلة الدخل مجمع مشترك كما في الشكل (2b)، إذ تخفض قيمة مكثفة الدخل لحذف أثر ميلر ومكثفة قاعدة - باعث boot strapped الأكثر من ذلك ينحاز التابع الباعثي كما في الشكل (2c) بتيار أقل من مرحلة الباعث المشترك بحيث ينخفض ضجيج الإطلاق لتيار القاعدة. من جهة أخرى، لا تملك مرحلة الدخل ربح جهد، يزداد ضجيج الجهد المنسوب إلى الدخل بسبب ترانزيستور الدخل للمرحلة اللاحقة. يمكن استخدام التابع الباعثي لـ boot strap مكثفة الكاشف الضوئي أيضاً كما في الشكل (2c).



(a)



(b)



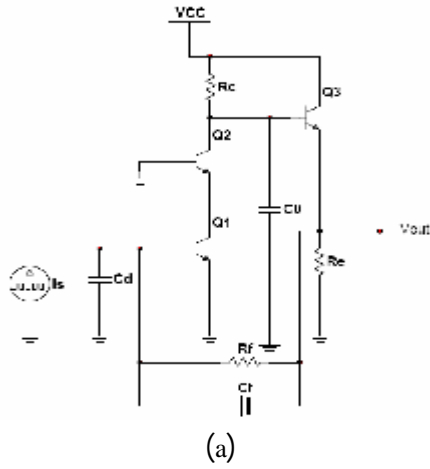
(c)

الشكل (1) أنواع مختلفة للمضخمات الأولية

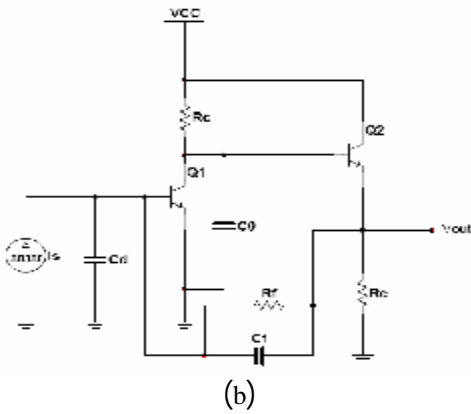
ليكن S_{eq} الكثافة الطيفية لتيار ضجيج الدخل الكلي المكافئ. تعطى استطاعة ضجيج الخرج الكلية المتناسبة مع مربع وسطي تيار الضجيج المكافئ بـ [4]:

$$\overline{i_{eq}^2} = \int_0^{B_{eq}} S_{eq}(f) df \quad (1)$$

إذ B_{eq} : عرض مجال التردد للضجيج المكافئ بافتراض شروط مرشح تمرير منخفض. يترافق تخفيض ضجيج الخرج الكلي عن طريق ضبط تيار قاعدة ترانزستور مرحلة الدخل. توجد نقطة انحياز أمثلية بحيث يكون تيار ضجيج الدخل المكافئ أصغرياً، كما في المعادلة (1).



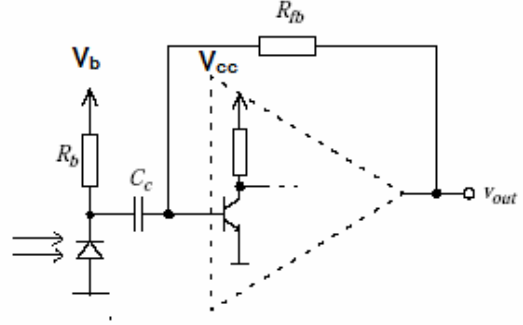
(a)



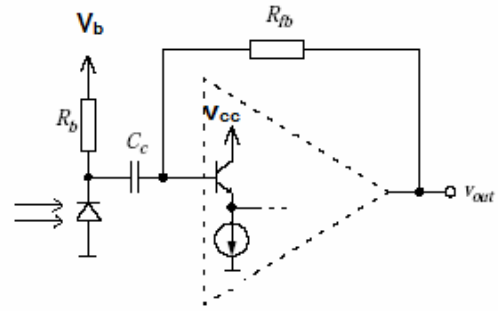
(b)

الشكل (3) دائرة (a) Cascode (b) CE/CC

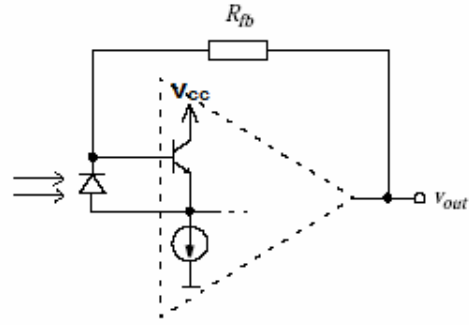
نفترض أولاً، بأن S_{eq} ناتجة عن مرحلة الدخل فقط، أمّا إسهامات المراحل اللاحقة في الضجيج الكلي فهي



a) common emitter input stage



b) common collector input stage



c) bootstrapped input stage

الشكل (2) أنواع مختلفة للمضخمات الأولية نقل الممانعة باستخدام

تكنولوجيا الـ Bipolar

4- تصميم مرحلة الدخل:

سنقوم بدراسة ثلاث دارات لمرحلة الدخل المستخدمة كمضخمات أولية في المستقبلات الضوئية.

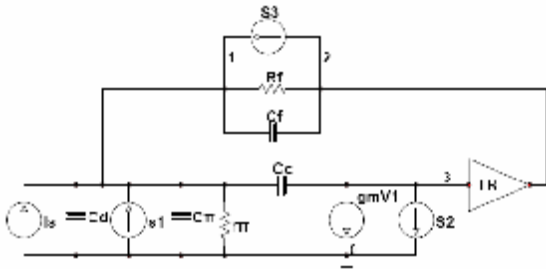
يوجد معاملان متعارضان يؤثران في تصميم المضخم الأولي، هما متطلبات الضجيج المنخفض والاستقرار.

4-1- دائرة CE/CC و دائرة Cascode:

$$B_{eq} = \frac{P}{2} f - 3dB \approx \sqrt{3} f - 3dB$$

بالتعويض في المعادلة (1) نجد:

$$\overline{I_{eq}^2} = \frac{4KT}{R_f} B_{eq} + \frac{2KT}{r_p} B_{eq} + \frac{2KT r_p}{b} \left[\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2pC_i)^2 B_{eq}^2}{3} \right] B_{eq} \quad (3)$$



الشكل (4) موديل الضجيج لمضخم نقل الممانعة

إذ: TR في الشكل (4) هي transresistance المرحلة الثانية.

إن اعتماد $\overline{I_{eq}^2}$ على I_B (من خلال المقاومة r_p) يشير بوضوح إلى نقطة انحياز أمثلية (حيث يكون $\overline{I_{eq}^2}$ أصغرياً) عندما يتساوى الحدان الثاني والثالث من المعادلة (3).

$$r_{popt} = \frac{\sqrt{b}}{\sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2pC_i B_{eq})^2}{3}}} \quad (4)$$

$$I_{Bopt} = \frac{KT/q}{\sqrt{b}} \frac{\sqrt{b}}{\sqrt{\frac{1}{R_f^2} + \frac{(2pC_i B_{eq})^2}{3}}} \quad (5)$$

$$\overline{I_{eq}^2}_{min} = \left[\frac{4KT}{R_f} + \frac{4KT}{r_{popt}} \right] B_{eq} \quad (6)$$

من أجل معظم الحالات العملية، فإنه من الممكن تقريب r_{popt} و I_{Bopt} كما يأتي:

$$r_{popt} \cong \frac{\sqrt{3b}}{2pC_i B_{eq}} \quad (7)$$

مهمة. مصادر الضجيج الرئيسية الثلاثة هي ضجيج الإطلاق لتيارات القاعدة والمجمع S_1 و S_2 ، والضجيج الحراري الناتج عن مقاومة التغذية الخلفية R_f . تعطى الكثافة الطيفية لتيارات الضجيج بـ:

$$\begin{aligned} s_1 &= 2qI_B \\ s_2 &= 2qI_C \\ s_3 &= \frac{4KT}{R_f} \end{aligned}$$

إذ:

q: الشحنة الكهربائية للإلكترون = $1.6e-19$ C

k: ثابت بولتزمان = $1.38e-23$ J/K و T: درجة الحرارة بالكلفن.

I_C ، I_B : تيار القاعدة وتيار المجمع للترانزيستور Q_1 على التوالي.

تعطى الكثافة الطيفية لضجيج تيار الدخل المكافئ كما في المعادلة (2) [5]:

$$S_{eq} \approx \frac{2KT}{r_p} + \frac{4KT}{R_f} + \frac{2KT r_p}{b} \left[\frac{1}{R_f^2} + w^2 C_i^2 \right] \quad (2)$$

$$r_p \approx \frac{KT}{q' B} \quad \text{إذ:}$$

$\beta = I_C / I_B$: ربح تيار الإشارة الصغيرة للباعث المشترك.

$$w = 2pf - 3dB$$

f: عرض المجال الترددي للإشارة عند -3dB

$$C_i = C_p + C_d + C_c + C_f$$

C_c : مكثفة وصلة مجمع - قاعدة للترانزيستور

C_d : مكثفة الكاشف الضوئي

C_π : مكثفة وصلة باعث - قاعدة للترانزيستور

C_f : مكثفة التغذية الخلفية

إذ t_c : الثابت الزمني المترافق مع مقاومة الحمل R_c ويعطى بالمعادلة الآتية:

$$t_c = R_c(2C_c + C_o) \quad (11)$$

إذ C_c مكثفة وصلة الترانزيستور بين المجمع والقاعدة (بافتراض تشابه ترانزيستور الدخل والخرج) و C_o المكثفة الشاردة عبر مقاومة الحمل R_c كما في الشكل (3).

$$R_{eff} = \frac{r_p \times \frac{R_f}{A_o + 1}}{r_p + \frac{R_f}{A_o + 1}} \quad (12)$$

إذ:

$$B = \frac{1}{2pC_i R_{eff}} \quad (13)$$

يمكن تقريب عرض المجال الترددي المكافئ للضجيج بـ:

$$B_{eq} = \frac{P}{2} f \quad (14)$$

حساب مكثفة الدخل المكافئة

(cascode) (15)

$$C_t = C_p + C_d + 2C_c + (A_o + 1)C_f$$

$$C_t = C_p + C_d + (A_o + 1)(C_c + C_f) \quad (CE/CC) \quad (16)$$

C_t : المكثفة الكلية المكافئة

$$K^2 = \frac{1}{8pt_c B} \quad (17)$$

$$t_c = \frac{1}{8pK^2 C B} \quad (18)$$

بتعويض قيمة t_c و B باستخدام المعادلتين (11) و (13) يكون لدينا:

$$R_c = \frac{1.414}{4pf} \left(\frac{1}{2C_c + C_o} \right); K = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (19)$$

$$I_{Bopt} \cong \frac{KT/q}{\sqrt{3b}} (2pC_i B_{eq}) \quad (8)$$

إذ يجب تحديد كل من R_f و B_{eq} لكي يُحسب I_{Bopt} و I_{eqmin}^2 .

4-2-تابع التحويل والاستقرار:

تتطلب غالباً المضخمات منخفضة الضجيج ربح حلقة مفتوحة عالياً، بذلك من الضروري الأخذ بالحسبان أداء الضجيج في المضخم لحساب استقراره.

يمكن تقريب ممانعة النقل للحلقة المغلقة للمضخم $Z_c(s)$ لمسألة بقطبين ذات الصيغة [4]:

$$z_c(s) = \frac{z_c(0)}{1 + s\left(\frac{1}{Qw_o}\right) + \left(\frac{s}{w_o}\right)^2} \quad (9)$$

إذ:

$$Z_c(0) \approx R_f: \text{ ممانعة النقل عند DC}$$

بحيث يعطى القطبان بـ:

$$S_{1,2} = -Kw_o \pm w_o \sqrt{K^2 - 1}$$

$$w_o = \frac{A_o + 1}{R_f C_{in}}$$

بفرض K عامل التخامد لتابع التحويل (الحد الفاصل بين الاستقرار وعدم الاستقرار).

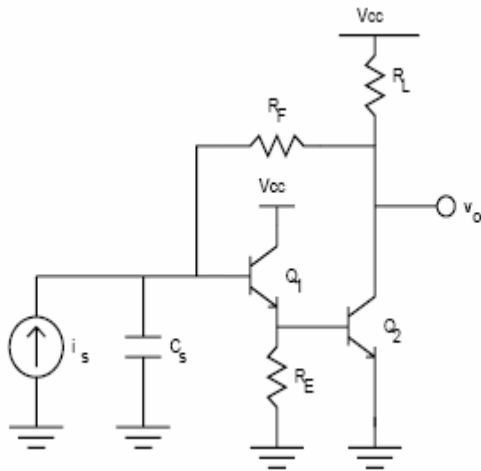
$$K = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$K \cong \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_t R_{eff}}{t_c}} \quad (10)$$

ونظراً إلى أن عرض مجال الإشارة f (عند 3dB) يعتمد على قيمة K ويعطى كما يأتي:

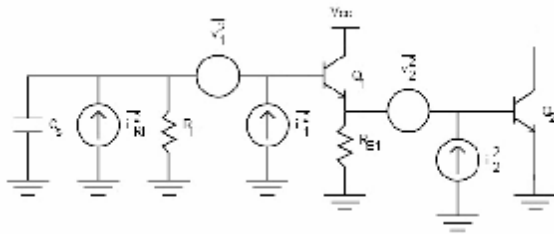
$$f = 1.414B \quad ; \quad K = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

الطاقة؛ وذلك بحذف الترانزيستور Q_2 ووضع R_F عبر مرحلة دارلينغتون كما في الشكل (6).



الشكل (6) دارلينغتون بتغذية خلفية تفرعية

يمكن حساب ضجيج الدخل المكافئ للدارة كما في الشكل (7):



الشكل (7) دارة لحساب ضجيج الدخل المكافئ

لتبسيط الحسابات ومشاهدة كيف تساعد وصلة دارلينغتون في تخفيض الضجيج، تتناسب منابع ضجيج الترانزيستور Q_2 إلى قاعدة Q_1 . لاحظ أن ضجيج المقاومة R_E والضجيج المولد من حمل مجمع الترانزيستور Q_2 يمكن أن يجمع مع i_2^2 . يبين الشكل (8) منابع الضجيج المبسطة.

بذلك، يعطى ربح الجهد للمجال المتوسط A_0 عند تيار الانحياز الأمثل بـ:

$$A_0 = g_m \cdot R_C \quad (20)$$

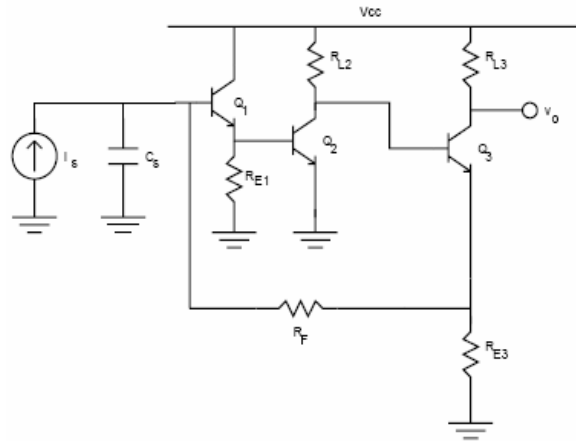
$$g_m = \frac{I_C}{KT/q} = \frac{b \cdot I_{Bopt}}{KT/q} = \sqrt{\frac{b}{3}} (2pC_i B_{eq})$$

بتعويض قيمة g_m و R_C في المعادلة (20) نجد:

$$A_0 = \frac{p}{4} \sqrt{\frac{b}{3} \left(\frac{C_i}{2C_c + C_o} \right)} ; K = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (21)$$

3-4 - دارة Darlington:

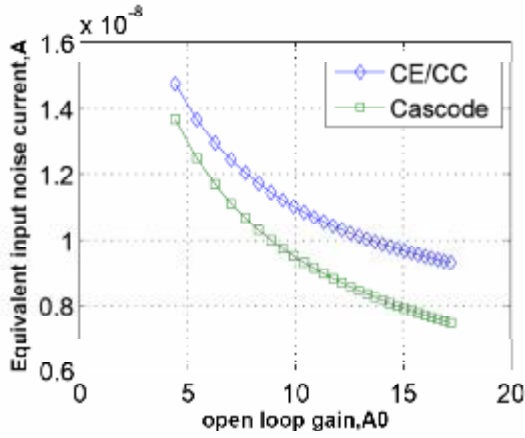
من أجل متطلبات الضجيج والربح، يجب أن تكون مقاومة التغذية الخلفية كبيرة قدر الإمكان. أفضل حل يخفض الضجيج هو استخدام دارة CC/CE كما في الشكل (5) [6][7]:



الشكل (5) دارة دخل مجمع مشترك باعث مشترك

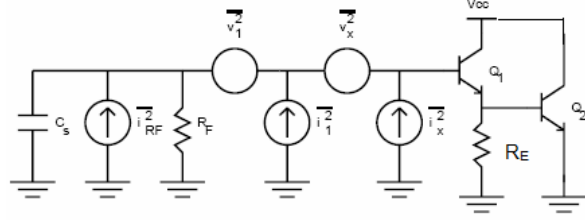
ضجيج الجهد في Q_1 على التسلسل مع الدخل. كما أن الترانزيستور Q_1 يمكن أن ينحاز عند تيار مجمع أقل بكثير من تيار Q_2 ومن ثم ينخفض ضجيج تيار الإطلاق انخفاضاً كبيراً. يمكن حذف ربح الحلقة الزائد وتوفير

نجد أن قيمة $R_c=2K\Omega$ بحسب المعادلة (19)، وتتغير قيمة التضخيم لكنتا الدارتين بحسب تغير قيمة β من 50=150 وذلك بحسب المعادلة (21) كما هو مبين بالشكل (9). نستنتج من ذلك، أنه كلما ازدادت قيمة β ازداد تضخيم الدارة وتناقص تيار الضجيج المكافئ على دخل المضخم؛ وذلك بسبب تناقص تيار انحياز القاعدة المطلوب.



الشكل (9) علاقة ضجيج الدخل المكافئ بالتضخيم

بعد تحديد قيم عناصر الدارة كلها من أجل تيار القاعدة الأمثلي وضجيج تيار الدخل المكافئ نجد أن قيمة مقاومة التغذية الخلفية $R_f=R_2=7K\Omega$ لدارة CE/CC كما في الشكل (10). اختيرت قيمة مقاومة التغذية الخلفية كقيمة وسطية. أُجريت مقارنة بين قيمة التيار القاعدة الأمثلي حسابياً عن طريق استخدام برنامج المحاكاة multisim كما في الشكل (11)، حيث تكون كل قيمة لتيار القاعدة هي أمثلية؛ وذلك بحسب قيمة β ، فكان هناك تقارب كبير بين القيمتين لتيار القاعدة حسابياً وباستخدام المحاكاة. على سبيل المثال، إذا كانت قيمة تيار القاعدة $2.75\mu A$ فإن ضجيج تيار الدخل المكافئ $11.5nA$ حسابياً كما في المعادلة (23) و $14nA$ باستخدام برنامج المحاكاة.



الشكل (8) ضجيج الترانزيستور Q2 منسوباً إلى دخل Q1

تحسب الكثافة الطيفية لتيار الضجيج المكافئ على الدخل كما في المعادلة (22) [8]:

$$\frac{i_{eq}^2}{B_{eq}} \approx \frac{4KT}{R_f} + 2qi_{b1} + 2qi_{c1} \frac{w^2(C_s + C_{p1})^2}{g_{m1}^2} + W^2 C_s^2 4KT \left(r_{b1} + r_{b2} + \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} \right) \quad (22)$$

$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} ; g_{m2} = \frac{I_{C2}}{V_T} ; r_{b1} = \frac{b}{g_{m1}} ; r_{b2} = \frac{b}{g_{m2}}$$

$$V_T = 26mV$$

C_s : مكثفة المنبع وهي مكثفة الكاشف الضوئي C_d نفسها.

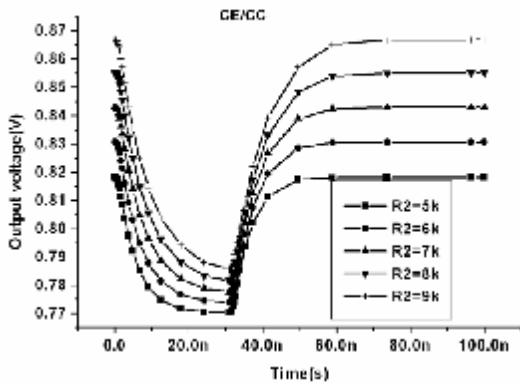
5- دراسة تصميمية:

أدخلت المعادلات السابقة ضمن برنامج Matlab لإجراء الحسابات اللازمة للمقارنة بين الدارات موضوع الدراسة للحصول على القيم الأمثلية؛ وذلك بعد تعويض القيم التي توصف العناصر الفعالة وهي الترانزيستور BF517 المستخدم والكاشف الضوئي.

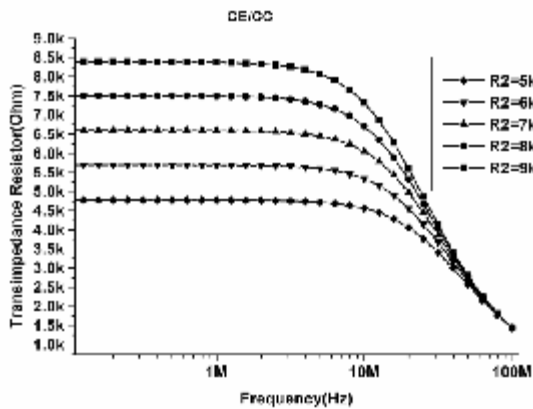
$$C_c=0.5pF, C_d=2pF, C_{\pi}=3.6pF, C_f=0.1pF, \beta=50-150,$$

وبفرض أن الإشارة المطلوب كشفها تتمتع بالموصفات الآتية: زمن صعود نبضة $t_r=18ns$ وعرض النبضة $t=30ns$ أي إن عرض المجال الترددي للنبضة $f=20MHz$ وعرض المجال المكافئ للضجيج $B_{eq}=30MHz$.

أُجريت المحاكاة للدارة السابقة باستخدام برنامج Multisim؛ وذلك للحصول على الاستجابة العابرة للمضخم الشكل (12) بتغيير قيمة المقاومة R_2 للحصول على الاستجابة المناسبة ودون حدوث peaking عندما تكون قيمة $C_2=0.1pF$ يتطابق ذلك مع الاستجابة الترددية الشكل (13).



الشكل (12) الاستجابة العابرة للمضخم بتغيير مقاومة التغذية الخلفية

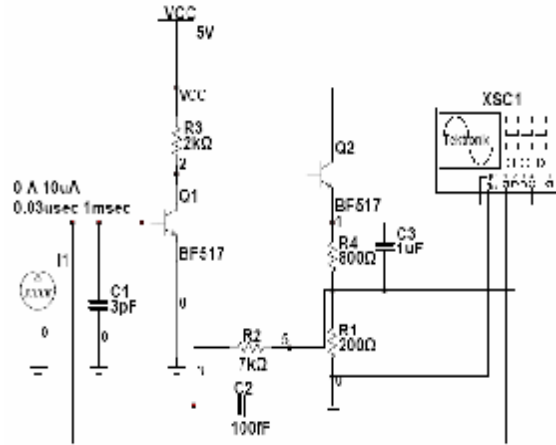


الشكل (13) منحنى الاستجابة الترددية بتغيير مقاومة التغذية الخلفية

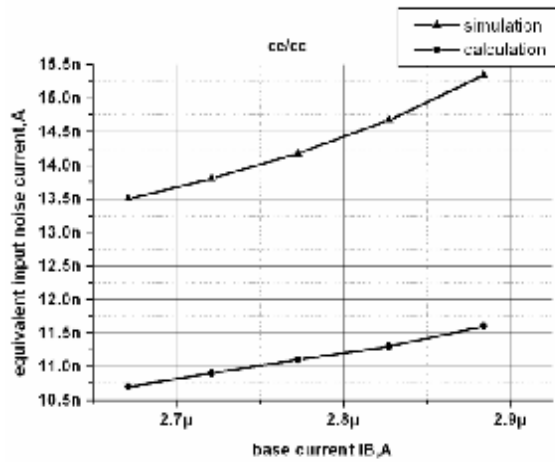
كذلك بعد تحديد قيم عناصر الدارة كلها من أجل تيار القاعدة الأمثلي وضجيج تيار الدخل المكافئ نجد أن قيمة

يحسب ضجيج التيار المكافئ على الدخل بالنسبة إلى دارة CE/CC [5]:

$$i_{eq}^2 \approx 4kTp^2 B^2 C_i \left\{ \left(\frac{1}{A_0 + 1} + \frac{C_c + C_f}{C_i} \right) + \frac{p/2}{\sqrt{3b}} \right\} \quad (23)$$

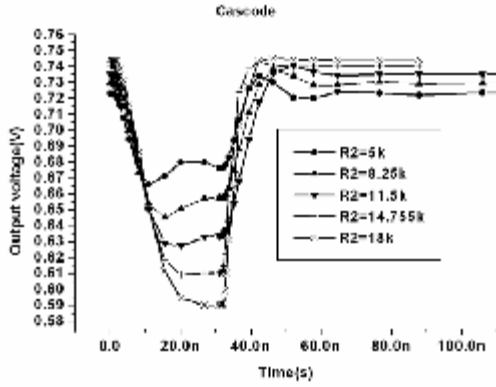


الشكل (10) دارة CE/CC

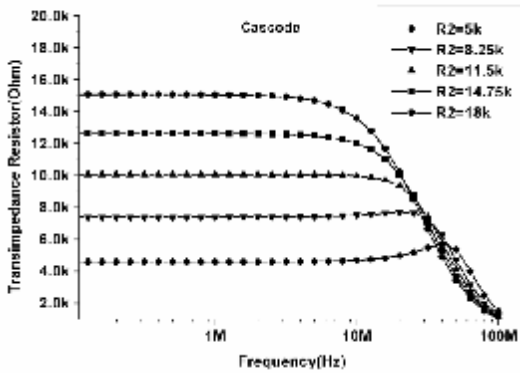


الشكل (11) العلاقة بين تيار القاعدة الأمثلي لمرحلة الدخل مع ضجيج التيار المكافئ عند الدخل حسابياً وباستخدام برنم المحاكاة

أُجريت المحاكاة للدارة السابقة باستخدام برنامج Multisim؛ وذلك للحصول على الاستجابة العابرة للمضخم الشكل (16) بتغيير قيمة مقاومة التغذية الخلفية R_2 للحصول على الاستجابة المناسبة ودون حدوث peaking عندما تكون قيمة $C_2=0.1\text{pF}$ يتطابق ذلك مع الاستجابة الترددية الشكل (17).



الشكل (16) الاستجابة العابرة للمضخم بتغيير مقاومة التغذية الخلفية



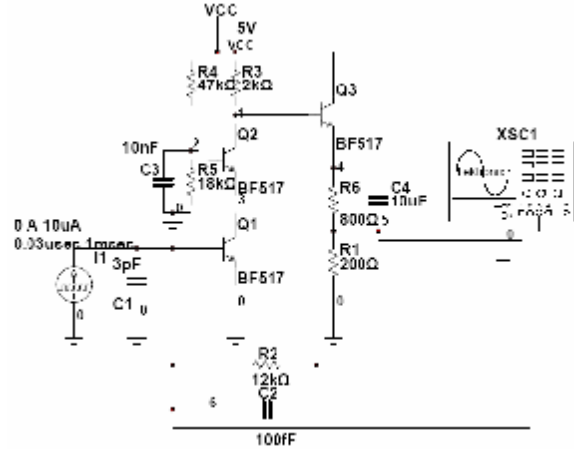
الشكل (17) منحنى الاستجابة الترددية بتغيير مقاومة التغذية الخلفية

كذلك بعد تحديد قيم عناصر الدارة كلها من أجل تيار القاعدة الأمثلي وضجيج تيار الدخل المكافئ نجد أن قيمة

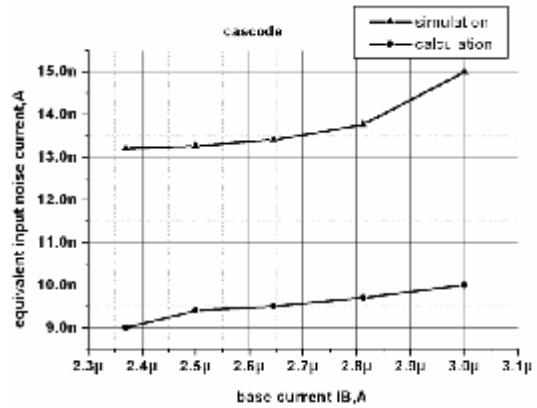
مقاومة التغذية الخلفية $R_1=R_2=12\text{K}\Omega$ لدارة Cascode كما في الشكل (14). أُجريت مقارنة بين قيمة التيار القاعدة الأمثلي حسابياً عن طريق استخدام برنامج المحاكاة multisim كما في الشكل (15)، فكان هناك تقارب كبير بين القيمتين أيضاً. على سبيل المثال، إذا كانت قيمة تيار القاعدة $2.75\mu\text{A}$ فإن ضجيج تيار الدخل المكافئ 10nA حسابياً كما في المعادلة (24) و 13.6nA باستخدام برنامج المحاكاة.

ي حسب ضجيج التيار المكافئ على الدخل بالنسبة إلى دارة الـ Cascode:

$$i_{eq}^2 \approx 4kTp^2 B^2 C_i \left\{ \left(\frac{1}{A_0 + 1} + \frac{C_f}{C_i} \right) + \frac{p/2}{\sqrt{3}b} \right\} \quad (24)$$

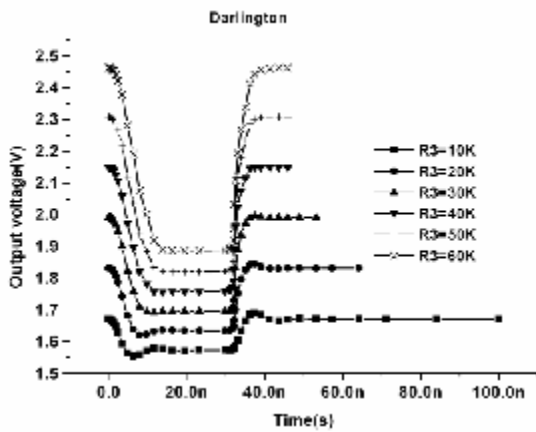


الشكل (14) دارة CASCODE

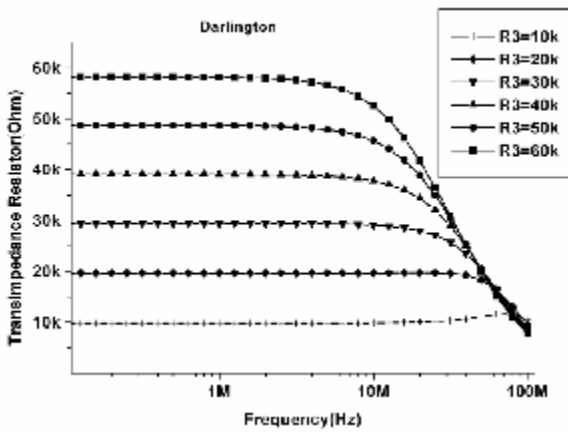


الشكل (15) العلاقة بين تيار القاعدة الأمثلي لمرحلة الدخل مع ضجيج التيار المكافئ عند الدخل حسابياً باستخدام المحاكاة

أُجريت المحاكاة للدارة السابقة باستخدام برنامج Multisim؛ وذلك للحصول على الاستجابة العابرة للمضخم الشكل (20) بتغيير قيمة المقاومة R_3 للحصول على الاستجابة المناسبة وعدم الحصول على peaking عندما تكون قيمة $C_1=0.1\mu F$ يتطابق ذلك مع الاستجابة الترددية الشكل (21).

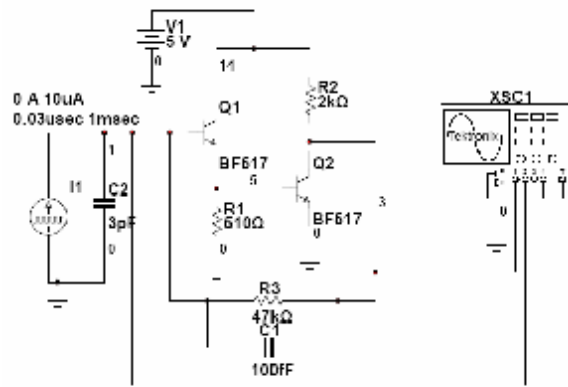


الشكل (20) الاستجابة العابرة للمضخم بتغيير مقاومة التغذية الخلفية

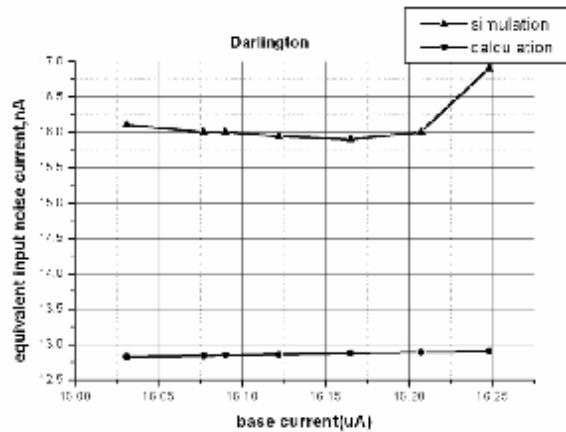


الشكل (21) منحنى الاستجابة الترددية بتغيير مقاومة التغذية الخلفية

مقاومة التغذية الخلفية $R_F=R_3=47K\Omega$ لدارة Darlington كما في الشكل (18). حُسب تيار القاعدة الأمثلي عن طريق استخدام برنامج المحاكاة multisim كما في الشكل (19). على سبيل المثال، إذا كانت قيمة تيار القاعدة $16.09\mu A$ فإن ضجيج تيار الدخل المكافئ $13nA$ حسابياً و $16nA$ باستخدام برنامج المحاكاة.



الشكل (18) دارة دارلينغتون



الشكل (19) العلاقة بين تيار القاعدة الأمثلي لمرحلة الدخل مع ضجيج التيار المكافئ عند الدخل حسابياً باستخدام المحاكاة

6- الاستنتاجات:

تتجه البحوث الحديثة إلى استخدام تكنولوجيا الالكترونيات الميكروية Microelectronics، في حين مازال بإمكاننا استخدام العناصر المنفصلة للحصول على المواصفات المناسبة من حساسية عالية أي ضجيج منخفض وعرض مجال ترددي مناسب. لذا أُجريت هذه الدراسة.

مما سبق نستنتج لدى دراسة الأشكال الثلاثة للدارات، لإجراء التصميم الأمثل لهذه المضخمات الأولية المستخدمة في المستقبلات الضوئية عريضة المجال، يجب الأخذ بالحسبان أداء الضجيج والاستقرار. أظهر التحليل المبسط بأنه يمكن تحسين أداء الضجيج والاستقرار في المضخم الذي يستخدم ترانزيستورات تملك β عالية. بإجراء مقارنة بين التشكيلات الثلاث موضوع الدراسة أن أفضل تيار ضجيج مكافئ على الدخل هو باستخدام دارة دارلينغتون إذ يمكن الحصول على مقاومة تغذية خلفية كبيرة $47k\Omega$ مقارنة بالتشكيلات الأخرى من أجل عرض المجال الترددي نفسه، أي ضجيج أقل ومن ثمّ تضخيم لإشارة تيار الكاشف الضوئي أعلى. كذلك بمقارنة منحنيات الاستجابة العابرة للتشكيلات الثلاث تم الحصول على إشارة أكبر عند خرج المضخم الأولي باستخدام دارلينغتون، ومن ثمّ تكون نسبة الإشارة للضجيج أعلى، أي حساسية كشف للإشارات الضعيفة أعلى.

يلبها دارة الـ Cascode بمقاومة تغذية خلفية $12k\Omega$ ثم دارة CE/CC بمقاومة تغذية خلفية $7k\Omega$ ، ومن ثمّ يمكن زيادة نسبة الإشارة للضجيج كلما ازدادت قيمة β ؛ وذلك بسبب انخفاض قيمة الضجيج المكافئ.

المراجع:

1. Z. Bielecki, W. Kolosowski, R. Dufrene, and M. Borejko, "Low noise optical receiver" 11th GAAS Symposium- Munich 2003.
2. G. Ghione, semiconductor devices for high-speed optoelectronics, Cambridge University press, 2009.
3. T. Ruostalainen. Integrated Receiver Channel Circuits & structures for a Pulsed Time-of-Flight Laser Radar. Academic dissertation, Oulo Univ. 1999.
4. E.Säckinger. Broadband Circuits for Optical Fiber Communication, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
5. El-Diwany MH, Roulston DJ & Chamberlain SG (1981) Design of low-noise bipolar transimpedance preamplifiers for optical receivers. IEE Proceedings, Part G. 128(6): 299-305.
6. P.R. Gray, R.G. Meyer. Analysis of Design Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2003.
7. R. G. Meyer. "Wideband Amplifier Design," Reader for EE240.
8. A. Abo (1994). A wide-band low noise Transimpedance Preamp. EE240 Project.