



الدوائر الإلكترونية (3)





منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

الدارات الإلكترونية (3)

الدكتورة المهندسة	الدكتور المهندس
حفصة الحموي	محمد سعيد الصفدي
مدرسة في قسم الهندسة الإلكترونية	أستاذ في قسم الهندسة الإلكترونية

جامعة دمشق



الموضوع	الصفحة
المقدمة	٩
الفصل الأول: الضارب التماثلي:	١١
١- تعريف بالضارب التماثلي	١٣
٢- الضارب التماثلي ذو تابع التحويل الأسّي	١٧
٣- تطبيقات الضارب التماثلي	٣٥
٤- الضارب التماثلي باستخدام المكبرات اللوغارتمية وعكس اللوغارتمية	٤١
٥- ضواريب الدارات المتكاملة	٥١
الفصل الثاني: مكبرات الاستطاعة:	٨٣
١- تعريف بمكبر الاستطاعة وتطبيقاته وأنواعه	٨٥
٢- تبديد الاستطاعة في الترانزستور	٨٨
٣- انتقال الحرارة في العناصر نصف الناقلة	٩٣
٤- أصناف المكبرات ومردودها	١٠٢
٥- مبادئ مكبر الدفع والجذب	١٢٠
٦- دائرة قيادة الدفع والجذب	١٣١
٧- التشويه التوافقي والتغذية الخلفية	١٣٤
٨- التشويه في مكبرات الدفع والجذب	١٤٢
٩- مكبر الدفع والجذب شبه المتتام	١٥٧
١٠- مكبرات الصنف C	١٥٩
١١- مكبرات الـ MOSFET ومكبرات الاستطاعة ذات الصنف D	١٦٥

١٧٥	الفصل الثالث: المكبر المؤلف :
١٧٧	١- مقدمة
١٨٠	٢- المكبر وحيد التوليف
١٩٩	٣- المكبرات المؤلفات المتوافقة
٢٠٣	٤- توسيع مجال التوليف (التلحين)
٢١٥	الفصل الرابع: مكبر المجال العريض :
٢١٧	١- مقدمة
٢١٧	٢- مكبر المجال العريض غير المعوض
٢٢٧	٣- مكبرات المجال العريض المعوضة
٢٤٣	٤- المكبر عريض المجال المتكامل
٢٧٣	الفصل الخامس: الضجيج والتشويه في المكبرات:
٢٧٥	المقدمة
٢٧٥	١- الضجيج الداخلي
٢٨٠	٢- نسبة الإشارة / الضجيج (S/N)
٢٨٠	٣- رقم الضجيج FN
٢٩٤	٤- التشويه في المكبرات
٣١٧	الفصل السادس: المرشحات الفعالة
٣١٩	١- مقدمة
٣٢٢	٢- أنواع المرشحات
٣٣٠	٣- مرشح التمرير المنخفض LPF
٣٤٠	٤- تصميم مرشح التمرير المنخفض LPF
٣٥٠	٥- تصميم مرشح التمرير المرتفع (HPF)
٣٥٦	٦- تصميم مرشح تمرير مجال (BPF)

- ٣٦٤ ٧- تصميم مرشح منع مجال (BRF)
- ٣٧٠ ٨- تصميم مرشح التمرير الكلي (APF)
- ٣٧٧ ٩- إعتبارات عملية للتصميم
- ٣٨٥ - ملحق الكتاب
- ٣٩٥ - المصطلحات الفنية المستخدمة
- ٤٠٧ - مراجع الكتاب





المقدمة:

في إطار وضع المفردات المتكاملة لمقرر الدارات الإلكترونية في السنوات الثالثة والرابعة لإختصاص الاتصالات، جاءت المعالم الأساسية لهذا الكتاب على شكل سنة فصول متكاملة، تغطي كلاً منها أحد الجوانب الأساسية في الإلكترونيات التماثلية المستخدمة في الاتصالات والقياسات الإلكترونية. أما الخطوط المرشدة التي اعتمدت في صياغة مادة هذا الكتاب فهي ترجيح اللغة الهندسية مع قدر مناسب من الخوض في فيزيائية وأسس بعض النقاط المثارة، بالإضافة لمراعاة مستجدات كل بحث من الأبحاث، فضلاً عن استخدام الأسلوب التحليلي في الوصول لأهم العلاقات الرياضية الأساسية. أما التمارين والمسائل المحولة فقد أخذت حيزاً معقولاً في مختلف فصول الكتاب.

يركز الفصل الأول على بنية وتحليل الضواريب التماثلية Analog Multipliers سواء بشكلها ذي العناصر المنفردة Discrete components أو بشكلها المتكامل Integrated Configuration بالإضافة إلى تكريس مكان كاف لإدراج بعض التطبيقات الأساسية والهامة لهذه العناصر وبأشكالها المختلفة .

تحتل مكبرات الاستطاعة السمعية Audio power Amplifiers معظم المساحة المكرسة للفصل الثاني وذلك بأنواعها المختلفة فضلاً عن تحليل أهم خصائصها وإبراز أهم محدداتها. ينتهي هذا الفصل بمكبرات استطاعة تستخدم خاصة عند الترددات العليا .

أما الفصل الثالث فيغطي معظم أنواع المكبرات المولفة Tuned Amplifiers بعد تركيزه في البدء على أهم الحوادث الفيزيائية التي تجري

بداخل الترانزستور BJT وانعكاس ذلك على النموذج الكهربائي المكافئ وخاصة للمكبرات المولفة التي تعمل عند الترددات الراديوية.

يبين الفصل الرابع الملامح الهامة لتصميم وتحليل الأنواع العديدة لمكبر المجال العريض Wide-Band Amplifier . وتكاد الصفحات المكرسة لمكبر المجال العريض ذو العناصر المنفردة Discrete WBA تتوازي مع تلك التي تتناول ذات المكبر ولكن بشكله المتكامل Integrated WBA مع تسليط الضوء على عدد من التطبيقات في هذا المجال .

رغم انعدام الصلة والرابطة بين الضجيج والتشويه Noise & Distortion إلا أنهما قدّما معاً في الفصل الخامس نظراً لأن الأثر الناتج عن كل منهما هو تأثير ضار في نهاية المطاف. كما أن توصيف أهم محدداتهما وكيفية الوصول بالمكبر المطلوب تصميمه إلى أفضل وضعية بالنسبة لهذه المحددات يعد في مقدمة الاهتمام .

يقدم الفصل السادس عرضاً مفصلاً لكل أنواع المرشحات الفعالة Active filters كما يضع بين يدي القارئ الطرق والأساليب المعتمدة في تصميم تلك المرشحات انطلاقاً من المتطلبات المعطاة للمصمم فضلاً عن النتائج التي تنتهي إليها تلك العلاقات التصميمية. أما جداول التصميم التي تغطي القسم الأعظم من المرشحات العملية، فقد أفردنا لها ملحقاً خاصاً في نهاية الكتاب .

نأمل أن يجد القارئ المعني بهذا الكتاب أهم ما يتطلع إلى معرفته - سواء أكان طالب هندسة أم مهندساً متخرجاً- في مجال المكبرات المولفة والعريضة المجال بالإضافة إلى الضوارب التماثلية ومكبرات الاستطاعة والمرشحات الفعالة فضلاً عن الضجيج والتشويه في المكبرات.

المؤلفان

الفصل الأول

الضارب التماثلي

ANALOG MULTIPLIER

- ١- تعريف بالضارب التماثلي.
- ٢- الضارب التماثلي ذو تابع التحويل الأسّي .
- ٣- تطبيقات الضارب التماثلي .
- ٤- الضارب التماثلي باستخدام المكبرات اللوغارتمية وعكس اللوغارتمية.
- ٥- ضواريب الدارات المتكاملة.



١- تعريف بالضارب التماثلي:

تعد عملية الضرب التماثلي لإشارتين مختلفتين في الزمن الحقيقي من أهم العمليات المتبعة في معالجة الإشارة التماثلية. لا يستخدم الضارب كصندوق محدد من أجل تنفيذ العمليات الحسابية، إنما كعنصر مبرمج في السنظم التماثلية مثل المرشحات في الشبكات العصبونية (Neural Networks)، وكمازج ومعدل في أنظمة الاتصالات. تستخدم الضواري التي تحتوي في بنيتها على ترانزستورات الـ BJT ذات الأداء العالي على نطاق واسع، بينما ما زال إنجاز ضواري الـ CMOS في بداياته وخاصة عند تصميم الدارات العاملة عند الجهد والاستطاعة المنخفضين. ولذلك سنعتمد في دراستنا لعمل الضواري التماثلية على تلك التي تستخدم ترانزستورات الـ BJT.

توجد طريقتان مختلفتان لعمل الضواري التماثلية، إحداها تستعمل تسابع التحويل الأسّي لترانزستورات الـ BJT والمتمثل بشكل أساسي بما يعرف بخلية جيلبرت (Gilbert's Cell)، أما الأخرى فتعتمد على المكبرات اللوغارتمية وعكس اللوغارتمية (Log/Antilog Amplifiers).

تجز الضواري عملية الضرب الخطية لإشارتي دخل x و y مثلاً،
منتجة خرجاً مساوياً للقيمة $z = kxy$ حيث إن k هو ثابت الضرب ببعد ملائم (Suitable dimension).

تصنف الضواري بثلاثة تصنيفات كما يلي :

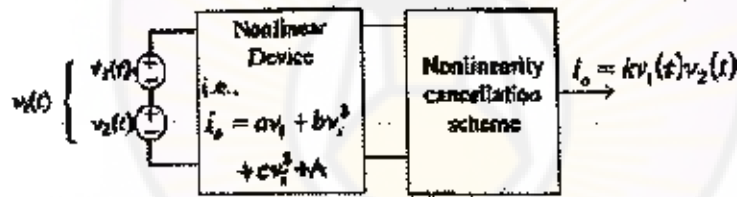
١- الضواري برقع واحد (Single-quadrant multipliers): حيث تكون إشارتا الدخل بقطبية واحدة.

٢- الضواري بربعين (Two-quadrant multipliers): حيث تكون إحدى إشارتي الدخل ثنائية القطبية (فهي تأخذ قيمة موجبة وسالبة).

٣- الضواري بأربعة أرباع (Four-quadrant multipliers): حيث تكون إشارتا الدخل بقطبية ثنائية.

يُعتبر المعدّل والمزج حالتين خاصتين للضارب بحيث يُصمم عندها بوجود الضجيج وقيود التردد (Frequency constraints)، على اعتبار أن الضجيج وعرض الحزمة ليسا أمثليين بالنسبة للضواري.

يبين الشكل (١-١) الفكرة الأساسية لآلية عمل الضارب، حيث تطبق الإشارتان التماثلتان $v_1(t)$ و $v_2(t)$ على مدخل العنصر اللاخطي الذي يميز بتابع متعدد الحدود عالي المرتبة. يولد هذا التابع حدوداً مثل $v_1^2(t)$ و $v_2^2(t)$ و $v_1^3(t)$ و $v_2^3(t)$ بالإضافة إلى الحد المطلوب وهو $v_1(t)v_2(t)$ ، ولذلك يعمد إلى إزالة كل المركبات الزائدة باستخدام ما يعرف ببنية دائرة الحذف (Cancellation circuit configuration).



الشكل (١-١) - الفكرة الأساسية للضارب.

يمكن تحقيق الضارب باستخدام مكونات التوصيلية التبادلية القابلة للبرمجة. نعتبر مثلاً مكبراً تصورياً ذا توصيلية تبادلية G_{m1} كما هو مبين في الشكل (١-٢-أ) حيث يعطى تيار الخرج بالعلاقة:

$$i_o = G_{m1} v_i \quad (1-1)$$

حيث إن:

$$G_{m1} = G_{m1}(I_{bias}) \quad (2-1)$$

تصبح G_{m1} من أجل التوصيلية التبادلية لعنصر ثنائي القطبية :

$$G_{m1} = \frac{I_{bias1}}{V_T} \quad (3-1)$$

حيث إن V_T هو الجهد الحراري (KT/q) .

تضاف إشارة صغيرة i_2 إلى تيار الانحياز I_{bias1} كما هو مبين في الشكل (b-2-1). يمكن أن تتحول إشارة الدخل الثانية $v_2(t)$ إلى تيار $i_2(t) = G_{m2} v_2(t)$ ، كما هو موضح في الشكل (c-2-1). عندها يعطى تيار الخرج بالعلاقة :

$$i_o(t) = G_{m1} v_1(t) = \frac{I_{bias1} + G_{m2} v_2(t)}{2V_T} v_1(t) \quad (4-1)$$

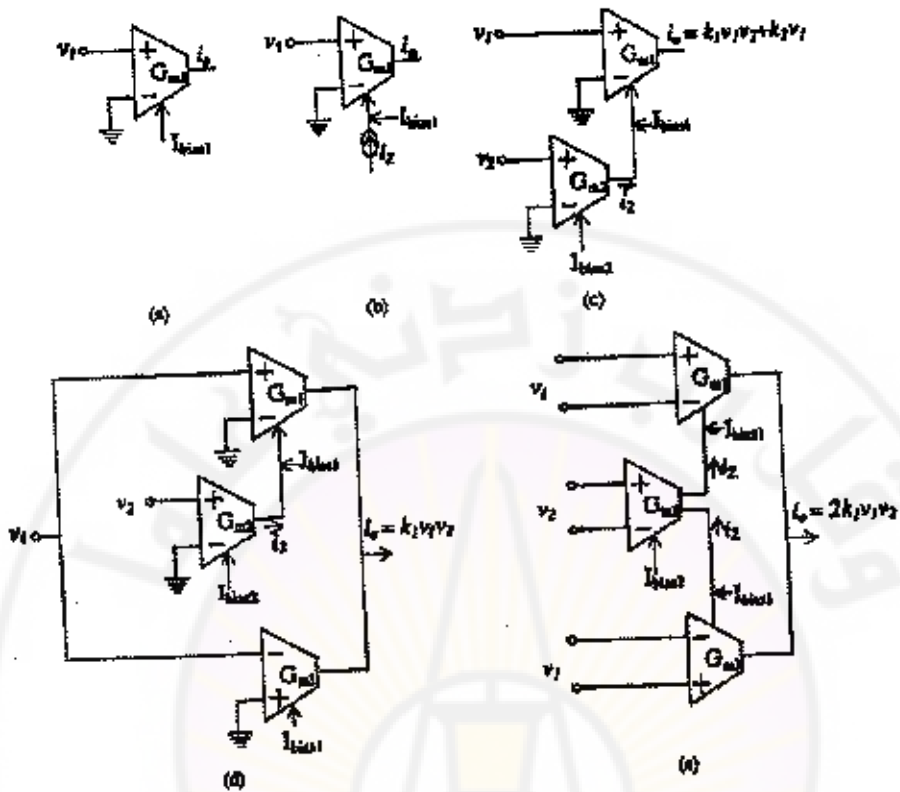
$$i_o(t) = \frac{G_{m2} v_1(t) v_2(t)}{2V_T} + \frac{I_{bias1} v_1(t)}{2V_T}$$

$$i_o(t) = \frac{I_{bias1} v_1(t) v_2(t)}{2V_T} + \frac{I_{bias1} v_1(t)}{2V_T} \quad (5-1)$$

$$i_o(t) = k_1 v_1(t) v_2(t) + k_2 v_1(t) \quad (6-1)$$

وبالتالي فإن التيار $i_o(t)$ هو عبارة عن جداء الإشارتين $v_1(t)$ و $v_2(t)$ والمركبة غير المرغوب بها $(k_2 v_1(t))$. يمكن إزالة هذه المركبة بالطريقة المبينة بالشكل (d-2-1).

يُعمد عادة إلى جعل التوصيلية التبادلية النهائية كتوصيلية تبادلية تفاضلية بالكامل، وذلك من أجل تحسين عملية حذف المركبات غير المرغوبة بحيث يصبح المدخلان في هذه الحالة مدخلين تفاضليين، كما هو مبين في الشكل (e-2-1).



الشكل (٢-١) - عملية الضرب المستخدمة للتوصيلات التبادلية القابلة للبرمجة.

وبالنسبة يصبح تيار الخرج :

$$i_o(t) = k_1 v_1(t) v_2(t) \quad (٧-١)$$

يُعتبر التحليل المختصر السابق عن مبدأ العمل الأساسي لخلية جيلبرت. يمكن أن تستنتج آلية توصيل خلية جيلبرت عن طريق تعويض التوصيلات التبادلية الموجودة في الشكل (٢-١-٤) بأزواج تفاضلية من ترانزستورات الـ BJT (BJT differential pair).

سنوضح فيما يلي آلية عمل الضواريب التماثلية ذات تابع التحويل الأساسي، ثم تلك التي تعتمد في عملها على المكبرات اللوغارتمية وعكس

اللوغارتمية (Log/Antilog)، ومن ثم تتبعها ببيان آلية عمل ثلاثة أنواع من المضارب المنفذة كدارات متكاملة (IC multipliers).

٢- المضارب التماثلي ذو تابع التحويل الأسّي:

Analog multiplier with exponential transfer function

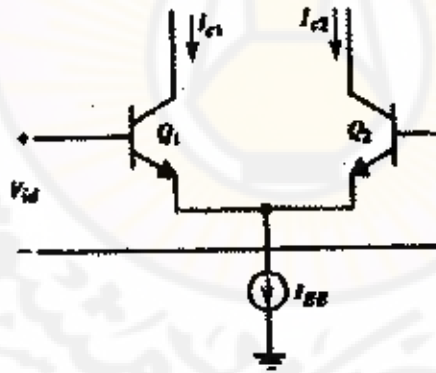
١-٢ المضارب مربع واحد : Single-quadrant multiplier

يعمل زوج الترانزستورات المترابط باعتماداً (أو ما يعرف بالمكبر التفاضلي) المبين في الشكل (٣-١) كضارب مربع واحد، بإنتاجه تيارات خرج ترتبط مع جهد الدخل التفاضلي (V_{id}) وفقاً للعلاقتين التاليتين :

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(-V_{id}/V_T)} \quad (٨-١)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(V_{id}/V_T)} \quad (٩-١)$$

حيث إن I_{C1} و I_{C2} هما تيارا مجعبي الترانزستورين، و I_{EE} هو تيار باعدي الترانزستورين.



الشكل (٣-١) زوج ترانزستورات مترابط باعتماداً مشكلاً ضارباً مربع واحد.

أما تيار الخرج التفاضلي فيعطى بالعلاقة :

$$\Delta I_C = I_{C1} - I_{C2} \quad (١٠-١)$$

بتعويض علاقتي I_{C1} و I_{C2} في المعادلة الأخيرة ثم استخدام العلاقة

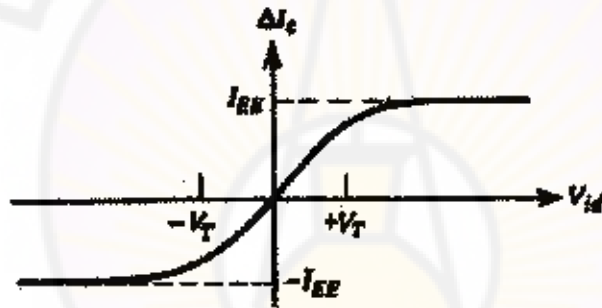
$$\tanh x = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$

، يصبح تيار الخرج التفاضلي :

$$\Delta I_C = I_{EE} \tanh(V_{id}/2V_T) \quad (11-1)$$

يوضح الشكل (٤-١) تغيرات ΔI_C بدلالة V_{id} . حيث يلاحظ إمكانية استخدام الزوج المترابط باعثياً كضارب بدائي (Primitive multiplier)، وذلك إذا افترضنا أن $V_{id}/2V_T \ll 1$ أي أن :

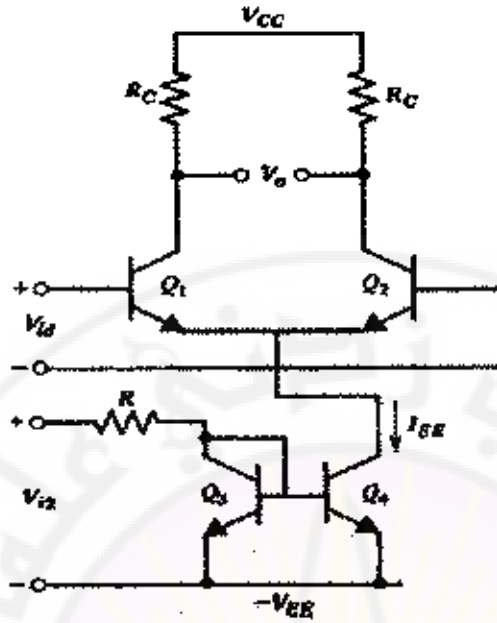
$$\Delta I_C = I_{EE} (V_{id}/2V_T) \quad (12-1)$$



الشكل (٤-١)- تغيرات تيار الخرج التفاضلي بدلالة جهد الدخل التفاضلي (منحنى خواص التحويل).

٢-٢- الضارب بربعين : Two-quadrant multiplier

يتبين من الشكل (٣-١) إمكانية جعل التيار I_{EE} متناسباً مع إشارة دخل ثانية ولتكن (V_{i2}) . يوضح الشكل (٥-١) هذه الإمكانية حيث تم تعويض منبع التيار I_{EE} بدارة الترانزستور Q_4 ، تم تحقيق الاستقرار الحراري عن طريق وصل الترانزستور Q_3 ليعمل كديود بجهد (V_{BE}) .



الشكل (١-٥) - دائرة الضارب بربعين.

أصبح التيار I_{EE} في هذه الحالة تابعاً لكل من V_{i2} و V_{i1} :

$$I_{EE} \cong k_o (V_{i2} - V_{BE(On)}) \quad (١٣-١)$$

حيث إن k_o هو ثابت يتعلق بقيمة المقاومة وكسب الترانزستور Q_4 .
يمكن حساب تيار الخرج التفاضلي بالرجوع إلى المعادلة (١١-١) و من ثم

تعويض قيمة I_{EE} ، ليكون على الشكل التالي:

$$\Delta I_c \cong \frac{k_o V_{id} (V_{i2} - V_{BE(On)})}{2V_T} \quad (١٤-١)$$

يلاحظ أن الدارة الناتجة تعمل كضارب، باعتبار أن V_{id} صغير وأن V_{i2} أكبر من $V_{BE(On)}$ (أي أنه ذو قيم موجبة دائماً). إن الشرط السابق يفرض على الضارب العمل في ريعين فقط من المستوي $(V_{i2} - V_{i1})$.

٢-٣ الضارب بأربعة أرباع (خلية ضارب جيلبرت) :

Four-quadrant multiplier (Gilbert multiplier cell)

يؤدي التقييد السابق على عمل الضارب برربعين فقط إلى جعل إمكانية استخدامه في تطبيقات الاتصالات المختلفة محدودة. بناءً على ذلك تم إدخال تحسينات على الدارة السابقة لجعلها قادرة على العمل في المستوي $(V_{id} - V_{i2})$ كاملاً، بحيث يصبح جهد الخرج متناسباً مع حاصل ضرب قيمتي جهد الدخل، بغض النظر عن قطبيتها فيما إذا كانا بقيم موجبة أو سالبة.

يوضح الشكل (١-٦) خلية جيلبرت الأساسية (الضارب بأربعة أرباع)، التي تتألف من زوج مترابط باعثياً $(Q_1$ و Q_2) و موصول بالتتالي عن طريق المجمعين بزوجين آخرين مماثلين $(Q_3$ و Q_4) و $(Q_5$ و Q_6)، واللذين يكونان بدورهما مترابطين تفرعياً.

يختلف منحنى خواص التحويل لهذه الدارة عن منحنى خواص التحويل للضاربين السابقين الذكر، وذلك على اعتبار أن تيار الخرج أصبح الآن تابعاً لكل من V_1 و V_2 مهما كانت قطبيتها. للحصول على علاقة I_{out} بدلالة كل من جهدي الدخل نبدأ بحساب التيارين $(I_{C3}$ و $I_{C4})$ بدلالة I_{C1} :

$$I_{C3} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp(-V_1/V_T)} \quad (١٥-١)$$

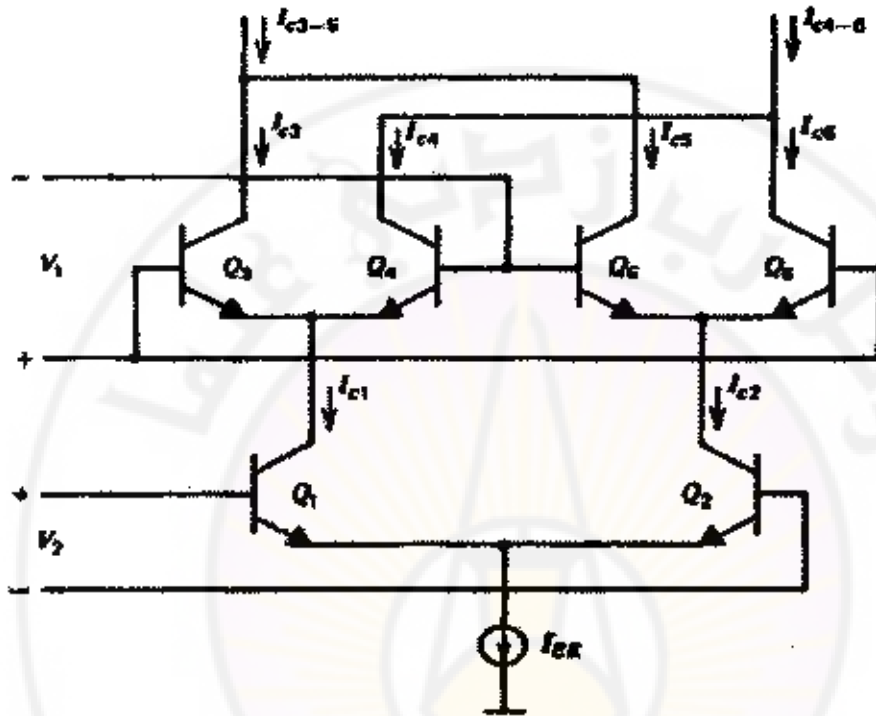
$$I_{C4} = \frac{I_{C1}}{1 + \exp(V_1/V_T)} \quad (١٦-١)$$

باستخدام نفس الطريقة نحسب التيارين $(I_{C5}$ و $I_{C6})$ بدلالة I_{C2} :

$$I_{C5} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp(V_1/V_T)} \quad (١٧-١)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{C2}}{1 + \exp(-V_1/V_T)} \quad (18-1)$$

$$I_{out} = I_{C3-6} - I_{C4-6}$$



الشكل (١-١) - دائرة الضارب بأربعة أرباع (خلية ضارب جينبرت).
 يلاحظ أن قيم التيارين I_{C1} و I_{C2} تتعلق بقيمة الجهد V_2 من خلال
 العلاقتين :

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(-V_2/V_T)} \quad (19-1)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp(V_2/V_T)} \quad (20-1)$$

بتعويض العلاقتين الأخيرتين في المعادلتين (١٥-١) و (١٦-١) نحصل على قيمتي التيارين (I_{C3} و I_{C4}) بدلالة كل من (V_1 و V_2) و التيار I_{EE} :

$$I_{C3} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(-V_1/V_T)][1 + \exp(-V_2/V_T)]} \quad (٢١-١)$$

$$I_{C4} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(V_1/V_T)][1 + \exp(-V_2/V_T)]} \quad (٢٢-١)$$

بتعويض قيمة التيار I_{C2} في المعادلتين (١٦-١) و (١٧-١) نحصل على قيم التيارين (I_{C5} و I_{C6}) :

$$I_{C5} = \frac{I_{EK}}{[1 + \exp(V_1/V_T)][1 + \exp(V_2/V_T)]} \quad (٢٣-١)$$

$$I_{C6} = \frac{I_{EE}}{[1 + \exp(-V_1/V_T)][1 + \exp(V_2/V_T)]} \quad (٢٤-١)$$

بناءً على ما سبق يكون تيار الخرج I_{out} المساوي لتيار الخرج التفاضلي ΔI_C :

$$\Delta I_C = I_{C3-5} - I_{C4-6} = I_{C3} + I_{C5} - (I_{C4} + I_{C6}) \quad (٢٥-١)$$

$$\Delta I_C = (I_{C3} - I_{C6}) - (I_{C4} - I_{C5})$$

بتعويض قيم التيارات واستخدام علاقة الظل القطعي الزائدي (Hyperbolic tangent ($\tanh$)) نحصل على علاقة مشابهة نوعاً ما لما جاء في المعادلة (١٢-١) :

$$\Delta I_C = I_{EE} \tanh(V_1/2V_T) \tanh(V_2/2V_T) \quad (٢٦-١)$$

تبين المعادلة الأخيرة أن منحنى خواص التحويل هو حاصل ضرب تابعي الظل القطعي الزائدي لجهدَي الدخل (V_1 و V_2).

٢-٤- خلية جيلبرت كضارب متكامل: Complete Gilbert multiplier

تعتمد تطبيقات خلية جيلبرت بشكل أساسي على قيم جهدي الدخلين، و يمكن تقسيمها إلى ثلاث مجموعات وفقاً لما يلي :

١- إذا كانت قيم كل من الجهدين V_1 و V_2 أصغر من قيمة الجهد V_T $(V_1 < V_T \text{ و } V_2 < V_T)$ ، يمكن اعتبار أن :

$$\tanh\left(\frac{V_{1,2}}{2V_T}\right) \cong \frac{V_{1,2}}{2V_T} \quad (٢٧-١)$$

باستخدام هذا التقريب تصبح علاقة تيار الخرج :

$$\Delta I_C = \frac{I_{EE}}{4V_T} V_1 V_2 \quad (٢٨-١)$$

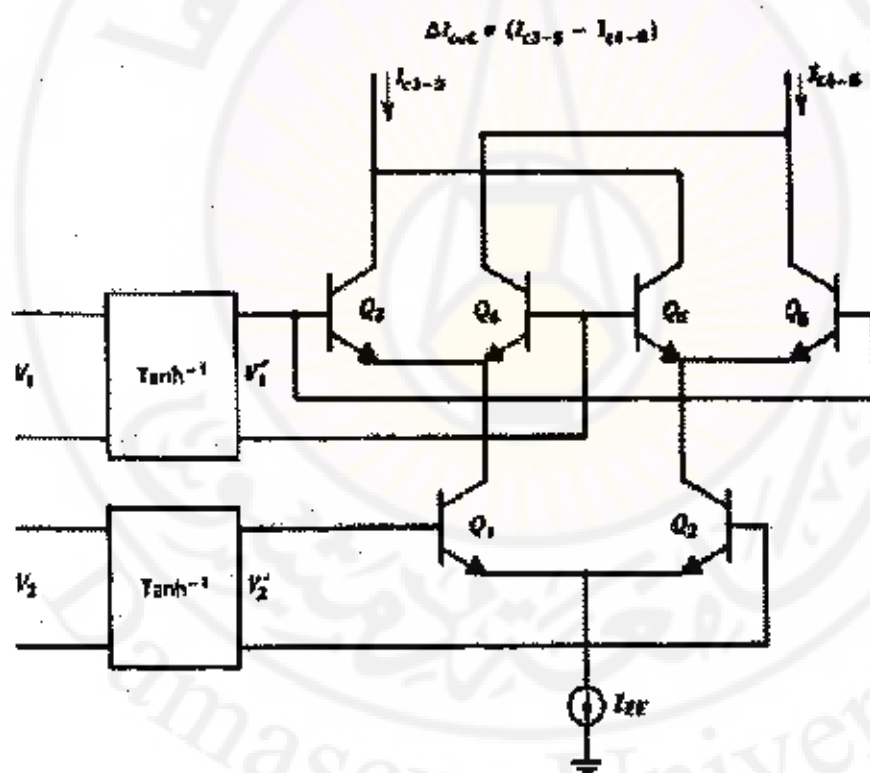
تبين المعادلة الأخيرة أن الخلية تعمل في هذه الحالة كضارب.

٢- إذا كانت قيم الجهد V_1 أو الجهد V_2 كبيرة مقارنة مع قيمة الجهد V_T ، فإن الخلية تعمل في هذه الحالة كمعدل يقوم بضرب الإشارة الصغيرة المطبقة بإشارة مربعة ذات تردد عالٍ مقارنة مع تردد الإشارة المطبقة.

٣- إذا كانت قيم كل من الجهدين V_1 و V_2 كبيرة مقارنة مع V_T $(V_1 > V_T \text{ و } V_2 > V_T)$ ، فإن الترانزستورات الستة الأساسية المشكلة لخلية الضارب تعمل كأنها مفاتيح غير مشبعة. يفيد هذا النوع من العمل في كشف الفرق الطوري بين إشارتين بمطالين محددين. تستخدم الخلية في هذه الحالة في الدارات التي تعمل كحلقات إحكام الطور (Phased-locked loop)، وتسمى عادة نمط كاشف الطور (Phase detector mode).

سنحاول فيما يلي أن نلقي بعض الضوء على آلية عمل المجموعات الثلاث السابقة الذكر، حيث سنبدأ بآلية عمل خلية جيلبرت كضارب ثم نتبعها بالمعدل وأخيراً بكاشف الطور.

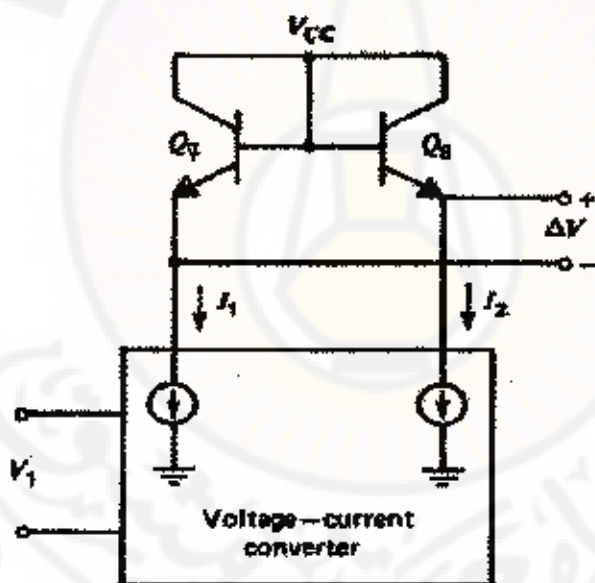
يلاحظ مما سبق أن خلية جيلبرت تتجزئ عملية الضرب بشكل خطي من أجل القيم الصغيرة لجهد الدخل، ولكنها تعمل بشكل غير خطي عند تطبيق جهود ذات قيم كبيرة مقارنة مع (V_T) . وهذا ما دفع بالعالم جيلبرت إلى إدخال تعديل على الخلية المربوطة باعثياً المبينة في الشكل (٦-١)، لتعمل كضارب خطي مهما كانت قيم جهود الدخل مقارنة مع (V_T) ، و بما يسمح به مجال جهود انحياز الترانزستورات المستخدمة. يبين الشكل (٧-١) خلية جيلبرت المعدلة بشكلها البسيط التي تعمل كضارب كامل.



الشكل (٧-١) - الشكل البسيط لخلية جيلبرت كضارب كامل.

يلاحظ من الشكل أنه قد تم إضافة نوع من اللاخطية على إشارة كل من المدخلين. تعطي اللاخطية المضافة تشويهاً أولياً لهاتين الإشارةتين، معاكساً للتشويه الناتج عن لاخطية منحنى خواص التحويل ذي الظل القطعي الزائدي لخلية الضارب رباعي الأرباع الأصلية. بناءً عليه ستكون اللاخطية المطلوبة عبارة عن لاخطية منحنى خواص الظل القطعي الزائدي العكسي. لنفرض بداية أن الدارة الموجودة ضمن الصندوق المسمى $(\tanh^{-1})$ تعطي تيار خرج تفاضلي يرتبط خطياً مع جهد الدخل.

يبين الشكل (٨-١) بنية الدارة المقترحة من أجل الدخل الأول، التي تكون مشابهة تماماً للدارة الموجودة على الدخل الثاني بسبب تناظر خلية جليبرت الأساسية كما بين سابقاً.



الشكل (٨-١) - بنية دارة تعويض اللاخطية بمنحنى خواص $\tanh^{-1}$.

يلاحظ من هذا الشكل ارتباط قيم التيارين المارين في الفرعين بجهد الدخل (V_1) ، وذلك وفقاً للعلاقيتين التاليتين :

$$I_1 = I_{o1} + k_1 V_1 \quad (٢٩-١)$$

$$I_2 = I_{o1} - k_2 V_1 \quad (٣٠-١)$$

حيث إن التيار I_{o1} هو التيار المستمر الذي يمر في كل من فرعي الخرج في حالة كون جهد الدخل V_1 مساوياً للصفر (يسمى عادةً بتيار انزياح الخرج)، بينما تمثل k_1 التوصيلية التبادلية لدارة محول الجهد إلى تيار. يكون الجهد التفاضلي الناشئ بين باعتي الترانزستورين الموصولين كديودين مساوياً :

$$\Delta V_1 = V_T \ln \left(\frac{I_{o1} + k_1 V_1}{I_s} \right) - V_T \ln \left(\frac{I_{o1} - k_1 V_1}{I_s} \right)$$

حيث أن I_s هو تيار الاشباع العكسي للترانزستورين المتماثلين Q_1 و Q_2 . باستخدام قوانين اللوغاريتم الطبيعي يصبح ΔV_1 مساوياً :

$$\Delta V_1 = V_T \ln \left(\frac{I_{o1} + k_1 V_1}{I_{o1} - k_1 V_1} \right) \quad (٣١-١)$$

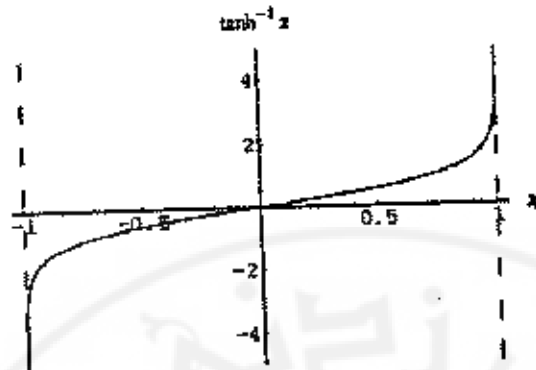
باستخدام المتطابقة (Identity) الحسابية :

$$\tanh^{-1}(x) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1+x}{1-x} \right) \quad (٣٢-١)$$

نحصل على علاقة الجهد التفاضلي :

$$\Delta V_1 = 2 V_T \tanh^{-1} \left(\frac{k_1 V_1}{I_{o1}} \right) \quad (٣٣-١)$$

يوضح الشكل (٩-١) تغيرات التابع $\tanh^{-1}(x)$ بدلالة المنحول (x) .



الشكل (١-١) - تغيرات تابع $\tanh^{-1}(x)$ بدلالة المتحول x .

يبين الشكل (١-١) دائرة التشويه الأولى المضافة فيما لو تم وصلها مع خلية واحدة مربوطة باعتماداً، بالإضافة إلى استخدام المكبر التفاضلي كدائرة مبدل جهد إلى تيار، كما يبين الشكل أيضاً مقاوومات الخرج. نحصل على قيمة ΔV_2 بدلالة كل من V_2 و k_2 و I_{o2} باستخدام نفس الاجراء السابق وذلك بالنسبة لدخل خلية جيلبرت الثاني :

$$\Delta V_2 = 2 V_T \tanh^{-1} \left(\frac{k_2 V_2}{I_{o2}} \right) \quad (٣٤-١)$$

يمكن حساب تيار الخرج التفاضلي النهائي بالرجوع إلى المعادلة (١-٢٥) وتعويض قيم ΔV_1 و ΔV_2 بدلاً من V_1 و V_2 :

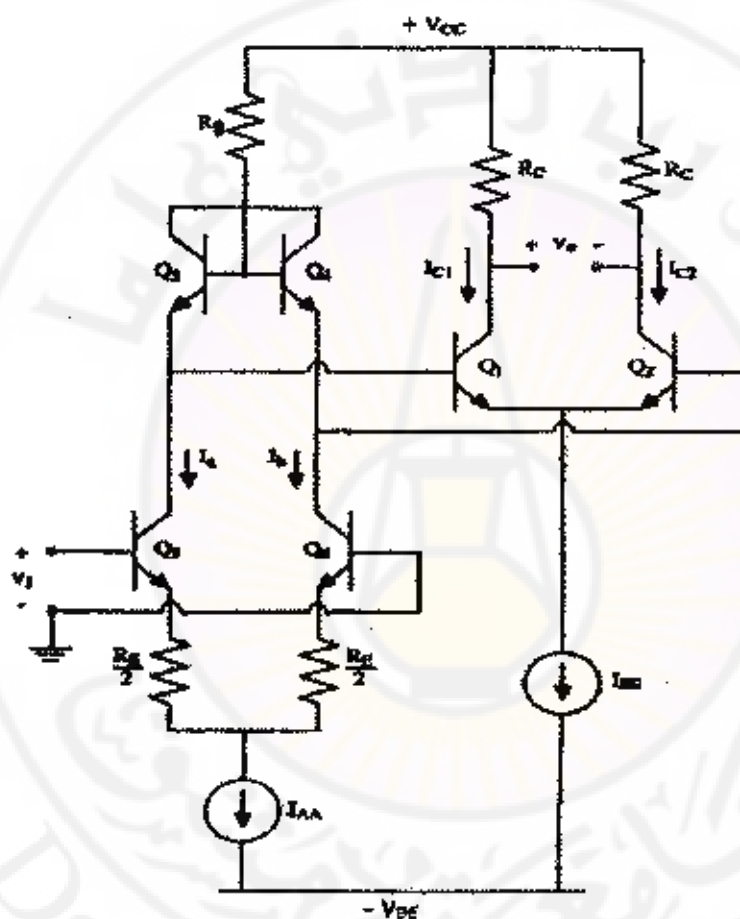
$$\Delta I_C = I_{EE} \left(\frac{k_1 V_1}{I_{o1}} \right) \left(\frac{k_2 V_2}{I_{o2}} \right) \quad (٣٥-١)$$

يبين الشكل (١-١١) دائرة الضارب النمائلي الكاملة الممثلة بخلية جيلبرت. يلاحظ وجود مبدلين عند مدخلي خلية جيلبرت واللذين يبدلان الجهد التفاضلي إلى تيار تفاضلي، بالإضافة إلى وجود محول مهمته تحويل الخرج التفاضلي إلى خرج واحد. كما يمكن ملاحظة أن قلب الضارب يتكون من زوجي

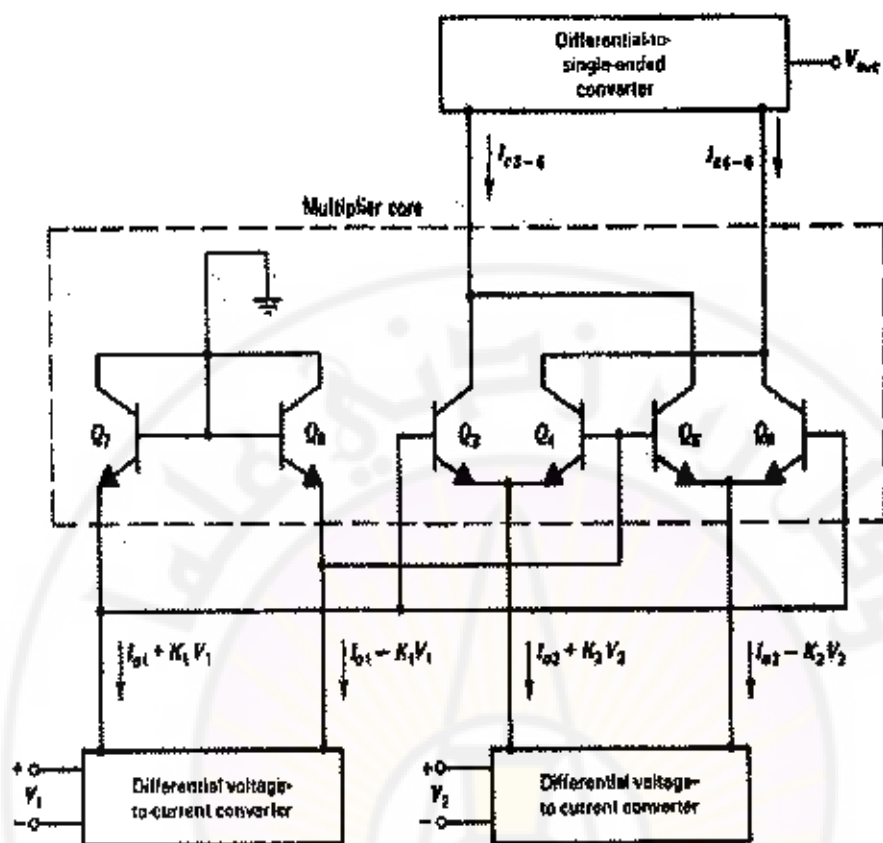
الترانزستورات (Q_4, Q_5) و (Q_6, Q_7) بالإضافة إلى الزوج (Q_1, Q_2).

بحسب جهد الخرج لهذه الدارة بناءً على ما سبق من العلاقة التالية :

$$V_{out} = I_{EE} k_3 \frac{k_1}{I_{o1}} \frac{k_2}{I_{o2}} V_1 V_2 \quad (٣٦-١)$$



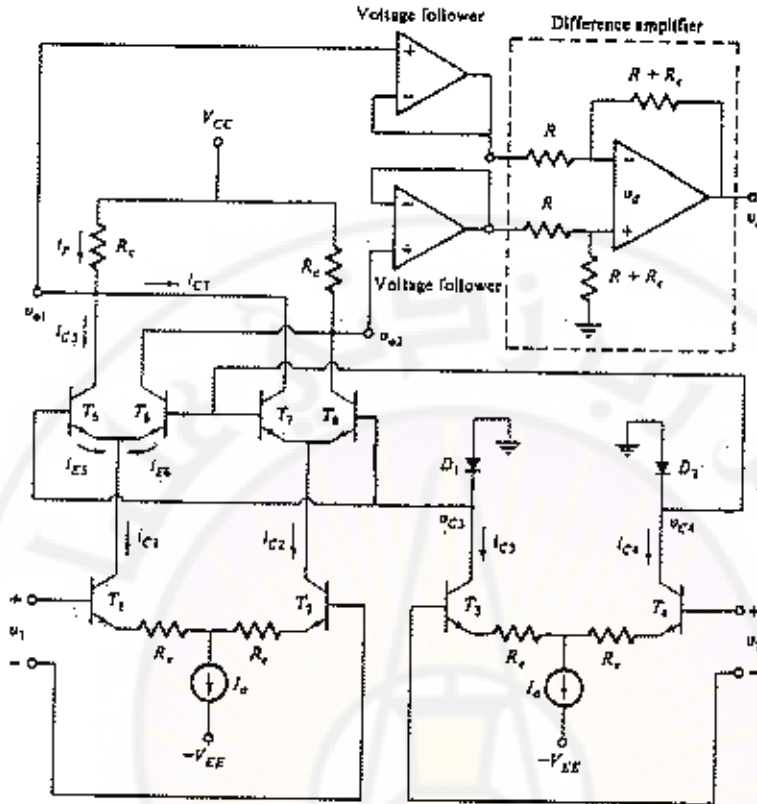
الشكل (١٠-١) - كيفية ربط دائرة التشويه الأولى مع خلية مربوطة بإعشياً.



الشكل (١١-١) - دائرة الضارب الكامل.

يبين الشكل (١٢-١) دائرة الضارب الكامل بعد تعويض مبدلات الجهد إلى تيار ومحول الخرج التفاضلي والمثابرة لبنية الضارب المتكامل MC1595. نلاحظ من خلال هذه الدارة إمكانية استخدام ديودين في دائرة التعويض بدلاً من الترانزستورين (Q_7 ، Q_8) لكونهما يعملان في الأصل كديودين، وهو ما يبينه الشكل (١١-١).

تم تسمية الترانزستور بالرمز T بدلاً من Q لإمكانية ورود أي منهما في المراجع.



الشكل (١٢-١) - دائرة الضارب الكامل بعد تعويض محولات الدخل و الخرج.

سنتبع الخطوات التالية في التحليل للوصول إلى علاقة جهد الخرج.
 يطبق جهدا الدخلين v_1 و v_2 على المكبرين التفاضليين المتماثلين (T_2, T_1) و (T_4, T_3) ، كما يغذى كل مكبر عن طريق منبع للتيار بقيمة I_o .
 تُعطى تيارات المجمع للترانزستورات $(T_4 \leftarrow T_1)$ بالعلاقات التالية :

$$i_{C1} = \frac{I_o}{2} + \frac{v_1}{2(R_e + h_{ib})} \quad (1-37-1)$$

$$i_{C2} = \frac{I_o}{2} - \frac{v_1}{2(R_e + h_{ib})} \quad (2-37-1)$$

$$i_{C3} = \frac{I_a}{2} - \frac{v_2}{2(R_e + h_{ib})} \quad (3-37-1)$$

$$i_{C4} = \frac{I_o}{2} + \frac{v_2}{2(R_e + h_{ib})} \quad (4-37-1)$$

باستخدام قانون كيرشوف للتيار نجد أن :

$$i_{C1} = i_{E5} + i_{E6} \quad (1-38-1)$$

$$i_{C3} = i_{E7} + i_{E8} \quad (2-38-1)$$

يمكن حساب التيارين i_{E5} و i_{E6} باستخدام العلاقتين :

$$i_{E5} = I_S \exp(v_{BE5} / V_T) \quad (1-39-1)$$

$$i_{E6} = I_S \exp(v_{BE6} / V_T) \quad (2-39-1)$$

بتقسيم هاتين المعادلتين نحصل على العلاقة بين هذين التيارين :

$$\frac{i_{E5}}{i_{E6}} = \exp\left(\frac{v_{BE5} - v_{BE6}}{V_T}\right) \quad (40-1)$$

بدمج المعادلتين (40-1) و (2-38-1) نحصل على :

$$i_{E5} = \frac{i_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{v_{BE5} - v_{BE6}}{V_T}\right)} \quad (41-1)$$

نلاحظ أن $v_{B5} = v_{C3}$ و $v_{B6} = v_{C4}$ ، بالإضافة إلى أن $v_{E3} = v_{E6}$ ، بناءً عليه

وباستخدام قانون كيرشوف والعلاقة $v_{BE} = v_B - v_E$ نحصل على العلاقة

التالية :

$$v_{BE5} - v_{BE6} = v_{B5} - v_{B6} = v_{C3} - v_{C4} \quad (42-1)$$

وبالتالي يمكن إعادة كتابة المعادلة (41-1) كما يلي :

$$i_{E5} = \frac{i_{C1}}{1 + \exp\left(-\frac{v_{C3} - v_{C4}}{V_T}\right)} \quad (٤٣-١)$$

بشكل مشابه لما سبق مع إجراء بعض العمليات الجبرية يمكن بيان أن :

$$i_{E7} = \frac{i_{C2}}{1 + \exp\left(-\frac{v_{C4} - v_{C3}}{V_T}\right)} \quad (٤٤-١)$$

بما أن الستابع الجهدى (Voltage follower) ممانعة دخل عالية إلى حد كبير لذلك فإن $i_p = i_{C5} + i_{C7}$ يمكن الحصول على قيمة i_p بجمع العلاقتين (٤٣-١) و (٤٤-١) مع ملاحظة أن $i_{C5} \cong i_{E5}$ و $i_{C7} \cong i_{E7}$:

$$i_p = i_{E5} + i_{E7} = \frac{i_{C1} + i_{C2} \exp[-(v_{C3} - v_{C4})/V_T]}{1 + \exp[-(v_{C3} - v_{C4})/V_T]} \quad (٤٥-١)$$

بما أن التيار i_{C3} يمر عبر الديود D_1 فهو يتعلق بالجهد $v_{C3} = -V_{D1}$ وفقاً للعلاقة :

$$i_{C3} = I_D \exp(-v_{C3}/V_T) \quad (٤٦-١)$$

و بشكل مشابه يكون :

$$i_{C4} = I_D \exp(-v_{C4}/V_T) \quad (٤٧-١)$$

للوصول إلى العلاقتين الأخيرتين فرضنا ضمناً أن تيارى المجمعين للترانزستورين T_3 و T_4 أكبر بكثير من تيارات القاعدة للترانزستورات $T_5 \leftarrow T_7$ ، فإن :

$$\frac{i_{C3}}{i_{C4}} = \exp\left(-\frac{v_{C3} - v_{C4}}{V_T}\right) \quad (٤٨-١)$$

بتعويض المعادلة (٤٨-١) في المعادلة (٤٥-١) نجد أن :

$$i_p = \frac{i_{C1} + i_{C2} i_{C3} / i_{C4}}{1 + i_{C3} / i_{C4}} = \frac{i_{C1} i_{C4} + i_{C2} i_{C3}}{i_{C4} + i_{C3}} \quad (٤٩-١)$$

حيث إن التيارات $i_{C1} \leftarrow i_{C4}$ تعطى بالمعادلات (٣٧-١). أخيراً وبتعويض المعادلات (٣٧-١) في المعادلة (٤٩-١)، ومن ثم بتبسيط الناتج نحصل على:

$$i_p = \frac{1}{I_o} \left(\frac{I_o^2}{2} + \frac{v_1 v_2}{2(R_e + h_{ib})^2} \right) \quad (٥٠-١)$$

من الملاحظ أن i_p يحتوي على حد ثابت و حد آخر يتناسب مباشرة مع جداء جهدي الدخل. بناءً عليه يكون جهد الخرج v_{o1} مساوياً :

$$v_{o1} = V_{CC} - i_p R_C = V_{CC} - \frac{I_o R_C}{2} - \frac{R_C}{2 I_o (R_e + h_{ib})^2} v_1 v_2 \quad (٥١-١)$$

بشكل مشابه يمكن بيان أن جهد الخرج v_{o2} يساوي :

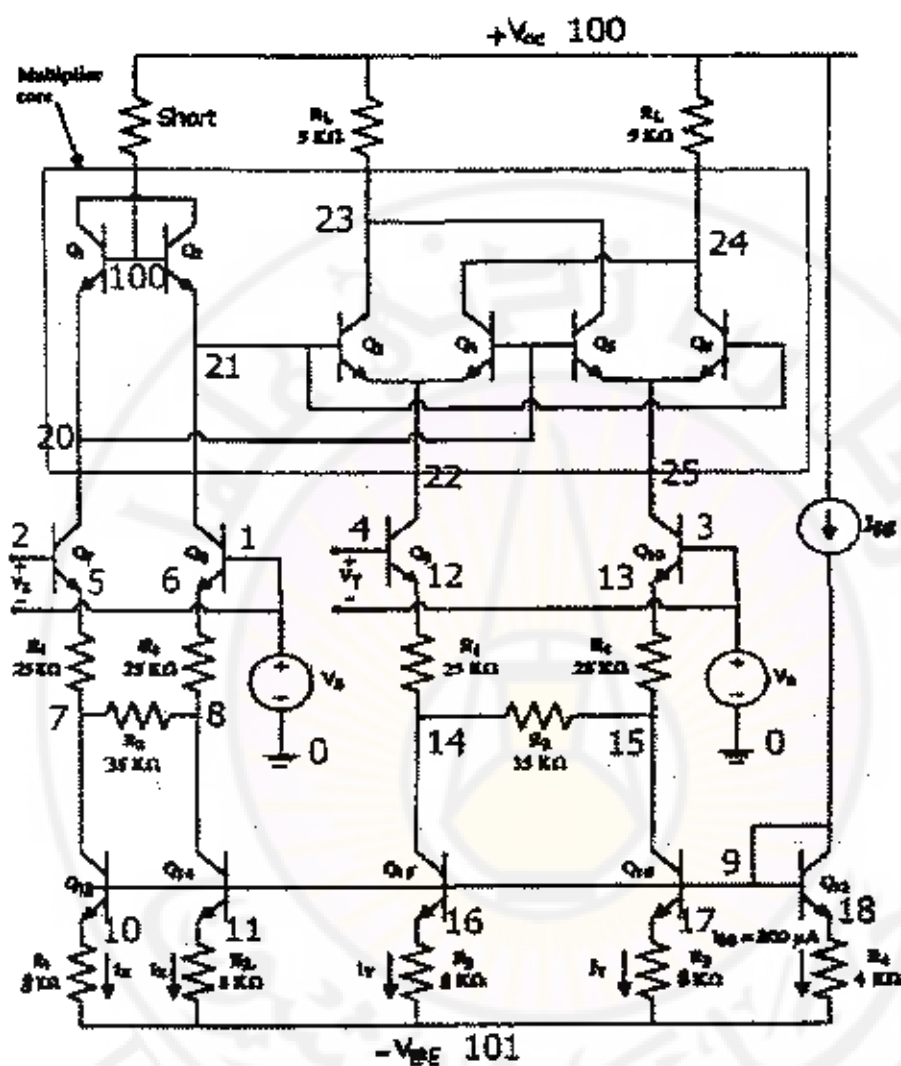
$$v_{o2} = V_{CC} - i_p R_C = V_{CC} - \frac{I_o R_C}{2} + \frac{R_C}{2 I_o (R_e + h_{ib})^2} v_1 v_2 \quad (٥٢-١)$$

يُوصَل الجهذان v_{o1} و v_{o2} (وهما جهدا الدخلين للتابعين الجهديين) إلى مدخلي المكبر التفاضلي المبين في الشكل (١٢-١)، بينما تختفي إشارة النمط المشترك $(V_{CC} - I_o R_C / 2)$. وبالتالي يكون خرج المكبر التفاضلي مساوياً:

$$v_o = \frac{R_C}{I_o (R_e + h_{ib})^2} v_1 v_2 \quad (٥٣-١)$$

يبين الشكل (١٣-١) دائرة الضارب الكامل باستخدام مرآة التيار كمصدر للتيار، حيث يكون جهد الخرج من أجل قيم هذه الدارة مساوياً إلى :

$$v_o = k v_x v_y = [4 R_C / (I_{Ad} R_{E1} R_{E2})] v_x v_y = 0.0092 v_x v_y \quad (٥٤-١)$$



الشكل (١٣-١) - دائرة الضارب الكامل باستخدام مرآة التيار.

٣- تطبيقات الضارب التماثلي : Applications of analog multiplier

١-٣ استخدام الضارب في العمليات الحسابية:

Using the multiplier in computational operations

يبين الشكل (١-١٤-أ) رمز الدارة المستخدمة لتمثيل الضارب. يقوم الضارب بعملية التربيع إذا تم وصل المدخلين v_1 و v_2 معاً. عندها يكون جهد الخرج مساوياً :

$$v_o = k v_1^2 \quad (1-٥٥-١)$$

بينما يبين الشكل (ب-١٤-١) أداء الضارب لعملية التربيع. بما أن $v_o \approx 0$ و $i_i \approx 0$ لدينا $v_o/R + v_o/R = 0$. إذاً فإن $v_o = -v_o$ و لكن :

$$v_o = v_1^2 \quad (2-٥٥-١)$$

إذاً يكون لدينا :

$$v_i = \sqrt{-v_o} \quad (3-٥٥-١)$$

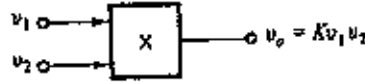
نلاحظ أن قيمة الجهد v_1 هي قيمة الجذر التربيعي للجهد $(-v_o)$ ، لهذا يجب أن تكون قيمة v_o سالبة. يمكن إضافة مقوم عكسي إلى حلقة التغذية الخلفية لنستطيع الدارة العمل من أجل القيم الموجبة للدخل.

يمكن استخدام الضارب التماثلي أيضاً كدائرة قسمة كما هو مبين في الشكل (١-١٤-ج)، حيث يرمز لجهدَي الدخَلين بالرمزين $(v_2$ و $v_1)$. بما أن $v_o \approx 0$ و $i_i \approx 0$ ، لذلك يكون $v_o/R + v_o/R = 0$ ، أي أن $v_o = -v_o$ و

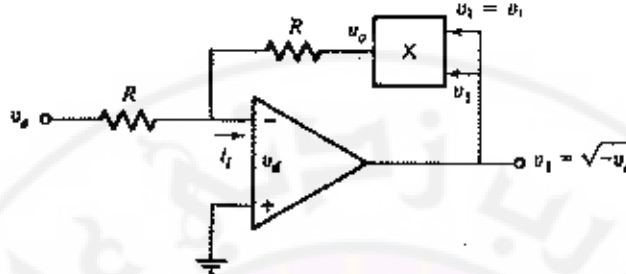
لكن $v_o = k v_1 v_2$ ، ولذا تكون قيمة الجهد v_1 مساوية إلى:

$$v_1 = v_o / (k v_2) \quad (4-٥٥-١)$$

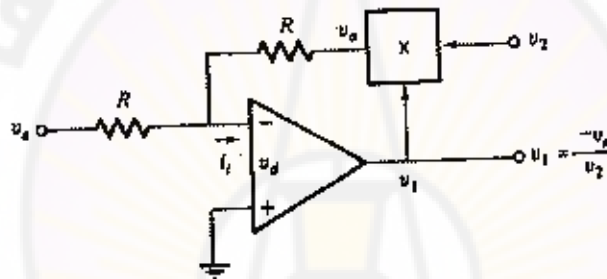
يمكن عملياً ضبط المعامل السلمي k بتغيير قيم المقاومات.



(a)



(b)



(c)

الشكل (١٤-١) - استخدام المضارب التماثلي a - مضارب، b - دائرة جذر تربيعي،
و c - دائرة تقسيم.

٢-٣ استخدام المضارب كمعدل متوازن:

Using the multiplier as a balanced modulator

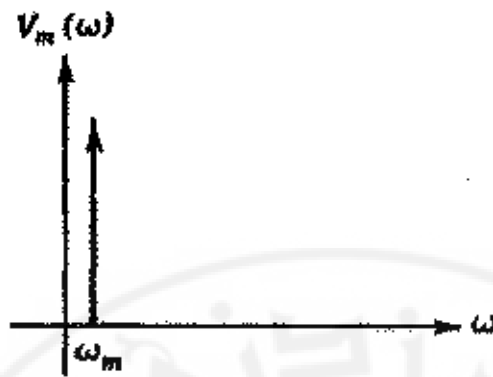
تحتاج أنظمة الاتصالات النماثلية للقيام بأداء مهمتها في إرسال إشارة منبع المعلومات إلى عملية ضرب الإشارة المتغيرة باستمرار ذات الترددات المنخفضة - (إشارة منبع المعلومات)، مع إشارة مربعة - ذات تردد عال - (إشارة الحامل). يمكن تحقيق عملية الضرب هذه بسهولة باستخدام دائرة المضارب السابقة الذكر، وذلك بتطبيق إشارة منبع المعلومات بمطال كبير

مباشرة على زوج الترانزستورات المربوط تفرعياً. يبين الشكل (١-١٥) طيفي إشارتي الدخل بالإضافة إلى طيف إشارة الخرج. يلاحظ من الشكل أن طيف إشارة الخرج يتألف من مركبات تتوضع عند ترددات الإشارة المعدلة (ω_m)، فوق أو تحت توافقيات إشارة الحامل (ω_c). كما يلاحظ عدم وجود أية مركبة عند تردد الحامل أو أي من توافقياته. يعتبر عدم وجود مركبات للخرج عند تردد الحامل أو أي من توافقياته ميزة مفيدة جداً بالنسبة لعمل المعدلات المتوازنة. تتمثل هذه الميزة في عدم الحاجة إلى استخدام مرشحات بعد عملية التعديل بغية الحصول على المركبات القريبة من ω_c ومن توافقياته.

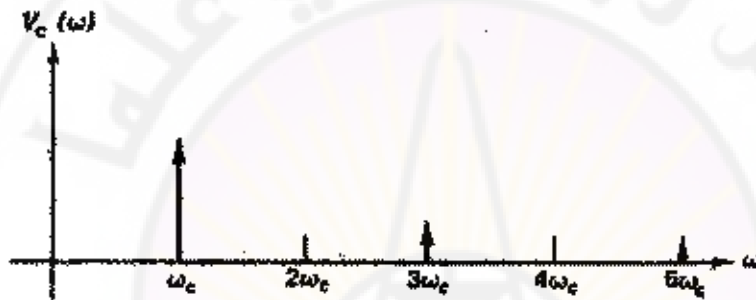
٣-٣ استخدام الضارب ككاشف للطور:

Using the multiplier as a balanced modulator

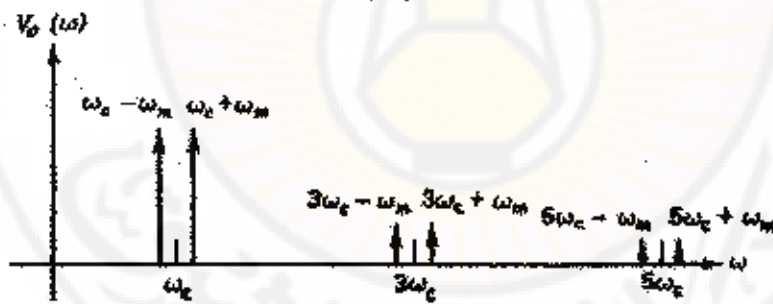
يعمل الضارب ككاشف للطور عند تطبيق إشارتين غير معدلتين ومتماثلتين بترددتهما و مختلفين بطورهما على دخلي الضارب. تختلف إشارة الخرج الناتجة عن إشارتي الدخل، بحيث تتناسب مركبتها المستمرة مع فرق الطور بين كل من هاتين الإشارتين. يبين الشكل (١-١٦) الأشكال الموجية لإشارتي الدخلين المختلفتين في الطور، بالإضافة إلى إشارة الخرج الناتجة التي تحتوي على مركبة مستمرة وعلى مركبة أخرى عند ضعف التردد الداخل.



a- طيف إشارة التعديل.

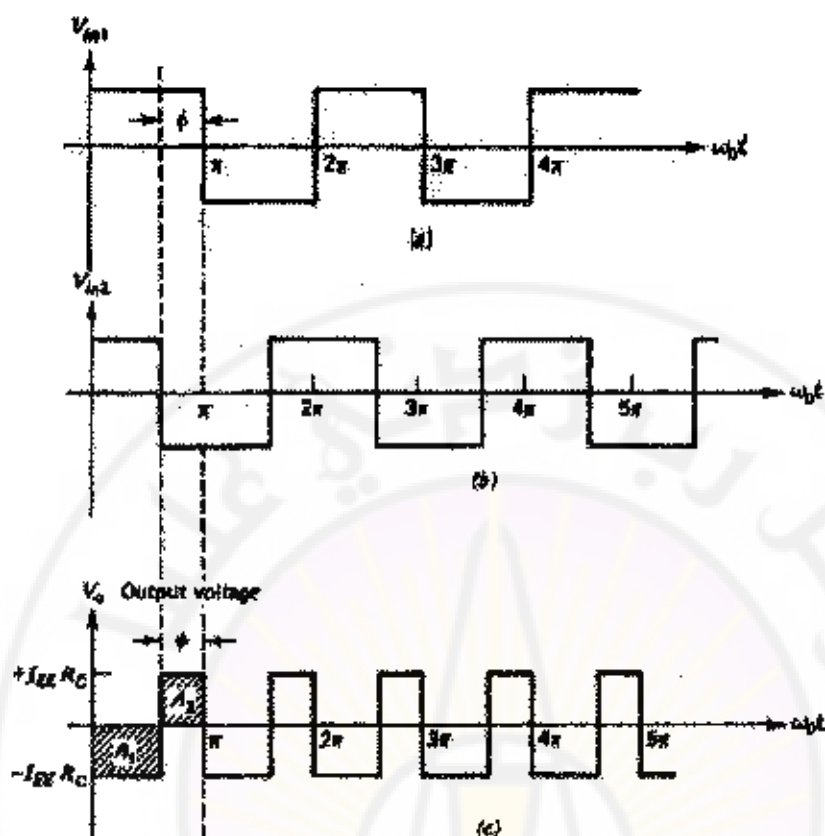


b- طيف إشارة الحامل.



c- طيف إشارة الخرج.

الشكل (١٥-١) - أطباق إشارتي الدخل وإشارة الخرج للضارب عند عمله كمعدل متوازن.



الشكل (١-١٦) - أشكال إشارتي الدخل وإشارة الخرج عند عمل المضارب ككاشف للطور.

تُعطي المركبة المستمرة بالعلاقة :

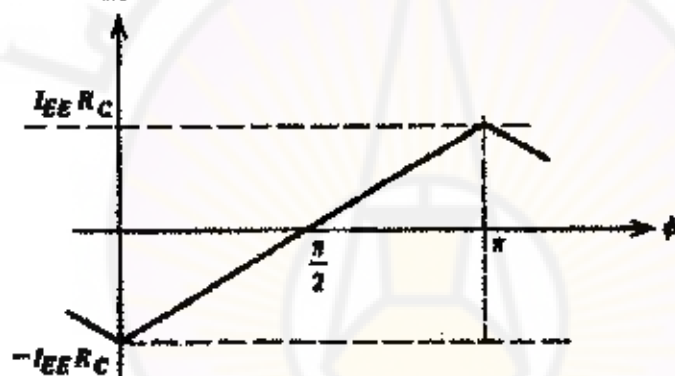
$$V_{ave} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o(t) d(\omega_0 t) = -\frac{1}{\pi} (A_1 - A_2) \quad (١-٥٦)$$

حيث إن A_1 و A_2 هما المساحتان المبيّنتان في الشكل، اللتان تتناسبان بشكل مباشر مع قيمة جهد الخرج $v_o(t)$. إذاً فإن :

$$V_{ave} = -[I_{EE} R_C (\frac{\pi - \phi}{\pi}) - I_{EE} R_C (\frac{\phi}{\pi})]$$

$$V_{ave} = I_{EE} R_C [(2\phi/\pi) - 1] \quad (٥٧-١)$$

يعبر الرمز ϕ عن فرق الطور بين إشارتي الدخل والرمز R_C عن مقاومة خرج الضارب، بينما يعبر الرمز I_{EE} عن تيار الضارب. يبين الشكل (١٧-١) تغير القيمة المتوسطة لجهد الخرج V_{ave} تبعاً لتغيرات فرق الطور. يلاحظ من الشكل أنه عندما يكون فرق الطور مساوياً $(\pm n\pi)$ ، حيث n عدد صحيح، فإن $V_{ave} = -I_{EE} R_C$ و ذلك من أجل القيم الزوجية لـ n ، بينما تكون $V_{ave} = I_{EE} R_C$ من أجل القيم الفردية لـ n . أما إذا كان فرق الطور مساوياً إلى أعداد فردية من $\pi/2$ فإن $V_{ave} = 0$.



الشكل (١٧-١) - تغيرات V_{ave} تبعاً لتغيرات ϕ .

سبقت الإشارة إلى أن الضارب لا يعمل ككاشف للطور إلا إذا كانت قيمتا إشارتي الدخل تساويان الجهد V_T أو أكبر منه. ولذلك نلاحظ هنا أن إشارة جهد الخرج وبالتالي قيمته تعتمدان على مطال وفرق الطور لكل من إشارتي الدخل.

٤- المضارب التماثلي باستخدام المكبرات اللوغاريتمية وعكس اللوغاريتمية :

Analog multiplier with log/Antilog amplifiers

يؤسس عمل المضارب في هذه الحالة على العلاقة اللوغاريتمية المعروفة التي تنص على أن اللوغاريتم الطبيعي أو العشري لجداء حدين يساوي إلى مجموع لوغاريتميهما :

$$\ln(a \times b) = \ln(a) + \ln(b) \quad (٥٧-١)$$

تبين هذه العلاقة أنه يمكن ضرب قيم جهدي إشارتين بفاعلية تامة إذا أمكن جمع قيمتي لوغاريتماتها. تتبع ثلاث مراحل متتالية لإجراء عملية الضرب المطلوبة وفقاً للعلاقة السابقة، وذلك باستخدام المكبرات اللوغاريتمية وعكس اللوغاريتمية :

١- يستخدم مكبران لوغاريتميان للحصول على لوغاريتمي جهدي الإشارتين:

$$V_1^* = \ln(V_1), \quad V_2^* = \ln(V_2) \quad (٥٨-١)$$

٢- يتم الحصول على لوغاريتم جداء جهدي إشارتي الدخلين الأصليتين بجمع جهدي خرجي المكبرين اللوغاريتميين :

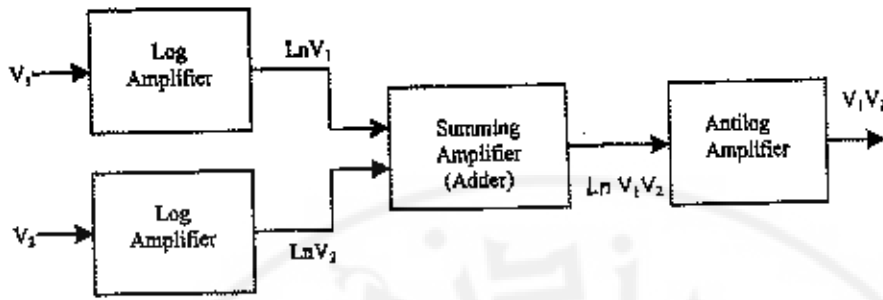
$$V_o^* = V_1^* + V_2^* = \ln(V_1) + \ln(V_2) = \ln(V_1 V_2) \quad (٥٩-١)$$

٣- نحصل على جداء جهدي الدخل بأخذ عكس اللوغاريتم لحاصل الجمع السابق كما تبينه المعادلة :

$$V_o = \exp(V_o^*) = \exp[\ln(V_1 V_2)] = V_1 V_2 \quad (٦٠-١)$$

بعد إزالة الحدود الثابتة (k)، وذلك لتسهيل شرح مبدأ العمل.

يبين المخطط الصندوقي للمضارب التماثلي الموضح بالشكل (١٨-١) آلية توصيل المراحل الأنفة الذكر والمتبعة لإجراء عملية ضرب لجهدي دخلين.



الشكل (١٨-١) - المخطط الصندوقي للضارب التماثلي باستخدام مكبرات $\log/\text{Antilog}$.
 قبل أن نبدأ بتحليل الدارات المشكلة لبنية هذا المخطط الصندوقي سنلقي بنظرة سريعة على بنيتي المكبر اللوغاريتمي والمكبر عكس اللوغاريتمي، مع الأخذ بعين الاعتبار آلية التعويض الحراري لما لها من أهمية كبيرة في استقرار عمل المكبر.

٤-١ - المكبرات اللوغاريتمية وعكس اللوغاريتمية :

Logarithmic and antilogarithmic amplifiers

تعتبر دارات المكبرات اللوغاريتمية وعكس اللوغاريتمية دارات لاختطية، حيث يتناسب جهد خرجها مع لوغاريتم أو عكس اللوغاريتم (الأسّي) (exponential) للدخل. وكما ورد سابقاً فإن بعض العمليات الحسابية مثل الضرب أو القسمة يمكن أن تنجز بجمع أو طرح الحدود اللوغاريتمية.

تستخدم المكبرات هذه في العديد من التطبيقات الإلكترونية مثل:

١- عمليات الضرب والقسمة والرفع لقوة والجذر.

٢- عمليات الضغط وفك الضغط .

٣- عمليات كشف القيم الحقيقية المنتجة.

٤- التحكم بالعمليات.

٤-٢- المكبر اللوغاريتمي وآلية التعويض الحراري:

Logarithmic amplifier and temperature compensation circuit

توجد دارتان أساسيتان للمكبر اللوغاريتمي :

١- الدارة الأولى تحوي في بنيتها على الديود الترانزيستوري (Transdiode).

٢- أما الدارة الثانية فتحتوي على الترانزيستور الموصول كديود.

يبين الشكل (١٩-١) هاتين الدارتين باستخدام مكبر العمليات.

لنحلل على سبيل المثال دارة المكبر اللوغاريتمي بوصلة الديود

الترانزيستوري لمعرفة آلية عمل هذا المكبر.

يؤدّد التابع اللوغاريتمي بواسطة الترانزيستور المستخدم في الدارة،

ويؤمّن بدوره التغذية الخلفية لمكبر العمليات. لاستنتاج معادلة الاستجابة

نفرض بداية أن الترانزيستور في حالة توصيل (فعال) وأن الجهد التفاضلي

عند مدخلي مكبر العمليات $v_i \approx 0$. بالتالي يكون لدينا:

$$i_c = i_i = v_i / R_i \quad (١-٦١-١)$$

أما تيار مجمع الترانزيستور فيعطى (كما هو معروف) بالمعادلة:

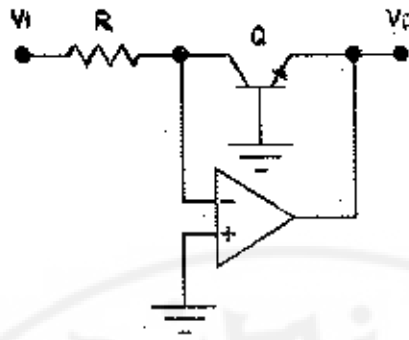
$$i_c = I_s \exp(v_{BE} / V_T) \quad (٢-٦١-١)$$

بدمج المعادلتين الأخيرتين نحصل على :

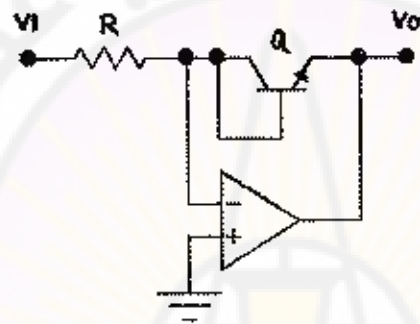
$$\frac{v_i}{R_i} = I_s \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad (١-٦٢-١)$$

و بملاحظة أن جهد القاعدة يساوي الصفر لأنها مؤرضة يكون لدينا :

$$v_{BE} = -v_E = -v_o \quad (٢-٦٢-١)$$



-a دائرة الديود الترانزيستوري.



-b دائرة الترانزيستور الموصول كديود .

الشكل (١-١٩) - دارتي المكبر اللوغاريتمي.

نحصل على معادلة الاستجابة المطلوبة لدائرة المكبر بدمج المعادلتين الأخيرتين، ومن ثم نأخذ اللوغاريتم الطبيعي للطرفين :

$$v_o = -V_T \ln(v_i / I_s R_1) \quad (١-٦٣)$$

تبين هذه العلاقة أن جهد الخرج (v_o) يتناسب مع لوغاريتم جهد الدخل (v_i). أما الحد $I_s R_1$ فيعمل كعامل ضرب سلمي (Scale factor)، بمعنى أنه يتم توليد الحد $\ln(av_i)$ عندما يكون محدداً بواسطة R_1 . يمكن الحصول على كسب إضافي بوصل جهد الخرج إلى مكبر خطي. كما يمكن

ملاحظة أنه لكي يعمل هذا المكبر بشكل جيد يجب أن يكون جهد الدخل موجباً، ولهذا يعد المكبر اللوغاريتمي عنصراً وحيد القطبية.

نلاحظ من المعادلة (٦٣-١) أيضاً أن إمكانية التوليد الصحيح للنابع اللوغاريتمي تكون محدودة بشكل كبير، على اعتبار أن قيم $(I_s$ و V_T) تتحسس بشكل كبير لتغيرات درجة الحرارة. يمكن الإقلال من هذه التبعية الحرارية باستخدام المكبر اللوغاريتمي المبين في الشكل (١-٢٠)، كمثال على ذلك. تقبل هذه الدارة دخلين $(v_1$ و $v_2)$ ، بينما يكون الخرج متناسباً مع لوغاريتم نسبة جهدي الدخلين. من الجدير ذكره هنا أنه عادة ما يؤخذ جهد الدخل الثاني (v_2) كجهد مرجعي ثابت.

يؤمن كلا الترانزستورين التغذية الخلفية عبر مكبري العمليات. بفرض أن $v_{d1} \approx 0$ و $v_{d2} \approx 0$ فإن $i_1 = v_1 / R_1$ و $i_2 = v_2 / R_2$ وبملاحظة أن تيارى مجمعي الترانزستورين يعطيان بالمعادلة (١-٦١)، تصبح علاقتا التيارين i_1 و i_2 :

$$i_1 = i_{C1} = v_1 / R_1 = I_s \exp(v_{BE1} / V_T) \quad (١-٦٤-١)$$

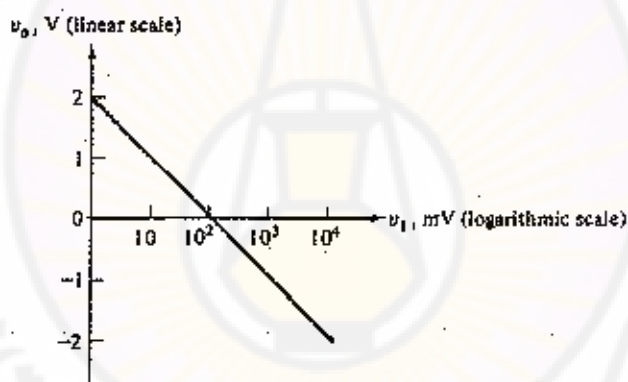
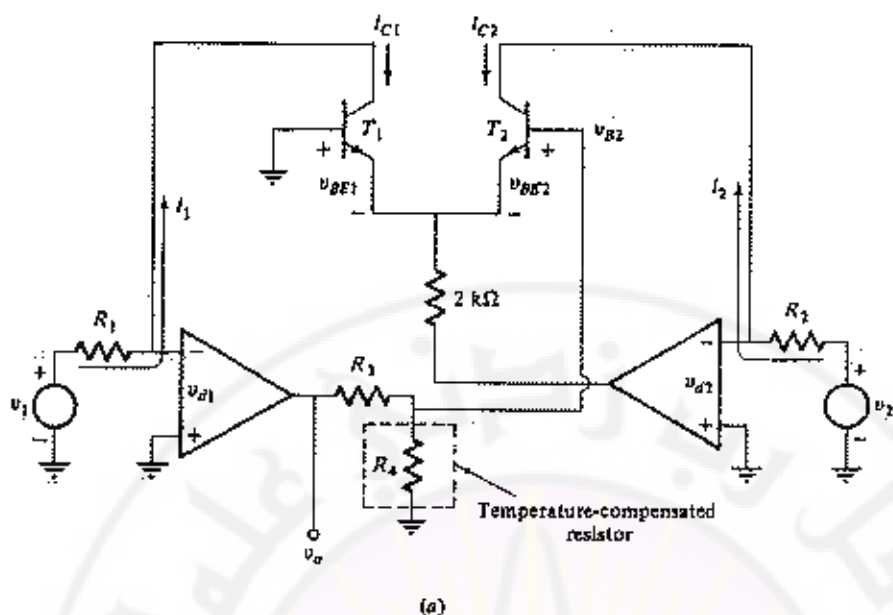
$$i_2 = i_{C2} = v_2 / R_2 = I_s \exp(v_{BE2} / V_T) \quad (٢-٦٤-١)$$

بتقسيم معادلتى التيارين الأخيرتين و أخذ لوغاريتم النتيجة نحصل على :

$$v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{R_2 v_1}{R_1 v_2}\right) \quad (٦٥-١)$$

يمكن اعتبار أن $v_{E1} = v_{E2} = v_E$ ، وذلك بافتراض أن الترانزستورين متماثلان وأن لهما خواص متطابقة، لذلك تكون قيمتا جهدي القاعدة-الباعث لكلا الترانزستورين مساوية :

$$v_{BE1} = -v_E ، v_{BE2} = v_{B2} - v_E \quad (٦٦-١)$$



الشكل (٢٠-١) - المكبر اللوغاريتمي المعوض حرارياً،
 -a دائرة المكبر b- متحني خواص الاستجابة النموذجي.

بدمج المعادلتين الأخيرتين نحصل على :

$$-v_{B2} = V_T \ln\left(\frac{R_2 v_1}{R_1 v_2}\right) \quad (٢٧-١)$$

بالرجوع إلى الشكل السابق يمكن ملاحظة أن جهد قاعدة الترانزستور الثاني
 يتعلق بجهد الخرج من خلال العلاقة :

$$v_{B2} = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) v_o \quad (٦٨-١)$$

وبالتالي تكون المعادلة النهائية :

$$v_o = - \left(\frac{R_3 + R_4}{R_4} V_T \right) \ln \left(\frac{R_2 v_1}{R_1 v_2} \right) \quad (٦٩-١)$$

من الملاحظ أن جهد الخرج لم يعد مرتبطاً بتيار الاشباع العكسي، ولكنه ما زال حساساً لدرجة الحرارة كنتيجة لوجود الجهد الحراري. لتصغير تأثير التغير الحراري الناتج عن V_T ، تختار R_3 بحيث تكون ذات قيمة أكبر بكثير من المقاومة R_4 التي تعبر عن مقاومة التعويض الحراري والمصممة بحيث يكون :

$$\left| \frac{\Delta(V_T / R_4)}{\Delta T} \Delta T \right| \ll (V_T / R_4) \quad (٧٠-١)$$

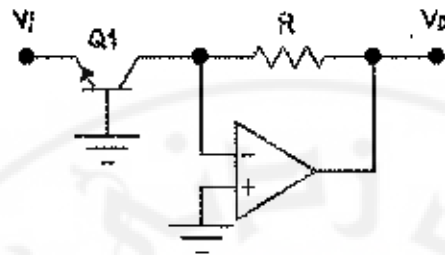
مع أنه يمكن لجهد الدخل أن يكونا تابعين للزمن، يمكن أن يؤخذ أيّ منهما كجهد مرجعي ثابت. وإذا أريد أن يكون جهد الخرج موجباً فيتحتم أن يكون جهد الدخل الأول هو الجهد المرجعي.

٤-٣ المكبر عكس اللوغاريتمي وآلية التعويض الحراري:

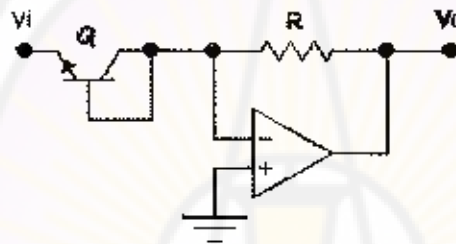
Antilogarithmic amplifier and temperature compensation circuit

تتجزئ المكبرات عكس اللوغارتمية أو الأسية عملاً معاكساً لما تقوم به المكبرات اللوغارتمية، بحيث يتناسب جهد خرجها مع الأساس 10 أو e (العدد النيبيري) مرفوعاً للقوة المساوية للنسبة بين جهدي الدخل و الخرج. تستعمل المكبرات الأسية مع المكبرات اللوغارتمية لإجراء العمليات الحسابية التماثلية. يوجد نوعان أساسيان للمكبرات الأسية، كما هو الحال في المكبرات

اللوغاريتمية، والمبينين في الشكل (٢١-١)، واللذين يعتمدان في عملهما على عمل الترانزيستور المضاعف.



a - دائرة الديود الترانزيستوري.



b - دائرة الترانزيستور الموصول كديود.

الشكل (٢١-١) - دارتا المكبر عكس اللوغاريتمي.

يبين هذا الشكل آلية الحصول على دارتي المكبر الأسّي من دارتي المكبر اللوغاريتمي، ويتم ذلك بتبديل موضع المقاومة والترانزيستور في دارتي المكبر اللوغاريتمي الأساسية. يمكن ملاحظة أن جهد المجمع-القاعدة للترانزيستور يساوي الصفر دائماً، وبالتالي فإن تيار المجمع يعطى بالعلاقة (٢١-٦١-١).

يحسب جهد الخرج من أجل جهد الدخل السالب من العلاقة :

$$v_o = i_c R_1 = I_s R_1 \exp(-v_m / V_T) \quad (٢١-٧)$$

تبين العلاقة الأخيرة اعتماد جهد الخرج على درجة الحرارة بسبب حساسية قيم (V_T و I_S) لتغيرات درجة الحرارة، كما هو الحال بالنسبة للمكبر اللوغاريتمي. بناءً عليه فإن آليات التعويض الحراري المتبعة تشابه تلك الخاصة بالمكبر اللوغاريتمي. و لذلك عند تحليل دائرة التعويض يؤخذ بعين الاعتبار بنية المكبر الأسّي التي تختلف في عنصر التغذية الخلفية فقط.

٤-٤-٤ دائرة المضارب التماثلي الأساسية: Basic analog multiplier

يبين الشكل (١-٢٢) دائرة المضارب الأساسية التي تعتبر كترجمة حرفية لما جاء في المخطط الصندوقي الموضح في الشكل (١-١٨).

يُعطى خرجا المكبرين اللوغاريتميين الموصولين على المدخلين بالعلاقين :

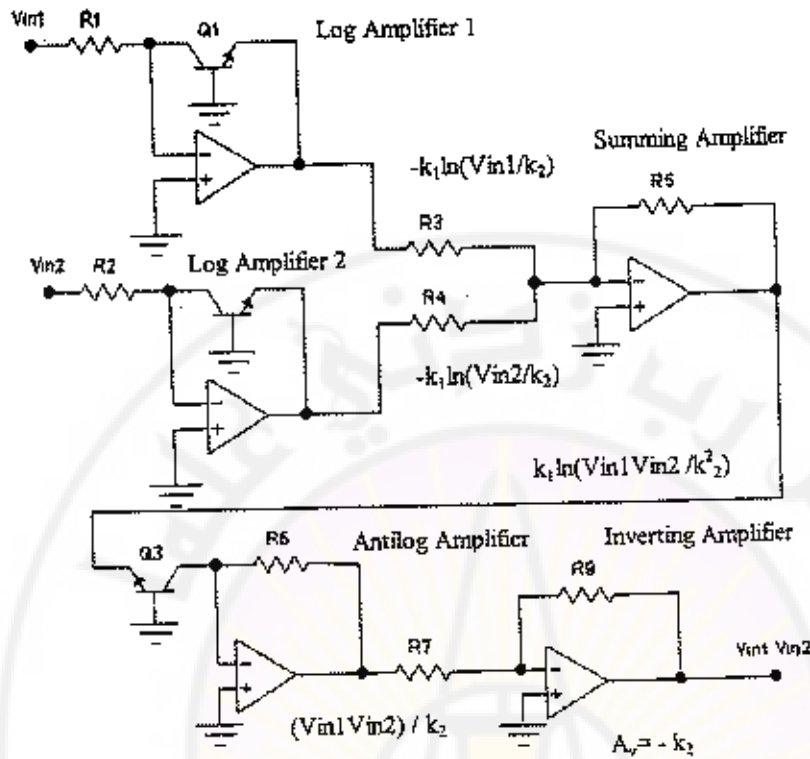
$$V_{out(log1)} = -K_1 \ln \left(\frac{V_{in1}}{K_2} \right) \quad (١-٢٢-١)$$

$$V_{out(log2)} = -K_1 \ln \left(\frac{V_{in2}}{K_2} \right) \quad (٢-٢٢-١)$$

حيث إن $K_1 = V_T = 0.025 \text{ V}$ و $K_2 = R I_S$ مع افتراض أن $R = R_1 = R_2 = R_0$. يُجمع جهدي خرجي المكبرين اللوغاريتميين ويعكسان باستخدام مكبر عملياتي عاكس يعمل كجامع بكسب واحد ليُعطي الخرج التالي :

$$V_{out(sum)} = K_1 \left[\ln \left(\frac{V_{in1}}{K_2} \right) + \ln \left(\frac{V_{in2}}{K_2} \right) \right]$$

$$V_{out(sum)} = K_1 \ln \left(\frac{V_{in1} V_{in2}}{K_2^2} \right) \quad (٢٣-١)$$



الشكل (٢٢-١) - دائرة المضارب الأساسية باستخدام المكبرات اللوغارتمية وعكس اللوغارتمية.

يطبق الخرج هذا على دخل المكبر الأسّي (عكس اللوغاريتمي) الذي يعطي على خروجه جداء جهدي الدخلين مع وجود الثابت K_2 ، وفقاً لما يلي:

$$V_{out(exp)} = -K_2 \exp\left(\frac{V_{out(sum)}}{K_1}\right)$$

$$V_{out(exp)} = -K_2 \exp\left(\frac{1}{K_1} K_1 \ln\left(\frac{V_{in1} V_{in2}}{K_2^2}\right)\right)$$

$$V_{out(exp)} = -K_2 \left(\frac{V_{in1} V_{in2}}{K_2^2}\right) = -\frac{V_{in1} V_{in2}}{K_2} \quad (٢٤-١)$$

أي أن خرج المكبر الأسّي يساوي إلى جداء جهدي الدخلين بالثابت $(1/K_2)$. يتم الحصول على الخرج النهائي المطلوب بتطبيق جهد الخرج هذا على دخل مكبر عاكس مع كسب يساوي $(-K_2)$ ، و بالتالي يكون :

$$V_{out} = -K_2 \left(-\frac{V_{in1} V_{in2}}{K_2} \right) = V_{in1} V_{in2} \quad (٧٥-١)$$

تبيين العلاقة السابقة أن جهد الخرج يساوي جداء جهدي الدخلين.

٥- ضواريب الدارات المتكاملة: IC multipliers

سنحلل فيما يلي التقنيات المستخدمة بشكل عام لإنجاز عمل الضارب ضمن الدارة المتكاملة وحيدة البنية حيث إنها الصفة الطاغية على دارات الضواريب العملية، وذلك من أجل الطريقتين التي تم اعتمادهما سابقاً، وهما الضارب ذو تابع التحويل الأسّي والضارب باستخدام المكبرات اللوغاريتمية وعكس اللوغاريتمية. كما سنورد بعض التطبيقات للدارات التي تم شرح آلية عملها.

٥-١- الضارب المتكامل بدارات ضبط خارجية :

IC Multiplier with external trimming circuits

سنأخذ مثالاً على ذلك الدارة المتكاملة MC 1495 التي صُممت من أجل الحصول على جهد خرج كناتج خطي لجداء جهدي دخلين. تتضمن التطبيقات النموذجية لهذه الدارة عمليات الضرب الحسابية بما فيها الضرب والقسمة والجذر التربيعي والمتوسط التربيعي، بالإضافة إلى إمكانية عملها ككاشف للطور ومضاعف للتردد ومعدل أو مفكك تعديل متوازن، وأيضاً للتحكم بالكسب إلكترونياً.

٥-١-١-١ - فكرة العمل : Theory of operation

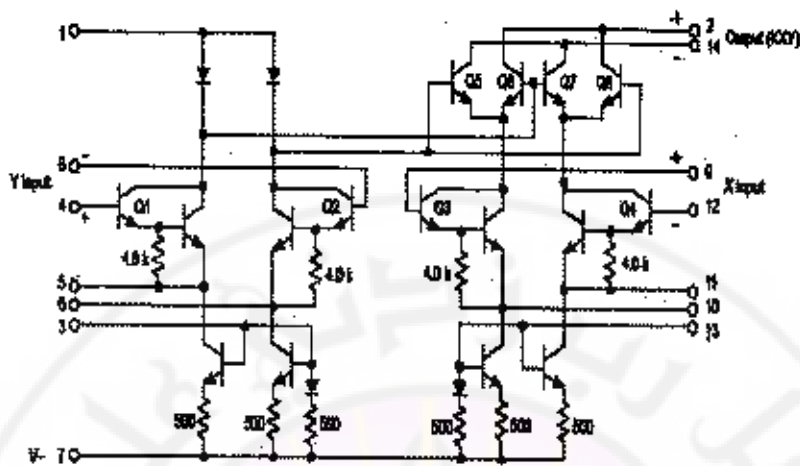
تعرّف الدارة المتكاملة MC 1495 بأنها ضارب رباعي الأرباع وحيد البنية يعمل على مبدأ تغير التوصيلية التبادلية. يبين الشكل (١-٢٣) البنية الداخلية لهذه الدارة التي تحتوي على ستة عشر ترانزستوراً من نوع BJT. بالرجوع إلى الفقرات الأولى من هذا الفصل يمكن استنتاج أن تيار الخرج التفاضلي للضارب يعطى بالعلاقة :

$$I_A - I_B = \Delta I = \frac{2V_X V_Y}{R_X R_Y I_s} \quad (١-٢٦)$$

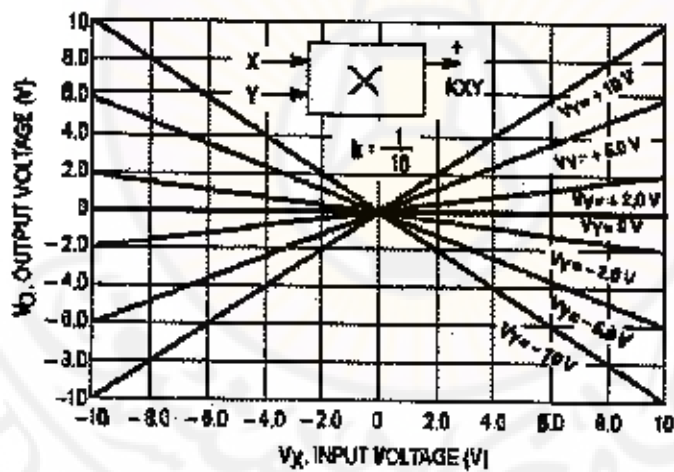
حيث إن I_A و I_B هما تيارى الخرج عند المأخذين (Pins) 2 و 4 على التوالي، بينما V_X و V_Y هما جهدي الدخل المطبقين على مدخلي الضارب X و Y .

كما يبين الشكل (١-٢٤) منحنى خواص التحويل لهذا الضارب، حيث يظهر بوضوح إمكانية عمل الضارب بشكل خطي من أجل قيم جهدي الدخلين المحصورة ضمن المجال $(-10, +10)V$ ، كما يلاحظ تشابه شكل رمز الضارب مع منحنى خواصه.

بينما يبين الشكل (١-٢٥) عرض المجال الترددي للتوصيلية التبادلية للضارب ، بحيث يُظهر بوضوح كبر عرض المجال الذي يمكن أن يعمل عنده الضارب بالنسبة للدخلين X و Y .

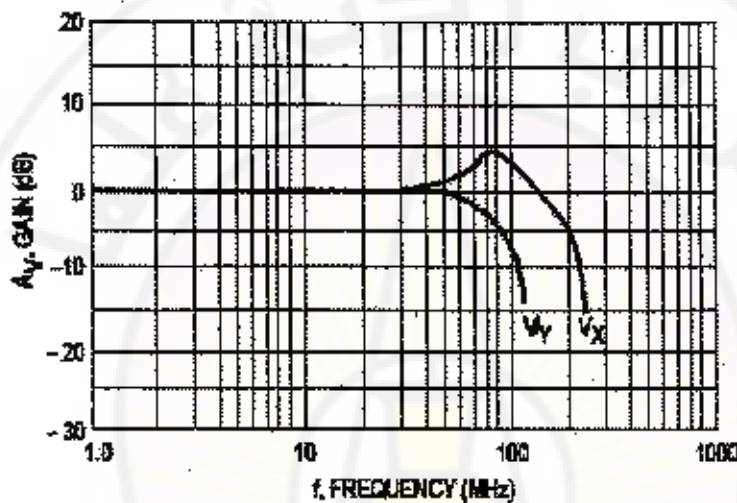


الشكل (٢٣-١) - البنية الداخلية لإدارة MC 1495 المحتوية على ١٦ ترانزستوراً نوع BJT.



الشكل (٢٤-١) - منحنى خواص التحويل للدارة.

يمكن استخدام هذه الدارة من أجل تطبيق معين وبالاختيار الملائم للمكونات الخارجية. تختار المكونات الخارجية بحيث تعطي الحل الأمثل للمحدد المراد الحصول عليه (مثلاً عرض المجال)، والذي يمكن من ناحية أخرى أن يقيد قيمة محدد (بارامتر) آخر (مثل تأرجح جهد الخرج الأعظمي). فيما يلي سنتم مناقشة المحددات المهمة كل على حدة.



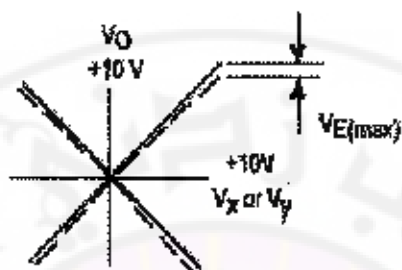
الشكل (١-٢٥) عرض مجال التوصيلية التبادلية .

(١) - خطأ خطية الخرج: Linearity output error

يُعرف خطأ الخطية بأنه الانحراف الأعظمي لجهد الخرج عن تابع التحويل ذي الخط المستقيم، وهو يعبر عن الخطأ بالنسبة المئوية للقياس الكلي وذلك وفقاً للعلاقة :

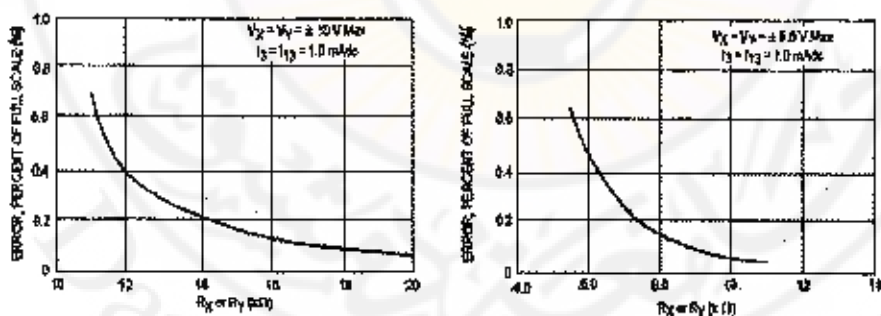
$$ER = \frac{V_{E(max)}}{V_{O(max)}} \times 100 \quad (٧٧-١)$$

يبين الشكل (٢٦-١) خطأ خطية الخرج. هناك طرق عديدة لقياس خطأ الخطية مثل استخدام راسم الإشارة. ينشأ خطأ الخطية هذا من اللاخطية الكبيرة للإشارات المطبقة على المدخلين.



الشكل (٢٦-١) - خطأ خطية الخرج.

لتجنب حدوث هذا الخطأ يجب اختيار قيم مقاومتي الباعثين R_x و R_y بحيث تكون كبيرة بشكل كافٍ، وبالتالي يمكن عندها إهمال تغير جهد الباعث-القاعدة اللاخطي. يبين الشكل (٢٧-١) الخطأ المتوقع كتابع لقيم R_x و R_y من أجل التيار المستمر المستمر $I_3 = I_{13} = 1\text{mA}$ في كل جهة من جهتي المكبرين التفاضليين:



الشكل (٢٧-١) - خطأ خطية الخرج كتابع لقيم R_x و R_y

من أجل قيمتين مختلفتين لجهدَي الدخل.

٢- عرض المجال عند 3 dB وانزياح الطور:

3 dB bandwidth and phase shift

يتحدد عرض المجال بشكل أساسي بقيمتي مقاومة الحمل وسعة خرج الضارب الشاردة، وأيضاً بمكبر العمليات المستخدم لإزاحة المستوى. من أجل العمل بمجال عريض يجب أن تكون مقاومات الحمل صغيرة، مع مكبر عمليات بعرض مجال واسع (فيما لو استخدم لإزاحة مستوى جهد الخرج). تعتمد سعة الخرج الشاردة على مساحة الدارة المتكاملة.

ينتج انزياح الطور في دائرة الضارب من عاملين أساسيين :

- ١- انزياح الطور المشترك للمدخلين X و Y بسبب القطب (Pole) الناتج عن السعة الشاردة ومقاومة الحمل.
- ٢- انزياح الطور النسبي بين X و Y الناتج عن الفرق بين السامحية التبادلية لهما. يعطي انزياح طور نسبي بقيمة (3°) خطأ شعاعياً بحدود (5%).

٣- جهد الدخل الأعظمي: Maximum input voltage

يجب أن يحقق جهدا الدخلين الأعظميين العلاقتين :

$$V_{X \max} < I_{13} R_Y \quad (1-78-1)$$

$$V_{Y \max} < I_3 R_X \quad (2-78-1)$$

في حال تجاوز الجهد المطبق على أي من المدخلين هذه القيم فإن ذلك سيؤدي إلى جعل مكبر الدخل في حالة قطع، وبالتالي سيصبح عندها العمل لاخطياً. يتم اختيار التيارين السابقين بين القيمتين (2.0mA , 0.5mA) وذلك بناءً على تحديد تبديد الاستطاعة، كما تحدد قيم المقاومتين R_Y و R_X وفقاً لمتطلبات معالجة إشارة الدخل.

(٤) - تأرجح جهد الخرج الأعظمي:

Maximum output voltage swing

يعتمد تأرجح جهد الخرج الأعظمي على قيمة V^+ من أجل التأرجح الموجب، وعلى قيمة الجهد عند المأخذ رقم (1) من أجل التأرجح السالب. يتحدد فرق الكمون عند المأخذ (2) من المستوي الساكن للترانزيستورات (5 ← 8)، بحيث لا يؤدي التأرجح الساكن عند المأخذين 2 و 4 إلى إشباع هذه الترانزيستورات. من الملاحظ أن تأرجح جهد الخرج الأعظمي سينخفض إلى حد كبير في حال تم استخدام مكبر عمليات في الخرج من أجل إزاحة مستوى الجهد.

(٥) - معايرة عامل الضرب السلمي والانزياح:

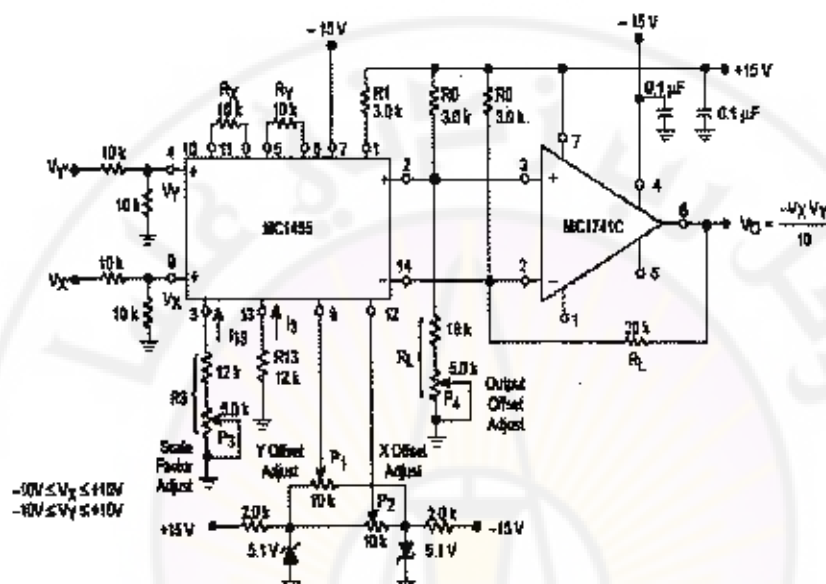
Offset and scale factor adjustment

Offset voltages : جهود الانزياح:

تكون وصلات الباعث-القاعدة للترانزيستورات الموجودة في بنية الضارب الواحدة المبينة في الشكل (١-٢٣) متناظرة نموذجياً بحدود (10 mV)، بينما تكون المقاومات متناظرة نموذجياً بحدود ٢٪. ولكن بالرغم من وجود هذا التناظر النموذجي إلا أنه يؤدي إلى حدوث خطأ في قيمة جهد الخرج. يتضمن خطأ جهد الخرج هذا كلاً من جهدي انزياحي الدخيلين (X و Y) وجهد انزياح الخرج. تستخدم مغيرات الكمون عند المدخلين (المأخذين 8 و 12) وعند الخرج (المأخذ 14)، لمعايرة أو ضبط هذه الأخطاء لتساوي الصفر، كما هو مبين في الشكل (١-٢٨). يعطى تابع التحويل لهذه الدارة بالعلاقة التالية :

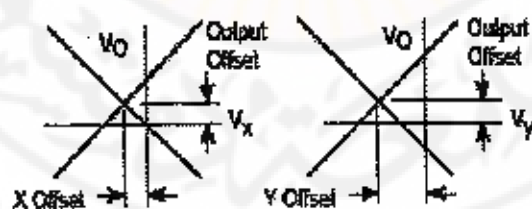
$$V_o = K[V_x \pm V_{ox} \pm V_{x(off)}][V_y \pm V_{oy} \pm V_{y(off)}] \pm V_{oo} \quad (١-٧٩)$$

حيث إن K هو عامل الضرب السلمي، و $V_{IOX,Y}$ هما جهدا انزياحي الدخلين $(X \text{ و } Y)$ ، و $V_{X,Y(off)}$ هما جهدا معايرة انزياحي الدخلين $(X \text{ و } Y)$ على التوالي. أما V_{OO} فهو جهد انزياح الخرج.



الشكل (٢٨-١) - دائرة المضارب المعوض مع مكبر عمليات إزاحة المستوى.

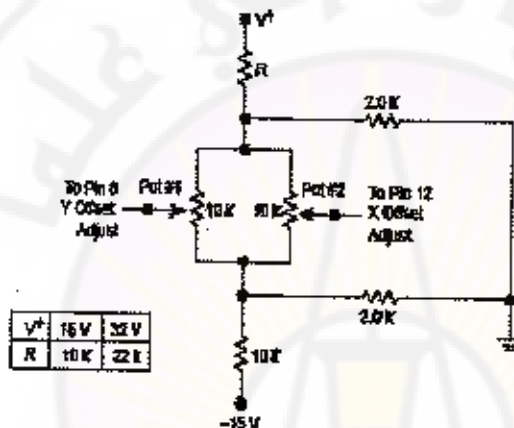
يبين الشكل (٢٩-١) أثر وجود جهود انزياح الدخلين وانزياح الخرج على منحنى خواص التحويل للمضارب.



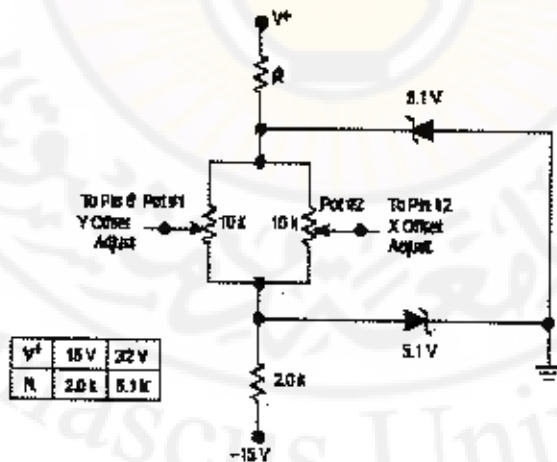
الشكل (٢٩-١) - أثر وجود جهود انزياح الدخلين والخرج على منحنى خواص التحويل للمضارب.

يستنتج مما سبق وجوب استخدام مغيرات الكمون الثلاثة المذكورة سابقاً من أجل التطبيقات التي تتطلب العمل المستمر. أما في حالة التطبيقات التي تتطلب العمل المتناوب فيتحدد استخدامها بحسب نوعية التطبيق المطلوب.

يمكن استخدام دائرة ضبط الانزياح المبينة في الشكل (٣٠-١) إذا كانت جهود التغذية منظمة بشكل جيد، وإلا يتم استخدام الدارة المبينة في الشكل (٣١-١) التي تقل إلى حد كبير من الحساسية لتغيرات منبع التغذية.



الشكل (٣٠-١) - دائرة ضبط الانزياح في حالة التغذية المنظمة.



الشكل (٣١-١) - دائرة ضبط الانزياح في حالة التغذية المتغيرة.

- عامل الضرب السلمي: Scale factor

تحدد قيمة عامل الضرب السلمي K بواسطة مقسم الجهد P_3 (Voltage divider)، المبين في الشكل (١-٢٨). يتغير التيار I_3 بتغيير وضعية P_3 الذي يتحكم عكسياً بقيمة عامل الضرب. الجدير ذكره هنا أن I_3 يساوي نصف التيار المار عبر المقاومة R_1 التي تحدد مستوى الانحياز (Bias level) لكل من الترانزستورات (5 ← 8) الموجودة داخل بنية الضارب. بناءً عليه يجب أن تعمل كل العناصر بشكل فعال تحت أي شروط لتأرجح الدخل و الخرج.

٥-١-٣ - تطبيقات إشارة التيار المستمر: De Applications

- دائرة الضرب: Multiply circuit

تستعمل الدارة المبينة في الشكل (١-٢٨) لضرب إشارات التيار المستمر حتى الإشارات ذات الترددات (100Hz)، بحيث يكون مستويًا الدخليين الأعظميين مساويين للقيمة ($5.0V_{max}$). يمكن أن يكون الجهد الأعظمي هذا أكبر بكثير وذلك باستخدام مقسمات الجهد المقاومة عند المدخلين الرابع والتاسع. تم استخدام مقسمات (٢:١) في هذه الدارة بحيث يكون مستوى جهد الدخل الأعظمي (10V).

- دائرة التربيع: Squaring circuit

إذا رُبط دخل الدارة السابقة معاً، فإن التابع الناتج يكون تربيعياً ($V_o = KV^2$). يلاحظ في هذه الحالة إمكانية استخدام مغيرين للكمون بدلاً من ثلاثة لمعايرة جهدي الدخل والخرج، كما يمكن ملاحظة أن عملية المعايرة هذه تختلف بين حالتي العمل الساكن والمتناوب (والذي يتغير فيه التردد حتى (10kHz)).

- دائرة التقسيم: Divide circuit

لنأخذ الدارة المبينة في الشكل (١-٣٢) والمشباهة لدائرة التقسيم المبينة في الشكل (١-١٤)، حيث توضع دائرة الضارب المدروسة في مسار التغذية الخلفية لمكبر العمليات. سيحافظ مكبر العمليات من أجل هذه البنية على الأرضي الوهمي (Virtual ground) عند المدخل العاكس. تعتمد دقة التقسيم بشكل كبير على الدقة التي يعمل وفقها الضارب وخاصة عند القيم الصغيرة للجهد V_r وذلك وفقاً للمعادلة :

$$V_r = -\left(\frac{R_1}{KR_2}\right)\frac{V_z}{V_x} + \frac{\Delta E}{KV_x} \quad (٨٠-١)$$

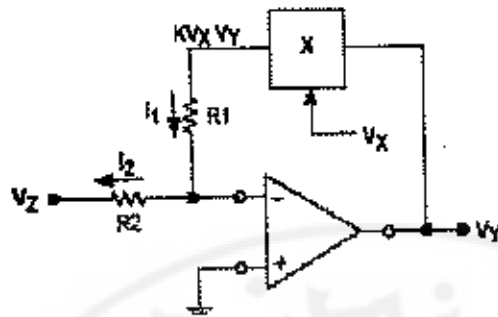
حيث إن ΔE هو جهد الخطأ المقاس عند خرج الضارب. يحسب الخطأ المئوي من العلاقة:

$$E_D = (R_2 / R_1)(\Delta E / V_z) \times 100 \quad (٨١-١)$$

يلاحظ أن الخطأ المئوي يتناسب عكساً مع الجهد V_z (فزيادته ينقص وبنقصانه يزداد).

هناك شيئان هامين يجب التأكيد عليهما عند العمل في دائرة التقسيم:

- ١- يجب أن يكون جهد الدخل V_x موجباً وأكبر من الصفر، وهذا ما يجعل بقاء تيار خرج الرجل الثانية للضارب في الاتجاه المتوافق مع قطبية V_z .
 - ٢- يجب أن يتم وصل مأخذ خرج الضارب (٢ و ١٤) إلى طرفي دخل مكبر العمليات، وأن يتم التحقق من وصل التغذية الخلفية السالبة.
- عند بداية العمل في دائرة التقسيم يجب أن تجرى عملية معايرة لهذه الدارة من أجل الحصول على جهد خرج صفري في حال عدم تطبيق إشارات على المدخلين.



الشكل (١-٣٢) - دائرة التقسيم الأساسية .

- دائرة الجذر التربيعي: Square root circuit

تعتبر هذه الدارة حالة خاصة من دائرة التقسيم، حيث يتم ربط مدخلي الضارب معاً لإعطاء في الخرج تابع الجذر التربيعي، وهو مشابه لما هو مبين في الشكل (١-١٤). يمكن أن تعاني هذه الدارة من مشاكل الإغلاق السريع المشابهة لما هو موجود في دائرة التقسيم، ولذلك لا يسمح بالعمل إلا من أجل قطبية واحدة للدخل، ولهذا يستخدم محدد مستوى كثنائي زينر للحماية ضد الإقفال أو الإغلاق السريع.

٥-١-٤ - تطبيقات الإشارة المتناوبة: Ac Applications

تظهر التطبيقات التي سيتم بيانها لاحقاً تعدد استخدام الضارب وحيد البنية مقارنة مع ما يسمى الضارب المحاط (Potted multiplier)، الذي يتضمن دائرة الضارب مع دائرة مكبر العمليات في بنية واحدة. يعود ذلك إلى احتواء الوحدات المحاطة على دارات تكون ملائمة لعملية الضرب المستمر ولكنها لا تعمل على النحو الأمثل من أجل التطبيقات ذات العمل المتناوب.

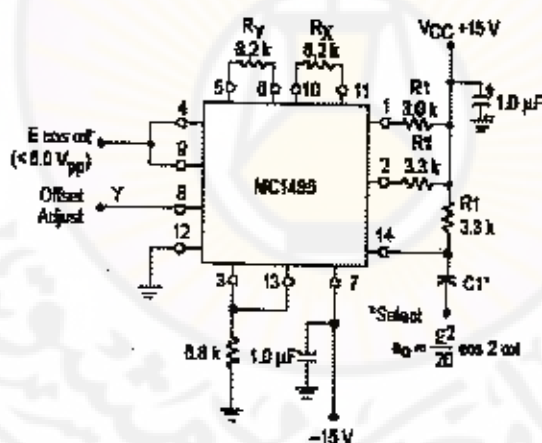
- مضاعف التردد: Frequency doubler

يعمل مضاعف التردد عادة مع استخدام ديود مما يؤدي إلى توليد المركبة الأساسية بالإضافة إلى سلسلة من التوافقيات، ولذلك يتم استخدام

ترشيح شامل للحصول على التوافقية الثانية والتي نحتاج إلى تكبير لكونها صغيرة المطال. أما عند استخدام الضارب لمضاعفة التردد فيتم الحصول مباشرة على التوافقية الثانية مع الحد المستمر الذي يمكن إزالته بالربط المتناوب (Ac coupling) للضارب مع المرحلة التالية، كما هو مبين في الشكل (١-٣٣).



Frequency Doubler



الشكل (١-٣٣) - دائرة مضاعف التردد و شكل إشارة الخرج،
حيث أخذ تردد إشارتي الدخلين مساوياً 10kHz أما تردد الخرج فكان 20kHz.

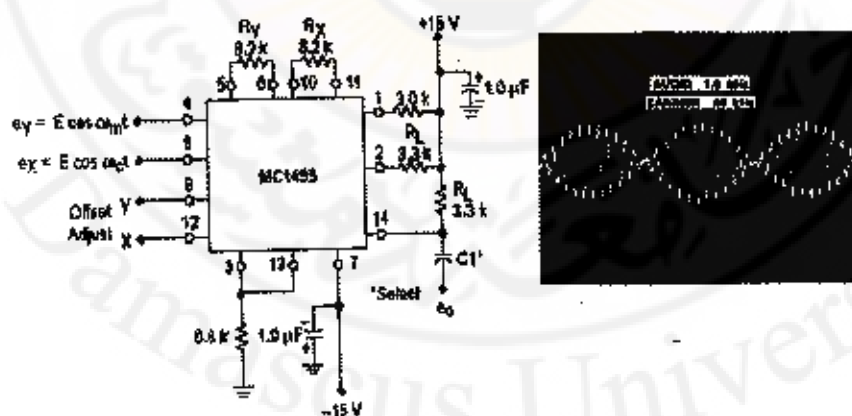
عند تطبيق موجتين جيبيتين متساويتين على المدخلين (X و Y)، فإن الخرج سيكون عبارة عن موجة جيبية أيضاً ولكن بتردد يساوي ضعف تردد إشارتي الدخلين.

يمكن استخدام الضارب المحاط للحصول على مركبة التردد المضاعفة، ولكنها ستكون بتردد محدد من قبل مكبر انزياح المستوى المستخدم. أما في الدارة وحيدة البنية فلا يوجد مثل هذا المكبر (كما بُين سابقاً).

يلاحظ من الشكل أن إنقاص عامل الضرب السلمي عن طريق تخفيض مقاومات الحمل يمكن أن يوسع إلى حد كبير عرض مجال إشارة الخرج.

المعدّل المتوازن: Balanced Modulator

يبين الشكل (٣٤-١) الضارب عند عمله كمعدّل متوازن، حيث تكون إشارة الدخل السمعية بتردد (1.6kHz) بينما يكون تردد الحامل (40kHz). يلغي الربط المتناوب الحاجة إلى استخدام دائرة لانتقال المستوى (Level translation) أو لمكبر عمليات، مما يعطي إمكانية الحصول على تردد أعلى للعمل.



الشكل (٣٤-١) - دائرة المعدّل المتوازن مع شكل الإشارة المعدّلة.

تكمُن المشكلة العامة في الاتصالات في استخلاص إشارة منبع المعلومات من الإشارة المستقبلية بحزمة جانبية واحدة (SSB)، و تعرف بالمعادلة:

$$e_{ssb} = A \cos(\omega_c + \omega_m) t \quad (1-82-1)$$

حيث إن ω_c و ω_m هما ترددا إشارة الحامل وإشارة التعديل على التوالي. إذا ضربت هذه الإشارة في الموجة الحاملة المناسبة نحصل على :

$$e_{ssb} e_{Carrier} = (AK/2) [\cos(2\omega_c + \omega_m) t + \cos\omega_c t] \quad (2-82-1)$$

يعبر الرمز K عن ثابت كسب الضارب (معامل الضرب السلمي).

يمكن الحصول على إشارة الحامل $(AK/2) \cos\omega_c t$ بسهولة بإضافة مرشح تمرير منخفض على خرج الضارب. كما يمكن إضافة مكبر عمليات كمرشح ومزيج للمستوى في آن واحد كمكون خارجي. من الملاحظ أنه بالرغم من عمل الضارب المحاط ضمن مجال الترددات المعتبر، إلا أنه يعطي إزاحة في المستوى ناتجة بشكل أساسي عن مكبر العمليات الموجود داخله. ولذلك يجب إضافة مرشح تمرير منخفض عند استخدام هذا النوع من الضواريب.

- المعدل المطالي: Amplitude Modulator

يتبين مما سبق إمكانية إنجاز الضارب لعملية التعديل المطالي العادي

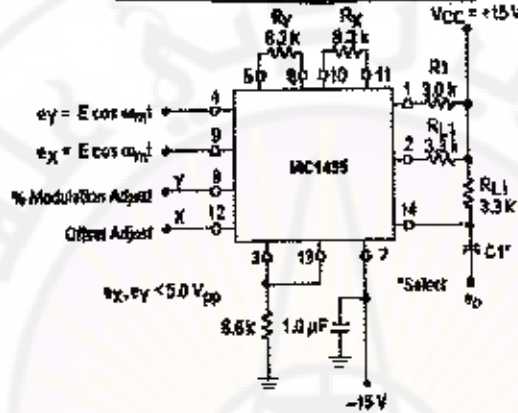
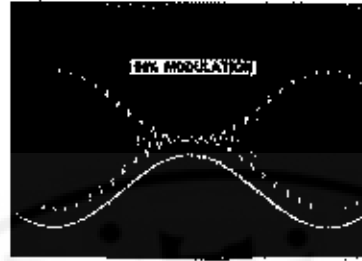
بشكل مشابه للتعديل المتوازن، وذلك بإضافة حد مستمر إلى إشارة التعديل

مع استخدام مغير كمون لمعايرة انزياح الدخل Y ، كما هو مبين في الشكل

(1-35). يلاحظ أنه يمكن معايرة أو ضبط معامل التعديل بواسطة مغير

الكمون P_1 للحصول على تعديل بنسبة 100%. كما يمكن الحصول على

تعديل بنسبة 96% بدون إحكام شد مغير الكمون بشكل تام.



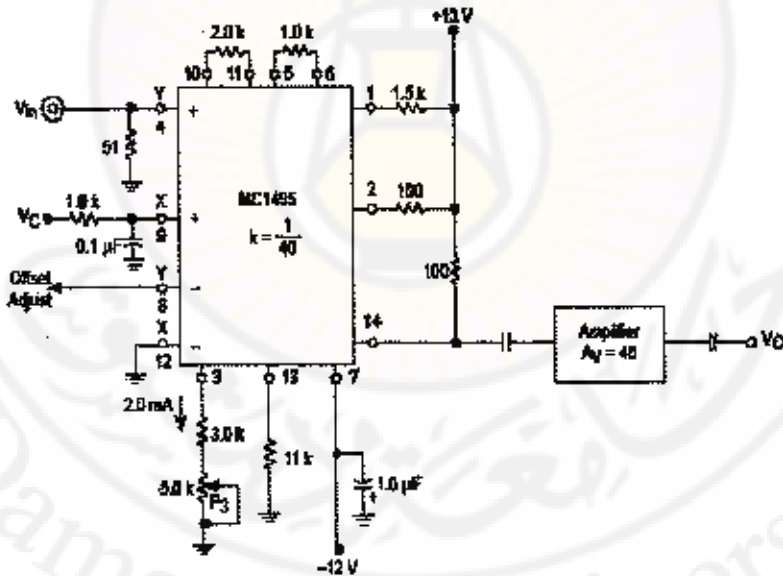
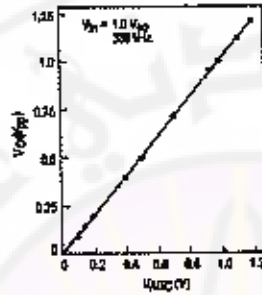
الشكل (١-٣٥) - دائرة المعزل المطالي مع شكل الإشارة المعدلة.

- التحكم بالكسب الخطي: Linear gain control

تكمّن آلية التحكم الخطي بالكسب عن طريق تطبيق إشارة جهد التحكم على أحد مدخلي الضارب بحيث تؤدي إلى تغيير الكسب للوحدة (Unit's gain). بينما تطبق على المدخل الآخر الإشارة التي نريد تكبيرها مع التحكم بالكسب. يتحدد المدى الديناميكي للتحكم بالكسب وفقاً لمطال إشارة التحكم من القمة إلى القمة. ولذلك تختار قيم المقاومات R_x و R_y بحيث تعطي قيم التيار الموافقة بحيث تحقق الأداء الأمثل للضارب، كما هو مبين في الشكل (١-٣٦). تم استخدام مكبر إضافي يعمل عند تردد الإشارة المطبقة بسبب الانخفاض الكبير في كسب الضارب المساوي :

$$\cdot (K = R_L / (R_X R_Y I_3))$$

نلاحظ من المنحني المرافق أنه إذا كان جهد التحكم يساوي القيمة (0.5V) فإن جهد الخرج سيساوي (0.5V) أيضاً.

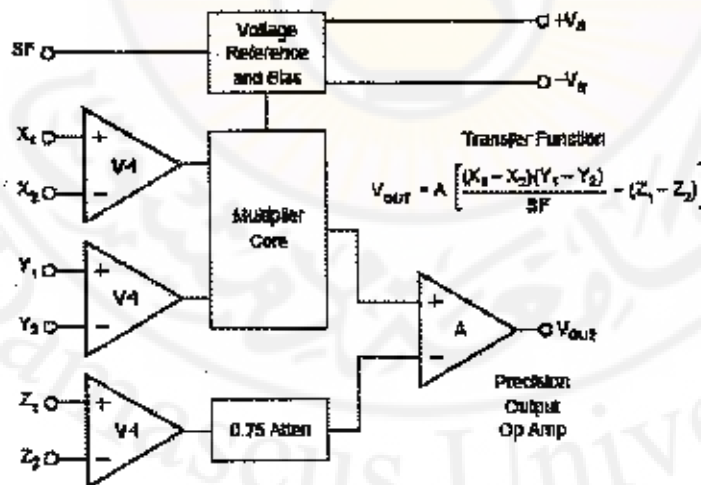


الشكل (١-٣٦) - دائرة التحكم بالكسب الخطي باستخدام الضارب مع منحني خواصه.

٥-٢- الضارب المتكامل بدارات ضبط داخلية :

IC Multiplier with internal trimming circuits

يبين الشكل (١-٣٧) البنية الداخلية لدارة الضارب التماثلي (MPY634) ذات عرض المجال الواسع الذي يصل نموذجياً إلى 10 MHz. تحتوي هذه الدارة على مكبر عمليات عريض المجال كبناء متكامل على نفس الشريحة. تظهر منحنيات خواص هذا الضارب سهولة استخدامه في العديد من التطبيقات وذلك يعود إلى إضافة الحد الأدنى من المكونات الخارجية لإنجاز العمل، بحيث يمكن في أغلب الأحيان التخلص من كل عناصر الضبط الدقيق الخارجية. تسمح المداخل التفاضلية الثلاث لهذه البنية بإنجاز العمليات الحسابية بالإضافة إلى تحقيق توابع أخرى. يتميز هذا الضارب بدقة عالية في الأداء بسبب وجود العناصر جميعها تقريباً ضمن نفس الشريحة، كما يسمح عرض مجاله الواسع بمعالجة الإشارات عند الترددات المتوسطة والراديوية بالإضافة إلى الإشارة الفيديوية.



الشكل (١-٣٧) - البنية الداخلية لدارة MPY634.

يخفض مكبر الخرج العملياتي الداخلي من تعقيدات التصميم مقارنة مع الضواريب الأخرى التي تعمل عند الترددات العالية، ومقارنة أيضاً مع دارات التعديل المتوازن. تتم معايرة عامل الضرب السلمي بشكل دقيق بواسطة مرجع الجهد الداخلي المحكم القيمة. يسمح الدخل التفاضلي الثالث باختيار قيمة عامل الضرب السلمي، وذلك باستخدام مقاومات التغذية الخلفية الخارجية.

يمكن استعمال هذه الدارة المتكاملة في تطبيقات معالجة الإشارة التماثلية بدقة كبيرة، وفي عمليات التعديل وفك التعديل، وفي المكبرات المحكومة بالجهد، وفي معالجة الإشارة الفيديوية، وفي المرشحات والمهتزات المحكومة بالجهد.

٥-٢-١- فكرة العمل : Theory of operation

يعطى تابع خرج الدارة بالعلاقة :

$$V_{out} = A \left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} - (Z_1 - Z_2) \right] \quad (٨٣-١)$$

يعبر الرمز A عن كسب الحلقة المفتوحة لمكبر الخرج. ويعبر الرمز SF عن عامل الضرب السلمي بالفولط والمضبوط ليزرياً إلى الجهد (10V)، ولكنه قابل للمعايرة ضمن المجال (3V ← 10V) باستخدام مقاومات خارجية، بينما تمثل الرموز X و Y و Z جهود الدخل. تكون قيمة جهد الدخل للقياس الكامل مساوية لقيمة عامل الضرب السلمي المختار.

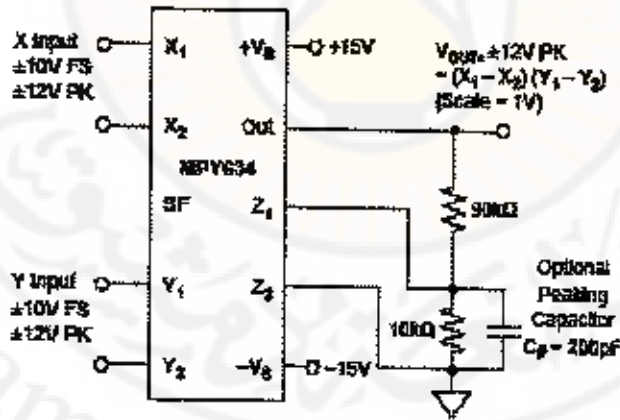
إن أي قيمة لامتناهية في الصغر عند المداخل يمكن أن نعطي قيمة معتبرة لجهد الدخل، وذلك بفرض أن كسب الحلقة المفتوحة للمكبر العملياتي يساوي اللانهاية. وبالتالي يمكن تحليل الدارة بتحديد جهود المداخل الثلاث ككل، ثم وضع القيمة المحصورة بين قوسين في المعادلة الأخيرة مساوية للصفر. مثلاً

من أجل الدارة المبينة في الشكل (٣٨-١)، والممثلة لوصلة الضارب الأساسي من أجل الحصول على معامل الضرب الواحد، نجد أن $Z_1 = V_{out}$ و $Z_2 = 0$. وبالتالي يكون جهد الخرج في هذه الحالة مساوياً إلى :

$$V_{out} = \frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{SF} \quad (٨٤-١)$$

تمثل العلاقة السابقة تابع تحويل الحلقة المغلقة.

يُعاير معامل الضرب عن طريق وصل مقاومة أو مغير كمون بين مأخذ SF ومنبع التغذية السالب. إن عملية تخفيض كل من تيار انحياز الدخل والضجيج والجرف الحراري وفقاً لهذه التقنية، تشابه إلى حد كبير عمل دائرة الدخل عند كسب أعلى. يؤدي هذا التخفيض بدوره إلى تخفيض تأثيرات الخرج على تلك المحددات، بينما لن تؤثر معايرة عامل الضرب بالتأكيد على عرض مجال الضارب.



الشكل (٣٨-١) - دائرة الضارب الأساسية من أجل معامل الضرب الواحد.

تعمل دائرة الضارب هذه عند جهود التغذية $\pm 15V$ ، مع إمكانية العمل عند الجهود $\pm 8V$ وما يرافقه من تخفيض في مدى الدخل والخرج. إن العمل عند جهود تغذية أكبر من $\pm 15V$ بالقيمة المطلقة يسمح بالحصول على تارجح أكبر لجهد الخرج، ويتم ذلك باستخدام مضّغف التغذية الخلفية للخرج، كما هو مبين في الشكل (١-٣٨).

من الجدير ذكره هنا أنه يجب أن توصّل مكثفات سيراميكية على التفرع مع منابع التغذية، كما هو الحال في الدارات ذات عرض المجال الواسع عند العمل في الترددات العالية، وأن توضع تلك المكثفات أقرب ما يمكن إلى وصلات منابع التغذية. إن التفرع غير المناسب يمكن أن يؤدي إلى عدم استقرار (Instability) وإلى التجاوز العلوي (Overshoot)، بالإضافة إلى الرنين (Ring) في الخرج.

٥-٢-٢- تطبيقات الضارب MPY 634 :

Applications of MPY 634 multiplier

تتشابه تطبيقات هذا العنصر من أجل الإشارة الممنطرة والمتناوبة مع مثيلاتها في الفقرات السابقة من أجل الضارب المتكامل بدارات ضبط خارجية.

٥-٣- الضارب المتكامل باستخدام التوابع اللوغارتمية والأسية :

IC Multiplier using Log/Antilog functions

تمتلك بعض الدارات المتكاملة للمكبر اللوغارتمية عناصر تسمح باستخدامها إما كمكبرات أسية أو كمكبرات لوغارتمية، وبعضها الآخر يخصص للعمل كمكبر أسّي فقط. هناك صنف آخر يسمى بالمبدلات المتعددة الوظائف، التي تحتوي في بنيتها على مكبرات عمليات مع ترانزستورات، بحيث تعالج بشكل متزامن التوابع اللوغارتمية والأسية، أو التوابع المشتقة

مثل الضرب والقسمة والرفع لقوة والحصول على الجذور وغيرها من التوابيع.

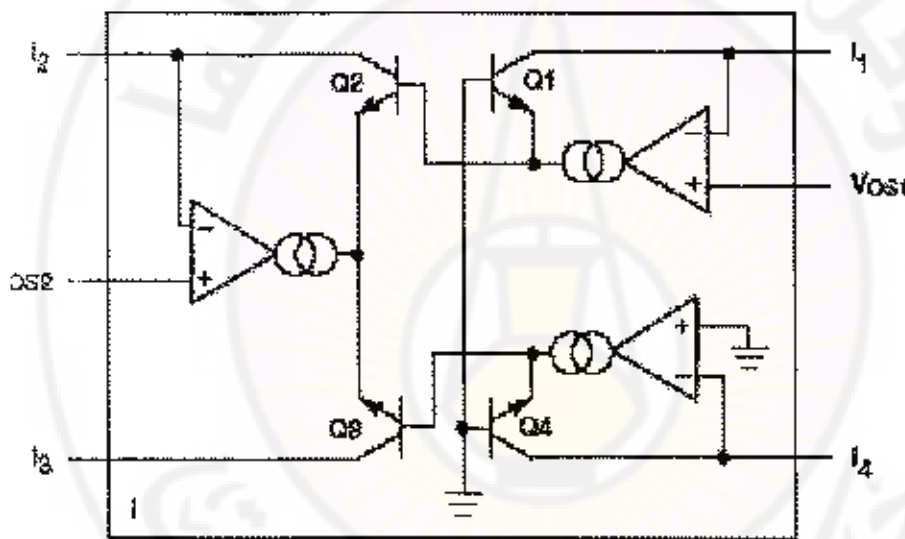
لنأخذ مثلاً على ما سبق الدارة المتكاملة للضارب التماثلي المسماة (RC 4200)، والتي ينفذ فيها تعويض تام للاخطية (المصدر الأساسي للخطأ والتشويه). بالإضافة إلى ذلك تحتوي دارة الضارب هذا على ثلاثة مكبرات عمليات على نفس الشريحة، والمصممة أصلاً للاستعمال في الدارات اللوغارتمية للضارب. تكون هذه المكبرات معوضة ترددياً من أجل الاستجابة المتناوبة الأمثلية في الدارة اللوغارتمية المشكلة لقلب الضارب المنروس، التي تستطيع بناءً على ذلك أن تعطي استجابة متناوبة فائقة (Superior ac response). تستخدم هذه الدارة في مجال واسع من التطبيقات وبدقة عالية، ذلك لأن تعويض اللاخطية يتم من أجل المدى الكامل لدرجات الحرارة المسموح به للدارات المتكاملة، وليس فقط من أجل درجة واحدة، كما هو حال دارات الضارب الأخرى. يعطي تجميع دارات تعويض اللاخطية مع تعويض انحراف الانزياح (Offset drift) والكسب المنخفض على شريحة واحدة، دقة عالية في الأداء مع معامل حراري منخفض. ولهذا يتم استعمالها في دارات التعديل السمعي بتشويه منخفض، وفي المرشحات الفعالة المحكومة بالجهد، وفي المهتزات بالغة الدقة.

٥-٣-١- مبدأ العمل : Theory of operation

تصمم هذه الدارة المتكاملة المبينة في الشكل (١-٣٩) من أجل ضرب تيار دخل وقسمة الناتج على قيمة تيار الدخل الثالث. تعطى العلاقة بين تيار المداخل الثلاثة والخرج بالشكل :

$$I_3 = \frac{I_1 I_2}{I_4} \quad (١-٨٥)$$

يجب أن تكون تيارات الدخل الثلاثة موجبة و محددة ضمن المجال ($1\mu A \leftarrow 1mA$). تدخل هذه التيارات إلى شريحة الضارب عن طريق وصلات جامعة لمكبرات العمليات (Op Amp summing junctions) ذات الجهد الصفري. بناءً عليه يمكن تحويل جهد الدخل إلى تيار الدخل باستخدام مقاومة تسلسلية، كما يمكن جمع أي عدد من التيارات عند المداخل. بالإضافة إلى ذلك يمكن تحويل تيار الخرج إلى جهد تبعاً للتطبيق المطلوب، إما بواسطة مكبر عمليات خارجي أو بالاستخدام المباشر.



الشكل (١-٣٩) - بنية الدارة المتكاملة للضارب RC4200 .

تجعل مكبرات العمليات الثلاثة تيارات مجتمعات ترانزستورات الدخل الثلاثة أيضاً مساوية تيارات الدخل للمكبرات (I_1 و I_2 و I_3). تصمم مكبرات العمليات بمخارج لمنابع التيار، وتُعوّض طورياً من أجل الاستجابة الترددية الأمثل للضارب. تم انقاص حجم مصرف الاستطاعة

(Power drain) للمكبرات لمنع حدوث التدرج الحراري غير المرغوب به على الشريحة.

تتم عملية الضرب العادي داخل البنية اللوغارتمية وعكس اللوغارتمية لمصفوفة الترانزستورين الأول والرابع (Transistor array). صُممت الترانزستورات الأربعة مع داراتها الملائمة بشكل خاص لتعامل بدقة مع المعادلة المعروفة :

$$V_{BE1} = V_T \ln(I_{CN} / I_{SN}) \quad (٨٦-١)$$

عانت تصميم الضواريب السابقة من إضافة حد خطي غير مرغوب به على المعادلة السابقة، ويتمثل في تيار المجمع مضروباً بمقاومة الباعث. يقدم هذا الحد لخطية قطعية زائدية (Parabolic non-linearity) حتى عند استخدام ترانزستورات متماثلة. تم تعويض هذا الحد مثلاً مع الخطأ الناتج عن تغير درجات الحرارة عند تصميم هذه الدارة المتكاملة.

يعطى حاصل جمع هبوطات الجهد على مصفوفة الترانزستورات بالعلاقة التالية وذلك بعد استخدام المعادلة السابقة وافترض تساوي درجات حرارة الوصلات الترانزستورية جميعها:

$$V_T \left[\ln \left(\frac{I_1}{I_{S1}} \right) = \ln \left(\frac{I_2}{I_{S2}} \right) - \ln \left(\frac{I_3}{I_{S3}} \right) - \ln \left(\frac{I_4}{I_{S4}} \right) \right] = 0 \quad (٨٧-١)$$

أي أن :

$$\frac{I_1 I_2}{I_3 I_4} = \frac{I_{S1} I_{S2}}{I_{S3} I_{S4}} \quad (٨٨-١)$$

تعتمد نسبة تيارات الإشباع العكسية على تناظر الترانزستورات. يلاحظ أن هذا التناظر محقق بسهولة في بنية الضواريب المتكاملة، وبالتالي فإن هذه النسبة تكون قريبة جداً من الواحد. وبالتالي تصبح المعادلة الأخيرة مشابهة

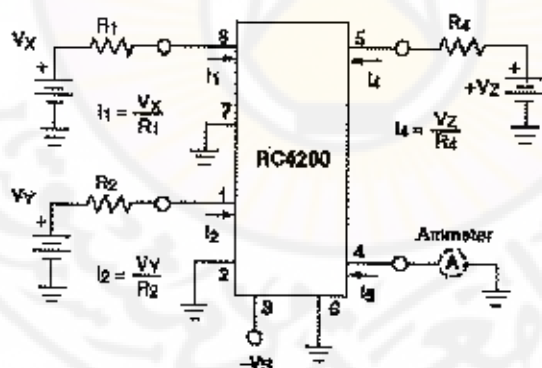
للعلاقة المعادلة (١-٨٥). إن الخطية الكاملة مع استقرار الكسب تجعل من هذه الدارة ملائمة للعمل من أجل مجال واسع من التوابع اللاخطية.

٥-٣-٢ تطبيقات الدارة المتكاملة RC4200 :

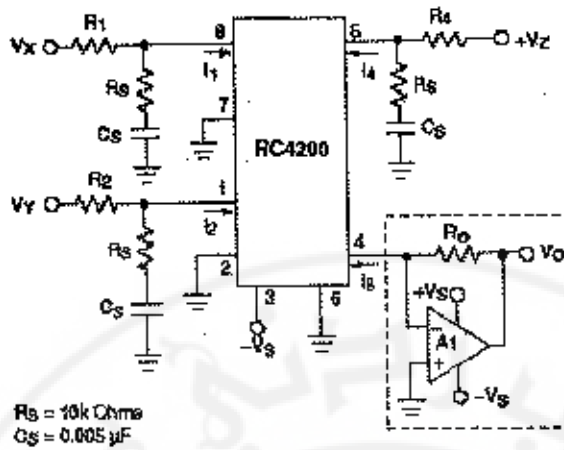
Applications of RC4200 circuit

- دارة الضارب و المقسم : Multiplier/divider circuit

يبين الشكل (١-٤٠) توصيل الدارة المتكاملة عند عملها كضارب وكمقسم، المحقق للمعادلة (١-٨٥) التي تعطي العلاقة $I_1 I_2 = I_3 I_4$ ، بينما يظهر الشكل (١-٤١) هذه الدارة ولكن باستخدام المرشحات $(R_S C_S)$ عند كل مدخل، وذلك لتحسين استقرار تيارات المداخل من أجل القيم الأدنى من $(50\mu A)$ ، حيث إن المدى الديناميكي لتيارات هذه الدارة يتراوح بين $(50\mu A$ و $250\mu A)$ من أجل تيارات $(I_1$ و I_2 و $I_4)$. وبالتالي ستختفي الدقة والاستقرار إذا ما تم تجاوز هذا المدى. أما مكبر العمليات فقد تم إضافته لتحويل التيار I_3 إلى جهد من أجل مجال تيار المداخل السابق.

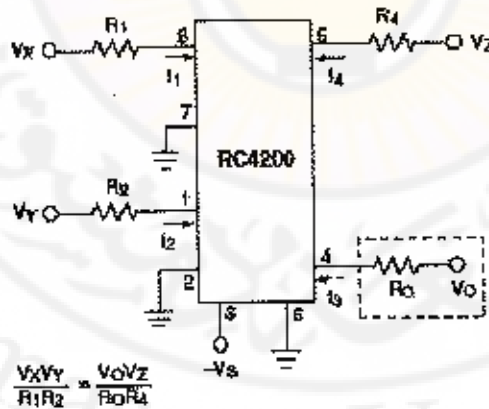


الشكل (١-٤٠) - عمل الدارة المتكاملة RC4200 كضارب وكمقسم للتيار.



الشكل (٤١-١) - عمل الدارة المتكاملة كضارب وكمقسم للتيار، مع استخدام المرشحات عند المداخل.

يجب الانتباه إلى أن V_x لا يساوي الصفر عند عمل الدارة كضارب، أما عند عملها كمقسم فيجب ألا يكون V_y مساوياً للصفر. ويبين الشكل (٤٢-١) عمل هذه الدارة كضارب وكمقسم للجهد وليس للتيار كما هو حال الدارتين السابقتين.



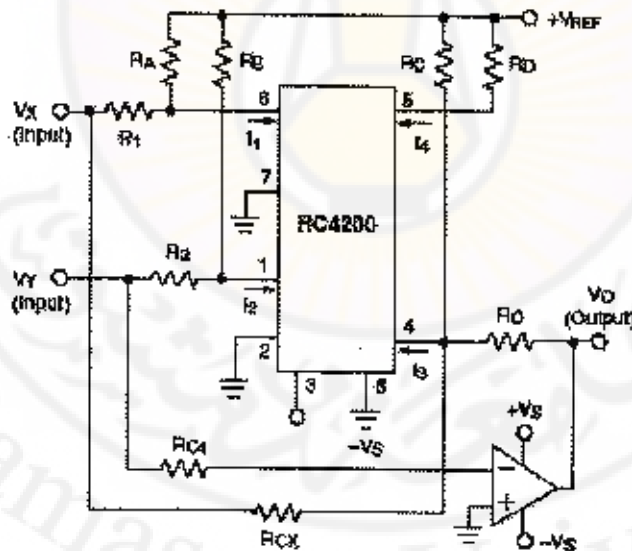
الشكل (٤٢-١) - عمل الدارة المتكاملة كضارب وكمقسم للجهد.

Extended range : -المدى الموسع :

يمكن توسيع مدى جهود الدخل و الخرج لتتضمن حتى الإشارات ذات الجهود السالبة، وذلك بإضافة تيارات انحياز. تحذف دارات الترشيح عند اختيار مقاومات الانحياز ومقاومات الدخل التي تجعل قيم التيارات الناتجة محددة ضمن المجال ($50\mu A$) كقيمة صغيرة و ($250\mu A$) كقيمة عظمى. يبين الشكل (٤٣-١) توصيل دائرة الضارب بالمدى الموسع. توسع المقاومتان R_A و R_B مدى جهدي الدخلين V_X و V_Y بتحقيقها للمترجمات :

$$50\mu A = \frac{V_{X(min)}}{R_1} + \frac{V_{REF}}{R_A} < I_1 < \frac{V_{X(max)}}{R_1} + \frac{V_{REF}}{R_B} = 250\mu A \quad (١-٨٩-١)$$

$$50\mu A = \frac{V_{Y(min)}}{R_2} + \frac{V_{REF}}{R_A} < I_2 < \frac{V_{Y(max)}}{R_2} + \frac{V_{REF}}{R_B} = 250\mu A \quad (٢-٨٩-١)$$



الشكل (٤٣-١) - دائرة الضارب ذات المدى الموسع.

تغذي المقاومة R_C التيار I_3 بتيار انحياز، مما يسمح للخرج بأن يكون سالباً. استخدمت المقاومتان R_{CY} و R_{CX} لجعل المعادلة $I_1 I_2 = I_3 I_4$ متوازنة (أي أن حدي المساواة يحققان التساوي لعنصرهما)، وذلك بعد تعويض علاقات التيار السابقة. أما المقاومة R_D فقد استعملت لإلغاء الجداء الداخلي (Cross-product) $V_X V_{REF}$ و $V_Y V_{REF}$ ، وذلك بجعل :

$$R_A R_B = R_O R_D \text{ و } R_2 R_A = R_{CY} R_D \text{ و } R_1 R_B = R_{CX} R_D$$

وبالتالي نحصل على العلاقة النهائية :

$$V_O = K V_X V_Y = \frac{R_O R_D}{V_{REF} R_1 R_2} V_X V_Y \quad (٩٠-١)$$

يبين الشكل (١-٤٤) توصيل الدارة كمقسم ذي مدى موسع و الذي يحقق العلاقة :

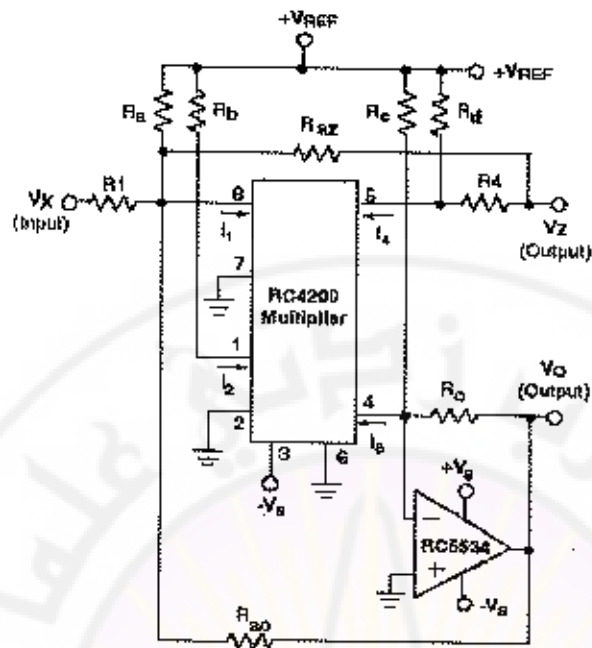
$$V_O = \frac{V_X}{V_Y K}, \quad K = \frac{V_{REF} R_O R_4}{R_1 R_B} \quad (٩١-١)$$

أما الشكل (١-٤٥) فيبين توصيلة الدارة كدارة جذر تربيعي و هي تحقق العلاقة :

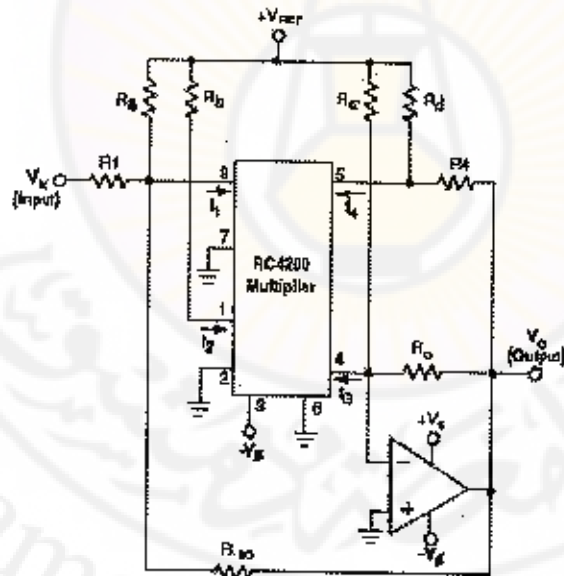
$$V_O = \sqrt{K} \sqrt{V_X}, \quad K = \frac{V_{REF} R_O R_4}{R_1 R_B} \quad (٩٢-١)$$

بينما يظهر الشكل (١-٤٦) توصيل الدارة كمربع حيث يلاحظ أنها تحقق العلاقة :

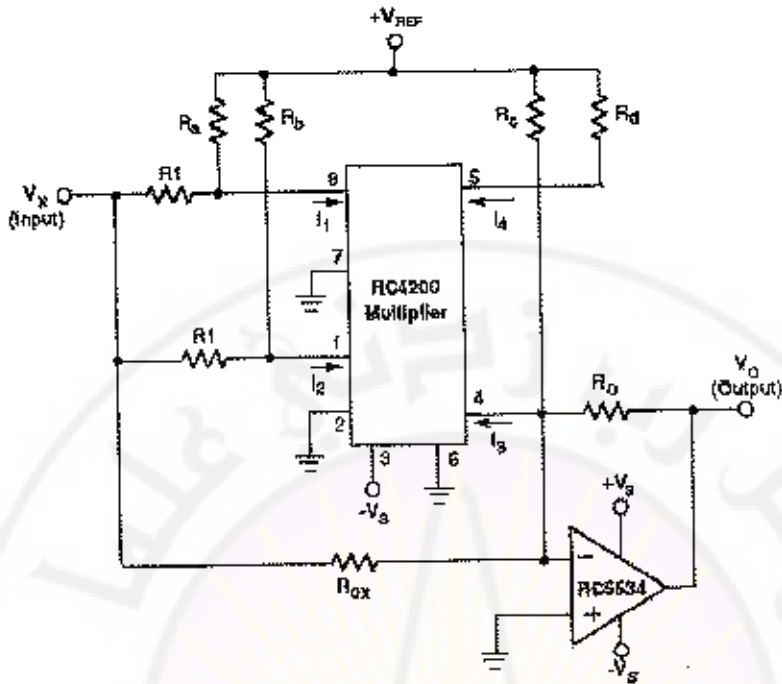
$$V_O = K V_X^2, \quad K = \frac{R_O R_D}{V_{REF} R_1^2} \quad (٩٣-١)$$



الشكل (٤٤-١) - دائرة المقسم ذات المدى الموسع.



الشكل (٤٥-١) - دائرة الجذر التربيعي ذات المدى الموسع.



الشكل (١-٦٦) - دائرة المربّع ذات المدى الموسّع.

٣-٣-٥ - أخطاء النظام : System errors

هناك أربعة أنواع لأخطاء الدقة تؤثر على أداء النظام ككل. تتحدد هذه الأخطاء بما يلي :

١- اللاخطية : وهي الانحراف التزايدى (Incremental deviation) عن الدقة المطلقة، حيث تكون دارات الدخل غير مستقرة من أجل $I_1, I_2, I_4 < 50 \mu A$ ، بينما تتخفف الخطية من أجل $I_1, I_2, I_4 > 250 \mu A$.

٢- خطأ القياس : وهو الانحراف الخطي عن القيمة المطلقة.

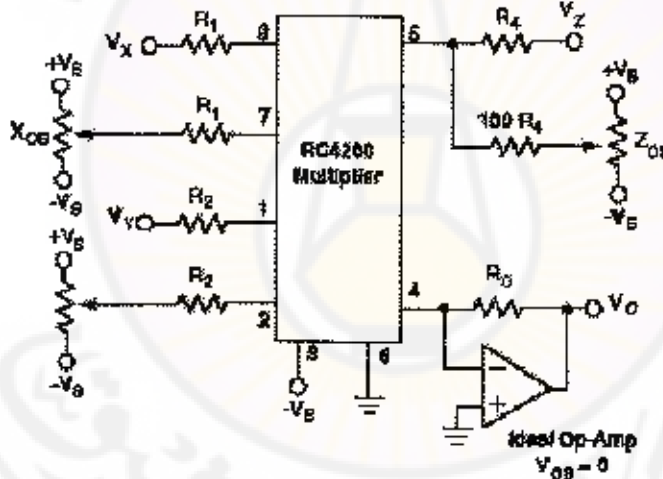
٣- انزياح الخرج : وهو الانحراف الثابت عن القيمة المطلقة.

٤- التغذية العابرة : وهي أخطاء الجداء الداخلى الناتج عن انزياحات الدخل وقيود الدارة الخارجيّة، كما أن هناك تغذية عابرة تتناسب مع تردد العمل والناتجة عن السعات الشاردة وقيود عرض المجال.

إن خطأ اللاخطية للدائرة المتكاملة RC4200 يساوي $\pm 0.1\%$ كحد أعلى ضمن مجال التيارات المسموح العمل به. أما الأخطاء الأخرى فتنتج عن انزياحات جهود الدخل والموضحة ضمن علاقة الضارب التالية :

$$V_o = \frac{R_o R_4}{R_1 R_2} \left[\frac{V_x V_y}{V_z} \pm \frac{1}{V_z} (V_y V_{osx} \pm V_x V_{osy} \pm V_o V_{osz} \pm V_{osx} V_{osy}) \right] \quad \dots (٩٤-١)$$

حيث إن $V_y V_{osx}$ هو التغذية العابرة من V_y ، و $V_x V_{osy}$ هو التغذية العابرة من V_x ، أما $V_o V_{osz}$ هو خطأ القياس، أما $V_{osx} V_{osy}$ هو خطأ انزياح الخرج. يمكن تخفيض هذه الأخطاء إلى حد كبير وذلك باستخدام ضوابط دقيقة خارجية لجهود انزياح الدخل، كما هو مبين في الشكل (١٤٧-١).



الشكل (١٤٧-١) - دائرة الضارب مع معايرة جهود انزياح الدخل.

أما في دائرة الضارب ذي المدى الموسع، فتعطي توصيلات توسيع المدى أخطاء دقة تنتج عن عدم تماثل جداء المقاومات والمتسببة في حدوث خطأ انزياح الدخل وخطأ التغذية العابرة المكافئة.



الفصل الثاني

مكبرات الاستطاعة

POWER AMPLIFIERS

- ١- تعريف بمكبر الاستطاعة وتطبيقاته وأنواعه.
- ٢- تبديد الاستطاعة في الترانزيستور.
- ٣- انتقال الحرارة في العناصر نصف الناقلة.
- ٤- أصناف المكبرات ومردودها .
- ٥- مبادئ مكبر الدفع والجذب .
- ٦- دائرة قيادة الدفع والجذب.
- ٧- التشويه التوافقي والتغذية الخلفية.
- ٨- التشويه في مكبرات الدفع والجذب.
- ٩- مكبر الدفع والجذب شبه المتتام.
- ١٠- مكبرات الصنف C.
- ١١- مكبرات الـ MOSFET ومكبرات الاستطاعة ذات الصنف D.



١- تعريف المكبر الاستطاعة وتطبيقاته وأنواعه :

Definition, applications, and types of power amplifier

مكبر الاستطاعة — كما يدل اسمه — عبارة عن مكبر يصمم بشكل أساسي لنقل الاستطاعة بقيم كبيرة إلى الحمل. لإنجاز هذه الوظيفة يجب على مكبر الاستطاعة بحد ذاته أن يكون قادراً على تبديد كميات كبيرة من الاستطاعة، بمعنى أنه يصمم بحيث يتم إطلاق الحرارة المتولدة (عند العمل بمستويات عالية للجهود والتيارات) إلى الوسط المحيط وبشكل سريع لمنع الوصول إلى درجة الحرارة الحدية التي تؤدي إلى تلف المكبر. لذلك يتألف مكبر الاستطاعة فعلياً من مكونات ذات مساحات سطحية كبيرة نسبياً لتعزيز عملية النقل الحراري إلى المحيط، ويكون ترانزستور الاستطاعة (Power Transistor) عبارة عن عنصر منفصل ذي مساحة سطحية كبيرة ومزود بغطاء معدني، حيث إن منحنيات خواصه تجعله ملائماً ليوضع في بنية مكبر الاستطاعة.

يتم عادة في أكثر نظم التكبير تصميم مرحلة الخرج كمكبر استطاعة. أما المراحل السابقة فيمكن أن تصمم بحيث تؤمن تكبيراً للجهود، أو لعزل منبع الإشارة ذي الممانعة العالية، أو لتعديل خواص الإشارة بطريقة يمكن التنبؤ بنتائجها، أو من أجل جميع الوظائف التي يمكن إرجاعها بمجملها إلى تهيئة أو تكيف الإشارة. تقود إشارة خرج مراحل تهيئة الإشارة مكبر الاستطاعة، والذي يقود بدوره الحمل.

يمكن تشكيل بعض المكبرات ضمن دائرة متكاملة واحدة بحيث تحتوي على مراحل تهيئة الإشارة بالإضافة إلى مرحلة تكبير استطاعة الخرج. أما البعض الآخر، وخاصة المكبرات التي تصمم لنقل كميات كبيرة جداً من الاستطاعة، فغالباً ما تتألف من بنية هجينة تجمع فيها مراحل تهيئة

الإشارة ضمن دائرة متكاملة واحدة، بينما تبقى مرحلة تكبير الاستطاعة كدائرة منفصلة.

تستعمل مكبرات الاستطاعة بكثرة في المكونات الصوتية (Audio Components)، وفي المستقبلات التلفزيونية والراديوية، وفي الفونوغراف (الحاكي)، وفي مشغلات الاسطوانات (Tape Players)، وفي النظم ذات دقة الأداء العالية بصوت مجسم، وأيضاً في معدات التسجيل المستخدمة في الاستوديوهات، وبالإضافة إلى استخدامها في النظم الصوتية العامة. يكون الحمل عادة في مثل هذه التطبيقات عبارة عن مجهر يحتاج إلى استطاعات ذات قيم كبيرة نسبياً، من أجل تحويل الإشارة الكهربائية إلى موجات صوتية. تستخدم مكبرات الاستطاعة أيضاً في نظم التحكم الكهروميكانيكية لقيادة المحركات الكهربائية، كما هو الحال في قيادة أقراص الحاسوب والاسطوانات، وفي المعالج الميكانيكي للإنسان الآلي، وفي الطيار الآلي ومدورات الهوائيات، وأيضاً في صمامات المضخات والصمامات المجهزة بالمحركات، وفي جميع أنواع المتحكمات الصناعية وتلك المستخدمة في المعالجات الصناعية.

١-١- العمل بالإشارة الكبيرة : Large signal operation

بما أن مكبر الاستطاعة يستخدم لإنتاج تغيرات كبيرة في تيارات وجهود الحمل ، لذلك فهو يصمم بحيث تعمل إحدى مركباته النصف ناقلة على الأقل (في مكبر الاستطاعة النموذجي) ضمن المدى الكلي من منحنى خواص خرجة، أي في المنطقة الممتدة من منطقة الإشباع إلى منطقة القطع. يدعى هذا النمط من العمل بالعمل بالإشارة الكبيرة. كما هو معلوم يمكن العمل بالإشارة الصغيرة وذلك عندما تكون تغيرات الجهود والتيارات صغيرة، وهذا ما يؤدي إلى عدم حدوث تغيرات ملحوظة في محددات أو

بارامترات (Parameters) العنصر الإلكتروني (أي الترانزستور) مثل المحددين β و r_e . بالمقابل تختلف محددات مكبر الإشارة الكبيرة من أجل جهد خرج أولي بشكل كبير عن تلك التي تكون من أجل جهد خرج آخر.

مما سبق يمكن ملاحظة شيئين هامين، وهما:

١- يحدث تشويه للإشارة بسبب تغير منحنيات خواص المكبر مع تغير مستوى الإشارة. من المعلوم أن التشويه التوافقي ينتج دائماً بسبب السلوك اللاخطي للمكبر، وبالتالي يجب دمج تقنيات التعويض مثل التغذية الخلفية السالبة (Negative Feedback) مع مكبر الاستطاعة، للحصول على خرج بتشويه ضعيف ومستوى عالٍ للاستطاعة.

٢- لم يعد من الممكن استخدام العديد من المعادلات التي تتلاءم مع تحليل الإشارة الصغيرة للمكبر، والتي تم استنتاجها بفرض عدم تغير محددات الترانزستور . وبالتالي يمكن الحصول على تقريبات (Rough Approximations) لسلوك مكبر الإشارة الكبيرة عن طريق استخدام قيم المحددات الوسطية، وأيضاً عن طريق تطبيق جميع تقنيات تحليل الإشارة الصغيرة. بالمقابل يتم عادة استخدام الطرق البيانية بشكل واسع عند تصميم مكبرات الإشارة الكبيرة.

يذكر هنا أن مصطلح العمل بالإشارة الكبيرة يمكن أن يطبق أيضاً على العناصر المستخدمة في دوائر المفاتيح الرقمية. يتجلى عمل هذه العناصر بتغير مستوى جهد الخرج بين المستويين العالي والمنخفض على التوالي (أي يتبدل بين منطقتي الإشباع والقطع على التوالي). يستمر العمل هكذا أغلب الوقت وفق هاتين الحالتين، وبالتالي لا يشكل تبديد الاستطاعة مشكلة كبيرة. فإما أن يكون جهد الخرج (أو تيار الخرج) قريباً من الصفر،

وذلك عندما يكون المفتاح في حالة وصل "On" (أو في حالة قطع "Off")، وتكون الاستطاعة الناتجة عن الجهد و التيار مساوية للصفر تقريباً. وتأخذ قيمة ما تتعلق بالجهد والتيار المار في العنصر خلال زمن العبور البسيط، وهو الزمن اللازم لتبديل حالة عمل المفتاح من القطع إلى الوصل وبالعكس. من جهة أخرى تحدث التغيرات الهامة في مستوى خرج مكبر الاستطاعة في المنطقة الفعالة لمنحني خواصه، أي في المنطقة المحصورة بين نهايتي منطقتي الإشباع والقطع، حيث يتم عندها تبديد الكمية الأساسية من الاستطاعة المستهلكة أثناء عمل المكبر.

٢- تبديد الاستطاعة في الترانزستور:

Transistor power dissipation

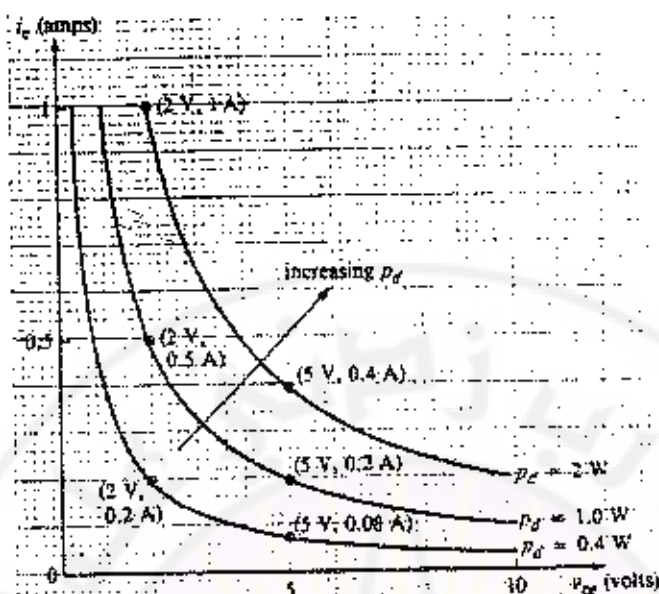
تعرف الاستطاعة بأنها نسبة استهلاك أو تبديد الطاقة خلال واحدة الزمن ($1 \text{ Watt} = 1 \text{ Joule/Second}$). ترتفع درجة حرارة الترانزستور إذا كانت نسبة تبديد الاستطاعة الحرارية أقل من نسبة الاستطاعة المتولدة فيه. تتحول الطاقة الكهربائية في العناصر الإلكترونية إلى طاقة حرارية بنسبة ما تعطى بالعلاقة ($P = IV$)، وبالتالي سترتفع درجة حرارة الترانزستور عندما لا يتم التخلص من هذه الطاقة الحرارية بنسب مقبولة. بما أن المواد نصف الناقلة تتلف عندما تتعرض لدرجات حرارة بحدود معينة، لذلك يمكن اعتبار أن مقدار درجة الحرارة يشكل المحدد (المتغير) الأساسي الذي يحدد قيم الاستطاعة التي يمكن للعنصر نصف الناقل أن يتعامل معها.

يحدد مصنعو الترانزستور عادة درجة حرارة الوصلة (Junction) وتبديد الاستطاعة الأعظميين المسموح بهما، واللذين يمكن للترانزستور أن يقاومهما قبل تلفه. يتم التعامل مع مقدار تبديد الاستطاعة الأعظمي المسموح

به كتابع لدرجة الحرارة المحيطة (Ambient Temperature) حيث يحدث تحويل معظم الطاقة الكهربائية إلى طاقة حرارية في الترانزستور الثنائي القطبية (BJT) في منطقة الوصلة. ذلك يعود بشكل أساسي إلى اعتماد نسبة تحرر الحرارة منها على درجة حرارة المنطقة التي تنتقل إليها الحرارة. بما أن الاستطاعة هي حاصل ضرب الجهد بالتيار، وبما أن تيار المجمع والباعث متساويان تقريباً، فذلك يؤدي إلى تبديد أعظمي للاستطاعة عند منطقة الاتصال حيث يكون فرق الجهد أكبر ما يمكن. عند عمل الترانزستور الطبيعي (بوصلة القاعدة المشتركة) تكون وصلة المجمع-القاعدة منحازة عكسياً بحيث يكون هبوط الجهد عليها كبيراً، بينما يكون هبوط الجهد صغيراً على وصلة القاعدة-الباعث المنحازة أمامياً. ولهذا تنتج معظم الحرارة المتولدة في الترانزستور عند وصلة المجمع-القاعدة. تعطى الاستطاعة الكلية المبذورة عند الوصلة بالعلاقة:

$$P_d = v_{ce} i_c + v_{be} i_e \approx (v_{ce} + v_{be}) i_c = v_{ce} i_c \quad (1-2)$$

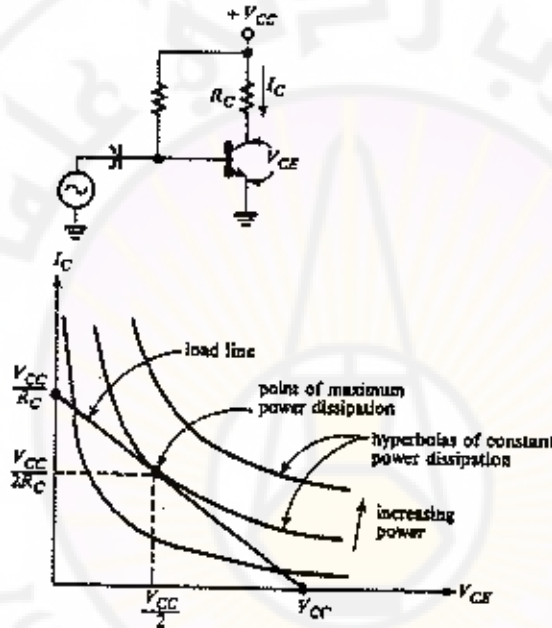
تمثل المعادلة (1-2) علاقة تبديد الاستطاعة الكلية للترانزستور والملائمة لجميع التطبيقات العملية. تُحل علاقة تبديد الاستطاعة بيانياً بالنسبة للمحورين $(i_c - v_{ce})$ من أجل قيم محددة للاستطاعة P_d ، والتي تكون عبارة عن قطوع زائدة (Hyperbolas). تتحرك القطوع الزائدة بعيداً عن المحور تبعاً لقيم P_d الأعلى، كما هو مبين في الشكل (1-2). حيث يمثل كل قطع زائد جميع التوافيق أو التركيبات (Combinations) الممكنة لـ $(i_c$ و $v_{ce})$ ، شريطة أن يكون جداؤها مساوياً لنفس قيم P_d .



شكل (٢-١) - رسوم بيانية بشكل قطوع زائفة تابعة للعلاقة $P_d = v_{ce} i_c$ من أجل عدة قيم لـ P_d .

يبين الشكل السابق نموذجاً لقيم إحداثيات $(i_c$ و $v_{ce})$ عند نقاط معينة على كل قطع زائد. يلاحظ تساوي حاصل ضرب قيم الإحداثيات من أجل كل النقاط التي تقع على نفس القطع الزائد. كما يُلاحظ أيضاً أن حاصل الضرب هذا يساوي إلى قيمة تبديد الاستطاعة المتوافقة مع القطع الزائد المعطى. أما الشكل (٢-٢) فيبين دائرة مكبر الباعث المشترك البسيط بالإضافة إلى خط حمله الساكن والمرسوم على المحورين $(i_c - v_{ce})$. كما يبين الشكل أيضاً مجموعة من القطوع الزائدة الموافقة لقيم مختلفة لمقدار تبديد الاستطاعة. يذكر هنا أن خط الحمل هذا يمثل جميع التوافيق الممكنة والموافقة لقيمة وحيدة ومحددة للمقاومة (R_c) . بما أن خرج المكبر يتغير استجابة للتغيرات إشارة الدخل، لذلك يخضع جهد وبتار المجمع كلاهما لتغيرات على طول خط الحمل، الذي يقطع بدوره عدة قطوع زائدة ممثلة لمقدار تبديد

الاستطاعة. من الواضح أن تبديد الاستطاعة يتغير تبعاً لتغيرات خرج المكبر، لذلك ومن أجل العمل السليم للمكبر، يجب أن يتوضع خط الحمل الساكن يساراً وإلى أسفل القطع الزائد الموافق لتبديد الاستطاعة الأعظمي المسموح به. عندما يحقق خط الحمل الساكن هذا المطلب، فإن توجد أية تركيبة ممكنة لجهد و تيار المجمع تعطي تبديداً للاستطاعة يفوق القيمة العظمى المسموح بها.



شكل (٢-٢) - خطوط الحمل والقطوع الزائدة لتبديد الاستطاعة الثابت.

يحدث تبديد الاستطاعة الأعظمي عند مركز خط الحمل عندما يكون $V_{CE} = V_{CC}/2$ و $I_C = V_{CC}/2R_C$ (كما في الشكل (2-1)). بحسب تبديد الاستطاعة بناءً على ما سبق من العلاقة:

$$P_d(\max) = \left(\frac{V_{CC}}{2} \right) \left(\frac{V_{CC}}{2R_C} \right) = \frac{V_{CC}^2}{4R_C} \quad (2-2)$$

لضمان توضع خط الحمل أسفل منحنى التبديد الأعظمي يجب أن نتحقق المتراجحة التالية :

$$\frac{V_{cc}^2}{4R_C} < P_d(\max) \quad (3-2)$$

حيث إن $P_d(\max)$ هي قيمة التبديد الأعظمي عند درجة حرارة الوسط المحيط التي تحدد من قبل المصنع. تضمن المتراجحة في العلاقة (3-2) إيجاد قيمة المقاومة R_C الصغرى المسموح بها، و ذلك من أجل القيم المعطاة لكل من V_{cc} و $P_d(\max)$:

$$R_C > \frac{V_{cc}^2}{4P_d(\max)} \quad (4-2)$$

مثال (1-2) :

يعمل المكبر المبين في الشكل (2-2) من أجل $V_{cc} = 20\text{ V}$ و $R_C = 1\text{ k}\Omega$.

- 1- ما نسبة تبديد الاستطاعة العظمي التي يعطيها الترانزستور ؟
- 2- إذا زادت درجة الحرارة المحيطية بحيث أدت إلى تخفيض تبديد الاستطاعة الأعظمي إلى النصف، فما القيمة الجديدة لـ R_C التي يجب أن تؤمن العمل السليم للمكبر ؟

الحل :

1- باستخدام المتراجحة في المعادلة (3-2) يكون لدينا :

$$P_d(\max) > \frac{V_{cc}^2}{4R_C} = \frac{(20)^2}{4(10^3)} = 0.1\text{ W}$$

- 2- عندما تُخفض نسبة التبديد إلى 0.05 W فإن القيمة العظمي المسموح بها لـ R_C هي :

$$R_C > \frac{V_{cc}^2}{4P_d(\max)} = \frac{(20)^2}{4(0.05)} = 2\text{ k}\Omega$$

٣- انتقال الحرارة في العناصر نصف الناقلة:

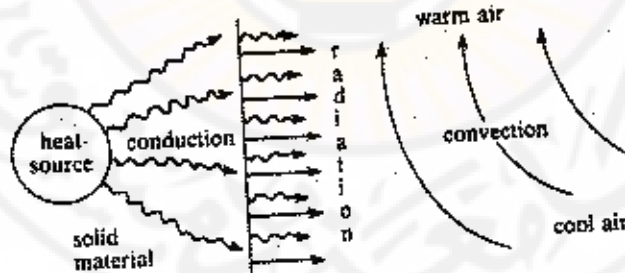
Heat transfer in semiconductor devices

٣-١- التوصيل والإشعاع والحمل :

Conduction, Radiation, and Convection

يتم انتقال الحرارة في الطبيعة وفقاً لآلية واحدة أو أكثر من ثلاث آليات أساسية تتمثل في التوصيل والإشعاع وأيضاً في الحمل كما هو موضح في الشكل (٣-٢). تتم آلية التوصيل بالمقابل عن طريق نقل الطاقة التي تكتسبها ذرات المادة عبر التسخين إلى ذرات أخرى ذات طاقة أقل، وذلك في المنطقة الأبرد من المادة. يمكن تشبيه التوصيل على أنه عملية الجريان الحراري من النهاية المسخنة لقضيب معدني نحو الجهة الأبرد منه. وهي العملية نفسها التي تنتقل بواسطتها الحرارة من عنصر التسخين إلى إبريق الشاي مثلاً، ومنه إلى الماء الذي يحتويه.

أما إشعاع الحرارة فمشابه تماماً لأشكال الإشعاع الأخرى وهو بالتأكيد لا يتطلب وجود وسط فيزيائي بين منبع الحرارة ومستقبلها، وهذا ما يحدث لانتقال الحرارة المشعة من الشمس إلى الأرض عبر الفضاء الخارجي.



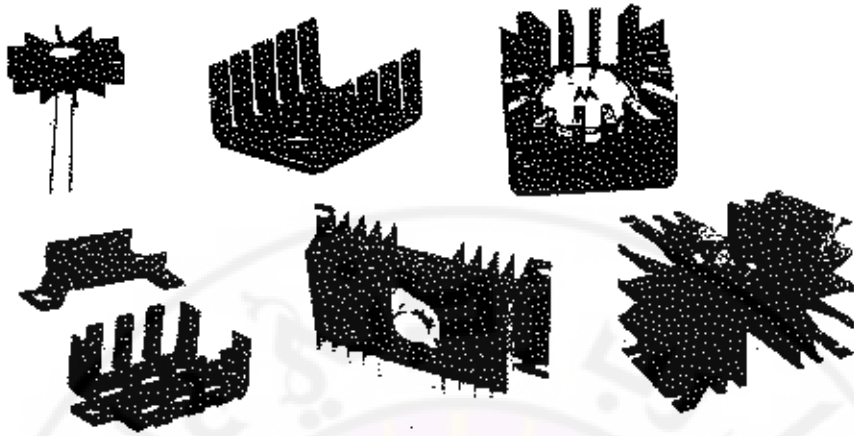
شكل (٣-٢)- مثال يبين انتقال الحرارة بالتوصيل والإشعاع والحمل.

أما الحمل الحراري فيحدث عندما يتحرك الوسط الفيزيائي المسخن بالتوصيل أو الإشعاع بعيداً عن منبع الحرارة. بمعنى أنه يُزاح بواسطة

الوسط الأبرد وهذا ما يؤدي إلى مزيد من الإشعاع أو التوصيل. كما يحدث في حالتي الحمل الطبيعي والحمل الجبري، حيث يرتفع في الأول الهواء الساخن ويحل محله الهواء البارد من الأسفل، بينما تتم عملية الحمل في الحالة الثانية باستخدام مروحة لدفع الهواء بعيداً عن السطح المسخن.

تُبرّد العناصر نصف الناقل باستخدام الآليات الثلاث السابقة، حيث يتم توصيل الطاقة الحرارية من الوصلة عبر المادة نصف الناقل ثم إلى الغلاف، ومن ثم تشع إلى الوسط المحيط عبر سطح الغلاف. ثم تحدث عملية التبريد بالحمل، وذلك لأن تسخين الهواء المحيط يؤدي إلى جريان للهواء حول العنصر نصف الناقل. يتم عادة أخذ العديد من القياسات الحرارية من أجل تعزيز عملية انتقال الحرارة وفقاً للآليات الثلاث السابقة. فمثلاً لتحسين آلية التوصيل يتم صنع تماس فيزيائي جيد بين الوصلة والغلاف المعدني للعنصر بحد ذاته أو في نطاقه. يوصل المجمع في ترانزستورات الاستطاعة مباشرة مع الغلاف، بحيث يصبح الاثنان كأنهما شيء واحد، وهذا يؤدي إلى جعل درجة حرارتهما واحدة تقريباً.

لتحسين توصيل وإشعاع الطاقة الحرارية من الغلاف إلى الهواء المحيط عادة ما يتم تزويد عناصر الاستطاعة بمصرفات للطاقة الحرارية (Heat Sinks). تربط هذه المصرفات مع العنصر المراد تبريده، ثم توصل الطاقة الحرارية خارجاً إلى جُتِحات التبريد، وهذا ما يؤدي إلى زيادة المساحة السطحية الكلية، حيث يمكن لآلية التوصيل و الإشعاع إلى الهواء في هذه الحالة أن تؤدي دورهما (كما في الشكل (٢-٤)). أخيراً يُحسن التبريد الحُملي باستخدام المراوح التي تنفخ الهواء البارد على سطح الغلاف وعلى مصرف الحرارة.



شكل (٢-٤) - مصرفات الحرارة النموذجية.

٢-٣ - المقاومة الحرارية : Thermal Resistance

إن جريان الطاقة الحرارية بواسطة التوصيل يشابه إلى حد بعيد عملية توصيل الشحنة الكهربائية (التيار). يُذكر هنا أن التيار هو عبارة عن معدل جريان الشحنة الذي يتناسب مع فرق الجهد المطبق على المقاومة. بشكل مشابه لذلك، فإن الاستطاعة هي عبارة عن معدل جريان الطاقة الحرارية، التي تتناسب مع فرق درجتي الحرارة عبر المنطقة التي توصل الحرارة. يمكن أن نعتبر أن أي عائق لجريان الحرارة على أنه مقاومة حرارية (θ). وبالتالي يتناسب معدل جريان الطاقة الحرارية طردياً مع فرق درجتي الحرارة وعكساً مع المقاومة الحرارية :

$$P = \Delta T / \theta = (T_2 - T_1) / \theta \quad \text{J/S or W} \quad (٥-٢)$$

تملك المواد العازلة مثل الخشب مقاومات حرارية كبيرة، أما المعادن فتعتبر مقاومتها الحرارية صغيرة. يمكن ملاحظة التشابه بين المعادلة (٥-٢) مع قانون أوم : $I = (V_2 - V_1) / R$. يحل هذه المعادلة من أجل θ ، نحصل على العلاقة المكافئة التالية والتي تسمح لنا بتحديد واحدات المقاومة الحرارية:

$$\theta = (T_2 - T_1) / P \text{ degrees/watt} \quad (٦-٢)$$

تنتقل الحرارة في مكبر الاستطاعة باستخدام أنواع مختلفة من المواد والمغابرة لتلك المواد المذكورة آنفاً (الخشب أو المعدن)، حيث تعطي هذه المواد قيماً مختلفة للمقاومة الحرارية. تعامل هذه المواد عادة كدائرات كهربائية تسلسلية، حيث يتم جمع المقاومات الحرارية عند حساب الجريان الحراري الكلي عبر النظام، أو حساب درجات الحرارة عند نقاط متعددة في النظام.

مثال (٢-٢) :

تبدد وصلة القاعدة-المجمع لترانزستور ما استطاعة قدرها (2 W). حيث إن المقاومة الحرارية من الوصلة إلى الغلاف تساوي (8 °C/W)، بينما تساوي المقاومة الحرارية من الغلاف إلى الهواء القيمة (20 °C/W). أما درجة الحرارة المحيطية فتساوي (25 °C)، احسب :

١- درجة حرارة الوصلة.

٢- درجة حرارة الغلاف.

الحل :

١- إن المقاومة الحرارية الكلية بين الوصلة والوسط المحيط تساوي مجموع المقاومات الحرارية من الوصلة إلى الغلاف، ومن الغلاف إلى الوسط المحيط :

$$\theta_T = \theta_{JC} + \theta_{CA} = 8 \text{ } ^\circ\text{C/W} + 20 \text{ } ^\circ\text{C/W} = 28 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

بناءً عليه يمكن حساب درجة الوصلة $T_2 = T_J$ باستخدام المعادلة (2-5)

حيث يرمز لدرجة حرارة الوسط المحيط بالرمز $T_1 = T_A$:

$$T_J - T_A = P \theta_T \Rightarrow$$

$$T_J = P \theta_T + T_A = (2 \text{ W})(28 \text{ } ^\circ\text{C/W}) + 25 \text{ } ^\circ\text{C} = 81 \text{ } ^\circ\text{C}$$

٢- بما أن معدل الجريان الحراري P ثابت عبر البنية التسلسلية إذا:

$$T_j - T_c = P \theta_{jc}$$

$$T_c = T_j - P \theta_{jc} = 81^\circ\text{C} - (2\text{ W})(8^\circ\text{C/W}) = 65^\circ\text{C}$$

عادة ما يتم استخدام شحم سيليكوني خاص، مثلاً بين الغلاف ومصرف الحرارة، وذلك لتخفيض المقاومة الحرارية وبالتالي تحسين التوصيلية الحرارية. تُستعمل حلقات الميكا (Mica washers) لعزل الغلاف وكصرف الحرارة كهربائياً مع تحسين التوصيلة الحرارية، وذلك عندما يكون الغلاف موصولاً كهربائياً مع أحد أطراف الترانزستور مثل المجمع. تعطي هذه الحلقة مقاومة حرارية إضافية لمسير جريان الحرارة بين الغلاف ومصرف الحرارة، وتؤخذ بعين الاعتبار أثناء حساب الجريان الحراري.

يتم تحديد قيم المقاومات الحرارية للأنواع المختلفة من مصرفات الحرارة والحلقات والمعادن من معطيات التصنيع المنشورة. كما يتم حساب جميع معطيات التصنيع وفقاً لما يسمى بالمقاومة الحرارية (ρ Thermal Resistivity) ذات الوحدات القياسية ($^\circ\text{C.in/W}$ أو $^\circ\text{C.m/W}$). تحسب المقاومة الحرارية من المعادلة:

$$\theta = \rho t / A \quad ^\circ\text{C/W} \quad (٧-٢)$$

حيث إن ρ هي المقاومة الحرارية للمادة، و t هي ثخانة المادة، أما A فهي مساحة المادة. مثلاً القيمة النموذجية لـ ρ لمادة الميكا تساوي (66°C.in/W)، ولذا تكون المقاومة الحرارية لحلقة الميكا ذات الثخانة ($t = 0.002\text{ in}$) والمساحة السطحية ($A = 0.6\text{ in}^2$) مساوية:

$$\theta = (66^\circ\text{C.in/W})(2 \times 10^{-3}\text{ in}) / (0.6\text{ in}^2) = 0.22^\circ\text{C/W}$$

مثال (٣-٢):

لنكن درجة الحرارة العظمى المسموح بها لوصلة ترانزستور استطاعة

محدد مساوية (150°C). يُرغب بأن يعمل هذا الترانزستور بتبديد استطاعة قدرها (15 W) عند درجة حرارة محيطية مساوية (40°C). أما المقاومات الحرارية فتساوي: $\theta_{JC} = 0.5^{\circ}\text{C/W}$ (من الوصلة إلى الغلاف) و $\theta_{CA} = 10^{\circ}\text{C/W}$ (من الغلاف إلى الوسط المحيط).

١- بين فيما إذا كان يتوجب استعمال مصصرف حراري من أجل المعطيات السابقة.

٢- إذا كان من اللازم استخدام المصصرف الحراري، فحدد المقاومة الحرارية العظمى في هذه الحالة. افرض أن المقاومة الحرارية لحققة الميكا تساوي ($\theta_H = 0.5^{\circ}\text{C/W}$) والتي يجب استخدامها بين الغلاف والمصرف الحراري.

الحل :

$$\theta_T = \theta_{JC} + \theta_{CA} = 0.5^{\circ}\text{C/W} + 10^{\circ}\text{C/W} = 10.5^{\circ}\text{C/W} \quad -1$$

$$T_J - T_A = \theta_T P = (10.5^{\circ}\text{C/W}) (15\text{ W}) = 157.5^{\circ}\text{C}$$

$$T_J = 157.5^{\circ}\text{C} + T_A = 157.5^{\circ}\text{C} + 40^{\circ}\text{C} = 197.5^{\circ}\text{C}$$

باعتبار أن درجة حرارة الوصلة هي (197.5°C) و تتعدى القيمة العظمى المسموح بها والمساوية إلى (150°C)، لذلك فمن الضروري استخدام مصصرف (مشع) حراري لإنقاص المقاومة الحرارية الكلية.

٢- يمكن إيجاد المقاومة الحرارية الكلية العظمى وذلك بأخذ $T_J = 150^{\circ}\text{C}$:

$$\theta_T = (T_J - T_A) / P = (150 - 40)^{\circ}\text{C} / (15\text{ W}) = 7.33^{\circ}\text{C/W}$$

نأخذ المقاومة الحرارية للمصرف (T_H) مكان المقاومة الحرارية بين الغلاف والوسط المحيط (T_{CA}) والموضحة في الطلب الأول. إذاً يمكن حساب θ_T بعد الأخذ بعين الاعتبار المقاومة الحرارية للحققة:

$$\theta_T = \theta_{JC} + \theta_W + \theta_H \Rightarrow$$

$$\theta_H = \theta_T - \theta_{JC} - \theta_W = (7.33 - 1.0) ^\circ C/W = 6.33 ^\circ C/W$$

٣-٣- التدهور (التراجع) : Derating

يحدد تبديد الاستطاعة الأعظمي المسموح به من قبل الصانع عند درجة حرارة معينة للعلبة أو حتى للوسط المحيط. مثلاً لتكون قيمة تبديد الاستطاعة الأعظمي لترانزيستور استطاعة محدد يساوي (10 W) عند درجة حرارة محيطية (25 °C). أما من أجل ترانزيستور آخر فتساوي (20 W) عند درجة حرارة الغلاف ذات القيمة (50 °C). مما سبق يتبين أن كل ترانزيستور يستطيع تبديد استطاعة محددة عند درجات حرارة أعلى من أو مساوية لدرجة الحرارة المعطاة، شريطة ألا تكون أكبر من درجة الحرارة العظمى المسموح بها. يتناقض تبديد الاستطاعة الأعظمي المسموح به كتابع لدرجة الحرارة عندما تزداد الأخيرة فوق القيمة المعطاة. يُدعى النقصان في تبديد الاستطاعة المسموح به عند درجات الحرارة المرفوعة (Elevated Temperatures) التدهور أو تراجع المواصفات. وهنا أيضاً يحدد المصنع معامل التراجع D (Derating factor) ذي الوحدة (W/°C)، والذي يُستعمل لإيجاد تراجع التبديد فوق درجة حرارة معينة. لتوضيح مفهوم التراجع، لنفرض ترانزيستوراً محدداً ذا تبديد مقدّر أعظمي (Maximum Rated dissipation) يساوي (20 W) عند درجة حرارة محيطية (25 °C)، أما معامل التراجع فيساوي (100 mW/°C) عند درجات حرارة فوق (25 °C). إذاً فإن التبديد الأعظمي المسموح به عند درجة الحرارة (100 °C) يساوي :

$$P_d(\max) = (T_2 - T_1) \text{ (معامل التراجع)} - (\text{التبديد المقدّر عند } T_1) \quad (٨-٢)$$

$$= (20 \text{ W}) - (75^\circ \text{C})(100 \text{ mW}/^\circ \text{C}) = (20 \text{ W}) - (7.5 \text{ W}) = 12.5 \text{ W}$$

مثال (٢-٤) :

ليكن التبريد المقدّر الأعظمي لعنصر نصف ناقل ما مساوياً (5 W) عند درجة حرارة الغلاف (50 °C)، بحيث يجب أن يتناقص التبريد فوق (50 °C) درجة حرارة الغلاف. أما المقاومة الحرارية من الغلاف إلى الوسط المحيط فتساوي (5 °C/W) :

١- هل يستطيع هذا العنصر العمل عند تبريد مساوٍ (5 W) بدون تبريد خارجي (باستخدام مصروف حراري خارجي أو مروحة)، وذلك عندما تكون درجة الحرارة المحيطة مساوية (40 °C) ؟

٢- إذا كان الجواب لا، فما التبريد الأعظمي المسموح به مع عدم استخدام التبريد الخارجي عند درجة الحرارة المحيطة (40 °C) ؟

٣- ما قيمة معامل التراجع (D) الذي يجب أن يطبق على هذا العنصر مقدراً بالواط لكل درجة حرارة محيطية ؟

الحل :

١- لنحدد درجة حرارة الغلاف من أجل درجة الحرارة المحيطة المساوية (40 °C) :

$$T_c = T_a - \theta_{ca} P = 40^\circ \text{C} - (5^\circ \text{C}/\text{W})(5 \text{ W}) = 65^\circ \text{C}$$

وباعتبار أن درجة حرارة الغلاف تفوق (50 °C) فإنه لا يسمح بتبريد الاستطاعة (5 W) ككل عندما تكون درجة الحرارة المحيطة مساوية 40 °C.

٢- التبريد المتراجع (Derated dissipation) عند (T_a = 40 °C) يساوي :

$$P_a(\text{max}) = (T_c - T_a) / \theta = (50 - 40)^\circ \text{C} / (5^\circ \text{C}/\text{W}) = 2 \text{ W}$$

٣- يجب أولاً إيجاد درجة الحرارة المحيطية العظمى التي يستطيع عندها العنصر أن يبدد (5W) عندما تكون درجة حرارة الغلاف (50°C):

$$T_a = 50 - 25 = 25^{\circ}\text{C} \Rightarrow 5W = (50^{\circ}\text{C} - T_a) / (5^{\circ}\text{C/W})$$

إذاً التراجع سيكون ضرورياً عندما تتجاوز درجة الحرارة المحيطية الدرجة 25°C . لنحسب معامل التراجع D عندما تكون:

$$P_d(\text{max}) = (5W) - (T_a - 25)D$$

$$D = (5 - 2)W / (40 - 25)^{\circ}\text{C} = 0.2\text{W}/^{\circ}\text{C}$$

٣-٤ - تبديد الاستطاعة في الدارات المتكاملة:

Power dissipation in integrated circuits

تطبق كل مفاهيم انتقال الحرارة الموصوفة سابقاً لأدوات الاستطاعة بشكل مشابه على الدارات المتكاملة بما فيها مفهوم النقصان النسبي. من المعلوم أنه لا يمكن تحديد درجة حرارة الوصلة العظمى في الدارة المتكاملة ولكن يمكن تحديد درجة حرارة الدارة المتكاملة ككل وأيضاً درجة حرارة الغلاف. هناك العديد من الدارات المتكاملة متوافرة في الأسواق بأغلفة مختلفة، وهذا يؤدي إلى اعتماد تبديد الاستطاعة المقدّر بشكل أساسي على نوع الأغلفة المستخدمة. مثلاً نبين خواص المكبر العمليتي $\mu\text{A}741$ أن التبديد الأعظمي يساوي 500mW من أجل التشغيل المعدلي و 310mW من أجل DIP و 750mW من أجل Flatpak. تتطلب هذه المواصفات استخدام معاملات التراجع فوق 75°C للوسط المحيط، مع اعتماد اختلاف المعاملات على نوع الغلاف.

يمكن حساب تبديد الاستطاعة الكلي للدارة المتكاملة بقياس التيار المستجر من كل من جهد التغذية المستخدم في تطبيق معين وحساب الناتج لكل تيار بالنسبة للجهد المعتبر. مثلاً إذا كان مكبر عمليتي يعمل على جهد تغذية

مستمر مساوياً $\pm 15V$ يستجر تياراً بمقدار $10mA$ من منبع تغذية موجب و $8mA$ من منبع تغذية سالب، إذا التبديد الكلي يساوي :

$$P_d = (15V)(10mA) + (15V)(8mA) = 270mW$$

٤- أصناف المكبرات ومردودها :

Amplifier classes and efficiency

٤-١-٤ - مكبرات الصنف A : Class-A amplifier

تُصمم مكبرات الإشارة الصغيرة عادة بحيث يستجيب جهد خرجها لجهود الدخل السالبة و الموجبة معاً، أي أن المكبرات المنحازة التي تعمل بشكل طبيعي، لا يمكن أبداً أن يكون خرجها بحالة إشباع أو حالة قطع. يُدعى المكبر الذي يملك مثل تلك الخاصية بالمكبر من الصنف A. بمعنى آخر يكون المكبر من الصنف A إذا بقي خرجة في المنطقة الفعالة أثناء دورة كاملة (أو دور واحد كلي) لإشارة الدخل الجيبية. يبين الشكل (٢-٥) مكبراً نموذجياً من الصنف A، مع شكلي موجتي دخله وخرجه. في هذه الحالة ينحاز الترانزستور عند القيمة $V_{CE} = V_{CC}/2$ ، والموجودة في منتصف المسافة بين منطقتي الإشباع و القطع، و التي تسمح بتأرجح أعظمي لجهد الخرج. يجب ملاحظة أن جهد الخرج يمكن أن يتغير تقريباً من القمة إلى القمة على كامل جهد التغذية V_{CC} . يبقى خرج الترانزستور في المنطقة الخطية لمنحني الخواص من أجل الدورة الكاملة لموجة الدخل الجيبية.

٤-١-١-٤ - مردود الصنف A : Efficiency

يعرف مردود مكبر الاستطاعة أنه :

$$\eta = \frac{\text{استطاعة الإشارة المتوسطة المرسلة إلى الحمل}}{\text{الاستطاعة المتوسطة المستجدة من منابع التغذية المستمرة}} \quad (٢-٩)$$

يمثل بسط المعادلة (٩-٢) الاستطاعة المتوسطة للإشارة أي الاستطاعة المتأوبة المتوسطة (Average ac power)، باستثناء أي من المركبات المستمرة أو مركبات الانحياز في الحمل. تحسب الاستطاعة المتأوبة المتوسطة لإشارات الجهود و التيارات الجيبية باستخدام أي من العلاقات التالية:

$$P = V_{rms} I_{rms} = V_p I_p / 2 = V_{pp} I_{pp} / 8 \quad (١٠-٢)$$

$$P = I_{rms}^2 R = I_p^2 R / 2 = I_{pp}^2 R / 8 \quad (١١-٢)$$

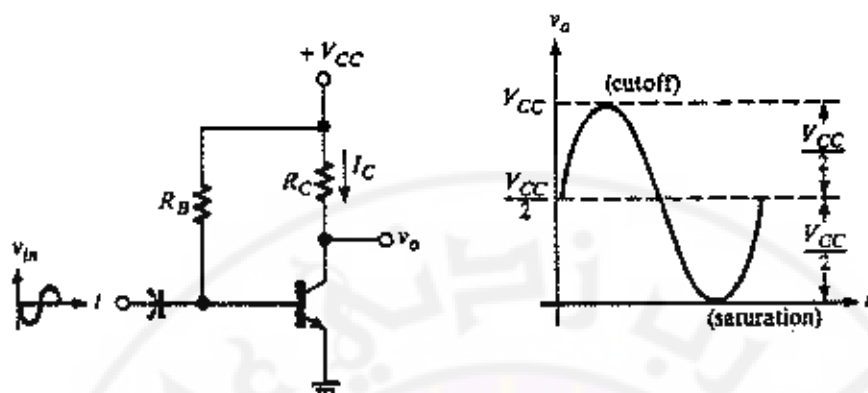
$$P = V_{rms}^2 / R = V_p^2 / 2R = V_{pp}^2 / 8R \quad (١٢-٢)$$

حيث تعبر الرموز السفلى P و PP عن القمة و من القمة إلى القمة على التوالي.

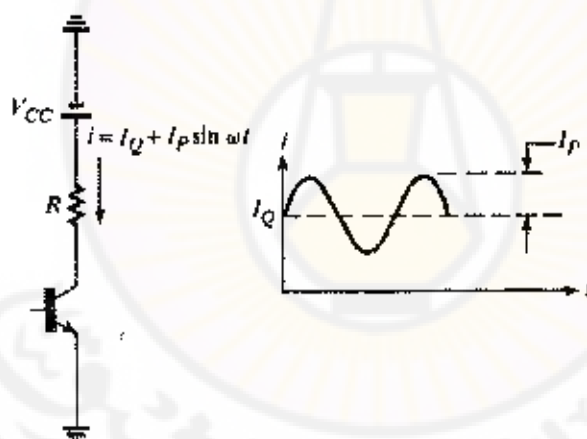
كنتيجة لتعريف المردود (المعادلة (٩-٢))، فإن مردود المكبر ذي الصنف A يساوي الصفر عند عدم تطبيق أي إشارة على الدخل (يقال عن المكبر أنه في حالة توقف (Standby) عندما لا تطبق أي إشارة على دخله). تستخرج المعادلة العامة لمردود مكبر الصنف A الموضح في الشكل (٥-٢)، بعد إهمال الاستطاعة الصغيرة المبددة في دائرة انحياز القاعدة (أي الاستطاعة في جهة الدخل) : $V_{be} i_b + I_B^2 R_B$. يبين الشكل (٦-٢) الجهود والتيارات المستخدمة في هذا التحليل، حيث تعتبر المقاومة R كحمل للدائرة. يمثل الشكل السابق البنية العامة لمكبر الصنف A المغذى تسلسلياً، وسنعتبر لاحقاً أن ربط الأحمال يتم بواسطة مكثف أو محول.

تكون الاستطاعة اللحظية من منبع التغذية المستمرة مساوية :

$$P_s(t) = V_{cc} i = V_{cc} (I_Q + I_p \sin \omega t) = V_{cc} I_Q + V_{cc} I_p \sin \omega t \quad (١٣-٢)$$



شكل (٢-٥) - بقاء خرج مكبر الصنف A في المنطقة الفعالة خلال دور كامل لإشارة الدخل الجيبية. في هذا المثال يكون خرج الترانزستور منحازاً وسطياً بين منطقتي الإشباع والقطع.



شكل (٢-٦) - التيارات والجهود المستعملة لاستنتاج علاقة المردود لمكبر الصنف A المفذى تسلسلياً.

وباعتبار أن القيمة المتوسطة للحد الجيبى تساوي الصفر، فإن الاستطاعة المتوسطة لمنبع التغذية المستمرة تساوي :

$$P_s = V_{CC} I_Q \quad (٢-١٤)$$

تُحسب الاستطاعة المتوسطة لإشارة مارة في مقاومة الحمل R باستخدام المعادلة (١١-٢) :

$$P_R = I_p^2 R / 2 \quad (١٥-٢)$$

أما قيمة المردود فتحسب من المعادلة (٩-٢) :

$$\eta = P_R / P_s = I_p^2 R / (2 V_{cc} I_Q) \quad (١٦-٢)$$

يُلاحظ أن المردود يساوي الصفر عند عدم تطبيق أي إشارة على الدخل ($I_p = 0$)، ويرتفع كلما ازداد مستوى ذروة (أو قمة) الإشارة. يمكن الحصول على القيمة العظمى للمردود من أجل القيمة العظمى المسموح بها للتيار (I_m) بدون أي تشويه، وذلك عندما تكون نقطة الانحياز (أو نقطة العمل) في منتصف خط الحمل، بحيث يكون التيار الساكن مساوياً لنصف تيار الإشباع (كما هو موضح في الشكل (٢-٢)). يمكن لتيار الخرج عندها أن يتأرجح خلال المدى الكلي من الصفر وحتى A (V_{cc} / R) بدون حدوث أي تشويه (أو ما يسمى بتحديد المستوى (القص)). بالتالي فإن تيار القمة الأعظمي في هذه الحالة يساوي نصف تيار الإشباع:

$$I_Q = I_p(\max) = V_{cc} / 2R \quad (١٧-٢)$$

يمكن إيجاد قيمة المردود الأعظمي المسموح به لمكبر الصنف A المغذى تسلسلياً وذلك بتعويض المعادلة (١٧-٢) في المعادلة (١٦-٢) :

$$\eta(\max) = \frac{(V_{cc} / 2R)^2 R}{2 V_{cc} (V_{cc} / 2R)} = 0.25 \quad (١٨-٢)$$

تبين هذه النتيجة صغر قيمة أعظم مردود يمكن الحصول عليه من مكبر الصنف A المغذى تسلسلياً، حيث يتم عند شروط العمل المثلى نقل ربع الطاقة الكلية المستهلكة في الدارة فقط. من أجل ذلك لا يستخدم مكبر الصنف A بشكل واسع في التطبيقات ذات الاستطاعات العالية. أما الميزة الأساسية

لهذا المكبر فتكمن في أنه يُنتج تشويهات بسيطة في الإشارة، مقارنة مع بقية أصناف المكبرات ذات المردود الأعلى التي ستدرس لاحقاً. يمكن التمييز بين مكبرات الاستطاعة أيضاً باستخدام ما يُسمى مردود المجمع، والذي يربط ما بين استطاعة الإشارة والاستطاعة الكلية المبذوبة عند المجمع. تعود أهمية استخدام هذه الطريقة إلى حقيقة أن حجم مكبر الخرج نفسه والأدوات المستخدمة في تبريده يمثل الجزء الأساسي من حجم مكبر الاستطاعة وبالتالي من سعره. بناءً عليه يُفضل العمل على تكبير نسبة استطاعة الإشارة في الحمل إلى الاستطاعة المستهلكة في المكبر. يُعرف مردود المجمع أنه :

$$\eta_c = \frac{\text{استطاعة الإشارة المتوسطة المسلمة إلى الحمل}}{\text{الاستطاعة المتوسطة المبذوبة عند المجمع}} \quad (١٩-٢)$$

أما الاستطاعة المتوسطة المبذوبة عند مجمع مكبر الصنف A (P_C) فتساوي جداء الجهد والتيار المستمرين :

$$P_C = V_Q I_Q = (V_{CC} - I_Q R) I_Q \quad (٢٠-٢)$$

إذاً فإن مردود المجمع يساوي:

$$\eta_c = \frac{I_P^2 R / 2}{(V_{CC} - I_Q R) I_Q} \quad (٢١-٢)$$

يمكن الحصول على القيمة العظمى للمردود (η_c) عندما تكون قيمة (I_P) أكبر ما يمكن:

$$I_P = I_Q = V_{CC} / (2R)$$

وبالتالي فإن :

$$\eta_c (\max) = \frac{(V_{CC} / 2R)^2 (R/2)}{(V_{CC} - V_{CC} / 2) (V_{CC} / 2R)} = 0.5 \quad (٢٢-٢)$$

يبين الشكل (٧-٢) جزء الخرج لمكبر الصنف A مع الحمل (R_L) المربوط بمكثف، بالإضافة إلى خطي الحمل الساكن و المتناوب.

تكون الاستطاعة المتوسطة الممسلة إلى الحمل في هذه الحالة مساوية :

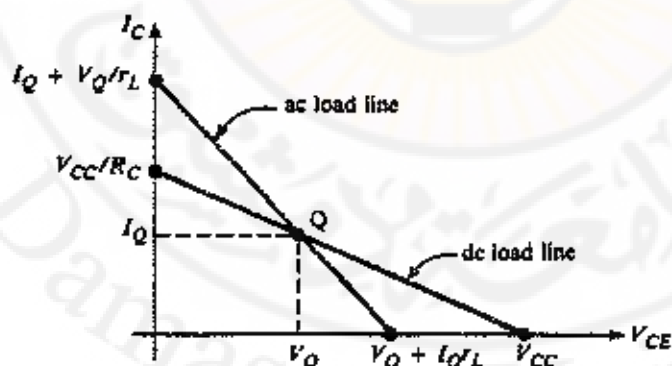
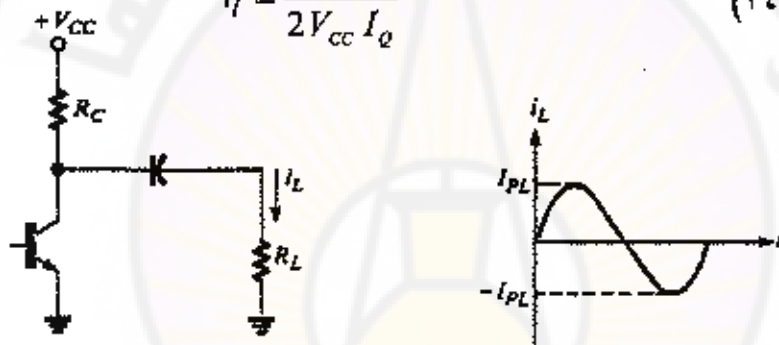
$$P_L = I_{PL}^2 R_L / 2 \quad (٢٣-٢)$$

حيث إن I_{PL} هي قيمة تيار الحمل المتناوب عند القمة.

يمكن حساب الاستطاعة المتوسطة بنفس الطريقة المتبعة من أجل المكبر

المغذى تسلسلياً بحيث أن : $P_S = V_{CC} I_Q$ ، ويكون عندها المردود :

$$\eta = \frac{I_{PL} R_L}{2 V_{CC} I_Q} \quad (٢٤-٢)$$



شكل (٧-٢) - مكبر الصنف A المربوط تسلسلياً (بمكثف) مع الحمل R_L .

كما هو الحال في المكبر المغذى تسلسلياً، فإن المردود هنا أيضاً يساوي الصفر عند عدم تطبيق أي إشارة في الدخل (الوضع الاحتياطي (التوقف) Standby)، وتتغير قيمته بتغير قيمة تيار الحمل I_{PL} .

من المعروف أنه يمكن الحصول على تارجح خرج أعظمي بجعل نقطة العمل متمركزة في منتصف خط الحمل المتناوب أي :

$$I_Q = V_{CC} / (R_C + r_L) \quad (2-25)$$

وبالتالي فإن قيمة ذروة تيار المجمع من أجل تلك الشروط تساوي $V_{CC} / (R_C + R_L)$. يمكن حساب قيمة تيار المجمع المار في المقاومة (R_L) ، وذلك باستخدام قانون مجزئ التيار وبإهمال مقاومة خرج الترانزستور :

$$I_{PL} = \left(\frac{V_{CC}}{R_C + r_L} \right) \left(\frac{R_C}{R_C + R_L} \right) \quad (2-26)$$

أما الاستطاعة المتناوبة المتوسطة لمقاومة الحمل فتساوي :

$$P_L = \frac{I_{PL}^2 R_L}{2} = \left[\left(\frac{V_{CC}}{R_C + r_L} \right) \left(\frac{R_C}{R_C + R_L} \right) \right]^2 (R_L / 2) \quad (2-27)$$

بينما تكون الاستطاعة المتوسطة المغذاة من الم منبع المستمر مساوية :

$$P_S = V_{CC} I_Q = V_{CC}^2 / (R_C + r_L) \quad (2-28)$$

بناءً عليه فإن مردود المكبر المدروس عند الخرج الأعظمي غير المشوه يساوي :

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\left[\left(V_{CC} / (R_C + r_L) \right) \left(R_C / (R_C + R_L) \right) \right]^2 R_L}{2 (V_{CC}^2 / (R_C + r_L))} \quad (2-29)$$

بتبسيط المعادلة الأخيرة نحصل على :

$$\eta = \frac{R_C R_L}{2(R_C + 2R_L)(R_C + R_L)} = \frac{r_l}{2(R_C + 2R_L)} \quad (٣٠-٢)$$

تبين المعادلة (٣٠-٢) اعتماد المردود بشكل أساسي على قيم R_C و R_L . عملياً تكون قيمة R_L محددة ومعروفة كمقاومة للحمل، بينما تُختار قيمة R_C من قبل المصمم.

يمكن الحصول على القيمة العظمى للمردود باشتقاق المعادلة (٣٠-٢) بالنسبة إلى R_C ثم تعويض القيمة :

$$R_C = \sqrt{2} R_L \quad (٣١-٢)$$

وبالتالي تكون القيمة العظمى للمردود مساوية :

$$\eta (\max) = 0.0858 \quad (٣٢-٢)$$

هناك معيار آخر لاختيار (R_C) الذي يعتمد بشكل أساسي على قيمة (R_C) التي تؤمن نقل الاستطاعة الأعظمية إلى الحمل. يحدث انتقال الاستطاعة الأعظمي عندما تكون $R_C = R_L = R$ ، وذلك بعد إهمال مقاومة خرج الترانزستور. إذاً يكون المردود الأعظمي الناتج عن الانتقال الأعظمي للاستطاعة (بعد أن يؤخذ بالاعتبار الشرط السابق) مساوياً :

$$\eta (\max) = 0.0833 \quad (\text{الانتقال الأعظمي للاستطاعة}) \quad (٣٣-٢)$$

يلاحظ مما سبق، أن المردود في حالة الانتقال الأعظمي للاستطاعة يكون أقل من المردود المحسوب لو تم إهمال هذا الشرط. على كل فإنه في كلتا الحالتين يكون المردود بشكل عام أقل من مردود مكبر الصنف A المغذى تسلسلياً.

مثال (٥-٢) :

ينحاز مكبر الصنف A المبين في الشكل (٨-٢) عند $V_{CE} = 12 \text{ V}$.

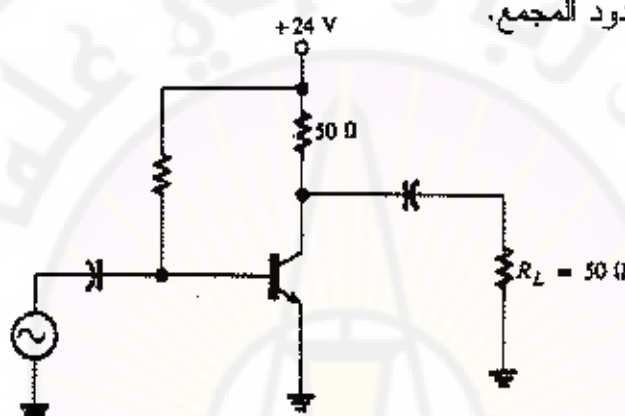
وباعتبار أن جهد الخرج هو الجهد الأعظمي الممكن الحصول عليه بدون تشويه، أوجد :

١- الاستطاعة المتوسطة من منبع التغذية المستمرة.

٢- الاستطاعة المتوسطة المسلمة إلى الحمل.

٣- المردود.

٤- مردود المجمع.



شكل (٢-٨) - مكبر الصنف A للمثال (٢-٥).

الحل :

$$I_Q = (V_{CC} - V_Q) / R_C = (24 - 12) / 50 = 0.24 \text{ A} \quad \text{١-}$$

$$P_s = V_{CC} I_Q = (24 \text{ V})(0.24 \text{ A}) = 5.76 \text{ W}$$

٢- كما هو مبين في الشكل (٢-٧)، فإن القيمة العظمى لذروة جهد الخرج

تكون من أجل القيم الصغرى لكل من V_Q و $I_Q r_c$.

في هذه الحالة يكون $V_Q = 12 \text{ V}$ و $I_Q r_c = (0.24 \text{ A})(50 \parallel 50) = 6 \text{ V}$ ،

إذاً فإن قيمة ذروة جهد الخرج غير المشوه تساوي 6 V ، و تكون قيمة

الاستطاعة المتناوبة المسلمة إلى مقاومة الحمل 50Ω :

$$P_L = V_{PL}^2 / (2R_L) = 6^2 / 100 = 0.36 \text{ W}$$

$$\eta = P_L / P_s = 0.36 / 5.76 = 0.0625 \quad -3$$

يُلاحظ هنا أن قيمة المردود أقل من قيمة المردود النظري، بسبب أن نقطة العمل (الانحياز) تسمح فقط بتأرجح يساوي $\pm 6 \text{ V}$.
كتمرين : أوجد القيمة الساكنة التي تعطي التأرجح الأعظمي ثم احسب المردود بناءً على ذلك.

٤- تكون الاستطاعة المتوسطة المبددة عند المجمع مساوية :

$$P_c = V_o I_o = (12)(0.24) = 2.88 \text{ W}$$

$$\eta = P_L / P_c = 0.36 / 2.88 = 0.125 \quad \text{وبالتالي :}$$

٤-١-٢- مكبرات الصنف A المترابطة بمحول:

Transformer-coupled Class-A Amplifier

تُستعمل المحولات لربط مكبرات الاستطاعة مع أحمالها وهي غالباً ما تُدعى محولات الخرج. تملك المحولات نفس ميزات تطبيقات الربط الأخرى، فهي تؤمن الفرصة لتحقيق مواعمة الممانعات من أجل نقل الاستطاعة الأعظمي، بالإضافة إلى ذلك فهي تمنع مرور التيار المستمر في الحمل.

يبين الشكل (٢-٩) محولاً استخدم لربط خرج الترانزيستور مع الحمل R_L ، بالإضافة إلى خطي الحمل الساكن و المتناوب للمكبر. نفرض في هذه الحالة أن مقاومة الملف الأولي للتيار المستمر صغيرة جداً، لذا فإن خط الحمل الساكن يكون شاقولياً (الميل $= 1/R_{dc} = -\infty$). أما المقاومة المتناوبة المنعكسة إلى الجهة الأولية فتساوي :

$$r_L = (N_p / N_s)^2 R_L \quad (2-34)$$

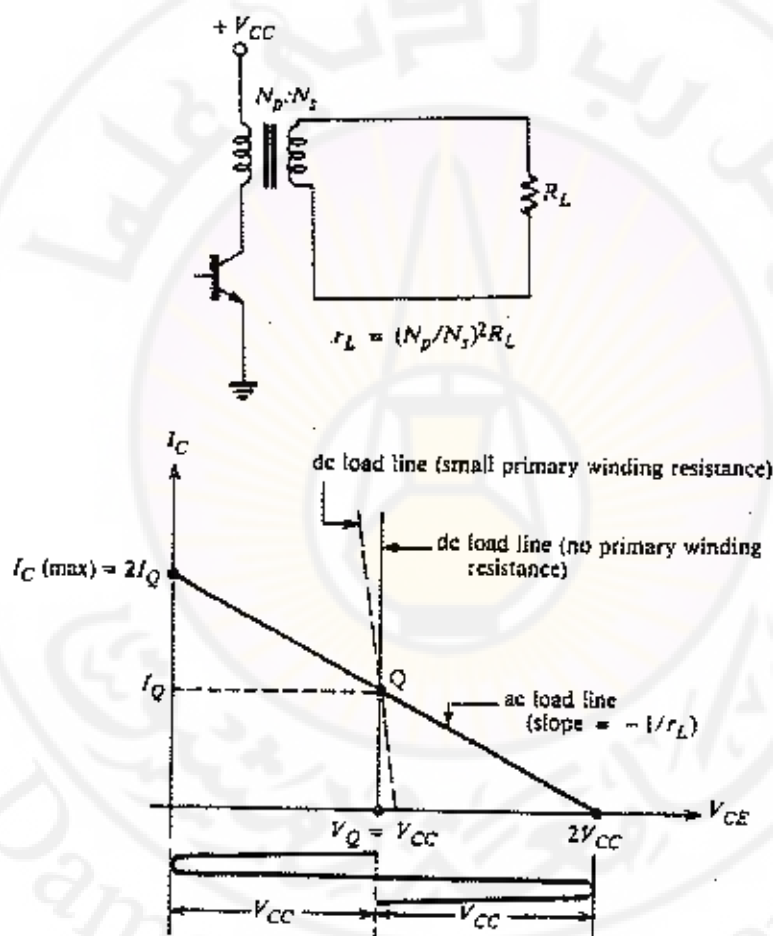
حيث إن N_s و N_p هما عدد لفات الملف الأولي والثانوي على التوالي.

كما هو مبين في الشكل فإن ميل خط الحمل المتناوب يساوي $-1/r_L$.
 يلاحظ عدم وجود جهد ساكن على طرفي الملف الأولي وذلك بسبب إهمال
 مقاومته الساكنة سابقاً، وبالتالي فإن جهد المجمع الساكن يساوي: (volts)
 V_{CC} ، كما هو مبين في الشكل (٢-٩). تستعمل دائرة الانحياز التقليدية
 لقاعدة الترانزستور (غير مبينة في الشكل)، وذلك لتعيين تيار المجمع
 الساكن (I_Q). تُعرّف النقطة Q أنها نقطة على خط الحمل المستمر (الساكن)
 التي يكون عندها تيار المجمع مساوياً لتيار I_Q .

بما أن الجهد V_{CE} لا يمكن أن يكون سالباً لذلك فإن النقصان المسموح به
 لهذا الجهد تحت قيمته الساكنة يساوي (volts) $V_Q = V_{CC}$. إذا فإن القيمة
 الأعظمى لذروة V_{CE} تساوي (volts) V_{CC} . وبالتالي من أجل تأمين التآرجح
 الأعظمي لجهد الخرج من القمة إلى القمة، يجب أن يكون تقاطع خط الحمل
 المتناوب مع المحور V_{CE} مساوياً (volts) $2V_{CC}$ ، وفقاً لما هو مبين في
 الشكل (٢-٩). أما قيمة التيار الساكن (I_Q) فتختار بحيث يكون تقاطع خط
 الحمل المتناوب ذي الميل ($-1/r_L$) مع المحور V_{CE} عند القيمة (volts)
 $2V_{CC}$.

يقاطع خط الحمل المتناوب مع المحور (I_C) عند القيمة ($I_C(\max)$.
 يلاحظ أنه لا يوجد قيم محددة نظرياً للتيار (I_C)، وذلك يرجع إلى عدم
 وجود حدود لقيم المقاومات في دائرة المجمع. عملياً يجب ألا تتجاوز قيمة هذا
 التيار القيمة الأعظمى المسموح بها لتيار مجمع الترانزستور، وأيضاً يجب ألا
 تكون كبيرة جداً بحيث يصل عندها التدفق المغناطيسي للمحول إلى حالة
 الإشباع. فمن المعروف أنه عندما يكون المحول في حالة الإشباع فلن يحدث
 تحريض للتيار في الملف الثانوي للمحول، وهذا ما يؤدي إلى تشويه

الإشارة. من أجل تأرجح أعظمي للإشارة $(V_c(\max) = 2V_{CC})$ ، يجب أن تكون I_Q مساوية نصف قيمة $I_C(\max)$ أو $I_C(\max) = 2I_Q$ ، كما هو مبين في الشكل (٩-٢). إذا القيم العظمى لقمتي جهد و تيار الملف الأولي هما $(I_Q$ و $V_{CC})$. بما أن جهد الخرج المتناوب يتغير ضمن هذا المجال، أي أسفل وأعلى نقطة العمل، لذلك يكون المكبر المدروس مكبراً من الصنف A.



شكل (٩-٢) - مكبر الصنف A المربوط بمحول مع حمل R_L .
 ينحاز المكبر من أجل التأرجح الأعظمي من القمة إلى القمة للجهد V_{CE} .

من الملاحظ هنا أن جهد المجمع يمكن أن يتجاوز جهد التغذية على عكس حالة المكبر المربوط سعوياً أو المكبر ذي التغذية التسلسلية، وبالتالي يجب في هذه الحالة استخدام ترانزيستور بجهد انهيار لمجمعه يساوي على الأقل ضعفي جهد التغذية المطبق.

الاستطاعة المتناوبة المسلمة إلى مقاومة الحمل المبينة في الشكل (٢-٩) تساوي :

$$P_L = V_s^2 / (2R_L) = V_{PL}^2 / (2R_L) \quad (٢-٣٥)$$

حيث إن $V_s = V_{PL}$ هي قيمة جهد القمة للملف الثانوي (الحمل). أما الاستطاعة المتوسطة لمنبع التغذية المستمرة فتكون :

$$P_s = V_{CC} I_Q \quad (٢-٣٦)$$

وبالتالي يكون المردود مساوياً :

$$\eta = P_L / P_s = V_{PL}^2 / (2R_L V_{CC} I_Q) \quad (٢-٣٧)$$

من أجل شروط العمل على الإشارة الأعظمية فإن جهد القمة للملف الأولي يساوي V_{CC} ، وبالتالي فإن جهد القمة للحمل يساوي :

$$V_{PL} = (N_s / N_p) V_{CC} \quad (٢-٣٨)$$

وبما أن ميل خط الحمل المتناوب يساوي $1/r_L$ - فإن :

$$\left| \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right| = \frac{1}{r_L} = \frac{I_Q}{V_Q} \quad \text{أو :}$$

$$I_Q = V_Q / r_L = V_{CC} / [(N_p / N_s)^2 R_L] \quad (٢-٣٩)$$

يمكن إيجاد المردود الأعظمي الممكن الحصول عليه لمكبر الصنف A المربوط بمحول بتعويض المعادلتين (٢-٣٨) و (٢-٣٩) في المعادلة (٢-٣٧) :

$$\eta (\max) = \frac{(N_s / N_p)^2 V_{cc}^2}{(2R_L V_{cc}) \frac{V_{cc}}{(N_s / N_p)^2 R_L}} = 0.5 \quad (٤٠-٢)$$

يُلاحظ أن المردود الأعظمي هذا يساوي ضعف مردود مكبر الصنف A المغذى تسلسلياً، وأكبر بست مرات من مردود مكبر الصنف A المربوط سعويًا. يُعزى هذا التحسن في المردود إلى غياب مقاومة المجمع الخارجية، والتي تستهلك من ناحية أخرى الاستطاعة المستمرة. كما يُلاحظ أن مردود المجمع لمكبر الصنف A المربوط بمحول يساوي نفس قيمة مردود المكبر الكلي، لأن الاستطاعة المتوسطة للتغذية المستمرة تساوي تبديد استطاعة للمجمع :

$$P_s = V_{cc} I_Q = V_Q I_Q = P_c \quad (٤١-٢)$$

لا يمكن في ترانزستور الاستطاعة الحصول عملياً على تأرجح جهد كامل $(2V_{cc})$. يُمنع الترانزستور من الوصول إلى حالة القطع نهائياً بسبب وجود تيار التسريب الكبير نسبياً، وبالتالي فهو لا يستطيع الانتقال إلى حالة الإشباع $(I_c = I_c(\max))$ بدون خلق تشويه مفرط في الإشارة. سيتم توضيح هذه النقاط عبر المثال التالي.

مثال (٦-٢) :

يبين الشكل (١١-٢) منحنيات خواص الخرج من أجل ترانزستور مكبر الاستطاعة الموضح في الشكل (١٠-٢).

بفرض أن مقاومة المحول تساوي الصفر:

١- ارسم خطي الحمل الساكن و المتناوب الضروريين من أجل الحصول على تأرجح خرج أعظمي. ما القيم الساكنة لكل من تيار القاعدة و المجمع الضروريين من أجل تحقيق خط الحمل المتناوب ؟

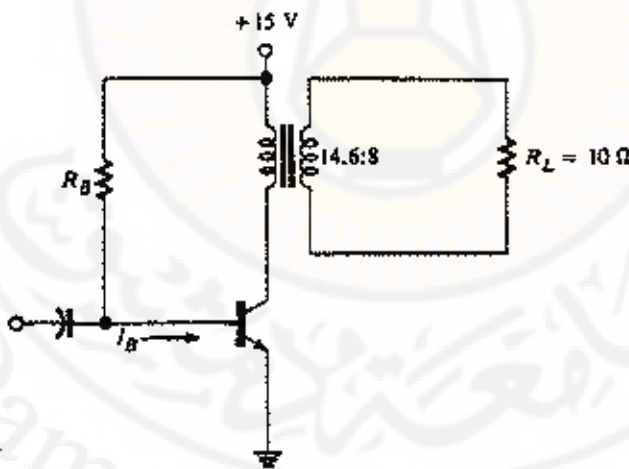
٢- ما القيمة الصغرى لـ $I_C(\max)$ التي من أجلها يكون الترانزيستور محققاً للمواصفات؟

٣- ما قيمة جهد المجمع الأعظمي من القمة إلى القمة ؟ وما قيمة تيار القاعدة من القمة إلى القمة اللازم للحصول على ذلك الجهد ؟
افرض أولاً أن تيار القاعدة لا يمكن أن يكون سالباً وثانياً أنه للإقلال من التشويه يجب ألا ينخفض جهد المجمع إلى قيمة أقل من 2.5 V في منطقة الإشباع.

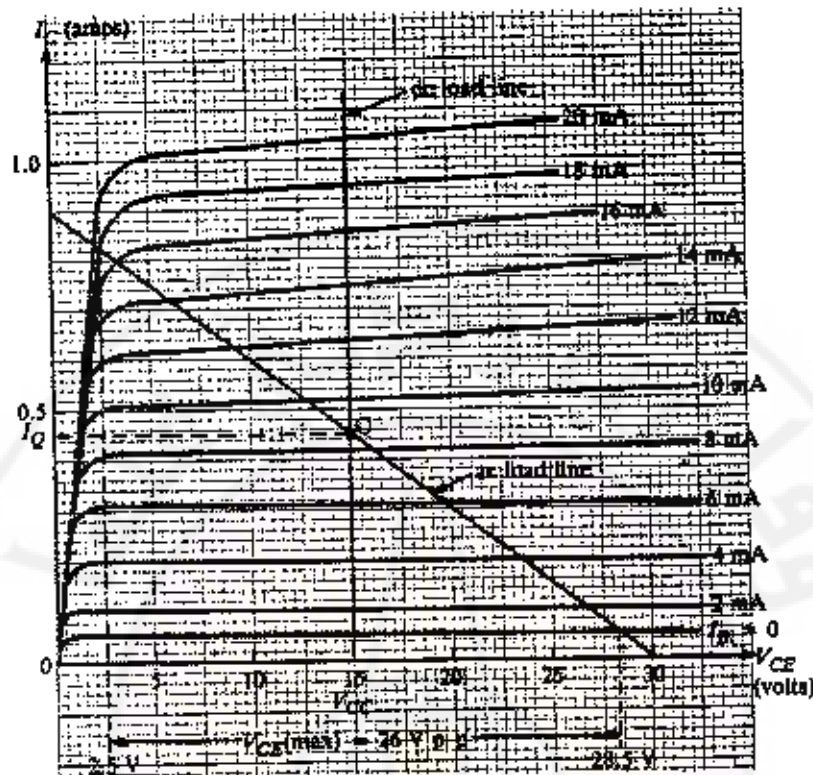
٤- أوجد الاستطاعة المتوسطة المسلمة إلى الحمل من أجل شروط عمل الإشارة الأعظمية حسب الطلب الثالث.

٥- أوجد الاستطاعة المبددة في الترانزيستور في حالة عدم تطبيق أي إشارة (حالة التوقف (Standby)).

٦- أوجد مردود مكبر الاستطاعة.



شكل (٢-١٠) - دائرة المثال (٢-٦).



شكل (١١-٢) - المثال (٦-٢).

الحل :

١- يتقاطع خط الحمل المستمر والخط العمودي على المحور (V_{CE}) عند النقطة $V_{CC} = 15\text{ V}$ ، كما هو مبين في الشكل (١١-٢).
لإيجاد ميل خط الحمل المتناوب يجب إيجاد قيمة (r_L) من المعادلة (٢-٣٤) فإن :

$$r_L = (N_p / N_s)^2 R_L = (14.6/8)^2 (10) = 33.3 \Omega$$

إذاً ميل خط الحمل المتناوب يساوي : $-1/r_L = -1/33.3 = -0.03$.
للحصول على تارجح أعظمي مثالي (Ideal maximum swing) للخرج يجب أن يتقاطع خط الحمل المتناوب مع المحور V_{CE} عند النقطة

$2V_{CC} = 30V$ ، وبما أن ميل هذا الخط يساوي $0.03 A/V$ ، إذاً فهو سيقطع المحور I_C عند النقطة : $I_C = (0.03 A/V)(30 V) = 0.9 A$.
يُرسَم خط الحمل المتناوب بوصل النقطتين $(0 A, 30 V)$ و $(0.9 A, 0 V)$ ، كما هو مبين في الشكل (١١-٢).

يتقاطع خط الحمل المتناوب والمستمر في النقطة Q ، حيث يكون تيار المجمع الساكن عند هذه النقطة مساوياً $I_Q = 0.45 A$. أما تيار القاعدة الموافق له فهو في منتصف المسافة بين $I_B = 8 mA$ و $I_B = 10 mA$ ، وبالتالي فإن تيار القاعدة الساكن يساوي $I_B = 9 mA$.

٢- تيار المجمع الأعظمي يساوي $I_C(max) = 0.9 A$ عند نقطة تقاطع خط الحمل المتناوب مع المحور I_C . عملياً لا يعمل الترانزستور من أجل هذه القيمة البعيدة عن منطقة الإشباع، وذلك بفرض أن V_{CE} لا يمكن أن يكون أقل من $(2.5 V)$. على كلٍ فإن المعدل الأعظمي $(0.9 A)$ أو $(1 A)$ سيضيف هامش أمان للعمل.

٣- عادة ما تُحسب القيمة الأعظمي للجهد V_{CE} على خط الحمل المتناوب عند النقطة التي من أجلها يكون $I_B = 0 A$ ، وفي هذا المثال فإن هذه القيمة تساوي $(28.5 V)$ ، كما هو مبين في الشكل (١١-٢). وباعتبار أن القيمة الصغرى المسموح بها للجهد V_{CE} هي $(2.5 V)$ ، لذلك فإن تأرجح الجهد الأعظمي من القمة إلى القمة يساوي : $(28.5 - 2.5 = 26 V_{p-p})$. يُلاحظ أيضاً من منحنيات الخواص للترانزستور، أن تيار القاعدة يتغير من $I_B = 0 A$ إلى $I_B = 18 mA$ أو بمقدار $18 mA$ من القمة إلى القمة للحصول على التأرجح المحسوب للجهد V_{CE} .

٤- جهد القمة للملف الأولي للمحول يساوي $V = (1/2)(26) = 13 V$ ، وبالتالي يكون جهد القمة للملف الثانوي مساوياً :

$$V_{p_n} = (N_g / N_p)(13) = (8/14.6)(13) = 7.2 \text{ V} .$$

أما استطاعة الحمل المتوسطة فتكون :

$$P_L = V_{p_n}^2 / 2 R_L = (7.12)^2 / 20 = 2.53 \text{ W}$$

٥- تبديد الاستطاعة في حال الجاهزية للعمل يساوي :

$$P_d = V_Q I_Q = V_{cc} I_Q = (15)(0.45) = 6.75 \text{ W}$$

٦- بما أن قيمة تبديد الاستطاعة في حالة الجاهزية للعمل تساوي قيمة الاستطاعة المغذاة من المصدر المستمر، لذلك يكون المردود مساوياً :

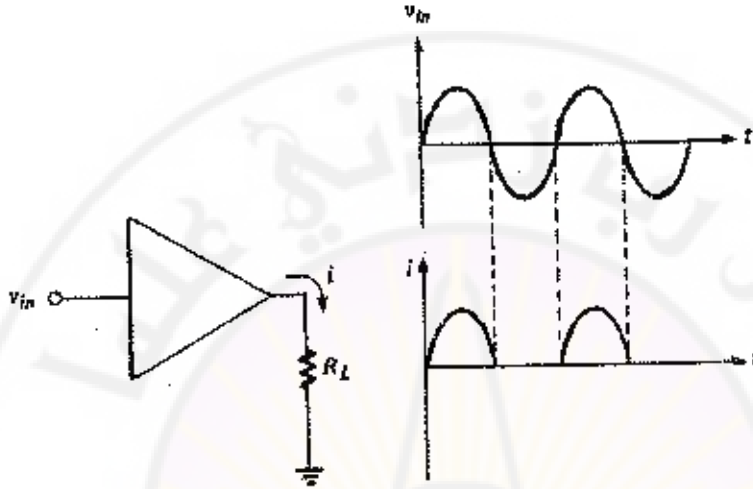
$$\eta = (2.53 \text{ W}) / (6.75 \text{ W}) = 0.375$$

بيّن لماذا انخفضت قيمة المردود في هذه الحالة عن قيمة المردود الأعظمي $\eta(\text{max}) = 0.5$ ؟.

٤-٢- مكبرات الصنف B : Class-B Amplifier

يُقال عن عمل الترانزيستور أنه من الصنف B عندما يتغير تيار خرجه أثناء نوبة واحدة فقط للدخل الجيبي. بمعنى أن الترانزيستور عند عمله في المنطقة الفعالة يستجيب لإشارة الدخل فقط أثناء نصف الدورة الموجبة أو أثناء نصف الدورة السالبة، كما هو مبين في الشكل (٢-١٢). وبالتالي يكون شكل موجة خرج الترانزيستور عبارة عن موجة مقطوعة (نصف موجة مقومة)، أي أنها تكون مشوهة بشكل كبير مقارنة مع موجة الدخل. إن شكل موجة الخرج هذا لا يلائم التطبيقات السمعية. للتغلب على هذه المشكلة عادة ما يُستخدم في المكبرات العملية ترانزيستوران يعملان وفق طريقة عمل الصنف B : الأول يكبر تغيرات الإشارة الموجبة أما الآخر فيكبر تغيرات الإشارة السالبة. يتم الحصول على شكل إشارة الخرج المركبة من جمع شكلي الإشارةين الناتجتين عن مكبري الصنف B. سيتم دراسة هذه المكبرات بالتفصيل في الفقرة اللاحقة بسبب كون مردودها أعلى

من مكبرات الصنف A، وأيضاً لاستخدامها الواسع في تطبيقات الاستطاعة. تُدعى المكبرات التي تستخدم ترانزستورات تعمل وفقاً للصنف B مكبرات الصنف B.



شكل (٢-١٢) - تحدث تغيرات تيار الخرج في عمل الصنف B في نصف الدورة الموجبة أو في نصف الدورة السالبة للدخل الجيبي. يمر التيار في المثال المبين عند أنصاف الدورة الموجبة للدخل ويكون الترانزستور في حالة القطع أثناء أنصاف الدورة السالبة.

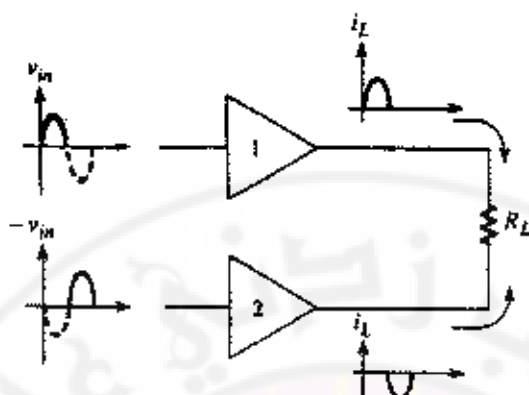
٥- مبادئ مكبر الدفع والجذب :

Push-pull-amplifier principles

عادة ما يستخدم في المكبر الدفع والجذب عنصران إلكترونيان (ترانزستوران) في الخرج من أجل قيادة الحمل. أتى الاسم من حقيقة أن أحد الترانزستورين يكون مسؤولاً بالكامل عن إمرار التيار عبر الحمل، ولكن في اتجاه واحد فقط (عملية الدفع). أما الترانزستور الآخر فيكون مسؤولاً عن إمرار التيار عبر الحمل ولكن في الاتجاه المعاكس (عملية الجذب).

يعمل كلا الترانزستورين وفقاً للصنف B، بحيث يكون أحدهما موصلًا عندما يكون الدخل موجباً، بينما يكون الآخر موصلًا عندما يكون الدخل سالباً فقط. يوضح الشكل (٢-١٣) مبدأ عمل هذه البنية للمكبر التي يمكن تسميتها بمكبر الدفع والجذب. لاحظ أن المكبرين (٢١) يُقادان بإشارتي دخل متساويتين في المطال ومتعاكستين تماماً في الطور، حيث إن كل مكبر من المكبرين يكون موصلًا عندما يكون دخله موجباً، وقاطعاً عندما يكون دخله سالباً. إذاً فالنتيجة النهائية عند خرج المكبر الدافع-الجذب تكون عبارة عن مجموع ما ينتجه المكبر الأول من تيار في الحمل عندما يكون الدخل موجباً. بالإضافة إلى ما ينتجه المكبر الثاني من تيار في الحمل، والذي يكون بالتأكيد مساوياً ومعاكساً في الاتجاه لتيار الحمل الناتج عن المكبر الأول، وذلك عندما يكون الدخل سالباً. يعتبر ترانزستور NPN المنحاز عند القطع (أي بدون وصل دائرة انحياز للقاعدة) خير مثال على ما سبق. حيث لا ينتج أي تيار في الخرج (تيار المجمع) إلا إذا كان جهد الدخل (الجهد بين القاعدة والباعث) موجباً.

عادة ما تستخدم ترانزستورات الـ NPN المتماثلة كعناصر تكبير في مكبرات الدفع والجذب (Push-pull amplifiers). يمكن ملاحظة أن الدارة المرسومة في الشكل (٢-١٣) تحتاج إلى تنسيق لتلائم مرور تيار الحمل المار عبر الدارة ككل، بغض النظر عن اتجاه التيار. من الواضح أنه عندما يكون ترانزستور المكبر الأول، التابع للشكل السابق، في حالة قطع فإنه لن يتمكن من توصيل التيار الناتج عن ترانزستور المكبر الثاني، والعكس صحيح.



شكل (٢-١٣) - مبدأ عملية الدفع-الجذب للمصنف B.

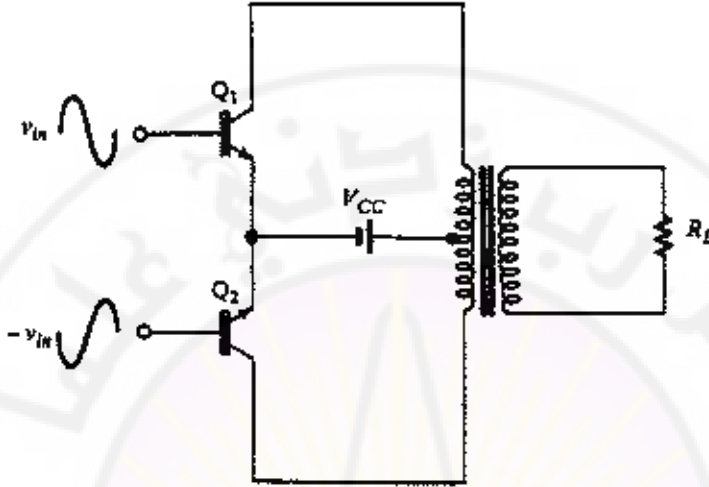
يقود عنصر تكبير الخرج (١) التيار i_L عبر الحمل في اتجاه واحد، بينما يكون العنصر (٢) قاطعاً. ويقود العنصر (٢) التيار في الاتجاه المعاكس طالما أن العنصر (١) قاطعاً.

١-٥ - مكبر الدفع والجذب بمحول خرج :

Push-pull amplifier with output transformer

يبين الشكل (٢-١٤) دائرة مكبر دفع وجذب يسمح بمرور التيار في الحمل بالاتجاهين، ولو كان أحد عنصري التكبير (أي أحد ترانزستوري NPN) قاطعاً باستمرار. يعتبر محول الخرج مفتاح عمل الدارة المبينة في الشكل السابق، وذلك بسبب وصل الملف الأولي إلى مجمعي الترانزستورين، بينما تم وصل نقطة التفرع المركزية إلى منبع التغذية المستمرة (V_{CC} dc supply). نقطة التفرع تكون عبارة عن وصلة كهربائية تتوضع في منتصف الملف، بحيث يتحقق تساوي تماماً في عدد اللفات بين كل نهاية من نهايتي الملف ونقطة التفرع المركزية. لا يبين الشكل السابق دائرة القيادة الدفع والجذب، التي تنتج إشارات متفاوتة في

الطور على قاعدتي الترانزستورين Q_1 و Q_2 ، وهذا ما سيتم مناقشته لاحقاً.

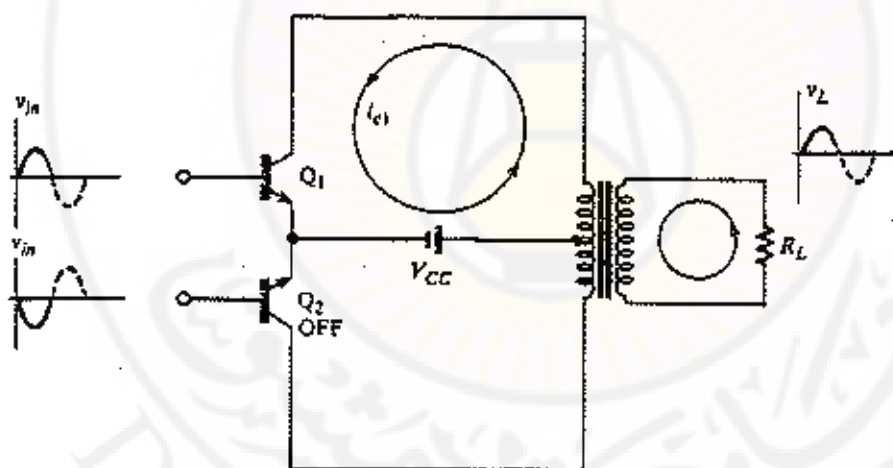


شكل (٢-١٤) - استعمال محول خرج بنقطة تفرع مركزية في المكبر الدفع والجذب.

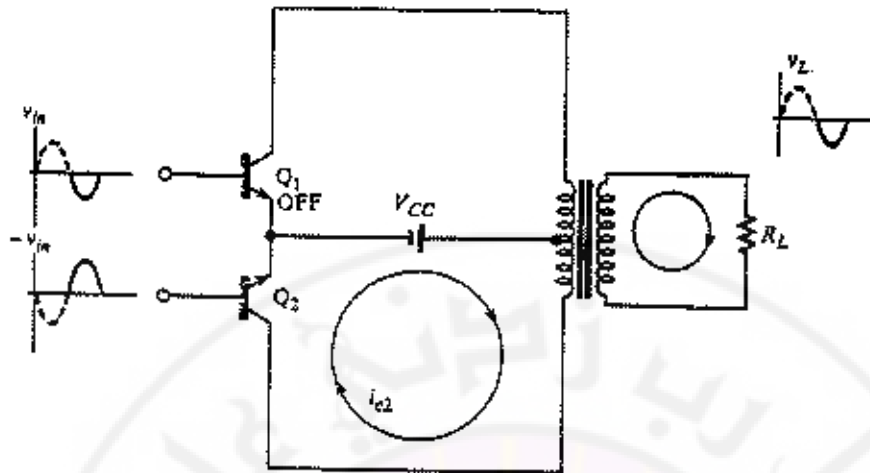
يبين الشكل (٢-١٥) آلية مرور التيار عبر المكبر أثناء نوبتي الدخل الموجبة والسالبة. في الشكل (٢-١٥-أ) يكون دخل الترانزستور Q_1 في نوبة الدخل الموجبة للإشارة، وبما أن دخل الترانزستور Q_2 يكون مختلفاً بالطور مع الترانزستور Q_1 ، إذاً فإن Q_2 سيقاد (سيعمل) في النوبة السالبة للإشارة الدخل. يمكن ملاحظة أن أياً من الترانزستورين لا يكون في حالة انحياز، وبالتالي فإن جهد القاعدة الموجب المطبق على Q_1 يؤدي إلى جعله في حالة عمل، أي أنه يوصل التيار بالاتجاه المبين في الشكل والمعاكس لاتجاه عقارب الساعة. يكون الترانزستور Q_2 قاطعاً وذلك بسبب جهد القاعدة السالب المطبق عليه. يؤدي مرور التيار في النصف الأعلى من

المحول الأولي إلى تحريض تيار يمر عبر الملف الثانوي و بالتالي عبر الحمل.

أما في الشكل (b-١٥-٢) فتكون إشارة الدخل المطبقة على قاعدة الترانزيستور Q_1 سالبة، بينما تكون على قاعدة الترانزيستور Q_2 موجبة. بناءً عليه فإن Q_2 يوصل التيار باتجاه مشابه لاتجاه دوران عقارب الساعة، بينما يكون Q_1 قاطعاً. في هذه الحالة يعاكس التيار المتحرض في الملف الثانوي لما هو مبين في الشكل (a-١٥-٢). إذاً يمر التيار عبر الحمل في اتجاه واحد عندما تكون إشارة الدخل موجبة؛ بينما يمر في الاتجاه المعاكس عندما تكون إشارة الدخل سالبة، وهذا يشابه تماماً لما يحدث في عمل المكبر المتناوب.



شكل (a-١٥-٢) - عندما يكون V_{in} موجياً فإن Q_1 يكون موثقاً بينما يكون Q_2 قاطعاً، وبالتالي يمر تيار التحريض في الحمل بعكس اتجاه عقارب الساعة.

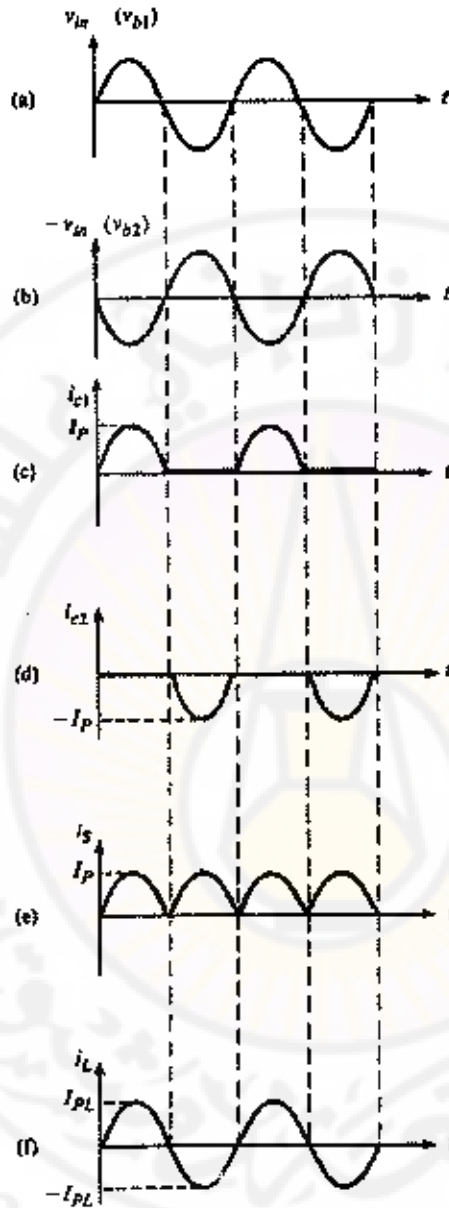


شكل (٢-١٥-ب) - عندما يكون V_{in} سالباً فإن Q_2 يكون موصلًا بينما يكون Q_1

قائطاً، وبالتالي يمر تيار التحريض في الحمل باتجاه عقارب الساعة.

شكل (٢-١٥-ج) - جريان التيار في المكبر الدفع والجذب (تمر التيارات أثناء الجزء من إشارة الدخل الممثل بالخط المستمر والعريض فقط)

يُظهر الشكل (٢-١٦) رسماً بيانياً زمنياً لمرور التيار في المكبر الدفع والجذب، وذلك من أجل دورين كاملين لإشارة الدخل. يُعتبر التيار المار بعكس عقارب الساعة موجباً، بينما يُعتبر التيار المار باتجاه مماثل لاتجاه دوران عقارب الساعة سالباً. يبين الشكل (٢-١٦-ج) تغير تيار منبع التغذية (i_s) من الصفر حتى القمة (I_m)، من أجل كل نوبة. يجب أن يكون منبع التغذية المستخدم في مكبرات الدفع و الجذب منظماً بشكل جيد، و ذلك لأن تغيرات التيار تكون كبيرة جداً. بمعنى أنه يجب أن يُحافظ على جهد ثابت لمنبع التغذية مستقلاً عن قيمة التيار المطلوبة. من ناحية أخرى فإن التحليل أعلاه يستند إلى تناظر بنية هذا المكبر.



شكل (٢-١٦) - رسم بياني زمني يبين تيارات العكبر الدفع والجذب المبين في الشكل (٢-١٥) من أجل دورتين كاملين لإشارة الدخل.

٥-٢- Class-B efficiency : مردود الصنف B

تكمّن الميزة الأساسية في استخدام مكبر الاستطاعة ذي الصنف B في إمكانية الحصول على مردود أعلى مما تم الحصول عليه من أجل مكبر الاستطاعة ذي الصنف A. يُعزى تحسن المردود هذا إلى عدم وجود استطاعة مبددة في الترانزيستور وذلك عندما يكون في حالة القطع. كما يُلاحظ، من جهة أخرى، عدم وجود مقاومة مجمع خارجية، والتي يمكن أن تستهلك الاستطاعة، وهذا مماثل لما هو موجود في مكبر الصنف A المترابط بمحول، الذي تمت مناقشة عمله سابقاً.

يمكن استخراج علاقة المردود الأعظمي لمكبر الدفع والجذب ذي الصنف B بعد أخذ الشروط المثالية التالية بعين الاعتبار:

تكون الترانزيستورات المستخدمة متناظرة تماماً. أما ملفات المحول فتكون ذات مقاومة صفرية. بينما تكون إشارة التيار المغذي لكل ترانزيستور عبارة عن إشارة مقومة بنصف موجة (Half wave-rectified waveform)، كما هو مبين في الشكل (٢-١٦).

لنرمز لقيمة ذروة كل تيار بالرمز (I_p) . إذا فإن قيمة ذروة تيار الملف الثانوي و المساوية لذروة تيار الحمل تُعطى بالعلاقة :

$$I_{pL} = (N_p / N_s) I_p \quad (٢-٤٢)$$

حيث إن (N_p / N_s) هي النسبة بين عدد لفات نصف الملف الأولي وعدد لفات كامل الملف الثانوي (يتم استخدام نصف عدد لفات الملف الأولي بين إحدى نهايتي الملف وتفريضة مركزه، وذلك من أجل تحريض التيار في الملف الثانوي).

بشكل مشابه تكون قيمة ذروة جهد الحمل مساوية إلى :

$$V_{pL} = (N_s / N_p) V_p \quad (٢-٤٣)$$

حيث إن V_p هي قيمة ذروة جهد الملف الأولي (جهد المجمع). تُستنتج علاقة الاستطاعة المسلمة إلى الحمل باستخدام المعادلة (٢-١٠) وبالأخذ بعين الاعتبار كون إشارتي جهد و تيار الحمل إشارتين جيبيتين وفقاً لما يلي:

$$P_L = \frac{V_{PL} I_{PL}}{2} = \frac{(N_p / N_s) I_p (N_s / N_p) V_p}{2} = \frac{V_p I_p}{2} \quad (٢-٤٤)$$

كما يُلاحظ من الشكل (٢-١٦-ع) أن تيار المنبع يكون عبارة عن موجة مقومة بالكامل بقيمة ذروة تساوي (I_p) . تكون القيمة المتوسطة أو المستمرة لشكل الموجة هذا مساوية إلى $(2I_p / \pi)$. بناءً عليه فإن قيمة الاستطاعة المتوسطة المسلمة إلى الدارة من منبع التغذية المستمرة تساوي :

$$P_s = (2I_p V_{cc}) / \pi \quad (٢-٤٥)$$

وبالتالي يُحسب المردود من العلاقة :

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{V_p I_p / 2}{2 I_p V_{cc} / \pi} = \frac{\pi V_p}{4 V_{cc}} \quad (٢-٤٦)$$

من أجل شروط التارجح الأعظمي للإشارة عندما يكون $(V_p = V_{cc})$ نصبح قيمة المردود :

$$\eta = \pi / 4 = 0.785 \quad (٢-٤٧)$$

تبين المعادلة الأخيرة إمكانية عمل مكبر الدفع والجذب للصنف B بمردود أعلى بكثير من مردود مكبر الصنف A المدروس سابقاً. بالإضافة إلى ذلك ويعكس حالة مكبر الصنف A،

فإن الاستطاعة المبددة من ترازيسستوريه تساوي الصفر أثناء حالة انتظار تطبيق الإشارة على الدخل، وذلك بسبب كونهما في حالة قطع.

تعرف الاستطاعة الكلية المبذدة في الترانزستورين أنها الفرق بين الاستطاعة الكلية المغذاة من المنبع المستمر والاستطاعة الكلية المسلمة إلى الحمل :

$$P_d = (2 I_p V_{cc} / \pi) - (V_p I_p / 2) \quad (٤٨-٢)$$

باستخدام الطرق الرياضية يمكن بيان أن (P_d) تكون أعظمية عندما يكون $V_p = 2 V_{cc} / \pi = 0.636 V_{cc}$. نستنتج من ذلك أن للتبديد الأعظمي لا يحدث من أجل استطاعة الحمل الأعظمية عندما يكون $V_p = V_{cc}$ ، ولكنه يحدث من أجل القيمة الوسطى لاستطاعة الحمل عندما يكون $V_p = 0.636 V_{cc}$.

مثال (٧-٢) :

يبين الشكل (١٤-٢) مكبر دفع وجذب يغذى بجهد يساوي $V_{cc} = 20 \text{ V}$. أما مقاومة حملة فتساوي إلى $R_L = 10 \Omega$ ، وعدد لفات الملف الأولي للمحول تساوي (100) لفة، بينما يكون عدد لفات الملف الثانوي 50 لفة. بفرض أن مقاومة المحول تساوي الصفر :

- ١- احسب الاستطاعة الأعظمية التي يمكن تسليمها إلى الحمل.
- ٢- احسب الاستطاعة المبذدة لكل ترانزستور عندما تسلم الاستطاعة الأعظمية إلى الحمل.
- ٣- احسب الاستطاعة المسلمة للحمل والاستطاعة المبذدة في كل ترانزستور عندما يكون تبديد الاستطاعة للترانزستور أعظمياً.

الحل :

- ١- إن نسبة عدد اللفات بين نصف الملف الأولي للمحول والملف الثانوي تساوي إلى: $50 : 50 = (100 / 2) : 50$. بناءً عليه تكون قيمتا

ذروتي جهدي الملف الأولي والثانوي متساويتين، كما هو الحال بالنسبة
لقيمتي ذروتي تيارتي الملف الأولي والثانوي:

$$V_p(\max) = V_{pL}(\max) = V_{cc} = 20 \text{ V}$$

$$I_p(\max) = I_{pL}(\max) = V_{cc} / R_L = (20 \text{ V}) / (10 \Omega) = 2 \text{ A}$$

وبالتالي فإن :

$$P_L(\max) = V_p(\max) I_p(\max) / 2 = (20)(2) / 2 = 20 \text{ W}$$

٢- من المعادلة (٢-٤٨) :

$$P_d = (2 I_p V_{cc} / \pi) - (V_p I_p / 2) = 2(2)(20) / \pi - 20 = 5.46 \text{ W}$$

باعتبار أن القيمة 5.46 W تساوي إلى الاستطاعة الكلية المبددة من قبل كلا
الترانزستورين، فإن الاستطاعة المبددة من قبل كل ترانزستور على حدة
تساوي نصف هذه القيمة أي : 2.73 W .

٣- يكون تبديد الاستطاعة للترانزستور أعظماً من أجل :

$$V_p = 0.636 V_{cc} = (0.636)(20) = 12.72 \text{ V}$$

إذاً فإن :

$$I_p = I_{pL} = 12.72 \text{ V} / 10 \Omega = 1.272 \text{ A}$$

وبالتالي فإن :

$$P_L = V_p I_p / 2 = (12.72)(1.272) / 2 = 8.09 \text{ W}$$

يمكن حساب استطاعة التبديد الأعظمية الكلية من المعادلة (٢-٤٨) :

$$= (2 I_p V_{cc} / \pi) - (V_p I_p / 2) = 2(1.272)(20) / \pi - 8.09 = 8.09 \text{ W}$$

إذاً فإن قيمة تبديد الاستطاعة الأعظمي لكل ترانزستور تساوي :

$$8.09 / 2 = 4.05 \text{ W}$$

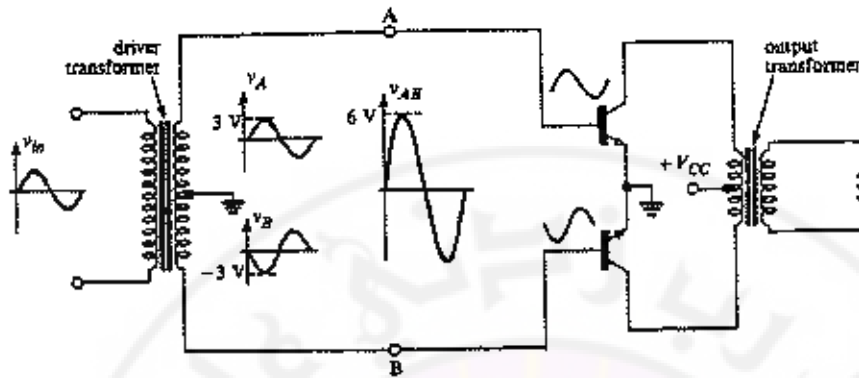
يبين المثال السابق ميزتين هامتين لمكبرات الدفع والجذب :

١- عندما يكون تبديد الاستطاعة للترانزيستور أعظمية فإن قيمته تساوي قيمة الاستطاعة المسلمة إلى الحمل.

٢- تبديد الاستطاعة الأعظمي الكلي للترانزيستور يساوي تقريباً 40% من الاستطاعة الأعظمية التي يمكن للترانزيستور أن يسلمها إلى الحمل.

٦- دارة قيادة الدفع والجذب: Push-pull driver

يتبين مما سبق أن مكبر الدفع و الجذب يجب أن يقاد بإشارتي دخل متعاكستين في الطور (Phase) (فرق الطور بينهما يساوي 180°). يبين الشكل (٢-١٧) أهمية استخدام المحول لتأمين إشارتي القيادة المطلوبتين. يقسم الملف الثانوي ذو نقطة التفرع الوسطى المؤرضة وبفاعلية كبيرة إشارة جهد الملف الثانوي إلى إشارتين متفاوتتين تماماً بالطور. وبالتالي تكون قيمة ذروة كل إشارة مساوية نصف قيمة ذروة جهد الملف الثانوي الكلي. تطبق إشارة جهد الدخل على الملف الأولي فتعطي جهداً موسعاً على طرفي الملف الثانوي AB، بما يتلاءم مع نسبة عدد لفات المحول المستخدم. لفهم آلية تفريق الطور (Phase splitting action)، نعتبر اللحظة التي يكون فيها فرق الجهد عند النقطتين AB مساوياً $(+6V)$ ، كما هو مبين في الشكل. بما أن نقطة التفرع الوسطى مؤرضة، فإن الجهد من النقطة A إلى الأرضي يساوي $(+3V)$ ، ومن النقطة B إلى الأرضي يساوي $(-3V)$ ، إذاً يكون فرق الجهد بينهما مساوياً $V_{AB} = V_A - V_B = +6V$. بتطبيق المنطق نفسه عند كل لحظة خلال دور كامل، يمكن استنتاج أن الجهدين V_A و V_B يشكلان إشارتي القيادة المتعاكستين في الطور والمتساويتين في المطال. يمكن الحصول على إشارتي قيادة مشابهتين لما سبق، وذلك باستخدام مكبر خاص يسمى مفرق الطور (Phase splitter).

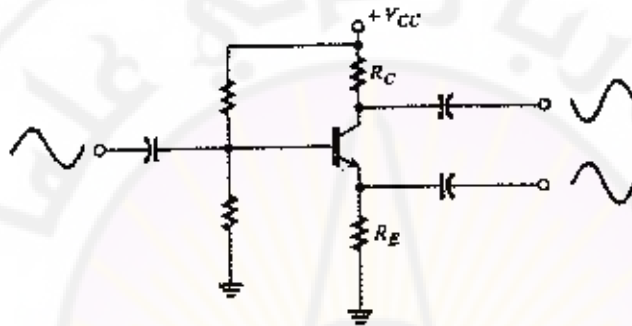


شكل (٢-١٧) - استخدام محول القيادة في المكبر دفع و جذب للحصول على إشارتي قيادة متعاكستين في الطور و متساويتين في المطال.

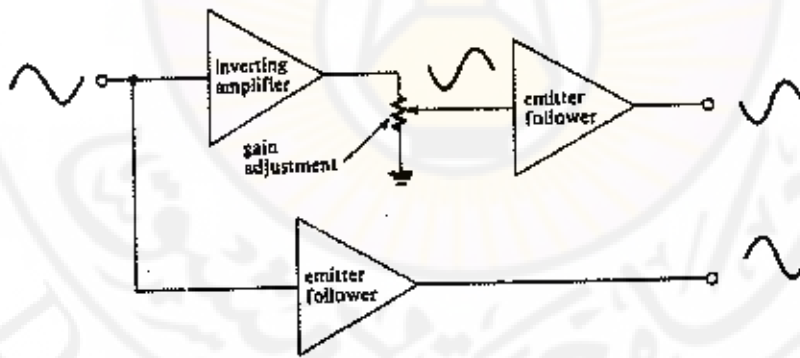
يبين الشكل (٢-١٨) تصميمين لإنتاج إشارتي القيادة المطلوبتين. يتألف أولهما والمبين في الشكل (٢-١٨-أ)؛ من دائرة مكبر تقليدية مع خرجين عند كل من المجمع والباعث، بحيث يكون خرج المجمع معاكساً بالطور لإشارة الدخل. بينما يكون خرج الباعث متفقاً بالطور مع إشارة الدخل. و بالتالي يكون الخرجان متعاكسين في الطور الواحد مع الآخر. يكون مطالاً إشارتي الخرج متساويين تقريباً إذا ما كانت مقاومة الباعث والمجمع متساويتين ($R_C = R_E$)، ولم يحمل أي من الخرجين بأي حمل. بما أن ممانعة الخرج عند المجمع عادة ما تكون أكبر بكثير منها عند الباعث، لذلك فإن كل خرج سيؤثر بشكل مختلف عن الآخر في حال تم وصل أي حمل إلى الدارة.

بما أن مطالبي الإشارة أصبحا غير متساويين، فإنه من الضروري العمل على ضبط كسب المكبر المستخدم. بالإضافة إلى ذلك فإن الطبيعة غير الخطية لحمل الإشارة الكبيرة (ترانزستورات الخرج)، تؤدي إلى تغير كسب خرج المجمع بشكل ملحوظ مع تغير مستوى الإشارة، و نتيجة لذلك يحدث تشويه

غير مقبول في إشارة الخرج. بناءً عليه فإن أفضل طريقة لقيادة الترانزستورات تكون باستخدام منبعي إشارة بممانعات منخفضة، كما يظهر في الشكل (b-١٨-٢)، حيث يتم عزل خرج المكبر العاكس باستخدام مرحلة التابع الباعثي (Emitter-follower)، كما هو الحال بالنسبة للإشارة الأصلية (Original signal).



شكل (a-١٨-٢) دائرة مقرق الطور



شكل (b-١٨-٢) طريقة محسنة للحصول على إشارتين متعاكستين في الطور ومتساويتين في المظال.

شكل (١٨-٢) طريقنا تفريقي الطور تستخدمان للحصول على إشارتي قيادة للمكبر دفع وجذب.

Harmonic Distortion and Feedback

٧-١ التشويه التوافقي : Harmonic Distortion

كما هو معلوم يمكن تمثيل أي شكل للموجة الدورية بمجموعة أعداد لا نهائية من الموجات الجيبية، تختلف الواحدة عن الأخرى بالمطال والتردد والطور. يهتم تحليل فورييه (Fourier analysis) بإيجاد القيم الصحيحة لمطالات وترددات وزوايا الطور للمركبات الجيبية، التي ستعطي شكل موجة معيناً عندما تجمع بعضها مع بعض. إذا كان شكل الموجة الأصلي عبارة عن موجة جيبية صرفة فإن مطالات الترددات الأخرى تكون عندها مساوية للصفر.

بالإضافة إلى المركبة المستمرة الممكنة التي تمثل القيمة المتوسطة للموجة الدورية، توجد المركبة ذات التردد الأخفض في المجموع اللانهائي لمركبات الموجة الدورية. تسمى هذه المركبة المركبة الأساسية باعتبارها موجة جيبية لها نفس تردد الموجة الدورية الأصلية. عادة ما يكون مطال هذه المركبة أكبر من أي مطال تابع للمركبات الترددية الأخرى. تدعى المركبات الترددية الأخرى التوافقيات، حيث يتبع كل واحدة منها تردداً يساوي عدداً صحيحاً من تردد المركبة الأساسية. مثلاً تردد التوافقية الثانية لموجة ذات تردد (3kHz) يساوي إلى (6kHz)، بينما يكون تردد التوافقية الثالثة (9kHz) وهكذا. من الملاحظ عدم الحاجة إلى وجود كل التوافقيات من أجل موجة ما محددة، مثلاً تحتوي الموجة المربعة على التوافقيات الفردية فقط (التوافقيات الثالثة والخامسة والسابعة وهكذا).

كما ذكر سابقاً تعتبر الخواص اللاخطية للمكبر مسؤولة بشكل مباشر عن تشويه إشارة الخرج الذي ينتج عن وجود توافقيات للمركبة الأساسية. هذا

التشويه عبارة عن تجميع لترددات التوافقيات التي لن تكون موجودة في الخرج إذا ما كانت إشارة الدخل عبارة عن موجة جيبية صافية. تتم معرفة أي من المركبات التوافقية هي التي تتسبب في تشويه الإشارة من معرفة نسبة مطالها إلى مطال المركبة الأساسية، معبراً عنها بالنسبة المئوية.

$$\% nth \text{ harmonic distortion} = \%D_n = (A_n / A_1) \times 100\% \quad (٤٩-٢)$$

حيث إن (A_n) هو مطال المركبة التوافقية من الدرجة (n) ، و (A_1) هو مطال المركبة الأساسية. مثلاً يتم تشويه موجة جيبية بمطال (1 V) وتردد (10kHz) ، بإضافة موجة جيبية بمطال (0.1 V) و تردد (20kHz) وبموجة أخرى ذات مطال (0.05 V) وتردد (30kHz) ، إذاً مقدار التشويه يكون :

$$\%D_2 = (0.1/1) \times 100\% = 10\% \quad \text{تشويه التوافقية الثانية}$$

$$\%D_3 = (0.05/1) \times 100\% = 5\% \quad \text{وتشويه التوافقية الثالثة}$$

التشويه التوافقي الكلي (Total harmonic distortion THD) يساوي الجذر التربيعي لمجموع مربعات تشويهات التوافقيات الفردية :

$$\%TDH = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots} \times 100\% \quad (٥٠-٢)$$

(يراجع الفصل الخامس للمزيد من التفصيل).

مثال (٨-٢) :

تعتبر التوافقيات الثانية والثالثة كتوافقيات رئيسية لإشارة ذات مطال يساوي (10 V) وتردد (15kHz) ، بينما تعتبر كل التوافقيات الأخرى صغيرة ومهملة. إذا كان THD يساوي (12%) ومطال التوافقية الثانية يساوي (0.5 V) ، فما مطال التوافقية ذات التردد (60kHz) ؟

الحل :

$$THD = 0.12 = \sqrt{D_2^2 + D_4^2}$$

$$0.0144 = D_2^2 + D_4^2$$

$$D_2 = 0.5/10 = 0.05 \quad (5\%)$$

$$0.0144 = (0.05)^2 + D_4^2$$

$$D_4 = \sqrt{0.0144 - 0.0025} = 0.1091 \quad (10.91\%)$$

$$A_4 = D_4 A_1 = (0.1091)(10) = 1.091 V$$

٧-٢ استخدام التغذية الخلفية السالبة لتخفيض التشويه :

Using negative feedback to reduce distortion

إن من أهم منافع استخدام التغذية الخلفية السالبة (كما هو معروف) هو تخفيض التشويه الناتج عن لاختطية المكبر المستخدم. لتحديد مقدار التشويه لنبدأ بالبحث عن الدرجة التي تبدأ عندها التغذية العكسية بالتأثير على تشويه التوافقيات في خرج المكبر. يُعرف المكبر اللاخطي أنه المكبر الذي يتغير فيه جهد خرجه مع تغير مستوى إشارة الدخل. يبين الشكل (٢-١٩-أ) منحنى خواص التحويل لمكبر مثالي خطي (لا تشويهي) كسبه ثابت دائماً، ويساوي ميل منحنى الخواص $(\Delta V_o / \Delta V_{in} = 50)$. أما الشكل (٢-١٩-ب) فيبين منحنى خواص التحويل لمكبر لاختطي حيث يزداد ميل المنحنى، وبالتالي يزداد كسب المكبر مع ازدياد مستوى إشارة الدخل. يلاحظ أن الكسب من أجل القيمة $(v_{in} = 0.2 V)$ يساوي (50)، أما من أجل القيمة $(v_{in} = 0.4 V)$ فيساوي (100)، أي يزداد الكسب بمقدار (100%) عند هذا المدى من إشارة الدخل، وهذا ما يرجع حدوث تشويه كبير في إشارة جهد خرج المكبر.

يمكن إيجاد كسب الحلقة المغلقة للمكبر بوجود دائرة التغذية العكسية السالبة من العلاقة :

$$A_{cl} = A / (A + \beta A) \quad (٥١-٢)$$

حيث إن A هو كسب الحلقة المفتوحة و β هو معامل التغذية العكسية.

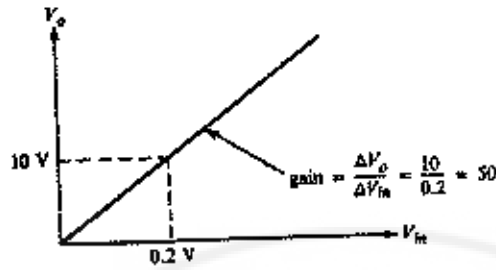
لنفرض أنه تم وصل حلقة التغذية العكسية السالبة إلى المكبر ذي منحنى خواص التحويل اللاخطي المبين في الشكل (٢-١٩-b) و لنكن $\beta = 0.05$ ، إذا أصبح الكسب عند $v_{in} = 0.2 V$:

$$A_{cl} = 50 / (1 + 50(0.05)) = 14.29$$

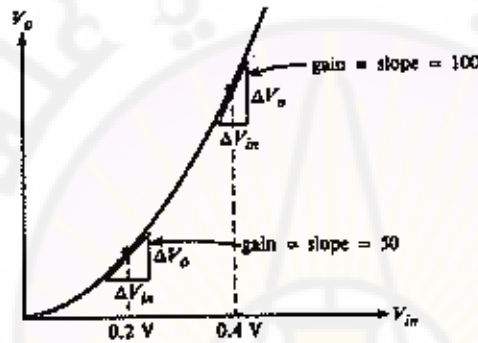
ويكون الكسب عند $v_{in} = 0.4 V$:

$$A_{cl} = 100 / (1 + 100(0.05)) = 16.67$$

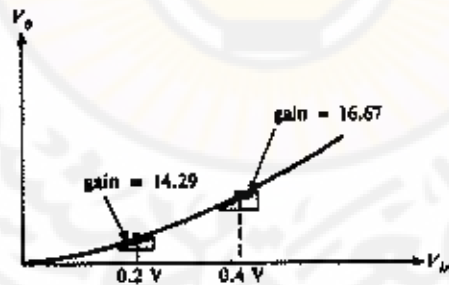
يلاحظ مما سبق انخفاض قيمة الكسب إلى حد كبير بعد وصل التغذية الخلفية. إذا فوجود التغذية الخلفية يؤدي إلى جعل منحنى خواص التحويل للمكبر اللاخطي خطياً نوعاً ما، كما هو موضح في الشكل (٢-١٩-c). وبالتالي يمكن توقع تشويه أقل بكثير مما سبق (Less-server distortion). أي أن تحسين أداء المكبر اللاخطي يرافقه دائماً انخفاض كبير في قيمة كسبه الكلي. لتأخذ النموذجين الموجودين في الشكل (٢-٢٠) كمثال جيد لحساب مقدار انخفاض تشويه التوافقيات و الناتج بشكل أساسي عن وجود التغذية الخلفية السالبة. يبين الشكل (٢-٢٠-a) كيف يمكن أن يمثل المكبر اللاخطي (بدون تغذية خلفية) كمكبر خطي (لا تشويهي) مضافاً إلى خرجة مركبة التشويه d .



(a) منحنى خواص التحويل لمكبر مثالي لا تشويهي ذو ريع يساوي (50).

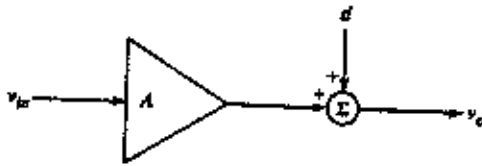


(b) منحنى خواص التحويل اللاخطي.

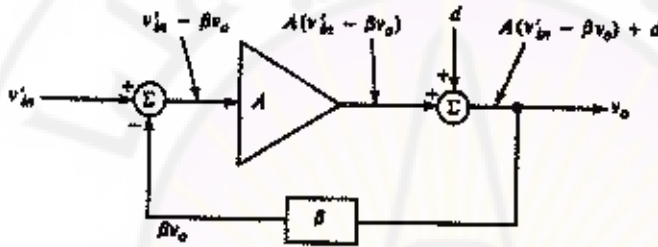


(c) تخفيض التغذية الخلفية بقيمة $(\beta = 0.05)$ للربع، ولكنها تجعل منحنى التحويل خطياً.

شكل (٢-١٩) - منحنيات خواص التحويل وأثر التغذية الخلفية السالبة



(a) تمثيل تشويه المكبر بجمع مركبة التشويه إلى خرج المكبر.



شكل (b) نموذج لمكبر مركبة التشويه (d) ونسبة التغذية الخلفية السالبة (β) .

شكل (٢٠-٢) - نموذجان يبيان تشويه المكبر.

مثلاً يمكن أن تمثل d مستوى التوافقية الثانية لإشارة جيبية ما مضافة إلى

التوافقية الأساسية غير المشوهة. يُعطى جهد خرج المكبر بالعلاقة :

$$v_o = A v_{in} + d \quad (٥٢-٢)$$

و بالتالي يكون تشويه التوافقيات :

$$D = d / (A v_{in}) \quad (٥٣-٢)$$

يبين الشكل (b-٢٠-٢) نفس المكبر اللاخطي بعد وصل التغذية الخلفية

السالبة. من المتوقع أن مستوي خرج المكبر سيقبل نتيجة لانخفاض كسب

المكبر ذي الحلقة المغلقة بسبب وجود التغذية الخلفية السالبة، وذلك فيما إذا طبق جهد الدخل نفسه المطبق في الحالة الأولى (a).

بما أن قيمة التشويه تعتمد بشكل أساسي على مستوى الخرج في الحالتين السابقتين، لذلك ومن أجل حساب قيمة التشويه نلاحظ وجوب تساوي جهدي الخرج في كلا الحالتين.

نفرض أن v_{in} في النموذج (b) يزداد إلى القيمة v'_{in} ، التي عندها تكون مركبة التشويه d مساوية لقيمتها في النموذج (a) :

$$v_o = A(v'_{in} - \beta v_o) + d \quad (٥٤-٢)$$

وبالحل من أجل v_o نجد أن :

$$v_o = \frac{A v'_{in}}{1 + A\beta} + \frac{d}{1 + A\beta} \quad (٥٥-٢)$$

بما أن مستويات إشارتي خرج النموذجين (a) و (b) متساويان بعد فرض أن v_{in} أصبحت v'_{in} لذلك يكون :

$$A v_{in} = \frac{A}{1 + A\beta} v'_{in} \quad (٥٦-٢)$$

أو

$$v'_{in} = (1 + A\beta) v_{in} \quad (٥٧-٢)$$

بتعويض المعادلة (٥٧-٢) في المعادلة (٥٥-٢) نجد أن :

$$v_o = A v_{in} + d / (1 + A\beta) \quad (٥٨-٢)$$

ويكون التشويه التوافقي في هذه الحالة مساوياً :

$$D = \frac{d / (1 + A\beta)}{A v_{in}} = \frac{d}{A v_{in} (1 + A\beta)} \quad (٥٩-٢)$$

بمقارنة هذه المعادلة مع المعادلة (٥٣-٢) نجد أن التشويه قد انخفض بمقدار

$1 / (1 + A\beta)$. تم الحصول على النتيجة السابقة بعد زيادة مستوى الجهد

للحصول على أداء أفضل للمكبر، عملياً يجب استخدام مكبر أولي إلى مكبر الخرج شريطة أن يكون الأول خالياً من التشويه نسبياً (خطياً نوعاً ما) وذلك لتعويض فقد الكسب الناتج عن التغذية الخلفية السالبة. بشكل عام من الأسهل الحصول على تشويه منخفض في المكبرات الأولية من أجل الإشارات الصغيرة إذا ما قورنت بمكبرات الخرج العاملة عند الإشارات الكبيرة وباستطاعات عالية.

مثال (٢-٩) :

يولد مكبر خرج تشويهاً توافقياً مقداره 20% بدون وصل دائرة التغذية الخلفية. إذا علمت أن كسب الجهد لهذا المكبر يساوي 120 ، احسب :

١- قيمة جهد التغذية الخلفية الواجب استخدامها لتخفيض التشويه إلى القيمة 2% .

٢- قيمة كسب المكبر الأولي الذي يجب وصله على التسلسل مع مكبر الخرج للحفاظ على كسب كلي مساوٍ لكسب المكبر بدون التغذية الخلفية أي 120 .

الحل :

١- باستخدام المعادلة (٢-٥٩) : $D = \frac{d}{A v_m (1 + A\beta)}$ وباعتبار أن

التشويه بدون تغذية خلفية يساوي : $d / A v_m = 0.2$ إذاً :

$$\beta = 0.075 \text{ أو } 0.02 = \frac{0.2}{(1 + A\beta)} = \frac{0.2}{(1 + 120\beta)}$$

أي يجب أن يكون جهد التغذية الخلفية السالبة مساوياً 7.5% من جهد الخرج.

٢- إن كسب الحلقة المغلقة بوجود التغذية الخلفية $\beta = 0.075$ يساوي :

$$A_{cl} = \frac{A}{(1 + A\beta)} = \frac{120}{1 + 120(0.075)} = 12$$

يجب أن يكون كسب المكبر الأولي A_p مساوياً :

$$12 A_p = 120 \Rightarrow A_p = 10$$

يساوي 120 .

٨- التثوية في مكبرات الدفع و الجذب :

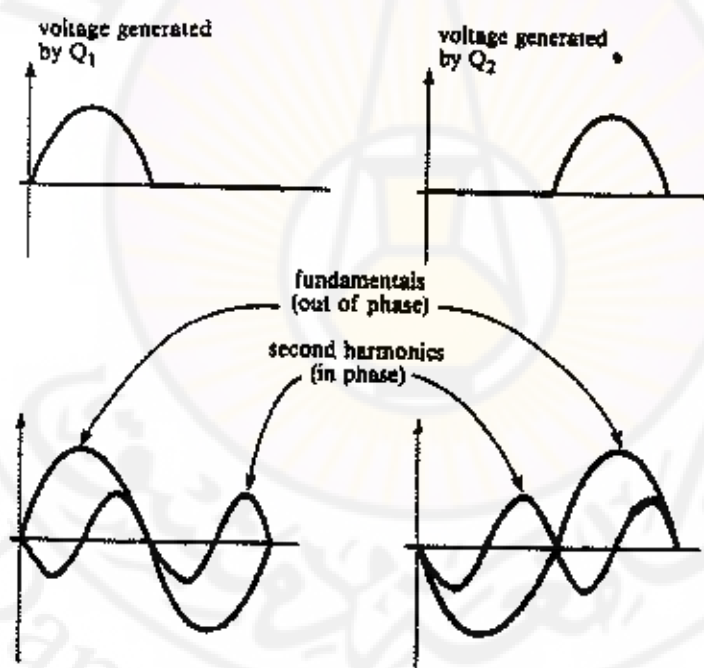
Distortion in push-pull amplifiers

٨-١ حذف التوافقيات الزوجية: Cancellation of even harmonics

يعتمد عمل مكبر الدفع والجذب بشكل أساسي على إنتاج موجة خرج تتناسب مع الفرق بين إشارتي الدخل، حيث يتم إعادة إنتاج الشكل الموجي لإشارتي الدخل في الحمل عندما تكون هاتان الإشارتان متعاكستين في الطور، أما إذا كانتا متوافقتين في الطور فيتم حذفهما، أي الحصول على جهد في الخرج مساوٍ للصفر. وبالتالي يكون خرج مكبر الدفع والجذب مساوياً للفرق بين موجتين جيبيتين مشوهتين (مقومتين بتقويم نصف الموجة) ومتفاوتتين في الطور، وهذا ما يوضحه الشكل (٢-٢١). يمكن ملاحظة أن الموجة الجيبية المقومة بطريقة نصف الموجة تحتوي على التوافقيات الأساسية بالإضافة إلى التوافقيات الزوجية فقط. يظهر الشكل (٢-٢١-أ) موجتين جيبيتين مقومتين بنصف موجة ومتعاكستين في الطور تستطيعان قيادة الحمل. أما الشكل (٢-٢١-ب) فيبين التوافقيات الأساسية مع مركبات التوافقيات الثانية للموجتين الجيبيتين. يُلاحظ أن المركبتين الأساسيتين تكونان متعاكستين في الطور، وبالتالي يمكن إعادة إنتاج المركبة الأساسية في الحمل (كما هو مبين أيضاً في الشكل (٢-١٦)). بما أن مركبات التوافقيات الثانية تتفق في

الطور فلذلك يتم حذفها في الحمل، كما هو الحال بالنسبة للتوافقيات الرابعة وجميع التوافقيات الزوجية غير الممينة في الشكل أيضاً. إذا تكمن الميزة الأساسية لعمل مكبرات الدفع و الجذب في حذف التوافقيات الزوجية لإشارتي الدخل.

يعتبر حذف التوافقيات الزوجية عاملاً هاماً لتخفيض التشويه في مكبرات الدفع والجذب. من الملاحظ أنه يمكن حدوث حذف تام للتوافقيات وذلك في حال كون الجانبين متطابقين ومتوازنين تماماً، بمعنى أن يكون كلا الترانزستورين متمثلين، بالإضافة إلى تماثل دارتي القيادة (Drivers)، أما المحول فيكون ذا نقطة وسطية مثالية.

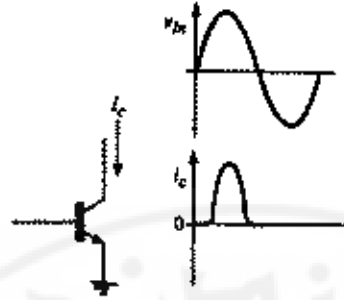


شكل (٢-٢١) - تكون المركبات الأساسية للأشكال الموجية المقومة بنصف موجة متعاكسة في الطور، بينما تكون التوافقيات الثابتة متفقة في الطور، وبالتالي يتم حذف تشويه التوافقيات الثانية أثناء عمل مكبر الدفع والجذب.

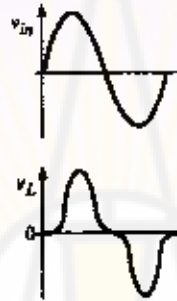
تعتبر هذه الحالة حالة مثالية، ولكن حتى عمل المكبر دفع وجذب غير المثالي (العملي) يخفف من تشويه التوافقيات الزوجية. أما التوافقيات الفردية فتكون متعاكسة في الطور وبالتالي لا يمكن حذفها.

٨-٢- التشويه التقاطعي : Crossover distortion

يجب أن يرتفع جهد الانحياز الأمامي المطبق على وصلة الـ PN إلى مستوى محدد (بحدود $0.7V$ من أجل السيليكون) قبل أن تمرر الوصلة تياراً ذا قيمة معتبرة. أي يجب أن يصل الجهد عبر وصلة الباعث-القاعدة للترانزستور إلى تلك القيمة قبل مرور أي تيار في القاعدة، وبالتالي قبل مرور أي تيار في المجمع. بالنتيجة فإن إشارة القيادة المطبقة على الترانزستور ذي الصنف B يجب أن تصل إلى مستوى أصغري محدد قبل أن يصبح تيار مجعته في المنطقة الفعالة. تعتبر هذه الحقيقة المصدر الأساسي للتشويه في مكبر الدفع والجذب ذي الصنف B، كما هو موضح في الشكل (٢٢-٢). يبين الشكل (٢٢-٢-أ) تأخر الارتفاع الأولي لتيار المجمع في ترانزستور الصنف B عن الارتفاع الأولي لجهد الدخل عند قيمة الصفر. أما الشكل (٢٢-٢-ب) فيبين شكل موجة الجهد الناتج في حمل المكبر دفع وجذب وذلك عندما يُضم التشويه المؤكد من كلا ترانزستوري الصنف B وأثناء كل نصف موجة. يدعى هذا التشويه بالتشويه التقاطعي، وذلك لأنه ينشأ عندما يتقاطع شكل الموجة المركبة مع محور الجهد الصغري. من الواضح أن أثر التشويه التقاطعي يصبح ذو أهمية كبيرة خاصة عند مستويات الإشارة الصغيرة.



شكل (٢-٢٢-أ) لا يتبع تيار المجمع في ترانزستور الصنف β جهد الدخل في المناطق القريبة من الصفر (العرضائية).

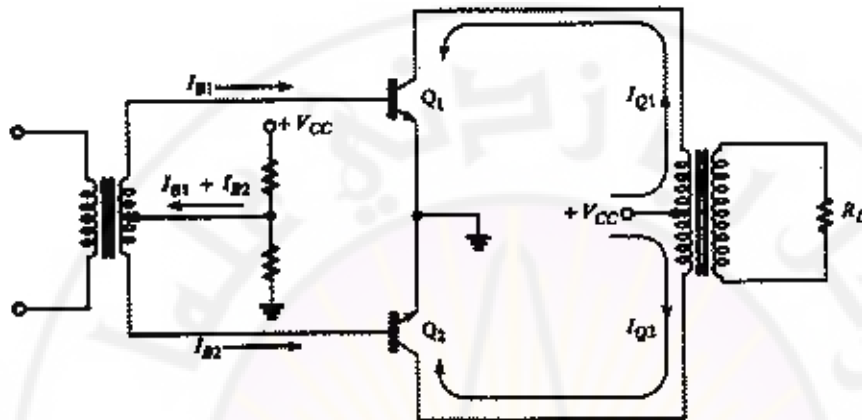


شكل (٢-٢٢-ب) جهد الحمل في مكبر الدفع والجذب ذي الصنف β . مبينما النتائج المعجلة للتشويه المولدة أثناء كل نوبة للدخل.
شكل (٢-٢٢-ج) التشويه التقاطعي في المكبر.

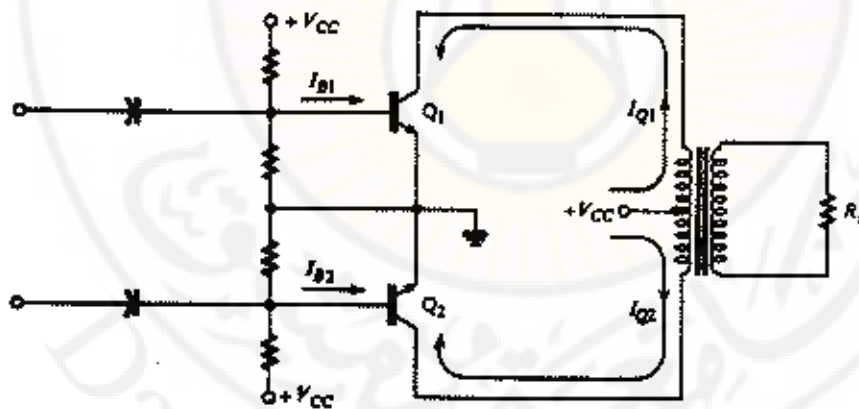
٨-٣- عمل مكبر الصنف AB : Class-AB operation

يمكن تقليل بل إزالة التشويه التقاطعي في مكبر الدفع والجذب بتطبيق جهود انحياز على كلا الترانزستورين ذوي قيم قريبة من جهود التوصيل. عندما يطبق جهد انحياز أمامي صغير على كل من وصلة الباعث-القاعدة لكلا الترانزستورين، فإن ذلك يؤدي إلى مرور تيار في القاعدة بقيم صغيرة، وذلك في حالة عدم تطبيق أي إشارة في الدخل. من

أجل ذلك ليس من الضروري أن يتعدى جهد إشارة قيادة القاعدة جهد الوصلة الداخلي عند العمل في المنطقة الفعالة. لهذه الغاية يمكن ربط دائرة مقسم جهد بسيطة كدائرة انحياز عند كل قاعدة، كما هو موضح في الشكل (٢-٢٣).



(a) الانحياز عبر محول القيادة



(b) الانحياز مع دارات قيادة مترابطة سعويًا.

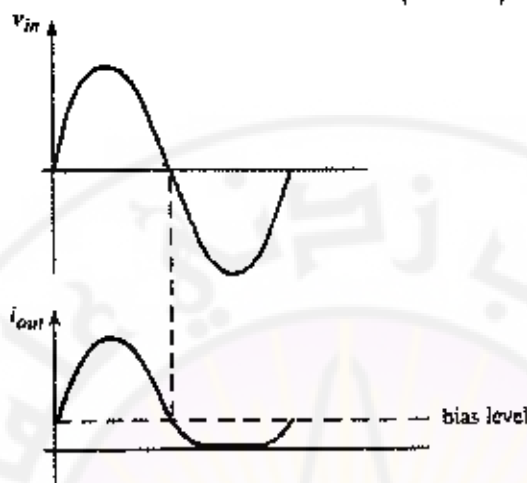
شكل (٢-٢٣) - طرق تأمين انحياز أمامي بسيط للترانزستورات الدافعة-الجاذبة من أجل تخفيض تشويه التحويل .

يبين الشكل (٢-٢٣-أ) كيف يمكن للمقاومات أن تقدم جهود انحياز لكلا الترانزيستورين وذلك عند استخدام محول القيادة. أما الشكل (٢-٢٣-ب) فيبين استخدام مقسمي جهد من أجل إشارتي القيادة الناتجتين عن الربط بمكثف. عملياً تُطبق جهود انحياز على وصلات الباعث-القاعدة بحدود $0.5V$ من أجل الترانزيستورات السيليكونية، وبحيث يكون تيار المجمع بحدود 1% من قيمته الأعظمية وذلك في حالة عدم تطبيق إشارة على الدخل (حالة التوقف).

عندما تُطبق جهود انحياز قريبة من جهود التوصيل فإن ذلك سيؤدي إلى مرور تيار الخرج خلال فترة زمنية أكبر من نوبة لإشارة الدخل الجيبية، كما هو موضح في الشكل (٢-٢٤). كما يلاحظ من الشكل أن عملية التوصيل تتم خلال فترة أكبر من نوبة وأقل من دورة كاملة لإشارة الدخل. حالة العمل هذه لا تشابه عمل ترانزيستور الصنف A ولا عمل ترانزيستور الصنف B، ولذلك فهي تدعى حالة عمل الصنف AB.

على الرغم من أن عمل الصنف AB يخفض من التشويه التقاطعي في مكبر الدفع والجذب، إلا أنه يعاني من سيئة أساسية تتمثل في تخفيضه للمردود المكبر. تتمثل المشكلة في وجود تيار الانحياز بشكل دائم، مما يؤدي إلى تبديد مستمر للاستطاعة في كلا الترانزيستورين، بما في ذلك الفترات الزمنية التي يكون أحد الترانزيستورين في حالة قطع، وذلك فيما إذا كانا يعملان في الصنف B. يعتمد مدى انخفاض المردود بشكل مباشر على الزيادة الكبيرة لجهود انحياز الترانزيستورين، حيث تتراوح قيمة المردود الأعظمي الممكن الحصول عليه بين قيمتي المردود الأعظمي من أجل عمل الصنف A وعمل

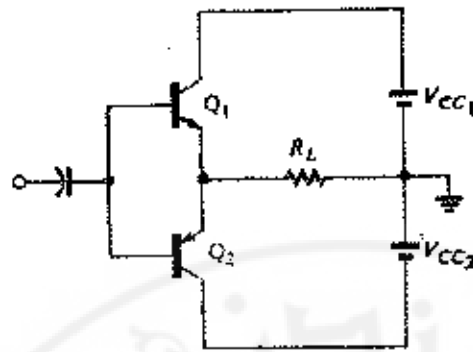
الصف B، أي أن المردود الأعظمي لعمل الصف AB يتراوح بين القيمتين (0.5) و (0.785) .



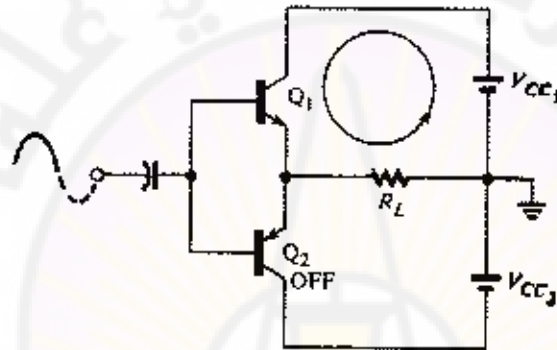
شكل (٢-٢٤) - عمل مكبر الصف AB.

يمر تيار الخرج I_{out} خلال فترة زمنية أكبر من نوبة و أقل من دورة كاملة.

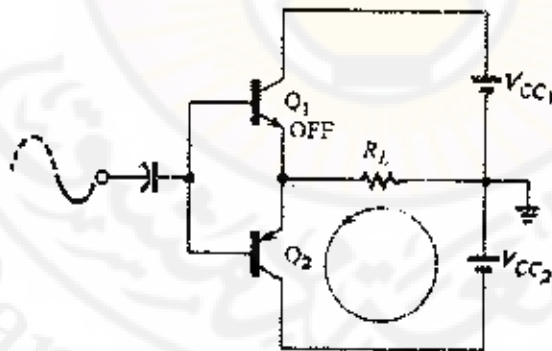
يلاحظ من الشكل (٢-٢٣) أن تيارى المجمعين الساكنين I_{Q1} و I_{Q2} يجريان في اتجاهين متعاكسين عبر الملف الأولي للمحول. إذا التدفق المغناطيسي الناتج عن مرور أحد التيارين في المحول في الاتجاه الأول سيعاكس التدفق المغناطيسي الناتج عن مرور التيار الآخر في المحول في الاتجاه المعاكس، وبالتالي سيصبح التدفق المغناطيسي الإجمالي مساوياً للصفر. وهذا ما يميز مكبر الصف AB إذا ما قُورن بمكبر الصف A المترابط بمحول، حيث يتأرجح تيار المحول بين قيم موجبة وأخرى سالبة مروراً بقيمته العظمى السالبة و الموجبة. إذا ما احتوى التدفق المغناطيسي للمحول على مركبة انحياز فإن تأرجح الإشارة سيكون محدداً في اتجاه واحد عند بداية الإشباع المغناطيسي.



(a) مكبر الدفع والجذب المتناهم .



(b) عندما يكون الدخل موجباً فإن Q_1 يوصل و Q_2 يقطع.



(c) عندما يكون الدخل سالباً فإن Q_2 يوصل و Q_1 يقطع.

شكل (٢٥-٢) - تكبير الدفع والجذب باستخدام ترانزستورين متناهمين.

يتبدل اتجاه التيار عبر الحمل عند كل نوبة إشارة الدخل.

مثال (٢-١٠) :

إذا توجب على المكبر المرسوم في الشكل (٢-٢٥) أن يسلم إلى الحمل (15Ω) استطاعة تساوي $(30 W)$ من أجل شروط القيادة العظمى فالمطلوب:

- ١- ما القيمة الصغرى المطلوبة لجهود تغذية كلا الترانزستورين ؟
- ٢- ما معدل جهد الانهيار الأصغري من المجمع إلى القاعدة من أجل كل ترانزستور ؟

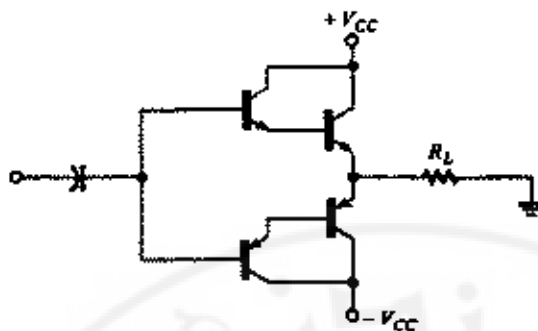
الحل :

$$P_L(\max) = \frac{V_p^2(\max)}{2R_L} \quad -1$$

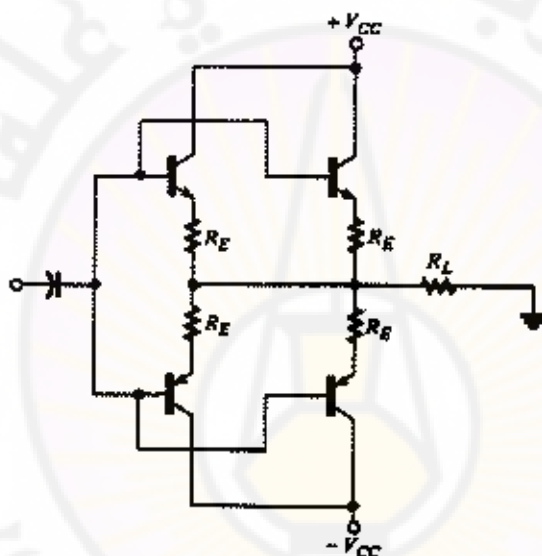
$$V_p(\max) = \sqrt{2R_L P_L(\max)} = \sqrt{2(15)(30)} = 30 V$$

بناءً عليه ومن أجل التآرجح الأعظمي يكون $V_{CC} = V_p(\max) = 30 V$ ،
بمعنى أن $V_{CC1} = 30 V$ و أن $V_{CC2} = -30 V$.

- ٢- معدل جهد الانهيار الأصغري المقدر يساوي $2V_{CC} = 60 V$.
- يبين الشكل (٢-٢٦) تبدلين أحدثا على بنية المكبر الدفع والجذب المنتام الأساسي. استبدل الترانزستورين في الشكل (٢-٢٦-أ) بدارتين دارلنغتون للتابع الباعثي. بما أن ترانزستورات الاستطاعة ذات قيم منخفضة من أجل β وخاصة عند مستويات التيار العالية، فإن دائرة دارلنغتون تحسن من قدرات القيادة و أيضاً من كسب التيار للمكبر. تطبق دارات دارلنغتون هذه في المجموعات المنتامة المتطابقة عند معدلات للتيار أكبر من $(20 A)$.
- يبين الشكل (٢-٢٦-ب) كيف يمكن لترانزستورات التابع الباعثي أن تعمل على التوازي وذلك بهدف زيادة قدرة المكبر على معالجة التيار الكلي.



(a) زوج دارلنغتون المتتام .



(b) التوازي الباعثية المتتامة .

شكل (٢٦-٢) - بيان لتبديلين أهدنا على مكبر الدفع والجذب المتتام والأساسي.

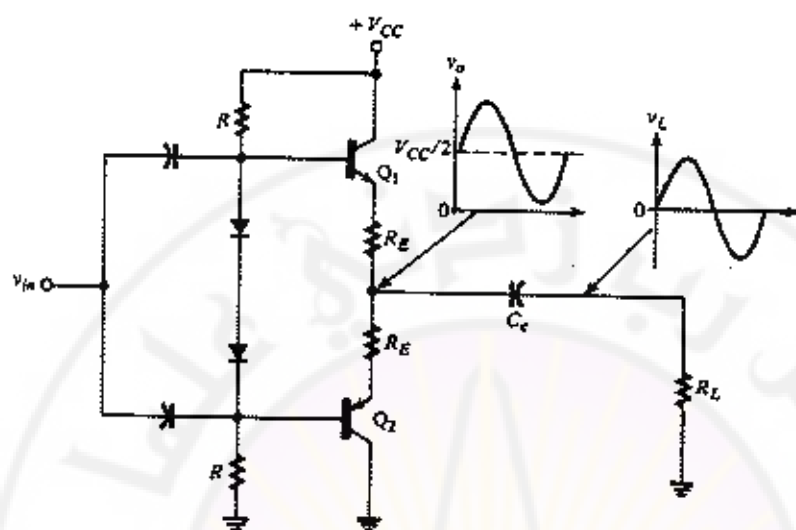
يلاحظ أنه في هذا التبديل يجب أن تكون الترانزستورات المتوازية متناظرة إلى حد كبير لمنع تقوس التيار (Current hogging)، حيث يتم تحميل كل الحمل تقريباً بواسطة أحد الترانزستورات، وهذا ما يلغى الغاية من مشاركة الحمل.

تقدم مقاومات الباعث الصغيرة القيمة (R_E) المبينة في الشكل تغذية خلفية سالبة تساعد على منع تقويس التيار، ولكن كل ذلك يكون على حساب مردود المكبر. نستخدم هذه البنية بكثرة في المكبرات القادرة على تقديم مئات الواطات. تتمثل إحدى سينات مكبر الدفع والجذب المتنام بالحاجة إلى منبهي استطاعة (منبهي تغذية)، كما يعطي مكبر الصنف B المتنام تشوهاً تحويلياً عند خرجه، مثلما هو الحال بالنسبة للمكبر الدافع الجاذب المترابط بمحول. يبين الشكل (a-27-2) مثالاً آخر للمكبر المتنام الذي يمكنه التخلص من هذه المشاكل مع دمج بعض الميزات الإضافية.

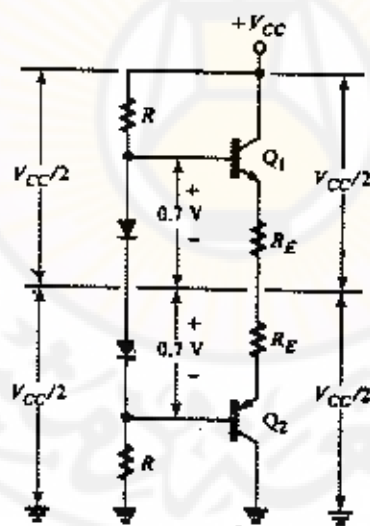
يمكن أن يعمل المكبر المتنام بمنبع تغذية وحيد وذلك لأن انحياز جهد الخرج يكون عند نصف جهد المنبع، بالإضافة إلى أن المكبر يكون مترابطاً سعويًا (أي بمكثف) إلى الحمل. تستعمل دائرة الديود - المقاومة الموصولة عبر قاعدتي الترانزستورين لتأمين الانحياز لكلا الترانزستورين، بحيث يكون قريباً من عتبة التوصيل. كما يمكن أن يُخفّض تشوه التحويل أو حتى يزال، وذلك بإدخال مقاومة أخرى غير مبينة في الشكل على التسلسل مع الثنائيين، لتأمين انحياز الترانزستورات إلى حد كبير عند العمل بالصنف AB.

بفرض تطابق كل مكونات المكبر بشكل تام، فإن ذلك سيؤدي إلى تقسيم جهد المنبع بشكل متساوٍ بين نصفي المكبر، كما هو مبين في الشكل (b-27-2). عملياً يمكن جعل إحدى المقاومات قابلة للتعديل من أجل تحقيق التوازن للمكبر. تؤمن المقاومة R_E استقراراً في الانحياز لمنع الانهيار الحراري (Thermal runaway)، وتكون بقيم أصغر ما يمكن باعتبار أنها تؤثر عكسياً على مردود المكبر. بما أن الجهد المطبق على أي من نصفي المكبر يساوي ($V_{CC}/2$)، فإن هبوطات الجهد للثنائي المنحاز أمامياً تظهر على

وصلات الباعث-القاعدة بقطبية ملائمة لتأمين الانحياز اللازم لكل ترانزستور من أجل جعله موصلًا.



(a) ينحاز الخرج عند ($V_{CC}/2$ Volt)



(b) جهود الانحياز المستمرة (بافتراض التناظر التام لكل المكونات).
شكل (٢٧-٢) - مكبر الدفع و الجذب المتكامل باستخدام منبع تغذية وحيد.

يتم اختيار الديودات بحيث تلائم منحنيات خواصها تغيرات درجات الحرارة لوصلات الباعث-القاعدة، وبالتالي تأمين استقرار الانحياز. تُركب الثنائيات على نفس مصدرف الحرارة للترانزيستورات بحيث تتغير خواصهما مع الحرارة بنفس الطريقة.

في العمل المتناوب (ac operation) يتم استرجار التيار من منبع التغذية ليمر عبر الترانزيستور Q_1 ومن ثم إلى الحمل، وذلك عندما يكون جهد المنبع موجباً والترانزيستور Q_1 موصلاً. أما عندما يكون Q_1 قاطعاً وجهد الدخل سالباً لا يحدث أي استرجار للتيار من المنبع. في هذه الأثناء يكون Q_2 موصلاً، وبالتالي يتم شحن المكثفة C_C . في هذه الحالة يحدث عبور للتيار من الحمل إلى الترانزيستور Q_2 عبر المكثفة C_C ومن ثم إلى الأرضي، طالما كان جهد الدخل سالباً. يجب أن يكون الثابت الزمني $R_L C_C$ أكبر بكثير من دور تردد الإشارة الأصغري. يُعطى تردد القطع الأخفض الناتج عن C_C بالعلاقة :

$$f_1(C_C) = \frac{1}{2\pi(R_L + R_E)C_C} \text{ Hz} \quad (٦٠-٢)$$

أما تيار الحمل فيساوي إلى جهد الذروة مقسوماً على $R_L + R_E$.

$$I_{PL} = \frac{V_P}{R_L + R_E} \quad (٦١-٢)$$

بناءً عليه تكون القيمة المتوسطة للاستطاعة المتناوبة المسلمة إلى الحمل :

$$P_L = \frac{I_{PL}^2 R_L}{2} = \frac{V_P^2 R_L}{2(R_L + R_E)^2} \quad (٦٢-٢)$$

بما أن استرجار التيار من منبع التغذية يحدث عندما تكون إشارة الدخل موجبة فقط، فإن موجة تيار المنبع يجب أن تقوم بطريقة تقويم نصف الموجة

مع قيمة للذروة مساوية إلى $(V_p / (R_L + R_E)) A$ ، وبالتالي تكون القيمة المتوسطة لتيار المنبع :

$$I_s(\text{avg}) = \frac{V_p}{\pi(R_L + R_E)} \quad (٦٣-٢)$$

أما الاستطاعة المتوسطة للمنبع فتكون :

$$P_s = V_{cc} I_s(\text{avg}) = \frac{V_{cc} V_p}{\pi(R_L + R_E)} \quad (٦٤-٢)$$

يتم الحصول على علاقة المردود بتقسيم المعادلة (٦٢-٢) على (٦٤-٢) :

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{R_L}{R_L + R_E} \right) \left(\frac{V_p}{V_{cc}} \right) \quad (٦٥-٢)$$

يكون المردود أعظمياً عندما يكون جهد الذروة مساوياً لأعظم قيمة ممكنة أي $V_{cc}/2$:

$$\eta(\text{max}) = \frac{\pi}{2} \left(\frac{R_L}{R_L + R_E} \right) \left(\frac{V_{cc}/2}{V_{cc}} \right) = \frac{\pi}{4} \left(\frac{R_L}{R_L + R_E} \right) \quad (٦٦-٢)$$

تبين المعادلتان (٦٥-٢) و (٦٦-٢) تناقص قيمة المردود عند ازدياد (R_E) .

إذا كانت $(R_E = 0)$ فإن المردود الأعظمي الممكن الحصول عليه يساوي

$$\eta(\text{max}) = \frac{\pi}{4} = 0.785 \text{ وهو المردود الأعظمي النظري لمكبر الصنف B .}$$

مثال (١١-٢) :

بفرض أن كل العناصر الموجودة في الشكل (٢٨-٢) متماثلة (أو متطابقة)

تماماً، احسب ما يلي:

١- جهدي قاعدتي الترانزستورين (V_{B1}, V_{B2}) (Base-to-ground voltages)

و V_{B2} .

٢- الاستطاعة المسلمة للحمل من أجل شروط الإشارة الأعظمية.

٣- المرئود من أجل شروط الإشارة الأعظمية.

٤- قيمة المكثفة C_c إذا تم استخدام المكبر للعمل عند ترددات أقل من 20 Hz .

الحل :

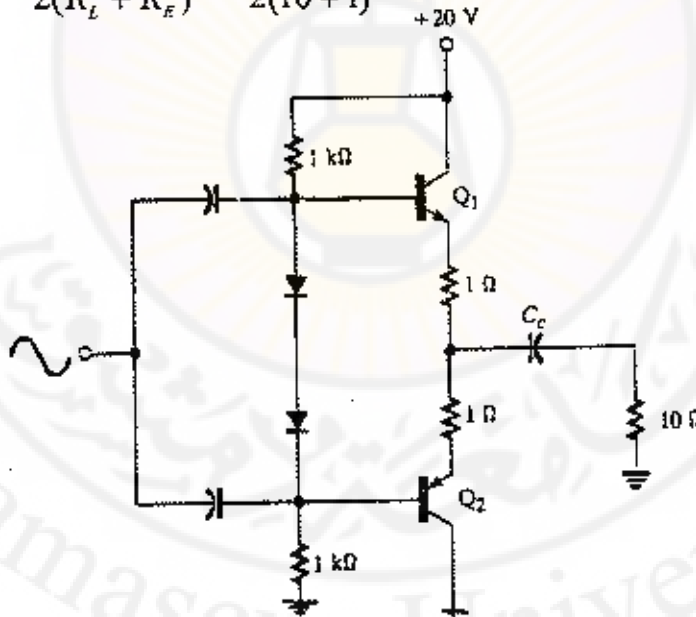
١- بما أن كل العناصر الموجودة في الدارة متماثلة، لذلك يتم توزيع جهد التغذية بالتساوي على جزء الدارة الذي يحتوي على الثنائي والمقاومة كما هو موضح في الشكل (٢٩-٢). وبالتالي يكون جهدا قاعدتي الرانزيستورين:

$$V_{B2} = V_{B1} - 1.4 = 9.3 \text{ V} \quad \text{و} \quad V_{B1} = 10 + 0.7 = 10.7 \text{ V}$$

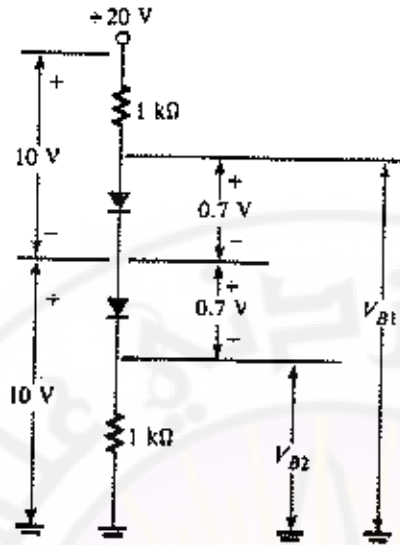
٢- تحسب الاستطاعة باستخدام المعادلة (٦٢-٢)

$$\text{و} \quad V_p(\text{max}) = V_{CC} / 2 = 10 \text{ V}$$

$$P_L(\text{max}) = \frac{V_p^2(\text{max}) R_L}{2(R_L + R_F)^2} = \frac{10^2 (10)}{2(10 + 1)^2} = 4.132 \text{ W}$$



شكل (٢٨-٢) - دارة المثال (١١ - ٢)



شكل (٢-٢٩) - دائرة المثال (٢-١١)

٣- يمكن حساب المردود الأعظمي من المعادلة (٢-٦٦):

$$\eta(\max) = \frac{\pi}{4} \left(\frac{R_L}{R_L + R_E} \right) = \frac{\pi}{4} (10/11) = 0.714$$

٤- نحسب قيمة المكثفة C_C من المعادلة (٢-٦٠):

$$C_C = \frac{1}{2\pi(R_L + R_E)f_1(C_C)} = \frac{1}{2\pi(11)(20)} = 723 \mu F$$

نبين النتيجة الأخيرة السيئة الأساسية لمكبر الدفع و الجذب المتتام و المغذى بمنبع تغذية وحيد، حيث يجب أن تكون مكثفة الربط كبيرة إلى حد بعيد لتقود حملاً ذي ممانعة منخفضة عند التردد المنخفض. تعبير متطلبات العمل المذكورة نموذجية لمكبرات الاستطاعة السمعية .

٩- مكبر الدفع والجذب شبه المتتام :

Quasi-Complementary push-pull amplifier

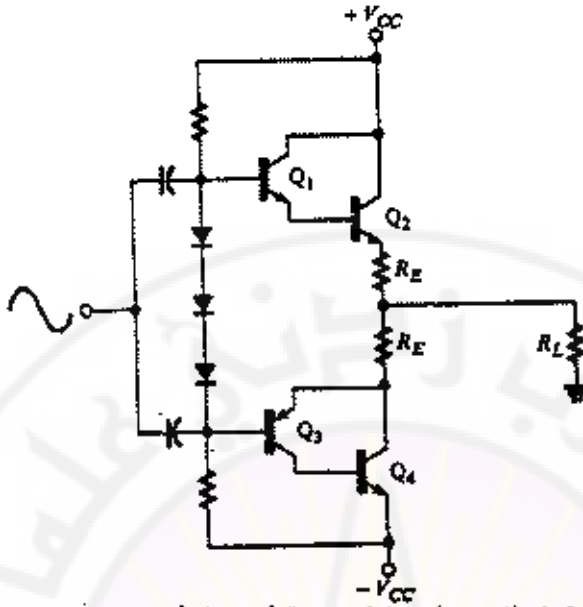
يُفضل عادة في تقنيات أشباه الموصلات الحديثة، استخدام ترانزستورات من نوع NPN على تلك التي من نوع PNP. يبين الشكل (٢-٣٠) الدارة

العامّة لمكبر الدفع والجذب والمصمّمة بحيث يتم استخدام ترانزستورات NPN في دارتي دارنغتون الموجودتين عند خرج المكبر. يُدعى هذا التصميم بمكبر الدفع والجذب شبه المتتام، وذلك لأن الترانزستورين Q_3 و Q_4 يعطيان معاً نفس تابع ترانزستور PNP في مكبر الدفع والجذب المتتام. عندما تكون إشارة الدخل موجبة فإن الترانزستور Q_3 يكون في حالة قطع، ولهذا لا يستقبل الترانزستور Q_4 من نوع NPN أي تيار عبر القاعدة، و بالتالي يكون هو أيضاً في حالة قطع. أما في حال ما إذا كان الدخل سالباً فإن Q_3 يوصل و يغذي تيار القاعدة إلى Q_4 والذي بدوره يمكن أن يوصل تيار الحمل. يشكل الترانزستورين Q_1 و Q_2 دائرة (زوج) دارنغتون NPN، حيث إن هذين الترانزستورين (الموصلين في الدائرة كدائرة تابع باعني) يزودان الحمل بعمل التابع الباعني (Emitter-follower action) وذلك عندما يكون الدخل موجباً، أما Q_3 و Q_4 فيشكلان التابع نفسه ويعملان عمل الترانزستورين Q_1 و Q_2 نفسه وذلك عندما يكون الدخل سالباً.

إذاً فإن البنية الكلية تقوم بعملية الدفع والجذب بنفس أسلوب مكبر الدفع والجذب المتتام. أما كسب التيار لزوج الترانزستورين Q_3 و Q_4 فيساوي :

$$\frac{I_E}{I_B} = \beta_3 \beta_4 + (1 + \beta_3) \quad (٦٧-٢)$$

والذي يشابه إلى حد بعيد كسب دائرة دارنغتون. يتم توصيل الترانزستورين Q_1 و Q_2 بشكل مشابه لدائرة دارنغتون لتأمين نفس الكسب على جانبي المكبر.



شكل (٢-٣٠) - دائرة مكبر الدفع و الجذب شبه المتمم.

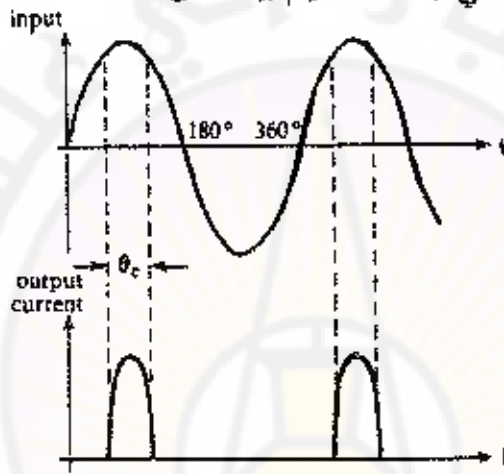
يكون الترانزستورين Q_3 و Q_4 في حالة توصيل أثناء أنصاف الدورات السالبة لإشارة الدخل.

١٠- مكبرات الصنف C : Class-C Amplifiers

يعرف مكبر الصنف C أنه المكبر الذي يستطيع خرجه توصيل تيار للحمل في مدة أقل من نصف موجة واحدة لإشارة الدخل الجيبية. يبين الشكل (٢-٣١) شكل موجة تيار مكبر الصنف C النموذجية، حيث يُلاحظ أن الزاوية الكلية أثناء مرور التيار تكون أقل من (180°) . تدعى هذه الزاوية زاوية التوصيل θ_c (Conduction angle).

من المؤكد أن خرج مكبر الصنف C سيكون عبارة عن نسخة مشوهة جداً من إشارة الدخل، وبالتالي لا يمكن استخدامه في أي تطبيق يتطلب نوعية عالية (Hi Fi)، مثل المكبر الراديوي. استعملت مكبرات الصنف C بداية في التطبيقات التي تعمل عند الترددات العالية والاستطاعات الكبيرة، مثل

مرسلات التردد الراديوي (RF transmitters). في مثل هذه التطبيقات، لا تشكل نبضات التردد العالي والمعالجة في المكبر الإشارة المرسله بعد ذاتها، وإنما تؤلف ما ندعوه حامل الإشارة. ترسل الإشارة عن طريق تغيير مطال الحامل باستخدام العملية المسماة التعديل المطالي. يتم استرجاع الإشارة في المستقبل بعد ترشيح تردد الحامل. تكمن الميزة الأساسية لمكبر الصنف C في مردوده العالي جداً، كما سيتم بيانه الآن.

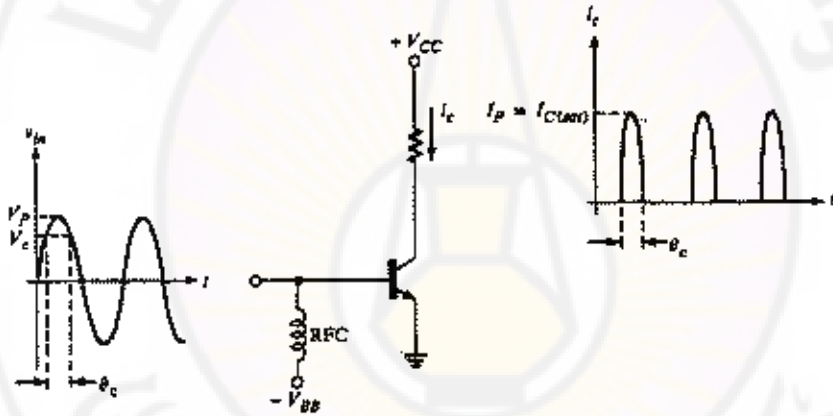


شكل (٣١-٢) - تيار الخرج لمكبر الصنف C.

يبين الشكل (٣٢-٢) مكبر الصنف C البسيط مع حمل مقاومي (الحمل عبارة عن مقاومة). من الملاحظ أن انحياز قاعدة الترانزيستور NPN يتم من أجل الجهد V_{BB} السالب الموصول عبر الملف ذي الرمز RFC. بشكل الملف RFC الملف الخائق للترددات العالية (Radio frequency choke)، حيث تقدم تحريضيته ممانعة عالية في الدخل ذي التردد العالي، و لهذا فهي تحمي المنبع المستمر من قصر المنبع المتناوب. لكي يكون الترانزيستور بحالة التوصيل يجب أن يصل الدخل إلى مستوى كافٍ ليتغلب على الانحياز السالب من ناحية وعلى هبوط الجهد V_{BE} بحدود (0.7 V) من ناحية أخرى:

$$V_c = |V_{BB}| + 0.7 \quad (٦٨-٢)$$

حيث إن V_c هو جهد الدخل الذي يبدأ عنده الترانزستور بالتوصيل. كما يظهر الشكل بقاء الترانزستور في حالة القطع إلى أن يصل جهد الدخل V_{in} إلى القيمة V_c ، عندها فقط يبدأ بالعمل بانتقاله إلى حالة الوصل، ثم يقطع ثانية عندما يهبط جهد الدخل V_{in} إلى قيمة أقل من V_c . يظهر بوضوح أنه كلما ازدادت قيمة V_{BB} سالبة، أصبحت فترة التوصيل (العمل) أقصر. يصمم مكبر الصنف C في أغلب التطبيقات بحيث تكون قيمة ذروة جهد الدخل V_p كافية لجعل الترانزستور في حالة الاشباع، كما هو مبين في الشكل نفسه.



شكل (٢-٣٢) - مكبر الصنف C مع حمل مقاومي.

يكون الترانزستور في حالة توصيل من أجل $V_{in} \geq |V_{BB}| + 0.7$.

يمكن إيجاد قيمة زاوية التوصيل المبينة في الشكل السابق من العلاقة :

$$\theta_c = 2 \arccos \left(\frac{V_c}{V_p} \right) \quad (٦٩-٢)$$

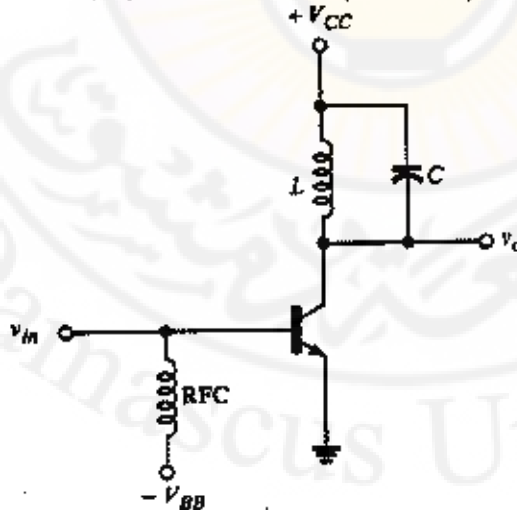
حيث إن V_p هي قيمة جهد الذروة للدخل التي يقود الترانزيستور إلى حالة الإشباع. يلاحظ أنه عندما تصل قيمة الذروة إلى القيمة V_c تكون زاوية التوصيل θ_c مساوية للصفر أي $\theta_c = 2 \arcsin(1) = 0^\circ$. من جهة أخرى وإذا كان $V_{BB} = 0$ فإن $V_c = 0.7 \text{ V}$ وبالتالي $\frac{V_c}{V_p} \approx 0$ أي أن:

$$\theta_c = 2 \arcsin(0) = 180^\circ$$

يبين الشكل (٣٣-٢) مكبر الصنف C عند عمله بشكل طبيعي، بالإضافة إلى دائرة الرنين LC الموجودة في دائرة المجمع. من المعروف أن التردد المركزي لدائرة الرنين هذه يعطى بالعلاقة:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (٧٠-٢)$$

وذلك بفرض أن مقاومة الملف صغيرة. تستخدم شبكة التخزين هذه لإنتاج المركبة الأساسية لشكل موجة الصنف C النبضية و بتردد مساو لتردد إشارة الدخل (V_{in}). تدعى هذه البنية المكبر المولف (Tuned amplifier) حيث يكون تردد دائرة الرنين (مولفاً على) أو مساوياً لتردد إشارة الدخل.



شكل (٣٣-٢) - مكبر الصنف C المولف مع أخذ دائرة التخزين LC كحمل للمكبر.

تُتبع عدة طرق لمعرفة سلوك المكبر المؤلف و لفهم كيفية استعادة التردد الأساسي. من الممكن اعتبار دائرة الرنين كأنها مرشح ذو انتقائية عالية (أي ذو كسب عالٍ)، يستطيع تخميد التوافقيات الموجودة في شكل موجة الصنف C، ويسمح بمرور المركبة الأساسية فقط. يذكر هنا أن كسب الجهد للترانزستور يساوي ممانعة دائرة المجمع مقسومة على مقاومة الباعث. بما أن ممانعة دائرة الرنين تكون كبيرة عند تردداتها المركزي، سيكون الكسب في هذه الحالة عالياً عند هذا التردد بالتحديد، بينما تكون الممانعة والكسب أصغر بكثير عند تردد التوافقيات.

يعتمد مطال المركبة الأساسية لشكل موجة الصنف C على زاوية التوصيل θ_c . فكلما كانت زاوية التوصيل أكبر كانت نسبة مطال المركبة الأساسية إلى مطال شكل الموجة الكلي أكبر. لنعتبر أن r_1 هي نسبة قيمة ذروة المركبة الأساسية إلى قيمة ذروة شكل موجة الصنف C. تكون قيمة r_1 مساوية تقريباً :

$$r_1 \approx (-3.45 + 4.1\theta_c - 0.0072\theta_c^2) \times 10^3 \quad (٧١-٢)$$

حيث إن $0^\circ \leq \theta_c \leq 180^\circ$. تتغير قيم r_1 من الصفر حتى 0.5، عندما تتغير θ_c من 0° حتى 180° . لنعتبر أن r_0 هي نسبة القيمة المستمرة لشكل موجة الصنف C إلى قيمة ذروته. يمكن إيجاد قيمة r_0 من العلاقة :

$$r_0 = \frac{\text{dc value}}{\text{peak value}} = \frac{\theta_c}{\pi(180)} \quad (٧٢-٢)$$

حيث إن $0^\circ \leq \theta_c \leq 180^\circ$. تتغير قيمة r_0 من الصفر حتى $1/\pi$ عندما تتغير θ_c من 0° حتى 180° .

يكون مردود الصنف C كبيراً بسبب قلة الاستطاعة المبددة عندما يكون الترانزستور في حالة قطع. يبقى هذا الترانزستور قاطعاً بشكل فعلي معظم

مدة الدورة الكاملة للدخل. تكون استطاعة الخرج عند التردد الأساسي من أجل شروط القيادة العظمى مساوية :

$$P_o = \frac{(r_i I_p) V_{cc}}{2} \quad (٧٣-٢)$$

حيث إن I_p هي قيمة ذروة تيار الخرج (تيار المجمع). تكون الاستطاعة المتوسطة المغذاة من المنبع المستمر مساوية قيمة V_{cc} مضروبة بقيمة التيار المتوسطة المستجرة من المنبع. بما أن مرور التيار يحدث فقط عندما يكون الترانزيستور مؤصلاً، لذلك فإن شكل موجة التيار سيكون مماثلاً لشكل موجة تيار مجمع الصنف C بقيمة ذروة مساوية I_p . بناءً عليه تكون قيمة الاستطاعة المتوسطة المغذاة :

$$P_s = (r_o I_p) V_{cc} \quad (٧٤-٢)$$

أما المردود فيعطى بالعلاقة :

$$\eta = \frac{r_i I_p V_{cc}}{2 r_o I_p V_{cc}} = \frac{r_i}{2 r_o} \quad (٧٥-٢)$$

مثال (١٣-٢) :

لدينا مكبر صنف C ذو جهد انحياز للقاعدة مساوياً $V_{BB} = -5 V$ و $V_{cc} = 30 V$. من أجل قيمة جهد الذروة للدخل مساوية $9.8 V$ عند التردد $1 MHz$ اللازم لقيادة الترانزيستور إلى تيار إشباعه بقيمة $1.8 A$ ، احسب ما يلي :

١- زاوية التوصيل.

٢- استطاعة الخرج عند التردد $1 MHz$.

٣- المردود.

٤- إذا تم وصل دائرة الرنين LC و $C = 200 PF$ إلى دائرة المجمع. احسب قيمة الحثية المطلوبة.

الحل :

١- يمكن حساب زاوية التوصيل باستخدام المعادلتين (٦٨-٢) و (٦٩-٢) :

$$V_c = |V_{BB}| + 0.7 = 5 + 0.7 = 5.7 \text{ V}$$

$$\theta_c = 2 \arcsin (V_c / V_p) = 2 \arcsin (5.7 / 9.8) = 108.9^\circ$$

٢- يمكن حساب استطاعة الخرج باستخدام المعادلتين (٧١-٢) و (٧٣-٢) :

$$r_1 \approx [-3.54 + 4.1(108.9) - 0.0072(108.9)^2] \times 10^3 = 0.357$$

$$P_o = (r_1 I_p) V_{cc} / 2 = (0.357)(1.8)(30) / 2 = 9.64 \text{ W}$$

٣- تحسب قيمة المردود من المعادلتين (٧٢-٢) و (٧٥-٢) :

$$r_o = \frac{\theta_c}{\pi(180)} = \frac{108.9}{\pi(180)} = 0.193$$

$$\eta = \frac{r_1}{2r_o} = \frac{0.357}{2(0.193)} = 0.925 \quad (\text{or } 92.5\%)$$

تظهر هذه النتيجة أنه يمكن الحصول على مردود عالٍ في مكبر الصنف C.

٤- من المعادلة (٧٠-٢) :

$$L = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 10^6)^2 (200 \times 10^{-12})} = 0.127 \text{ mH}$$

١١- مكبرات الـ MOSFET ومكبرات الاستطاعة ذات الصنف D :

MOSFET and class-D power amplifiers

١١-١- مكبر الـ MOSFET : MOSFET amplifiers

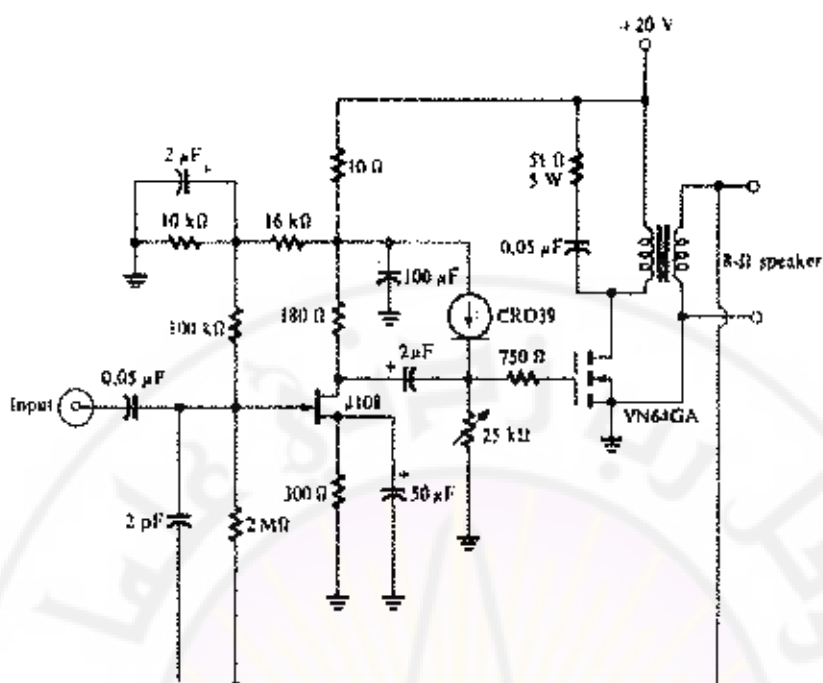
أصبحت عناصر الـ MOSFET (MOSFET devices) ذات التصميم VMOS هي الاختيار المفضل للاستخدام في مكبرات الاستطاعة، ولاسيما في المكبرات المصممة لقطع ووصل التيارات العالية. تتضمن بعض الأمثلة على ذلك عناصر قيادة الخطوط لدارات المفاتيح الرقمية (line drivers for digital switching circuits)، ومنظمات الجهد بالتمط

المفتاحي (Switching-mode voltage regulator)، وأيضاً مكبرات الصنف D .

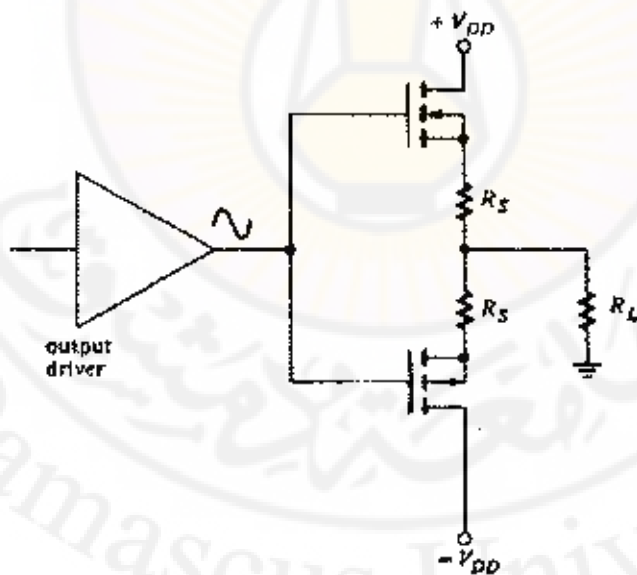
إحدى ميزات مفتاح الـ MOSFET تكمن في عدم وجود تأخير في زمن الإقفال الناتج عن تخزين الحوامل الأقلية، كما هو الحال في المفتاح الثنائي والذي غالباً ما يؤدي إلى حالة الإشباع. ينشأ تيار ترانزستورات الأثر الحقلّي (FETs)، كما هو معروف، من جريان الحوامل الأكثرية فقط. بالإضافة إلى ذلك فإن ترانزستورات الـ MOSFETs الأقل تأثراً بالانهيار الحراري (Thermal runaway) كما هو الحال في الترانزستورات الثنائية. أخيراً تتمتع ترانزستورات الـ MOSFETs بممانعة دخل كبيرة جداً وهذا ما يبسط إلى حد كبير من تعقيدات تصميم دائرة القيادة.

يبين الشكل (٢-٣٤) مكبراً سمعياً ذا الصنف A (Class-A audio amplifier) ببنيته البسيطة الذي يستخدم ترانزستور VN64GA VMOS لقيادة محول الخرج. يمكن ملاحظة أن عنصر قيادة مرحلة الخرج هو ترانزستور 1108 JFET الموصل بوصلة المنبع المشترك. أيضاً لاحظ مسار التغذية الخلفية بين الملف الثانوي للمحول ودخل ترانزستور القيادة JFET. تستخدم هذه التغذية الخلفية السالبة، كما تبين سابقاً، لتخفيض تشوه الإشارة. سيسلم المكبر استطاعة إلى الحمل 8Ω بقيمة تتراوح بين 3 W إلى 4 W مع تشوه أقل من 2% بتردد أعلى من 15 kHz .

تبنى مكبرات MOSFET للاستطاعة (MOSFET power amplifiers) لتعمل أيضاً بالصنف B والصنف AB. يمكن أن تصمم هذه المكبرات، مثل نظرائها الثنائيات القطبية، بدون الحاجة إلى محول خرج باعتبار أن ترانزستورات الاستطاعة MOSFET متوفرة بأزواج متتامة (أي بالقناة N و بالقناة P) (N-channel and P-channel). يظهر الشكل (٢-٣٥) مكبر الـ MOSFET للدفع والجذب المستخدم لعناصر خرج متتامة.



شكل (٢-٣٤) - مكبر سمي بالصف A مع ترانزستور خرج VMOS .



شكل (٢-٣٥) - مكبر الـ MOSFET المتكامل .

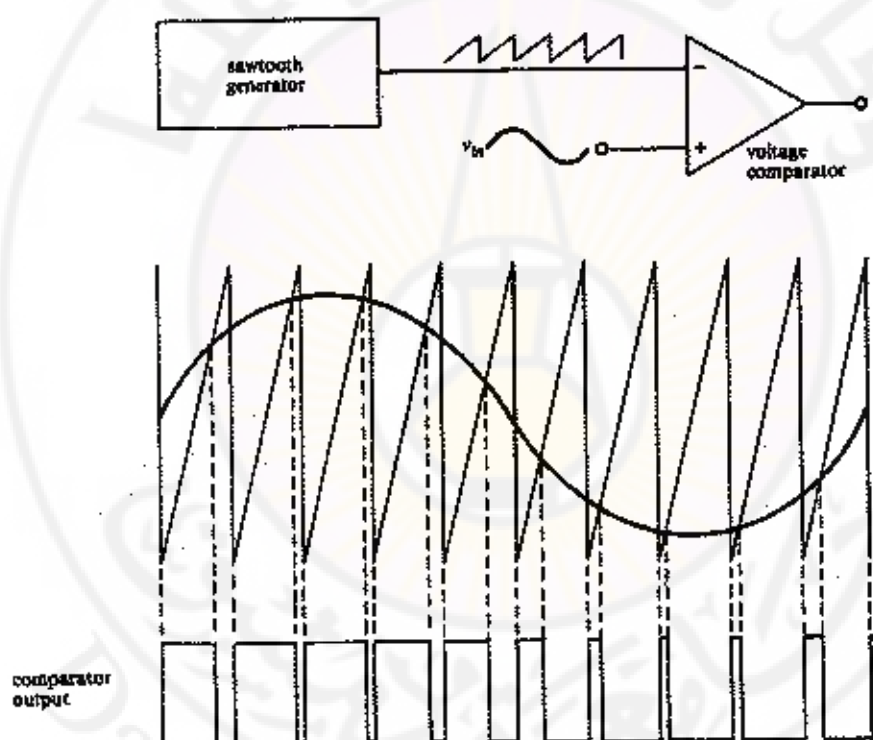
١١-٢ مكبر الصنف D : Class-D amplifier

يصنف مكبر الصنف D مع المكبرات التي يكون خرجها موصلاً وقاطعاً، بمعنى أن خرجها يكون في مداه الخطي عند بداية كل دورة لإشارة الدخل الجيبية. من الملاحظ أننا كلما تقدمنا عبر الأحرف المخصصة لأصناف مكبرات الاستطاعة المختلفة (A ثم B ثم C ثم D)، رأينا أن العمل الخطي يحدث لفترات أصغر فأصغر، حتى نصل في الصنف D إلى حالة محددة بحيث لا يحدث ما يسمى بالعمل الخطي نهائياً. الزمن الوحيد الذي يوجد فيه عنصر خرج الصنف D في المنطقة الخطية، يكون أثناء الفترة الزمنية القصيرة اللازمة للتبديل من حالة الإشباع إلى حالة القطع، والعكس بالعكس. بعبارة أخرى، يُشكل عنصر الخرج في هذه الحالة مفتاح استطاعة رقمي، وهو ما يُعتبر تطبيقاً مثالياً و ملائماً لترانزيستورات VMOS.

يُشكل معادل عرض النبضة المكون الأساسي لمكبر الصنف D الذي ينتج قطاراً من النبضات ذات عرض يتناسب مع مستوي إشارة دخل المكبر. يتم توليد سلسلة من النبضات العريضة في حالة ما إذا كان مستوي الإشارة صغيراً. و بالتالي فكلما زاد أو نقص مستوي إشارة الدخل، تبعه مباشرة زيادة أو نقصان في عرض النبضات المؤكدة.

يبين الشكل (٢-٣٦) معادل عرض النبضة، الذي يمكن بناؤه باستخدام موّلد موجة سن منشار مع مقارن للجهد. شكل موجة سن المنشار هو الشكل الذي يرتفع بشكل خطي ثم يتبدل بسرعة ليعود إلى مستواه المنخفض، ليبدأ عندها صعود خطي آخر من جديد وهكذا، كما هو مبين في الشكل. عندما يكون جهد سن المنشار أكبر من جهد الدخل (V_{in}) فإن خرج المقارن يكون منخفضاً. أما عندما يهبط جهد سن المنشار إلى قيمة أقل من (V_{in})، فيتبدل خرج المقارن إلى المستوي العالي. لاحظ أن خرج المقارن يجب أن يتبدل

إلى المستوي العالي في كل مرة تصل فيها موجة سن المنشار إلى الهبوط الشاقولي (Vertical descent). تحدد نقاط الزمن هذه بداية كل نبضة جديدة. يبقى خرج المقارن في المستوي العالي حتى يرتفع جهد سن المنشار فوق مستوى قيمة جهد الدخل (v_{in})، عندئذ يتبدل خرج المقارن إلى المستوي المنخفض. إذا يتناسب عرض النبضات مباشرة مع مستوى الجهد (v_{in}). وبالتالي تكون النتيجة عبارة عن سلسلة من النبضات التي يتناسب عرضها مع مستوي (v_{in}) فقط، وهذا ما يمكن ملاحظته من الشكل (٢-٣٦).



شكل (٢-٣٦) - بنية معزّل عرض النبضة باستخدام مولد موجة سن المنشار ومقارن الجهد .

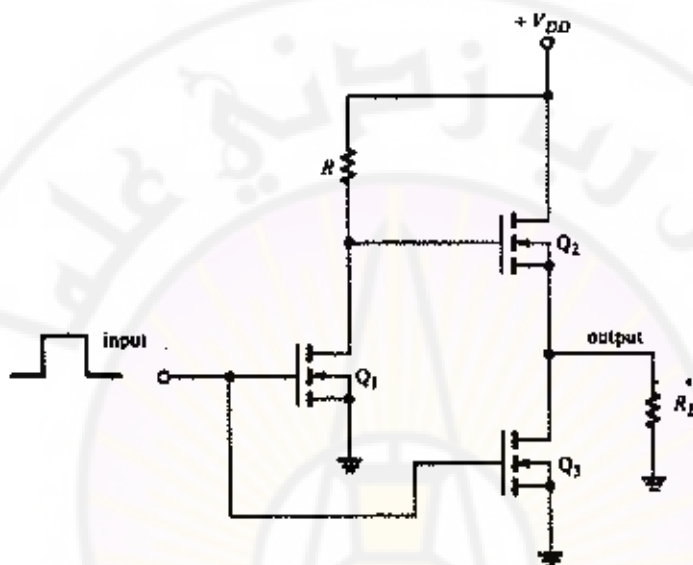
إذاً من أجل الحصول على النتيجة المطلوبة يجب أن يتجاوز الجهد من القمة إلى القمة لإشارة سن المنشار الجهد من القمة إلى القمة لإشارة الدخل، أيضاً يجب أن يكون تردد إشارة سن المنشار أكبر بعشرات المرات، على الأقل، من تردد المركبة العليا لجهد الدخل (v_{in}).

يقود معادل عرض النبضة مرحلة الخرج لمكبر الصنف D متسبباً في إغلاقه وفتحته وفقاً لتبدل مستوى النبضات بين العالي والمنخفض على التوالي.

يبين الشكل (٢-٣٧) دائرة مفتاح عامة تدعى (Totem pole) قطب totem، والتي تُستخدم لقيادة الأحمال الثقيلة. يُظهر الشكل نسخة الـ MOSFET لدائرة totem، وذلك لأن ترانزستور الـ MOSFET عادة ما يستخدم في مكبرات الصنف D. أما نسخة ثنائية القطبية لقطب totem فتستخدم على نطاق واسع في الدارات المنطقية الرقمية، وخاصة في عائلة الدارة المتكاملة المسماة TTL. ينعكس القطب totem المبين في الشكل عند إدراك أن الخرج يكون منخفضاً عندما يكون الدخل عالياً، والعكس صحيح.

عندما يكون الدخل في الشكل السابق عالياً فإن الترانزستورين Q_1 و Q_2 يكونان في حالة الوصل ("On")، وبالتالي يكون الخرج منخفضاً (تُربط المقاومة R_L بفعالية إلى الأرضي عبر Q_2). باعتبار أن Q_1 في حالة وصل فإن بوابة الترانزستور Q_2 تكون في المستوى المنخفض (ذات جهد منخفض)، و بالتالي فإن Q_2 يبقى في حالة القطع ("Off"). إذاً عندما يكون الدخل عالياً فإن Q_2 يشبه مفتاحاً مفتوحاً (Open switch)، بينما يشبه Q_1 مفتاحاً مغلقاً (Closed switch). أما عندما يكون الدخل منخفضاً فإن Q_1 يكون قاطعاً. هنا تُوصّل المقاومة R_L عبر Q_2 إلى المستوى العالي V_{DD} . على اعتبار أن Q_2 يكون أيضاً قاطعاً، فإن الدخل المنخفض يجعل Q_2

كمفتاح مفتوح و Q_2 كمفتاح مغلق. تكمن ميزة هذه المنظومة في أن الحمل يقاد من منبع الإشارة ذي الممانعة المنخفضة ومن ترانزيستور الـ MOSFET، وذلك في الحالتين عندما يكون الخرج منخفضاً وعندما يكون الخرج عالياً.

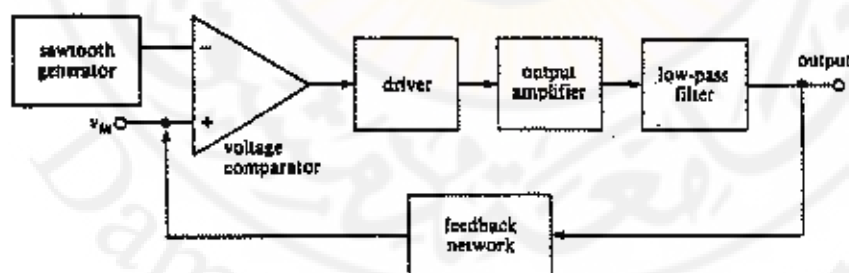


شكل (٢-٣٧) - قطب MOSFET totem المستخدم من أجل تيارات الأحمال الثقيلة.

يشبه مكبر الصنف D مكبر الصنف C في وجوب احتوائه مرشحاً، وذلك لاستخلاص أو لاستعادة الإشارة الأصلية من الشكل الموجي النبضي. في هذه الحالة يمكن أن تحتوي الإشارة مركبات ترددية عديدة، ولهذا يمكن استخدام دائرة الرنين، التي ترن عند تردد واحد. يمكن استخدام مرشح تمرير منخفض بتردد قطع قريب من تردد الإشارة الأعلى، عوضاً عن استخدام دائرة الرنين. يكتب (suppress) مرشح التمرير المنخفض مركبات التردد

العالي لقطار النبضات، ويستعيد بفعالية كبيرة القيمة المتوسطة لقطار النبضات. بما أن القيمة المتوسطة للنبضات تعتمد على عرض النبضات، يكون خرج المرشح عبارة عن شكل موجي يزداد أو ينقص تبعاً لزيادة أو نقصان عرض النبضات، بمعنى أنه يحاكي (duplicate) إشارة الدخل (v_m). يبين الشكل (٢-٣٨) المخطط الصندوقي لمكبر الصنف D الكامل متضمناً شبكة التغذية الخلفية المستخدمة لإنقااص التشوه.

تكمُن الميزة الأساسية لمكبر الصنف D في أنه يعطي مردوداً عالياً يمكن أن يصل إلى 100% . ينتج المردود العالي لمكبر الصنف D، كما هو الحال في مكبر الصنف C، من حقيقة أن عنصر الخرج يبقى في المنطقة الفعالة لفترة قصيرة جداً، و بالتالي فإن تبديد الاستطاعة يكون أقل ما يمكن. أما السيئات الأساسية لهذا المكبر فتكمُن في الحاجة إلى مرشح تمرير منخفض بمواصفات عالية جداً، و في الحقيقة إن التبديل العالي السرعة للتيارات الكبيرة يؤدي إلى توليد ضجيج عبر التزاوج الكهرومغناطيسي المسمى التداخل الكهرومغناطيسي (EMI).



شكل (٢-٣٨) - المخطط الصندوقي لمكبر الصنف D.

مثال (٢-١٤) :

يُقَاد مكبر سمعي بالصنف D بإشارة تتغير بين $\pm 5\text{ V}$. أما خرج المكبر فيكون عبارة عن قطب (MOSFET totem) مع $V_{DD} = 30\text{ V}$.

١- ما قيمة أصغر تردد يجب أن تكون لإشارة من المنشار؟

٢- ما قيمة أصغر جهد من القمة إلى القمة يجب أن تكون لإشارة من المنشار، و ذلك بفرض أنه يتم توصيل الدخل مباشرة إلى مقارن الجهد (Voltage comparator) ؟

٣- افرض أن المكبر ذو مردود (100%) و أنه يعمل عند التردد المحسوب في الطلب الأول. ما قيمة التيار المسلمة إلى حمل يساوي (8Ω) ، عندما يُنتج معطل عرض النبضة نبضات تكون في المستوى العالي من أجل $(2.5\mu\text{S})$ ؟

الحل :

١- يتراوح مدى الترددات السمعية الاسمية بين 20 Hz إلى 20 KHz ، ولهذا يجب أن يكون تردد موجة من المنشار مساوياً على الأقل عشر مرات من تردد الدخل الأعلى أي : $10(20\text{ KHz}) = 200\text{ KHz}$.

٢- يجب أن يكون جهد من المنشار من القمة إلى القمة مساوياً على الأقل جهد الدخل الأعظمي من القمة إلى القمة الذي يساوي 10 V .

٣- إن دور موجة من المنشار ذات التردد 200 KHz يساوي

$$T = \frac{1}{200 \times 10^3} = 5\mu\text{S}$$

بناءً عليه فإن قطار النبضات يكون في المستوى العالي من أجل $\frac{2.5\mu\text{S}}{5\mu\text{S}}$ والذي يساوي نوبة واحدة. و بالتالي يتبدل خرج

قطب totem بين القيمتين (0 V) و (30 V) مع عرض نبضات مساو لوجة واحدة.

إذا يكون الجهد المتوسط مساوياً : $V_{avg} = \frac{1}{2}(30) = 15 \text{ V}$ أما قيمة التيار

$$I_{avg} = \frac{V_{avg}}{R_L} = \frac{15 \text{ V}}{8 \Omega} = 1.875 \text{ A} \text{ : المتوسطه فتساوي}$$

الفصل الثالث

المكبرات المولفة

Tuned Amplifiers

١- مقدمة

٢- المكبر وحيد التوليف

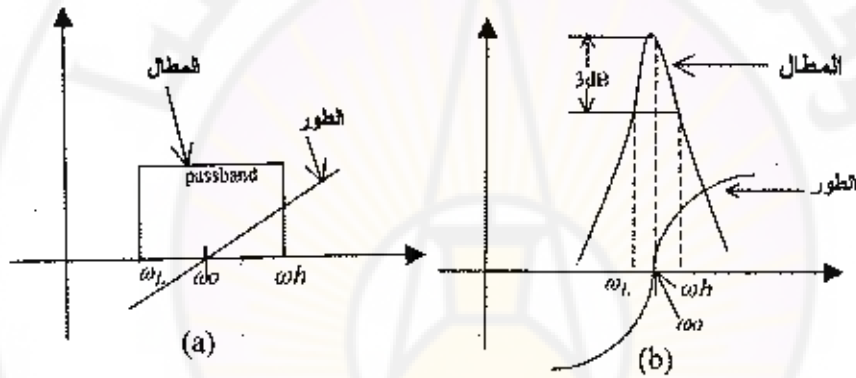
٣- المكبرات المولفة المتوائمة

٤- توسيع مجال التوليف (التلحين)



١ - مقدمة:

يخصص القسم الأعظم لهذا الفصل لدراسة مكبرات إشارة تعمل عند مجال ترددات ضيق حول تردد مركزي مرتفع نسبياً. تعمل هذه المكبرات على انتقاء التردد المركزي والترددات القريبة منه ورفض بقية الترددات. وهي تستعمل عادة في مجالات الاتصالات بأنواعها. يبين الشكل (١-٣) مخططاً بيانياً لمنحني الاستجابة وإزاحة الطور في مكبر مولف مثالي وحقيقي.



(a) حالة مضخم مثالي

(b) مضخم حقيقي

الشكل (١-٣): منحني الاستجابة وتغير الطور لمكبر مولف

نظراً لعمل هذه المكبرات عند ترددات مرتفعة فإن من المفيد التذكير بسلوك الترانزستور عند هذه المنطقة من الترددات.

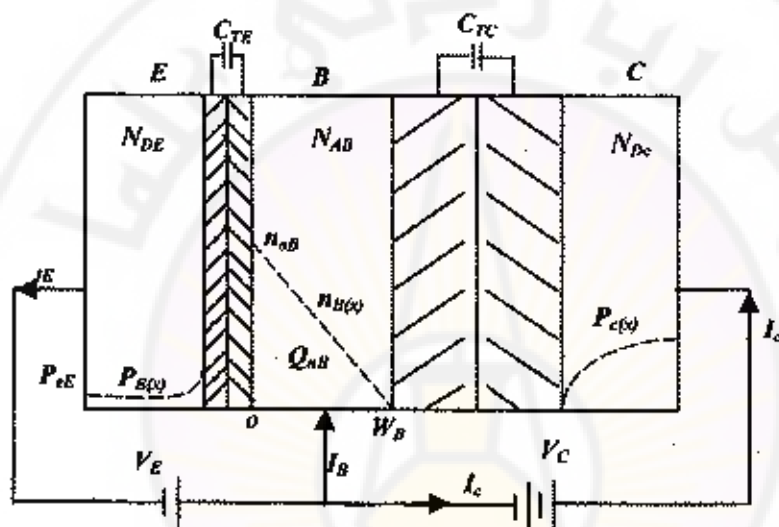
يبين الشكل (٢-٣) رسماً لبنية الترانزستور *BJT* نوع *NPN* نوضح فيه توزيع الحوامل الأقلية في منطقة القاعدة في حالة انحياز نظامي $V_C < 0$ و $V_E > 0$.

من المعلوم أن تحقيق الشرط $Ln_B < \omega_B$ وكذلك $N_{AB} < N_{DE} > N_{DC}$ يمكننا من

اعتبار التيار $I_E \approx I_{nE}$ فقط (أي إهمال تيار الثقوب I_{pE} حيث $I_E = I_{nE} + I_{pE}$).
 كما أن انتظام كثافة الإشابة على مسار المحور x يجعل التيار I_{nE} مساوياً
 لمايلي:

$$I_{nE} = q A_J D_{nB} d_{nB}(x) / dx$$

$$= q A_J D_{nB} \frac{n_{oB}}{W_B} = q A_J D_{nB} \frac{n_{oB}}{W_B} e^{V_E / V_T}$$



الشكل (٢-٣) : بنية مبسطة لدخل الترانزستور BJT نوع NPN

حيث n_{oB} كثافة الحوامل الأقلية في القاعدة عند التوازن الحراري، L_{nB} المسار الحر المتوسط للإلكترون عبر القاعدة، W_B العرض الفعال للقاعدة، n_{oB} كثافة الحوامل الأقلية (المحقونة من الباعث) عند $x=0$ يلاحظ من الشكل وجود شحنة من الإلكترونات Q_{nB} ذات طبيعة متجددة إلا أنها ذات حجم ثابت يتناسب مع الجهود المطبقين V_E و V_C تتسبب هذه الشحنة في توليد سعة الانتشار C_{DE} و C_{DC} حيث:

$$C_{DE} = \frac{\partial Q_{nB}}{\partial V_E} = \frac{\partial}{\partial V_E} \left(qA_j \frac{n_{0B} W_B}{2} \right) = qA_j \frac{n_{eB} W_B e^{V_E/V_T}}{2V_T}$$

أو بدلالة التيار نجد:

$$C_{DE} = \frac{W_B^2}{2D_{nB} V_T} I_E$$

مما سبق يتبين أن السعة في وصلة الدخل BE تتكون من سعة الانتشار C_{DE}

$$C_{bE} = C_{DE} + C_{TE} \approx C_{DE} \quad \text{أي: وسعة العبور } C_{TE}$$

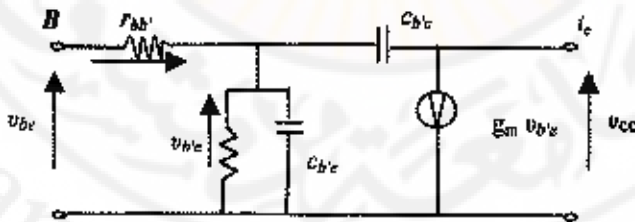
أما السعة في وصلة الخرج بالترانزستور CB فتتكون من سعة الانتشار C_{DC}

$$C_{bc} = C_{DC} + C_{TC} \quad \text{وسعة العبور } C_{TC} \text{ أي:}$$

حيث :

$$C_{DC} = \frac{\partial Q_{nB}}{\partial V_C}$$

لقد توصل العالم Giagetto إلى اقتراح دائرة مكافئة للترانزستور BJT مبينة بالشكل (٣-٣) تعبر عن سلوكه في الترددات العالية (الحدود بضع عشرات من الميغاهرتز) سميت دائرة π المكافئة وهي تستند بشكل أساسي إلى أهم الحوادث الفيزيائية التي تجري داخل الترانزستور حيث:



الشكل (٣-٣) : دائرة π المكافئة لترانزستور BJT

$C_{b'e}$ هي السعة الكلية في الدخل (BE).

$r_{b'e}$ المقاومة الديناميكية لوصلة الدخل.

$r_{bb'}$ المقاومة الأولية في طريق التيار I_B (نحو ١٠ أومات).

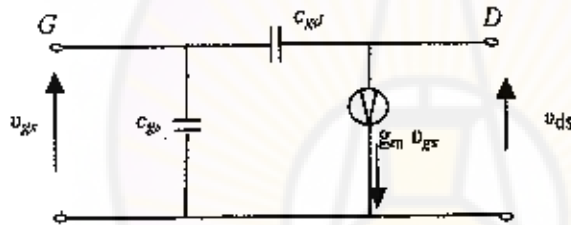
$C_{b'e}$ السعة الكلية في وصلة الخرج CB.

g_m التوصيلية التبادلية للترانزستور.

إن بإمكاننا أن نشق من هذه الدارة دائرة أخرى مكافئة لسلوك الترانزستور

FET في الترددات العالية (الشكل ٤-٣) بعد إجراء التبديلات التالية:

$$V_{b'e} \rightarrow v_{gs}, \quad C_{b'e} \rightarrow C_{gs}, \quad C_{b'e} \rightarrow C_{gd}, \quad r_{b'e} \rightarrow \infty, \quad r_{bb'} = 0$$



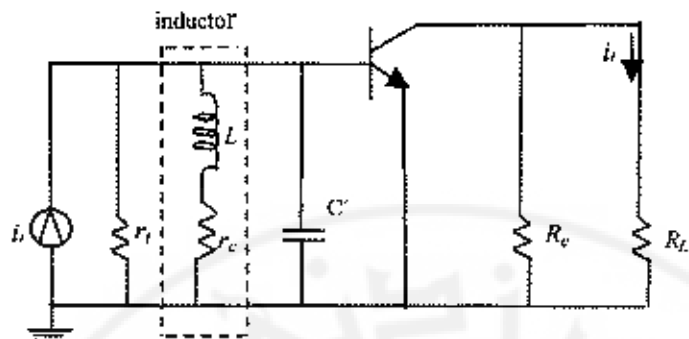
الشكل (٤-٣) : دائرة π المكافئة لترانزستور FET

٢- المكبر وحيد التوليف:

يمكن تحويل المكبر العادي (ذي التوصيلة باعث مشترك) إلى

مكبر مولف (أو ملحقن) بإضافة دائرة توليف على التوازي كما في الشكل

(٥-٣). وقد حذفت عناصر الحقن لتسهيل الدارة.



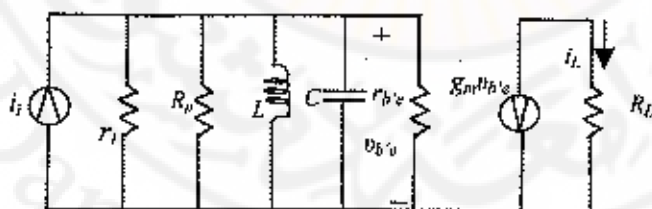
الشكل (٣-٥-١) مكبر وحيد التوليف

والمطلوب حساب التكبير، التردد المركزي، عرض المجال والجداء عرض المجال $\times$ التضخيم (GBW). لنفرض ما يلي:

$$r_{bb'} = 0 \quad \text{و} \quad R_L \ll R_C \quad (١-٣)$$

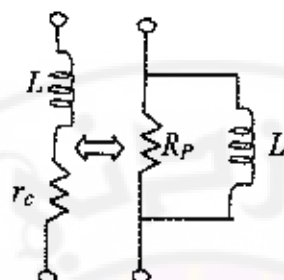
$$C = C' + C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'c} \quad (٢-٣)$$

المكثف C' هو مكثف خارجي يستعمل لإجراء التوليف.



الشكل (٣-٥-ب) الدارة المكافئة لمكبر وحيد

تمثل المقاومة r_c الفقد الأومي للملف ذي الحثية (L) ونعلم أن تمثيل الملف يمكن أن يتم كما يلي:



الشكل (٣-٥-ج)

وشرط التكافؤ هو أن تكون (r_c) صغيرة أي عامل الجودة مرتفع:

$$Q_c = \frac{\omega L}{r_c} \gg 1$$

$$y_c = \frac{1}{r_c + j\omega L} = \frac{r_c - j\omega L}{r_c^2 + \omega^2 L^2} \approx \left(\frac{1}{r_c}\right) \left(\frac{r_c}{\omega L}\right)^2 + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L} \quad \text{أو}$$

أي:

$$R_p = r_c Q_c^2 = \omega L Q_c \quad (٣-٣)$$

وذلك من أجل مجال تردد العمل للدائرة.

سنفترض أيضاً أن السعات الطفيلية للملف ممثلة ضمن السعة (C).

$$R = r_i \parallel R_p \parallel r_{b'e} \quad (٤-٣)$$

وعليه فإن تكبير التيار هو :

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{v_{b'e}}\right) \left(\frac{v_{b'e}}{i_i}\right) = \frac{g_m}{1/R + SC + 1/SL} = \frac{g_m R}{1 + SRC + R/SL} \quad (٥-٣)$$

فمن أجل إشارة جيبيه أي $S=j\omega$ نجد:

$$A_i = \frac{-g_m R}{1 + j(\omega RC - R/\omega L)} = \frac{-g_m R}{1 + j\omega_o RC[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]} \quad (٦-٣)$$

حيث :

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{تردد الطنين} \quad (٧-٣)$$

نعرف عامل جودة دائرة الدخل المولفة عند تردد الرنين:

$$Q_i = \frac{R}{\omega_o L} = \omega_o RC \quad (٨-٣)$$

إن العلاقات السابقة كانت تفترض أن كلاً من Q_i و Q_c أكبر من خمسة وعليه:

$$A_i = \frac{-g_m R}{1 + jQ_i[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]} \quad (٩-٣)$$

عند الطنين ($\omega = \omega_o$) يكون:

$$|A_i| = \frac{g_m R}{\sqrt{2}} \quad \text{يمكن إيجاد عرض المجال للمضخم بوضع :}$$

بالتعويض في المعادلة (٩-٣) نجد :

$$1 + Q_i^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 = 2$$

$$BW = \frac{1}{h} = \frac{\omega_o}{2\pi Q_i} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (١٠-٣)$$

$$GBW = |A_i| BW = \frac{g_m}{2\pi c} \quad (١١-٣)$$

تدلنا العلاقة الأخيرة على تساوي الـ GBW لكل من المكبر المولف البسيط والمكبر ذي الترابط RC من أجل نفس السعة (C) والتوصيلية المتبادلة (g_m).

مثال ١ -

في دائرة المكبر المولف وحيد المرحلة المبين في الشكل (٣-٥) أوجد قيمة Q_i و $A_{i\max}$ و BW و GBW بفرض وجود المعطيات التالية:

$$f_0 = 500 \text{ KHZ}, r_{bb'} \approx 0, c_{b'e} = 20 \text{ PF}, c_{b'c} = 2 \text{ PF}, \beta = 100, \\ I_E = 1.3 \text{ mA}, L = 10 \mu\text{H}, Q_c = 100, R_L = 1 \text{ K}\Omega, r = 4 \text{ K}\Omega$$

الحل:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = 20 \Omega \Rightarrow g_m = 50 \text{ mA/V} \quad r_{b'e} = \beta r_e = 2 \text{ K}\Omega \\ \Rightarrow A_v = g_m R_L = 50$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{لحساب السعة الكلية للرنين نكتب:}$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = 10 \text{ nF}$$

$$C = C' + C_i = C' + C_{b'e} + C_M \quad \text{نعلم أن:}$$

$$C_M \approx C_{b'c} \cdot A_v = 100 \text{ pF} \quad \text{ولكن:}$$

$$C_i = 120 \text{ pF} \quad \text{أي:}$$

$$C' \approx C = 10 \text{ nF} \gg C_i \quad \text{إذا:}$$

$$Q_c = \omega_0 R_p C \Rightarrow R_p = \frac{Q_c}{\omega_0 C} = 3.2 \text{ K}\Omega \quad \text{من جهة أخرى فإن:}$$

$$R = R_p \parallel r_{bb'} \parallel r \approx 1 \text{ K}\Omega \quad \text{ومنه}$$

$$\Rightarrow Q_i = \omega_0 R C \approx 31$$

$$A_{i\max} = g_m \cdot R \approx 50$$

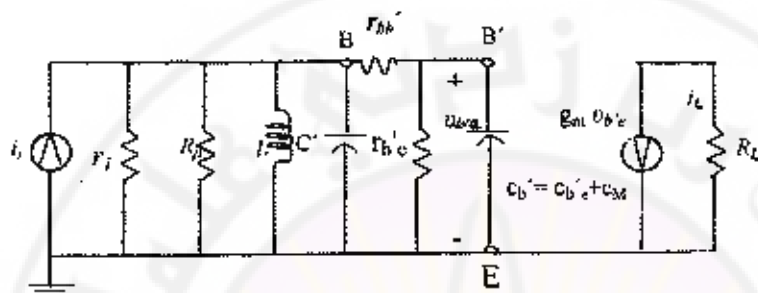
$$BW = \frac{1}{2\pi R C} \approx 16 \text{ KHZ}$$

$$GBW = \frac{g_m}{2\pi C} \approx 800 \text{ KHZ}$$

٢-١- تأثير المقاومة $r_{bb'}$ على سنوك المضخم الوحيد التوليف:

كنا قد أهملنا في التحليل السابق تأثير $r_{bb'}$.

لدراسته سنأخذ بعين الاعتبار حالتين مميزتين والشكل (٣-٦) يبين الدارة المكافئة بإدخال $r_{bb'}$ في الاعتبار (حيث C_M هي مكثفة ميلر).



الشكل (٣-٦): الدارة المكافئة بإدخال $r_{bb'}$

الحالة (١):

$$\omega_h \ll 1/r_{b'e} C_{b'e}$$

إذا تحقق هذا الفرض فإن الترانزستور يعمل في منطقة الترددات المتوسطة (midfrequency range) وبالتالي يمكن إهمال السعات الداخلية وهذا أمر طبيعي طالما أننا نشغل العنصر عند (GBW) أقل مما يتمتع به أصلاً. فإذا كان لترانزستور ما GBW=500 MHZ وشغل كمضخم مولف عند تردد مركزي 100KHZ وتضخيم يساوي ١٠ فإن من الطبيعي إهمال السعات الداخلية وعليه:

$$A_i = \frac{-g_m [r_{b'e} / (r_{bb'} + r_{b'e})]}{1 + jQ[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]} \quad (٣-١٢)$$

حيث :

$$R = r_i \| R_p \| (r_{be} + r_{bb'})$$

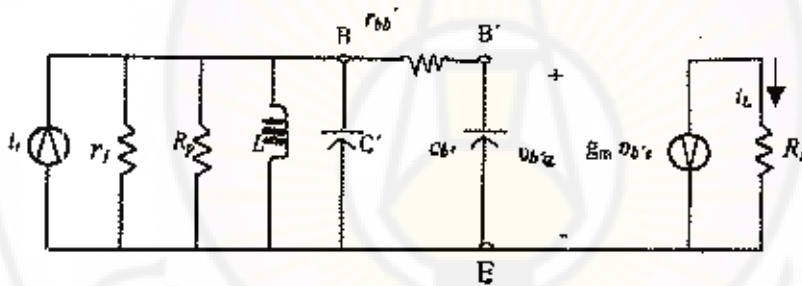
$$C \approx C'$$

وبالتالي فإن تأثير أخذ $r_{bb'}$ بعين الاعتبار وتحت الشرط المحدد بالحالة (١) هو تقليل التضخيم قليلاً وكذلك فإن عرض المجال قد نقص أيضاً بالمقارنة مع الحالة التي أهملت فيها $r_{bb'}$.

الحالة (٢):

$$\omega_h \gg 1/r_{be}C_{b'}$$

ففي هذه الحالة يمكن إهمال (r_{be}) من الدارة المكافئة - ولتصبح كالتالي، الشكل (٧-٣).



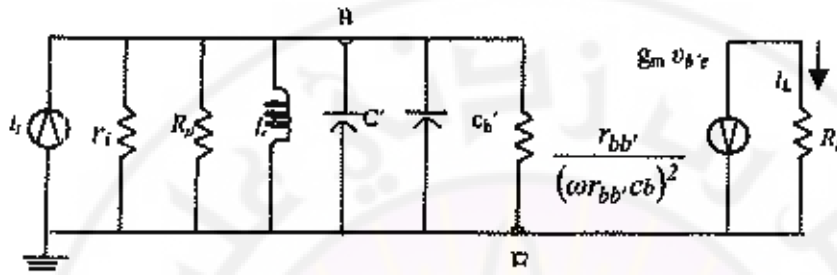
الشكل (٧-٣): الدارة المكافئة بإهمال $r_{bb'}$

$$r_{bb'} \gg \frac{1}{\omega_h C_{b'}} \quad \text{فإذا كان:}$$

فإن المكثف $C_{b'}$ يمكن إهمالها. بما أن $r_{bb'}$ صغيرة أصلاً فإن عرض المجال للدارة سيكون كبيراً بينما يكون التكبير صغيراً لأن v_{be} يقارب الصفر. إن هذه المنطقة من العمل المحددة غير عملية لتشغيل المضخم، أما إذا كان:

$$r_{bb'} \ll \frac{1}{\omega_h C_{b'}}$$

فإن بالإمكان الاستفادة من الطريقة المتبعة في تحويل الحثية إلى دارة تفرعية
لنحصل على دارة مكافئة كما هو مبين في الشكل (٨-٣):



الشكل (٨-٣): الدارة المكافئة المعدلة

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{إن التردد المركزي :}$$

$$C = C' + C_{b'} \quad \text{حيث :}$$

ومن أجل Q مرتفعة فإن:

$$\frac{r_{bb'}}{(\omega_o r_{bb'} C_{b'})^2} \approx \frac{r_{bb'}}{(\omega_o r_{bb'} C_{b'})^2} = (Q_b)^2 r_{bb'} \quad (١٣-٣)$$

$$Q_b = \frac{1}{\omega_o r_{bb'} C_{b'}} > 1 \quad \text{حيث :}$$

$$R = r_i \parallel R_p \parallel (Q_b^2 r_{bb'}) \quad \text{ليكن:}$$

$$BW = \frac{1}{2\pi RC} \quad (١٤-٣)$$

يصبح التكبير:

$$A_i = \left\{ \frac{-g_m R}{1 + jQ_i[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]} \right\} \left(\frac{1}{1 + j\omega/\omega_o Q_{b'}} \right)$$

$$\approx -\frac{g_m R}{1 + jQ_i[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]} \quad (15-3)$$

ومن المعادلة (13-3) نجد:

$$\frac{\omega}{\omega_o Q_{b'}} \leq \frac{\omega_h}{\omega_o Q_{b'}} \ll 1 \quad (16-3)$$

مثال ٢-

في دائرة المكبر وحيد المرحلة المبينة بالشكل (٥-٣) يطلب إعادة إيجاد المطلوب في المثال ١- وذلك في ظل المعطيات التالية:

$$f_o = 10 \text{ KHZ}, r_{bb'} = 10 \Omega, c_{b'e} = 20 \text{ pF}, c_{b'c} = 2 \text{ pF}, \beta = 100, \\ I_E = 1.3 \text{ mA}, L = 1 \mu\text{H}, Q_c = 40, R_L = 1 \text{ K}\Omega, r = 4 \text{ K}\Omega$$

الحل:

كما في المسألة السابقة فإن المحددات الداخلية للترانزستور تحسب بنفس الطريقة:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = 20 \Omega, \quad r_{b'e} = \beta r_e = 2 \text{ K}\Omega, \quad g_m = \frac{I_E}{V_T} = 50 \text{ mA/V}$$

$$\Rightarrow A_v = g_m R_L = 50$$

من جهة أخرى فإن:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow C = \frac{1}{\omega_o^2 L} = 250 \text{ pF}$$

$$c = c' + c_{b'e} + c_{b'c} \cdot g_m R_L \Rightarrow c' = 130 \text{ pF} \quad \text{حيث} \quad C_M = 100 \text{ pF}$$

$$R_p = \frac{Q_c}{\omega_o c} = 2.55 \text{ K}\Omega \quad \text{ومنه} \quad Q_c = \omega_o R_p c \quad \text{إلا إن:}$$

نقارن هنا ممانعة السعة C عند هذا التردد ω_o فنجد :

$$\frac{1}{\omega_{ci}} \approx 130\Omega \ll r_{b'e}$$

وعلى هذا الأساس نحذف المقاومة $r_{b'e}$ من الدارة المكافئة وتبقى C_i كما في الشكل (٧-٣). من ناحية أخرى نجد أن $\frac{1}{\omega_{ci}} \ll r_{bb'}$ وهي الحالة المقبولة

كما تبين معنا في التحليل أعلاه ومن ثم نحسب المقاومة r_p كما في الشكل

$$(٨-٣) \text{ حيث : } r_p = \frac{r_{bb'}}{(\omega_o r_{bb'} C_i)^2} \approx 1.5k\Omega$$

نحسب المقاومة الكلية التفرعية في دارة الدخل فنجد:

$$R = r_p \parallel R_p \approx 0.8k\Omega$$

$$\Rightarrow A_{i\max} = g_m R = 40$$

$$\Rightarrow Q_i = \omega_o R_c \approx 12.5$$

$$\Rightarrow BW = \frac{1}{2\pi R_c} \approx 800kHz$$

$$\Rightarrow GBW = \frac{g_m}{2\pi C} \approx 32MHz$$

٢-٢- تحسين التكبير بواسطة توفيق الممانعات:

بسبب انخفاض المقاومة الكلية التفرعية عند قاعدة الترانزستور فإن قيمة التكبير A_i منخفضة أيضاً وبما أننا ناقش دارة رنين تفرعية فإن المقاومة المنخفضة تعنسي (Q_i) منخفضة وبالتالي صعوبة تحقيق مجال تمرير ضيق للمضخم المؤلف.

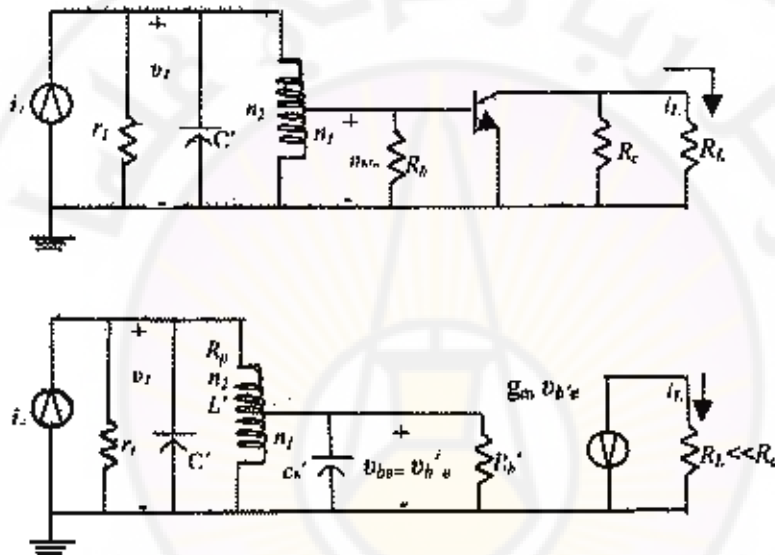
للتغلب على هذه المشكلة يلجأ مثلاً إلى استعمال ملف ذي ثلاثة مأخذ (كالمحول الذاتي) مما يرفع قيمة المقاومة التفرعية في الدخل بشكل معقول. والشكل (٩-٣) يبين رسماً للدارة مع الدارة المكافئة.

$$C_{b'c} = C_{b'e} + (1 + g_m R_L) C_{b'e}$$

$$R_{b'c} = r_{b'e} \parallel R_b \quad ; \quad (r_{bb'} = 0)$$

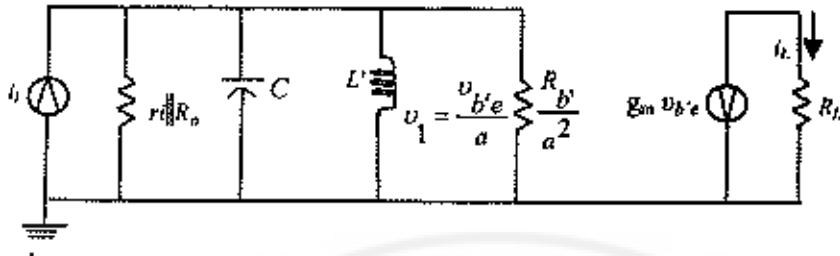
بفرض أن المحول الذاتي مثالي:

$$a = \frac{n_1}{n_2} = \frac{v_{b'e}}{v_1} < 1$$



الشكل (٣-٩): المكبر المؤلف بموفق ممانعات

إن ممانعة دائرة الترانزستور المكونة من $R_{b'}$ بالتوازي مع $C_{b'}$ تنعكس إلى الدخل وتكون دائرة RLC الناتجة مبينة بالشكل (٣-١٠).



الشكل (١٠-٣): الدارة المكافئة للمكبر الموفق

وبنفس الطريقة السابقة نجد:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = -g_m R \left\{ \frac{1}{1 + jQ_i \left[\left(\omega / \omega_o \right) - \left(\omega_o / \omega \right) \right]} \right\} \quad (١٧-٣)$$

$$Q_i = \omega_o RC$$

$$C = C' + a^2 C''$$

$$R = r_i \parallel R_o \parallel \frac{R_{b'}}{a^2}$$

$$\omega_o = \frac{1}{L'C} = \frac{1}{L'(C' + a^2 C'')} \quad (١٨-٣)$$

فإذا كانت $C' \gg a^2 C''$ كما هي الحالة الغالبة فإن:

$$\omega_o^2 \approx \frac{1}{L'C'} \quad (١٩-٣)$$

$$BW = f_h - f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (٢٠-٣)$$

$$A_{im} = -g_m R \quad (٢١-٣)$$

$$GBW = \frac{g_m a}{2\pi C} \quad (٢٢-٣)$$

إذن فإن المحول الذاتي يمكننا من تحقيق تكبير مرتفع نسبياً وعرض مجال أقل و GBW أقل.

من الواضح أن استخدام هذه الطريقة يفضل أن يكون بعد المرحلة الأولى لتكبير إشارة الـ RF نظراً للمساوى المحتملة عند ذلك (الإساءة إلى النسبة (S/N)).

٢-٣- دائرة الرنين التسلسلية:

عند الترددات العالية ($F_0 > 50 \text{ MHz}$) تعطي دوائر الرنين التفرعية عامل جودة (Q) منخفضاً وعرض مجال واسعاً، ويمكن تحليل ذلك كالتالي: إذا لم تكن (C') موجودة كانت كل من r_i و R_p و R_b لانهائية وبالتالي:

$$Q_i \approx \omega_0 r_{b'e} C_{b'e}$$

$$Q_i \approx \frac{\omega_0}{\omega_p}$$

وذلك بفرض $C_M < C_{b'e}$ حيث ω_p تردد القطع العلوي لـ h_{fe} . يتضح مما سبق أن Q_i تصبح أقل من الواحد إذا كان $\omega_p > \omega_0$. يمكن أن نزيد من Q بزيادة C' . ولكن هذا يزيد من سعة الدخل في الدارة مما يؤدي إلى نقصان حثية الملف (L') اللازم إلى قيم قد تكون غير عملية. عند الترددات العالية جداً يمكن استعمال دائرة الرنين التسلسلية للحصول على (Q_i) مرتفع للدائرة وذلك بقيم معقولة للحثية (L').

٢-٤- دائرة الكاسكود:

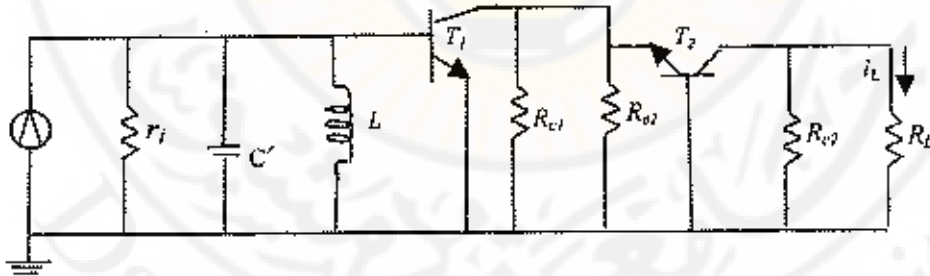
لقد رأينا حتى الآن مساوئ الدارة السابقة التي تتمثل في انخفاض المقاومة التفرعية عند قاعدة الترانزستور (بفرض توصيلة CE) وكانت نتيجة ذلك استعمال مكثفات ذات سعات كبيرة لتحقيق (Q_i) معقولة ولكن ذلك أدى إلى استعمال حثيات منخفضة لإجراء الرنين مما أدى إلى انخفاض جديد في قيمة (Q_i) الناتجة بسبب صغر المقاومة التفرعية للملف (L) وقد رأينا حلاً نسبياً لهذه المشكلة في استعمال محول ذاتي في الدخل.

وتبرز المشكلة الثانية أيضاً المتمثلة في سعة ميلر التي يمكن أن تؤدي في بعض الأحوال إلى عدم استقرار في الدارة. وتعالج هذه المشكلة بعملية معاكسة تسمى التحييد Neutralization وهي عبارة عن تغذية خلفية معاكسة لتأثير ميلر.

سندرس في هذه الفقرة طريقة أخرى لمعالجة نفس المشكلة وذلك عن طريق دارة الكاسكود.

ففي هذه الدارة يكون الحمل على دارة الباعث المشترك (التي تؤمن قيمة كافية للتضخيم)، دارة قاعدة مشتركة (ذات ممانعة الدخل المنخفضة جداً كما هو معروف) وبالتالي فإن تأثير ميلر قد أصبح مهملاً تقريباً، الشكل (٣-١١).

نفرض للمسهولة تماثل الترانزستورين T_1 و T_2 وأن $h_{ie2} \gg R_{e1} \parallel R_{e2}$ كما أن تردد العمل للدارة أخفض بشكل كافٍ من f_α للترانزستور وبالتالي يمكن إهمال السعات الداخلية لـ T_2 .



الشكل (٣-١١): دارة الكاسكود باستخدام BJT BJT

$$C_M = C_{b'c1} (1 + g_{m1} R_{L1}) \quad (٢٣-٣)$$

$$C_M = C_{b'c1} (1 + g_{m1} h_{ib2}) \quad (٢٤-٣)$$

$$g_{m1} \approx \frac{1}{h_{ib2}} \approx \frac{1}{h_{ib2}}$$

بفرض تماثل نقطتي العمل الساكنة للترانزستور فان:

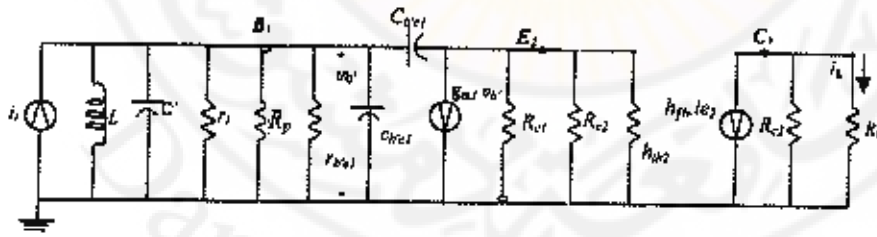
$$C_M = 2C_{b'c1} \quad (٢٥-٣)$$

وبما أن $C_{b'c}$ لترانزستور تردد عالي هي بحدود $1pF$ فان C_M هي بحدود $2pF$ فقط.

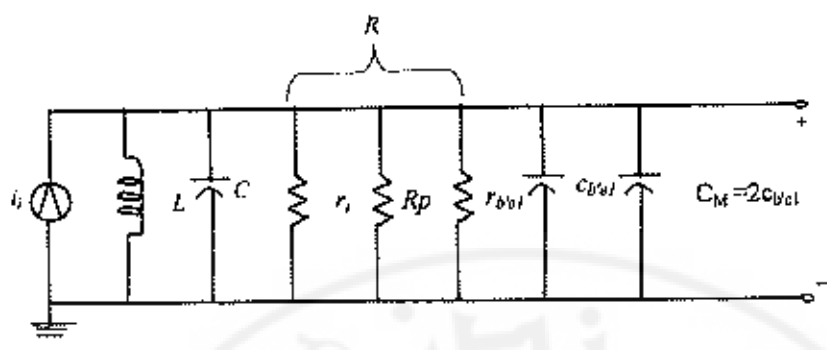
وعليه يمكن إهمال سعة ميلر في دائرة الكاسكود.

ويبين الشكل (١٢-٣) الدارة المكافئة لمكبر كاسكود مولف والشكل (١٣-٣) يبين دائرة الدخل فقط وبفرض ما يلي:

$$C_M = 2C_{b'c} \quad \text{و} \quad \omega_o < \omega_n$$



الشكل (١٢-٣): الدارة المكافئة لدائرة الكاسكود



الشكل (٣-١٣): الدارة المكافئة في الدخل

$$A_i = \left(\frac{i_L}{i_i} \right) = \left(\frac{I_{e2}}{V_{b'e1}} \right) \left(\frac{V_{b'e1}}{i_i} \right)$$

$$\approx - \left(\frac{h_{fb} R_{c2}}{R_{c2} + R_L} \right) \left\{ \frac{g_{m1} R}{1 + jQ_i [(\omega / \omega_o) - (\omega_o / \omega)]} \right\}$$

$$\approx \frac{g_{m1} R}{1 + jQ_i [(\omega / \omega_o) - (\omega_o / \omega)]}; \quad R_L \ll R_{c2} \quad (٣-٢٦)$$

$$R = r_i \parallel R_p \parallel r_{b'e1}$$

$$C = C' + C_{b'e1} + 2C_{b'c1}$$

$$\omega_o^2 \approx \frac{1}{LC}$$

$$Q_i = \omega_o RC$$

$$GBW = g_{m1} R \left(\frac{1}{2\pi RC} \right) = \frac{g_{m1}}{2\pi (C' + C_{b'e1} + 2C_{b'c1})} \quad (٣-٢٧)$$

بافتراض $C' = 0$ و $C_{b'e1} \gg C_{b'c1}$ فإن:

$$g_m / 2\pi C_{b'e1} = f_T \quad (٣-٢٨)$$

ونلاحظ أن التضخيم هو نفسه في دائرة الباعث المشترك المولفة السابقة وبالتالي فإن فوائد دائرة الكاسكود تتجلى في إتقاص أثر ميلر وبالتالي العزل بين دائرة الخرج والدخل.

مثال-٣:

احسب الجداء تضخيم - عرض مجال لمكبر الكاسكود المبين بالشكل (٣-١١) علماً بأن:

$$C_{bc}=1PF, I_{EQ1}=I_{EQ2}=1mA, h_{fe2}=100, T_1=T_2, r_i=10K,$$

$$100MHz \text{ عند } Q=100, L'=0.1\mu H, \omega_T=5Grad/s, r_{bb'}=0$$

الحل:

$$C=C'+C_{b'e}+C_M=C'+(8+2)\times 10^{-12}=\frac{I}{\omega_o^2 L'}=25\times 10^{-12} pF$$

$$BW=\frac{I}{2\pi RC} \quad \text{حيث}$$

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{r_i}+\frac{1}{R_p}+\frac{1}{r_{b'e}}=\frac{1}{10^4}+\frac{1}{0.63\times 10^4}+\frac{1}{0.25\times 10^4}=6.6\times 10^{-4}$$

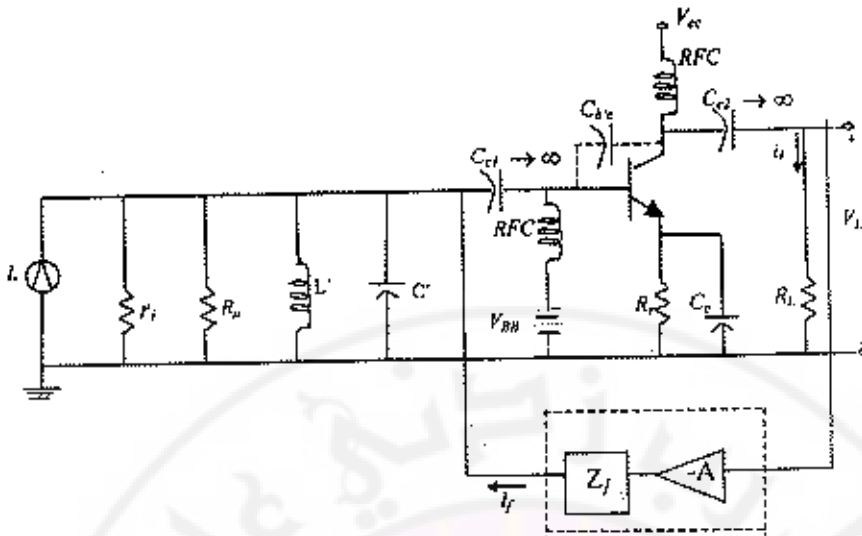
$$BW=\frac{6.6\times 10^{-4}}{2\pi(25)(10^{-12})}=4.2MHz \quad \text{ومنه}$$

$$A_{im}=\frac{i_L}{i_i}=(\frac{i_L}{i_{e2}})(\frac{i_{e2}}{v_{b'e}})(\frac{v_{b'e}}{i_i})=-h_{fb}(0.04)(\frac{1}{R})\approx -60 \quad \text{ومنه}$$

٢-٥- التحييد (Neutralization):

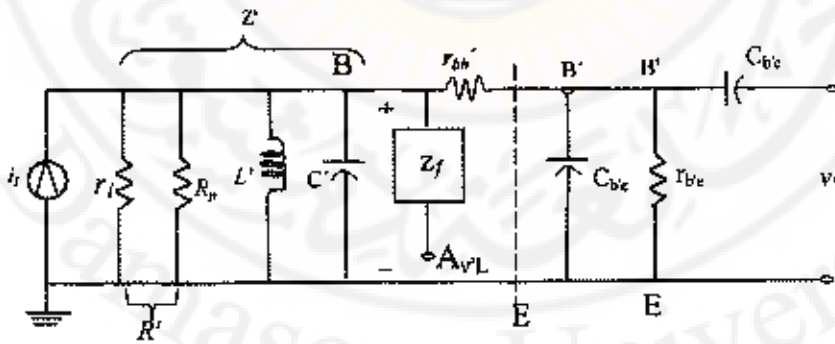
رأينا من محاسن دائرة الكاسكود تخفيضاً كبيراً في تأثير ميلر وبالتالي عازلاً جيداً بين دارتي الخرج والدخل. ولكن السبب الممكن نسبتهما إلى هذه الطريقة هي الهدر في استعمال الترانزستورات (وخاصة أنها من النوع الجيد للتردد العالي).

يبين الشكل (٣-١٤) دائرة مكبر مع دائرة تحييد.



الشكل (٣-١٤) : مضخم مولف مع دائرة تجميع

بما إن جهد القاعدة يعتمد على جهد الخرج V_i بسبب تيار التغذية الخلفية عبر C_{bc} فإن عملية التجميع أو المعادلة المبينة بالشكل تعتمد على أخذ جزء من الخرج (i_F) وإعادة حقنه إلى الدخل عبر دائرة تغذية خلفية مهمتها أن تجعل التيار (i_F) مساوياً ومعاكساً بالطور لتيار ميلر، وهذا يؤدي بالتالي إلى جعل تضخيم الحلقة (T) مساوياً للصفر عندما $i_F = 0$.
لتعيين نوع دائرة التغذية الخلفية المستعملة سنرسم الدارة المكافئة كما في الشكل (٣-١٥):



الشكل (٣-١٥) : الدارة المكافئة للمكبر المجمع

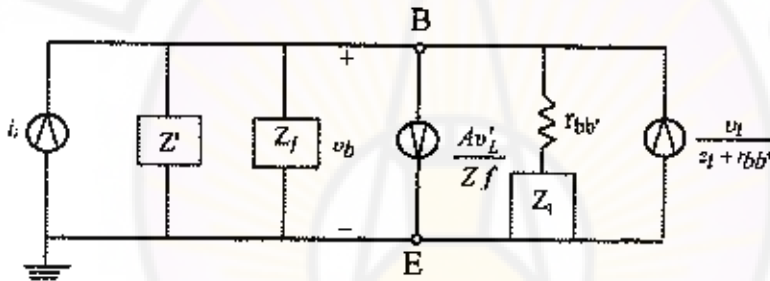
جهد ثيفنن المكافئ (V_t) يعطى بالعلاقة:

$$v_t = \left(\frac{Z_{b'e}}{Z_{b'e} + 1/sC_{b'e}} \right) v'_L \quad (٢٩-٣)$$

والممانعة المكافئة (Z_t):

$$z_t = r_{b'e} \parallel \frac{1}{s(c_{b'e} + c_{b'c})} \quad (٣٠-٣)$$

وعليه يمكن تبسيط الدارة المكافئة إلى الشكل المبين (٣-١٦).
سنعين (Z_f) و (A) بشكل نحقق فيه استقلالية (V_b) عن (V_L)



الشكل (٣-١٦): الدارة المكافئة للمكبر المحدد

$$T = \left(\frac{v_L}{v_b} \right) \left(\frac{v_b}{v'_L} \right) \Big|_{i_i=0} = 0 \quad (٣١-٣)$$

بما أن : $v_L / v_b \neq 0$

$$\frac{v_b}{v'_L} \Big|_{i_i=0} = 0$$

إذن:

$$v_b \Big|_{i_i=0} = \left(\frac{v_t}{r_{bb'} + z_t} - \frac{Av'_L}{Z_f} \right) \left(\frac{1}{Z'} + \frac{1}{Z_f} + \frac{1}{r_{bb'} + Z_t} \right)$$

وبالتالي

إن $T=0$ إذا تحقق ما يلي:

$$\frac{v_t}{r_{bb'} + Z_t} = \frac{Av'_L}{Z_f} \quad (32-3)$$

$$A(r_{bb'} + Z_t) = \frac{Z_{b'e} Z_f}{Z_{b'e} + 1/sC_{b'e}} \quad (33-3)$$

$$Z_f = Ar_{bb'}(1 + \frac{c_{b'e}}{c_{b'e}}) + (\frac{A}{sC_{b'e}})(1 + \frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}) \quad (34-3)$$

ومنه نلاحظ أن Z_f تتألف من R و C على التسلسل حيث:

$$R_f = Ar_{bb'}(1 + \frac{c_{b'e}}{c_{b'e}}) \quad (35-3)$$

$$C_f = \frac{c_{b'e}}{A(1 + r_{bb'}/r_{b'e})}$$

أما تكبير إشارة التغذية الخلفية (A) فيمكن أن يتم (كما جرت العادة) بواسطة محول يربط في دائرة الخرج بشكل يحقق الشروط السالفة الذكر.

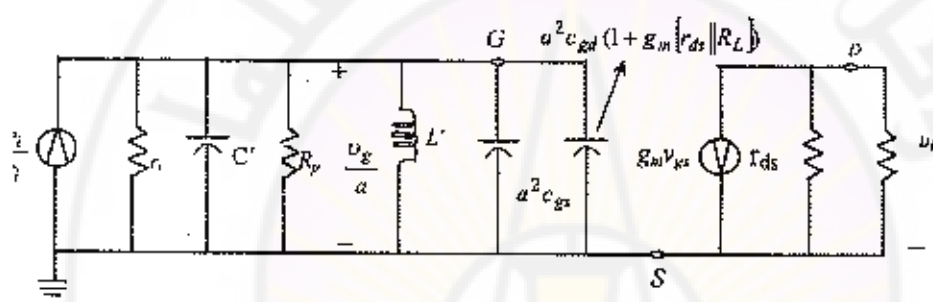
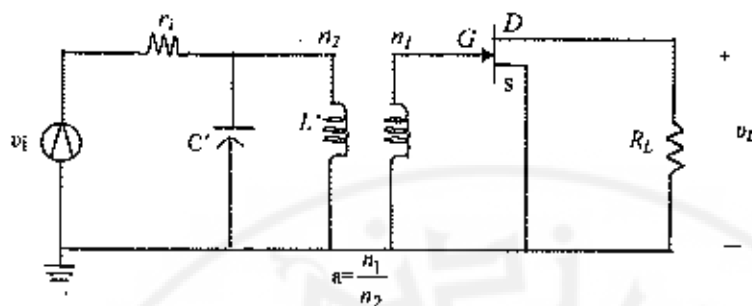
٣- المكبرات المولفة المتوائمة:

Synchronously Tuned Amplifiers:

مسنبحث في هذا الجزء المكبرات المولفة المفردة المترابطة بعضها مع بعض على التسلسل لإنجاز تضخيم كبير ويفترض أن يكون لجميع هذه المضخات نفس تردد التوليف (ω_o).

يكون المكبر الناتج عادة ذا تضخيم مرتفع عند نفس تردد التوليف (ω_o) ويعرض تمرير أقل من أي من المضخات المفردة.

لندرس فسي البداية المكبر المولف المفرد ذا الترانزستور FET والمبين بالشكل (٣-١٧).



الشكل (٣-١٧): مكبر موافق وحيد المرحلة باستعمال FET

$$C_M = a^2 C_{gd} (1 + g_m [r_{ds} \parallel R_L])$$

$$A_v = \frac{-a g_m (r_{ds} \parallel R_L) [r_i \parallel R_p] / r_i}{1 + j Q_i [(\omega / \omega_0) - (\omega_0 / \omega)]} \quad (3-36)$$

حيث:

$$C_i = a^2 [C_{gs} + C_{gd} (1 + g_m (r_{ds} \parallel R_L))] \quad (3-37)$$

$$Q_i = \omega_0 (r_i \parallel R_p) (C' + C_i) \quad (3-38)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L(C' + C_i)} \quad (3-39)$$

$$A_{v_{mid}} = a g_m (r_{ds} \parallel R_L) \left(\frac{R_p}{r_i + R_p} \right) \quad (٤٠-٣)$$

$$BW = \frac{f}{2\pi(r_i \parallel R_p)(C' + C_i)} \quad (٤١-٣)$$

$$GBW = \alpha \left(\frac{g_m (r_{ds} \parallel R_L)}{2\pi r_i} \right) \left(\frac{1}{(C' + C_i)} \right) \quad (٤٢-٣)$$

لنربط على التسلسل الآن اثنين على الأقل من المكبرات التي سبق ذكرها أنفاً

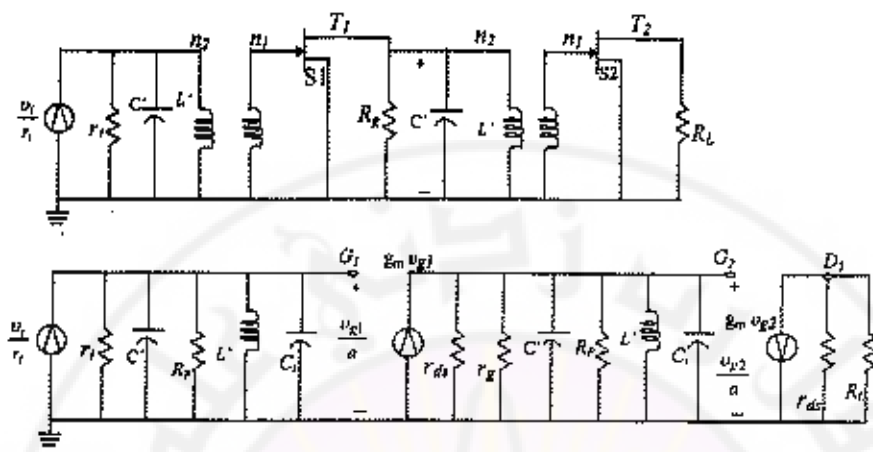
كما في الشكل رقم (٣-١٨)

ملاحظة:

إن تحويل تأثير ميلر بهذا الشكل البسيط لا يعتبر صحيحاً إلا في حالة محددة نظراً لأن ممانعة المرحلة الأولى هي Z_{in} ، إلا أنه يمكن اعتماده في الدارات المولفة فقط- لأن هذه الممانعة تصبح مقاومة حقيقية عند الرنين (أي R) كما يمكننا اعتبار أن ω لا تبعد كثيراً عن تردد الرنين ω_r . بما أن كلا المضخمين موفقيين على نفس التردد المركزي (ω_r) ، فإن:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L(C' + C_i)}$$

$$R = r_i \parallel R_p = r_{ds} \parallel R_g \parallel R_p = r_{ds} \parallel R_L$$



الشكل (٣-١٨): مكبر متوافق التوليف ودارته المكافئة

$$A_r = \frac{v_L}{v_i} = \frac{g_m R (R/r_i) [-ag_m (r_{ds} \| R_L)]}{\{1 + jQ_i [(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]\}^2} \quad (٤٣-٣)$$

$$Q_i = \omega_o R (C' + C_i) \quad (٤٤-٣)$$

$$A_{um} = -ag_m R [-ag_m (r_{ds} \| R_L)] \left(\frac{R_p}{r_i + R_p} \right) \quad (٤٥-٣)$$

للحصول على عرض مجال التمرير نجري التالي:

$$\left[1 + Q_i^2 \left[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega) \right]^2 \right]^2 = 2$$

$$BW = \left(\frac{\omega_o}{2\pi Q_i} \right) \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} = 0.643 \left(\frac{f_o}{Q_i} \right) = 0.643 \left[\frac{1}{2\pi (C' + C_i) R} \right] \quad (٤٦-٣)$$

$$GBW = A_{vm} BW = \frac{0.643 [ag_m R]^2}{2\pi r_i (C_i + C_i)} \quad (٤٧-٣)$$

اذن تؤدي عملية ربط مضخمات مولفة بشكل متوافقة إلى زيادة التكبير وانقاص عرض المجال وريادة أو انقاص الجداء (عرض المجال $\times$ التضخيم)، كما يبين ذلك المعادلات (٤٥-٣) و (٤٦-٣) و (٤٧-٣).

أما في حالة استعمال أكثر من مرحلتين فيمكن كتابة العلاقات التالية:

$$A_v \approx \frac{(-ag_{m1} R_1)(-ag_{m2} R_2) \dots (-ag_{mN} R_N)}{\{1 + jQ_i[(\omega/\omega_o) - (\omega_o/\omega)]\}^N} \left(\frac{R_p}{r_i + R_p} \right) \quad (٤٨-٣)$$

عند التردد $(\omega = \omega_o)$ وبفرض $r_i \ll R_p$ يكون:

$$A_{vm} \approx \prod_{j=1}^N (-a)^N g_{mj} R_j \quad (٤٩-٣)$$

أما عرض المجال فيكون بحل المعادلة:

$$\left| 1 + jQ_i \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right|^{2N} = 2$$

$$BW = \left(\frac{\omega_o}{2\pi Q_i} \right) (2^{\frac{1}{2N}} - 1)^{\frac{1}{2}} \quad (٥٠-٣)$$

$$BW = BW_1 \sqrt{2^{\frac{1}{2N}} - 1}$$

$$A_{vm} \approx \prod_{j=1}^N a^N g_{mj} R_j \left(\frac{f_o}{Q_i} \right) \sqrt{2^{\frac{1}{2N}} - 1} \quad (٥١-٣)$$

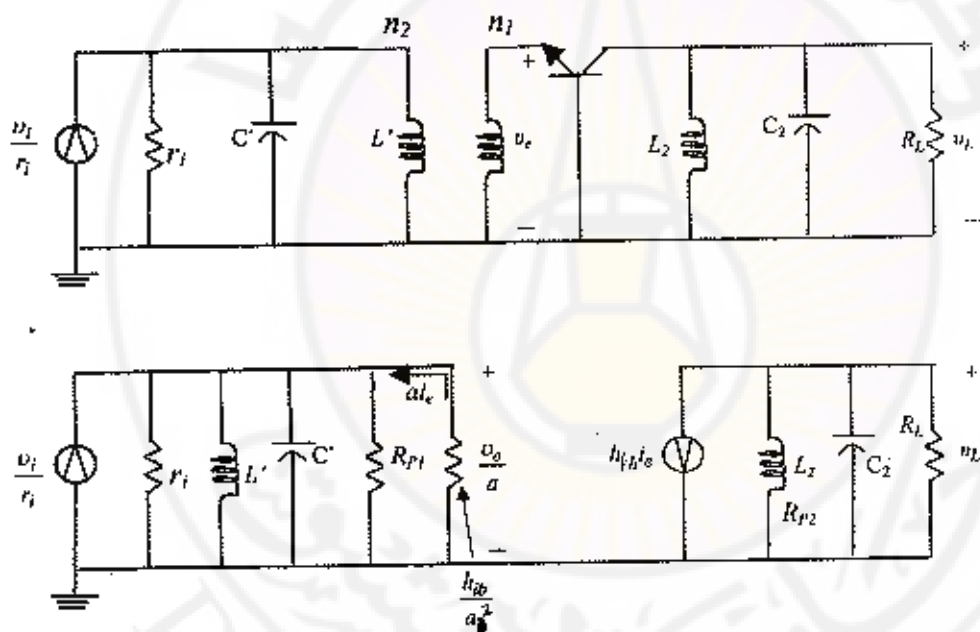
٤- توسيع مجال التوليف (التلحين):

سنرى في هذه الفقرة كيف أن زيادة كل من التضخيم والجداء $G.BW$ يرافقه أيضاً زيادة في عرض المجال BW والطريقتان التاليتان توضحان كيفية الحصول على عرض مجال موسع.

١-٤ - المكبر المتعاقب التوليف: (Stagger Tuned Amplifier)

يبين الشكل (٣-١٩) دائرة مكبر متعاقب التوليف تستعمل فيه دائرة قاعدة مشتركة C.B وذلك للتخلص من أثر ميلر ويختار الترانزستور بشكل تكون فيه (F_α) أكبر بكثير من تردد العمل للدائرة، ونختار المكثفات (C_1) و (C_2) بشكل يمكن معه إهمال السعات الداخلية. كما يبين الشكل نفسه الدائرة المكافئة.

في هذا النوع من المضخمات تختار فيه دارات الطنين بشكل يكون لها عامل الجودة (Q) نفسه عند التردد المركزي للمضخم (ω_o) .



الشكل (٣-١٩): مكبر متعاقب التوليف ودائرته المكافئة

ومع ذلك فإن كل دائرة لها تردد طنين مختلف خاص بها في الدخـل (ω_1)
والثانية في الخرج (ω_2) وهكذا:

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \quad \text{و} \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$Q_0 = Q_1 = \omega_0 R_1 C_1 = Q_2 = \omega_0 R_1 C_2 \quad (٥٢-٣)$$

$$R_1 = r_i \parallel R_{p1} \parallel \frac{h_{ib}}{a^2} \quad R_2 = R_L \parallel R_{p2} \quad \text{حيث:}$$

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = \tau \quad \text{ومنه}$$

$$A_v = \frac{v_L}{v_i} = \left(\frac{v_L}{i_e} \right) \left(\frac{i_e}{v_e} \right) \left(\frac{v_e}{v_i} \right)$$

$$A_v = \frac{g_m R_1 R_2 (a/r_i)}{\left\{ 1 + j\omega\tau \left[1 - \left(\omega_2^2 / \omega^2 \right) \right] \right\} \left\{ 1 + j\omega\tau \left[1 - \left(\omega_1^2 / \omega^2 \right) \right] \right\}} \quad (٥٣-٣)$$

فإذا أردنا تبسيط علاقات هذا المضخم لسهولة التصميم نقول بأن ω_0 أكبر
عادة بكثير من عرض المجال (BW) حيث ω_0 يقع في مكان ما بين
الترددتين المتقاربتين عادة (ω_1 و ω_2) وعليه نركز اهتمامنا على الجزء
التخيلي من المقام والذي له حدان متماثلان من الشكل:

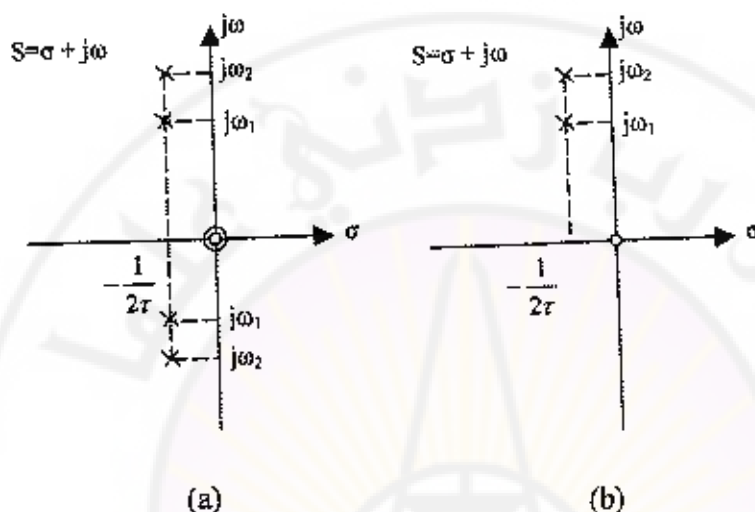
$$\tau \left(\frac{\omega^2 - \omega_2^2}{\omega} \right) = \tau \left[\frac{(\omega + \omega_2)(\omega - \omega_2)}{\omega} \right]$$

$$\tau \left[\frac{(\omega + \omega_2)(\omega - \omega_2)}{\omega} \right] \approx \tau \left[\frac{2\omega(\omega - \omega_2)}{\omega} \right] = 2\tau(\omega - \omega_2) \quad (٥٤-٣)$$

$$\frac{\omega + \omega_2}{\omega} \approx 2 \quad \text{أي أننا افترضنا:}$$

$$A_v = \left[\frac{-g_m R_1 R_2 a}{r_i} \right] \left\{ \frac{1}{[1 + j2\tau(\omega - \omega_2)][1 + j2\tau(\omega - \omega_1)]} \right\} \quad (٥٥-٣)$$

الشكل (٢٠-٣) يبين مخطط الأقطاب والأصفار للتكبير A_v .



الشكل (٢٠-٣) مخطط الأقطاب والأصفار للتكبير A_v .

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad \text{لنكن } \omega_0 \text{ محددة كالتالي:}$$

$$\omega_2 - \omega_1 = 2\Delta$$

$$\omega - \omega_2 = \omega - (\omega_0 + \Delta) = (\omega - \omega_0) - \Delta$$

$$\omega - \omega_1 = \omega - (\omega_0 - \Delta) = (\omega - \omega_0) + \Delta$$

وعليه تصبح المعادلة (٥٥-٣) كالتالي:

$$A_v = \left(\frac{-g_m R_1 R_2 a}{r_i} \right) \left\{ \frac{1}{1 - 4\tau^2 [(\omega - \omega_0)^2 - \Delta^2] + j4\tau(\omega - \omega_0)} \right\} \quad (٥٦-٣)$$

$$|A_v| = \left(\frac{-g_m R_1 R_2 a}{r_i} \right) \sqrt{\frac{1}{16\tau^4 (\omega - \omega_0)^4 + (8\tau^2 - 32\Delta^2 \tau^2) (\omega - \omega_0)^2 + (1 + 8\Delta^2 \tau^2 + 16\tau^4 \Delta^4)}}$$

$$A_v = \left(\frac{-g_m R_1 R_2 a}{4r_i \tau^2} \right) \sqrt{\frac{1}{(\omega - \omega_0)^4 + \left(\frac{1 - 4\Delta^2 \tau^2}{2\tau^2} \right) (\omega - \omega_0)^2 + \left(\frac{1 - 4\Delta^2 \tau^2}{4\tau^2} \right)^2}} \quad (٥٧-٣)$$

$$A_{vm} = \left(\frac{-g_m R_1 R_2 a}{r_i} \right) \left(\frac{1}{1 + 4\Delta^2 \tau^2} \right) \quad (٥٨-٣)$$

عند زيادة $(\omega - \omega_0)^2$ فإن $|A_v|$ سيزداد أو ينقص حسب إشارة الحد :
 $(1 - 4\Delta^2 \tau^2)$ كما يوضح ذلك الشكل (٢١-٣).

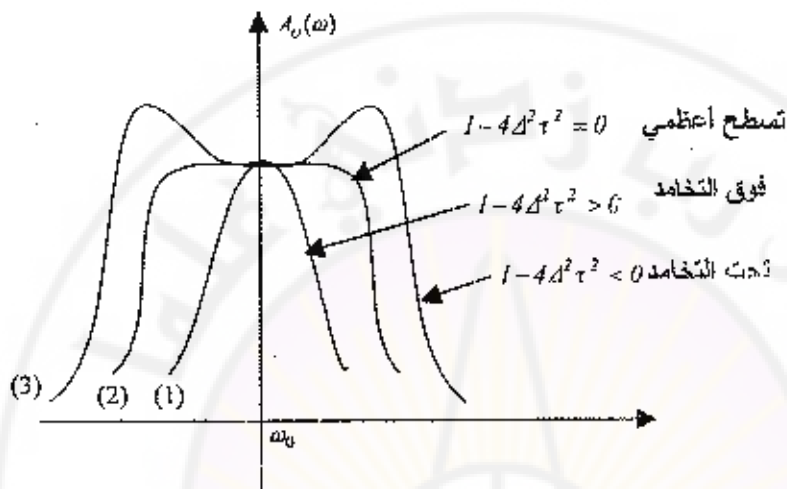
نلاحظ من الشكل المذكور أن أوسع عرض مجال ممكن يحدث عندما ينعدم الحد $(1 - 4\Delta^2 \tau^2)$ وتسمى حالة التسطح الأعظمي maximally flat. أما عندما يصبح الحد المذكور أكبر من الصفر فإن حالة فوق التخميد تظهر (over Damped) ويتميز بحدوث سنام واحد بعكس حالة تحت التخميد (under damped) المميزة بظهور سنامين على طرفي تردد الرنين المركزي (ω_0) والتي تحدث عندما يكون الحد المذكور أعلاه أصغر من الصفر.

إن دراسة مخططات فرق الصفحة تبين بأن هذه القيم يرافقها عدم خطية كبير جداً في فرق الصفحة مما يؤثر بشكل سيئ وغير مرغوب فيه في الدارات المتجسدة لفرق الصفحة كما في التلفزيون، ونقل المعلومات مثلاً، وعليه تصمم الدارات غالباً لتعطي المنحني (٢) أو إذا لزم الأمر المنحني (٣) ولكن بسنامين لا يرتفعان أكثر من (1dB) عن (A_{vm}) .

بفرض استعمال منحني الاستجابة (٢) فإن $1 = 4\Delta^2 \tau^2$

$$1 = 4 \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} \right)^2 \left(\frac{Q_0}{\omega_0} \right)^2$$

$$1 = 4 \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1} \right)^2 Q_0^2 \quad (٥٩-٢)$$



الشكل (٢١-٣): استجابة مكبر متعاقب التوليف

$$|A_v| = \left(\frac{g_m R_1 R_2 a}{4r_i \tau^2} \right) \sqrt{\frac{1}{(\omega - \omega_0)^4 + \left[\left(1 + 4\Delta^2 \tau^2 \right) / 4\tau^2 \right]^2}} \quad (٦٠-٣)$$

إن تردد نصف الاستطاعة يحدث عندما: $\frac{|A_v|}{|A_{vm}|} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\omega_{3dB} - \omega_0 = \pm \sqrt{\frac{1 + 4\Delta^2 \tau^2}{4\tau^2}} \approx \pm \frac{\sqrt{1 + 4\Delta^2 \tau^2}}{2\tau}$$

$$\omega_{dB} = \omega_o \pm \frac{\sqrt{2}}{2\tau} = \omega_o \pm \left(\frac{\sqrt{2}}{2Q_o}\right) \quad (٦١-٣)$$

$$BW = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \left(\frac{\omega_o}{Q_o}\right) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi\tau} \text{ Hz} \quad (٦٢-٣)$$

ومنه نلاحظ أن عرض المجال (BW_1) قد ازداد بمقدار ($\sqrt{2}$) كما في دائرة التوليف المتعاقب عما هو عليه في دائرة المضخم المنفرد التوليف.

$$GBW = -\frac{g_m R_1 a}{2\pi\sqrt{2}r_1 C_2} \quad (٦٣-٣)$$

نلاحظ أنه إذا كان $r_1 = R_1$ فإن (GBW) للمضخم ذي التوليف المتعاقب أكبر من مثيله في المضخم المنفرد التوليف وذلك بفرض $a > \sqrt{2}$
مثال - ٤:

إذا كانت قيم العناصر المبينة في الشكل (٩-٣) كما يلي:

$$L_2 = L_1 = 1\mu H, C_1 = 1\text{ nF}, R_1 = 300\Omega, C_2 = 0.8\mu H$$

فأوجد قيمة عرض المجال BW_1 وقيمة Q_o وكذلك عرض المجال الجديد بعد توسيعه بفرض استخدام طريقة التسطح الأعظمي.

الحل:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = 31.8\text{ Mrad / sec} \Rightarrow f_1 \approx 5\text{ MHz}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{L_2 C_2} = 35.3\text{ Mrad / sec} \Rightarrow f_2 \approx 5.6\text{ MHz}$$

$$\Rightarrow f_o \approx 5.3\text{ MHz}$$

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 = R_1 C_1 = 300\text{ nsec}$$

$$BW_1 = \frac{1}{2\pi\tau} \approx 530\text{ KHz}$$

$$\Rightarrow Q_o = \omega_o \tau \approx 10$$

وبالتالي فإن عرض المجال الجديد (بعد التوسيع):

$$BW = \frac{\sqrt{2}}{2\pi\tau} = \sqrt{2} \cdot BW_1 \approx 753 \text{ KHz}$$

٢-٤ - المكبر المزدوج التوليف (Double Tuned) :

أحد أشكال هذا النوع من التوليف يقضي باستعمال محول ذي حثية

متبادلة M بين ملفيه الأولي والثانوي، الشكل (٢٢-٣).

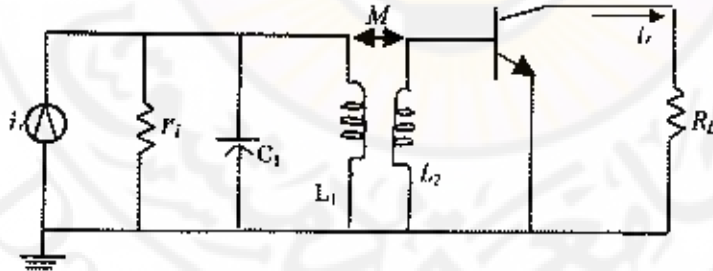
أما الشكل (٢٣-٣) فيبين الدارة المكافئة لهذا المضخم.

ليكن $R_1, C_1, L_1 \equiv Y$

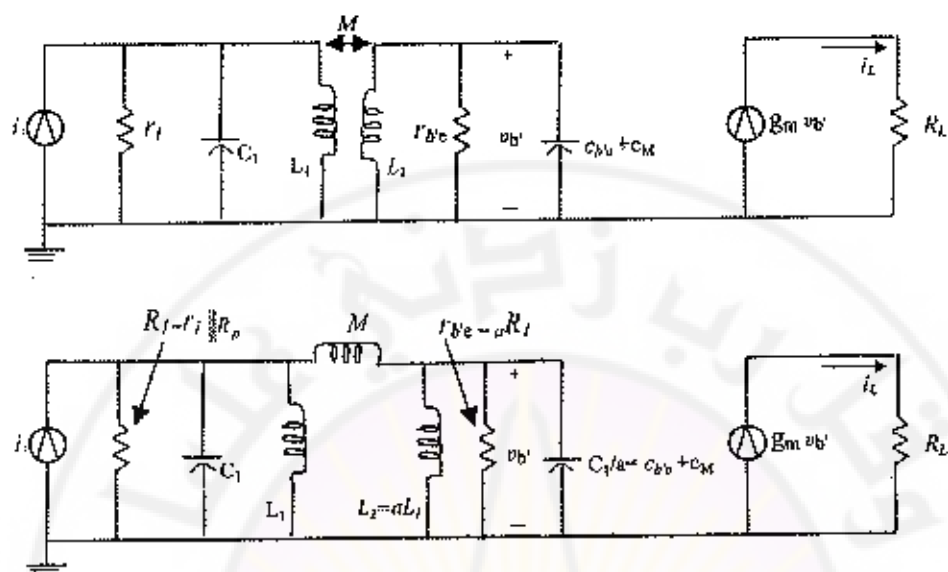
$L_2, r_{b'e}, C_{b'e} + C_M$ as Y/a

$$a = \frac{L_1}{L_2} = \frac{r_{b'e}}{R_1} = \frac{C_1}{C_{b'e} + C_M}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \left(\frac{i_L}{i_i} \right) \left(\frac{v_{b'e}}{i_i} \right) = -g_m \left(\frac{a/Y^2}{1/Y + 1/aY + j\omega M} \right)$$



الشكل (٢٢-٣): المكبر المزدوج التوليف



الشكل (٢٣-٣): إدارة المكافئة للمكبر المزدوج التوليف

$$= \frac{-g_m a}{Y(1+a+j\omega MY)} = \frac{-g_m a / j\omega M}{Y[Y + (1+a)/j\omega M]} = \frac{g_m a / j\omega M}{YY_2} \quad (٦٤-٣)$$

$$Y = \frac{1}{R_i} + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} = \left(\frac{1}{R_i}\right) \left[1 + j\left(\frac{\omega Q_o}{\omega_o}\right)\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)\right] \quad (٦٥-٣)$$

$$Y_2 = Y + \frac{1}{j\omega M / (1+a)} = \frac{1}{R_i} + j\omega C_1 + \left(\frac{1}{j\omega}\right) \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1+a}{M}\right)$$

$$= \frac{1}{R_i} \left[1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)Q_o\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right)\right] \quad (٦٦-٣)$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{C_1 L_1} \quad (٦٧-٣)$$

$$\omega_2^2 = \frac{1}{C_2 [L_1 M / (M + (1+a)L_1)]} \quad (٦٨-٣)$$

وبنفس التقريب السابق نجد:

$$A_i \approx \frac{-ag_m R_i^2 / j\omega_0 M}{[1 + j2\tau(\omega - \omega_1)][1 + j2\tau(\omega - \omega_2)]} \quad (٦٩-٣)$$

$$\frac{1}{j\omega M} \approx \frac{1}{j\omega_0 M} \quad \text{حيث فرضنا أن:}$$

وذلك عبر مجال التمرير.

نلاحظ التشابه بين المعادلتين (٦٩-٣) و (٥٥-٣) وذلك:

$$\frac{ag_m R_i^2}{\omega_0 M} = \frac{g_m R_i R_2 a}{r_i} \quad (٧٠-٣)$$

وعليه فإن تحليل المضخم المضاعف التوليف بالاعتماد على العلاقة (٧٠-٣) سيكون مشابهاً تماماً للمضخم المتعاقب التوليف ويمكن إجراء بقية الحسابات واستخراج بقية المواصفات بنفس الطريقة السابقة.

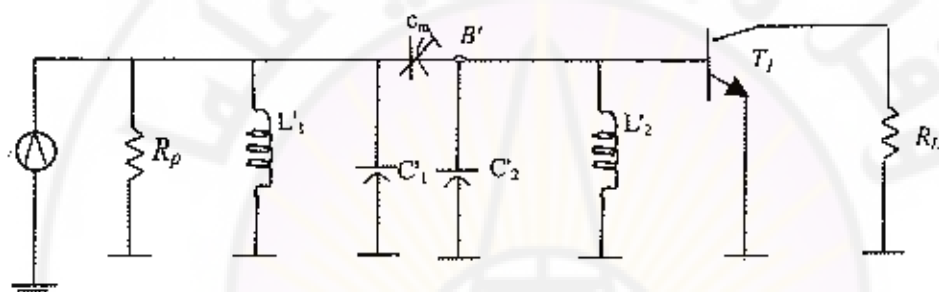
اعتبارات عملية:

إن المضخم المتعاقب التوليف سهل التصميم عند استعمال صمام خماسي كعنصر فعال أو مضخم قاعدة مشتركة وذلك لعزل دائرة الخرج عن الدخل. ويندر جداً استعمال هذا النوع من التوليف مع مضخم باعث مشترك أو ثلاثي أو ترانزستور (*FET*) وذلك بسبب أثر ميلر.

في التنفيذ العملي هناك بعض الصعوبات في تغيير وتعديل حثية الترابطة التبادلية (*M*) في مضخم التوليف المضاعف وبالتالي فإن التوليف عملياً سيكون صعباً ومعقداً.

ويبين الشكل (٣-٢٤) دائرة أخرى بديلة للمكبر المضاعف التوليف حيث استبدلت (M) بترابط تكثيفي (Cm) بين دارتي الرنين في المكبر. وبما أن تعيير وتغيير المكثف يكون عادة من السهولة والدقة بمكان فإن الدارة المبينة هي الأكثر استعمالاً ويمكن بسهولة استخراج العلاقات والخواص الحاكمة لهذه الدارة بطريقة مشابهة تماماً بمراعاة أن:

$$(T = \frac{R_1}{\omega_o^2 L_1})$$



الشكل (٣-٢٤): دائرة أخرى لمكبر مضاعف التوليف

$$C_2 = C'_2 + C_{be} + C_M$$

حيث



الفصل الرابع

مكبر المجال العريض

Wide – Band Amplifier

١- مقدمة

٢- مكبر المجال العريض غير المعوض

٣- مكبر المجال العريض المعوض

٤- مكبر المجال العريض المتكامل



١- مقدمة:

تدعو الحاجة في العديد من الأجهزة إلى تكبير طيف واسع من الإشارات أو قطار من النبضات بأقل تشويه ممكن وتدعى الأجهزة التي تقوم بمثل هذا العمل بالمكبرات ذات المجال العريض أو مكبرات الرؤية وذلك لأنها تستغل بشكل خاص في التلفزيون وأجهزة الرادار وعدة أنواع من أجهزة القياس لتكبير إشارة الرؤية أو النبضات والإشارات ذات المجال الترددي العريض.

٢- مكبر المجال العريض غير المعوض:

١-٢ اعتبارات التكبير وعرض المجال:

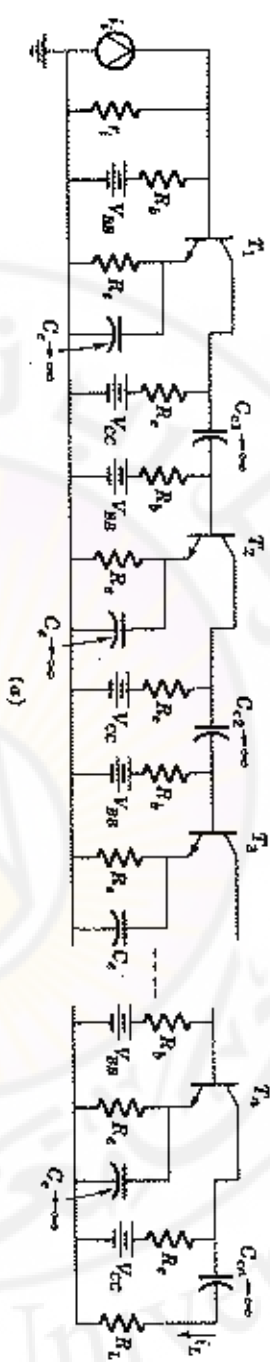
بعد دراسة مكبر المرحلة الواحدة بشكل واف سندرس الآن تأثير ترابط مكبرات متماثلة بعضها مع بعض وعلى التسلسل من وجهة نظر عرض المجال والتكبير.

الشكل (١-٤) يبين خلية تكبير من جملة الخلايا المتماثلة - المترابطة على التسلسل - والتي هي عبارة عن مكبر باعث مشترك مع الدارة المكافئة. يمكن كتابة العلاقات التالية:

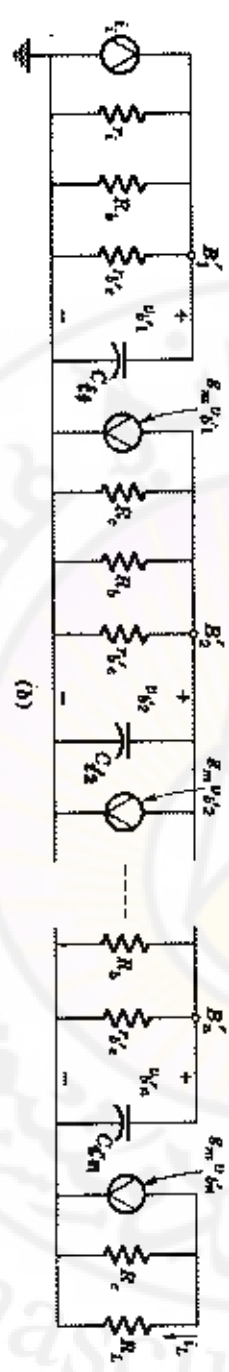
$$A_v = \frac{-h_{fe} R_c}{R_c + h_{ie}} \quad (١-٤)$$

$$R_L = \frac{R_c h_{fe}}{R_c + h_{ie}} \quad \text{مقاومة الحمل} \quad (٢-٤)$$

$$BW = \frac{1}{2\pi R_{ci}} \quad \text{عرض المجال} \quad (٣-٤)$$



الشكل (١-١-٤) : مكبر مترابط تسلسليا



الشكل (١-١-٥) : مكبر مترابط تسلسليا مع دارتة

أما رقم الجودة Figure of Merit فيعطى:

$$|A_0 f_2| = \frac{g_m}{2\pi C} \frac{R_c}{R_c + r_{bb'}} = \frac{f_T}{1 + 2\pi f_T C_L R_L} \frac{R_c}{R_c + r_{bb'}} \quad (4-4)$$

$$C_c = C_c + C_c (1 + g_m R_L) \quad \text{حيث}$$

$$R = \frac{(R_c + r_{bb'}) r_{b'e}}{R_c + h_{ie}} \quad (5-4)$$

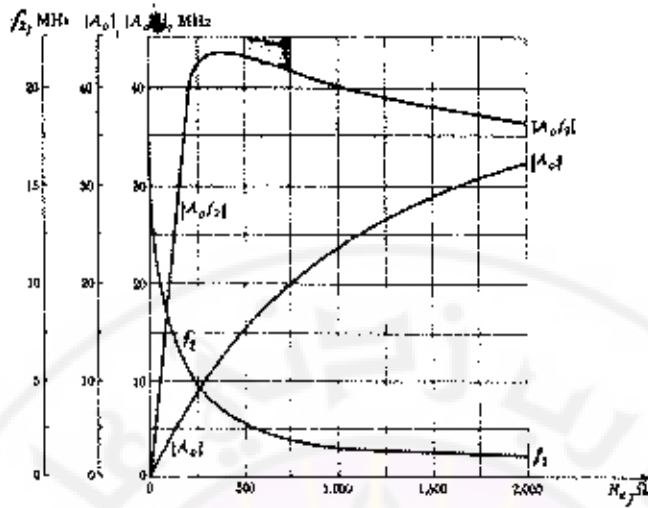
يلاحظ أنه عند انقاص R_c ينقص التكبير ولكن ذلك يحسن من عرض المجال للدارة، ذلك لأن انقاص R_c يقلل من قيمة سعة ميلر، ولكن علينا معرفة الحد الذي يجب عدم تجاوزه في تقليل أو في زيادة R_c وذلك للحصول على مواصفات مقبولة للدارة. لذا نقوم بإشتقاق المعادلة (4-6) بالنسبة لـ R_c فنجد أفضل قيمة لـ R_c عند انعدام المشتق:

$$(R_c)_{opt} = \frac{h_{ie}}{\sqrt{x-1}} \quad (6-4)$$

$$h_{ie} = r_{bb'} + r_{b'e} \quad \text{حيث}$$

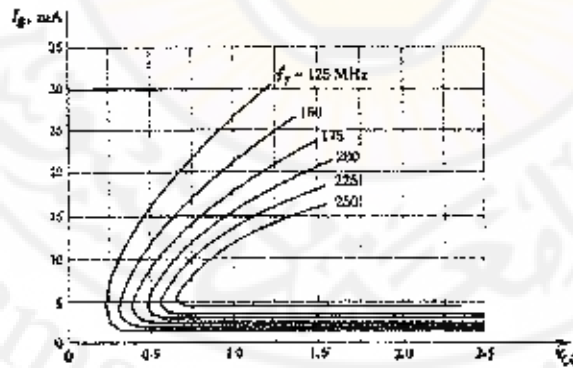
$$x = \frac{h_{fe} C_c}{C_e + C_c} \frac{h_{ie}}{r_{bb'}} \quad (7-4)$$

يبين الشكل (4-7) العلاقة بين كل من الكسب و عرض المجال وجداء التكبير بعرض المجال وبين المقاومة $[R_c]$ ويلاحظ أنه ليس هناك قيمة حدية كما تظهر العلاقة (4-6) ولكن هناك مجال لقيم R_c تعطى فيه تقريباً أفضل قيمة للجداء: تكبير $\times$ عرض المجال وهو ما يعبر عنه برقم الجودة للدارة.



الشكل (٤-٢): تغير محددات المكبر بدلالة R_c

كما يلاحظ في هذه الحالة أيضاً أن يتم الانحياز (النقطة الساكنة لعمل الترانزستور) بشكل نحصل فيه على قيمة عالية لـ f_T ، الشكل (٤-٣).



الشكل (٤-٣): تغير f_T بدلالة V_{ce} و I_E

وينصح عادة عند اختيار الترانزستور للعمل كمكبر نبضي (ذي مجال عريض) باتباع القاعدة العملية:

$$|BA_0| \approx 0.6 f_T \quad (٨-٤)$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(c_\theta + c_c)} \quad \text{حيث:}$$

عند التكبير نلاحظ ما يلي:

إذا أعطيت قيمة التكبير (A_0) فإن قيمة R_c اللازم استعمالها تحسب من العلاقة (٨-٤) وهي كما نعلم ليست بالضرورة المقاومة المثلى $(R_c)_{opt}$ وتحسب قيمة عرض المجال B من العلاقة (٣-٤).

أما إذا أعطيت قيمة وقت الصعود t_r (RISE TIME) فإن قيمة عرض المجال B والمعطاة بالعلاقة المعروفة:

$$BW = \frac{0.35}{t_r} \quad (٩-٤)$$

تعوض في العلاقة (٣-٤) ولكن هذا لا يؤدي لحساب مباشر لـ R_c والسبب في ذلك أن كلا من R_L و R_c هما تابعان لـ R_c وعليه فإنه يلجأ إلى طريقة عملية للحساب تنص على إعطاء قيمة عملية لـ R_c ثم تحسب قيمة B الموافقة وتقارن مع القيمة المطلوبة لعرض المجال B ونوالي التقريب حتى نصل إلى القيمة المطلوبة أو ما يقاربها.

٢-٢- زمن الصعود لمراحل مترابطة:

رأينا في أبحاث العام الماضي أن مكبراً ذا مرحلة وحيدة يسلك سلوك دائرة ذات ثابت زمني وحيد τ

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{A_0}{1+s\tau} \quad \text{ويكون:}$$

وبما أن تكبير عدة مراحل متماثلة يكون متضاعفاً فإن تابع التحويل لـ n مرحلة تضخيم متماثلة هو:

$$\frac{I_0(s)}{I(s)} = \frac{V_0(s)}{V(s)} = \frac{A_0^n}{(1+s\tau)^n} \quad (10-4)$$

فإذا كان تابع الدخل هو تابع درجة $STEP$ من الشكل:

$v_i(s) = v_i / s$ فإن الخرج سيكون له قطب من الدرجة n عند $s = -1/\tau$ وقطب من الدرجة الأولى عند $s = 0$. نعرف القيم المنظومة في الدخل والخرج كالتالي:

$$y \equiv \frac{v_0(t)}{A_0 V} \quad \text{and} \quad x \equiv \frac{t}{\tau}$$

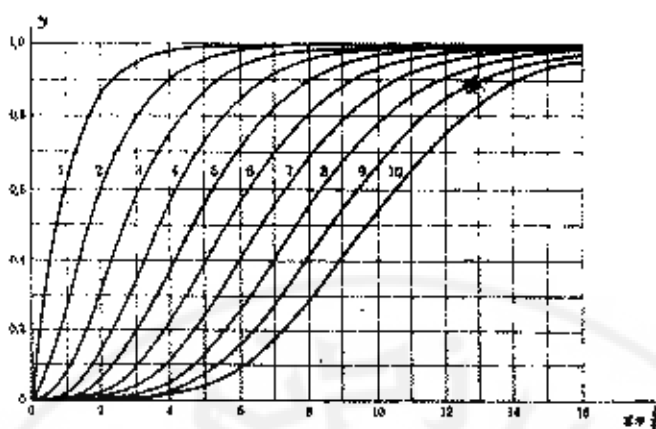
$$y = 1 - \left[1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots + \frac{x^{n-1}}{(n-1)!} \right] e^{-x}$$

$$y = \left[\frac{x^n}{n!} + \frac{x^{n+1}}{(n+1)!} + \dots \right] e^{-x} \quad (11-4)$$

الشكل (4-4) يبين رسماً للعلاقة (11-4) من أجل عدة قيم لـ n . من الشكل نلاحظ زيادة زمن الصعود بزيادة عدد المراحل المتتالية n . ولحساب عرض المجال B نكتب العلاقة التالية:

$$\left[\frac{1}{\sqrt{1 + (B_n/B)^2}} \right]^n = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{B}{B_n} = \frac{1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \quad (12-4)$$



الشكل (٤-٤): تابع الخرج لمراحل تضخيم مترابطة

وتعطى علاقة تقريبية للتصميم يكون بموجبها حساب زمن الصعود (أو زمن الإقامة) لإشسارة الخرج وذلك بدلالة أزمنة الصعود لكل مرحلة على حدة وكذلك بدلالة زمن الصعود لنبضة الدخل:

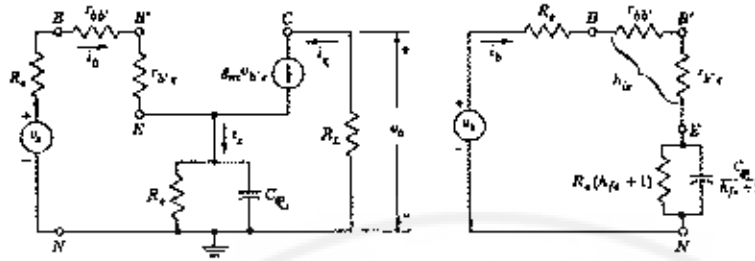
$$t_r = \sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2 + t_{r3}^2 + \dots + t_{rm}^2} \quad (٤-١٣)$$

حيث t_{ri} زمن الصعود لنبضة الدخل.

٢-٣ - أثر مكثفة ومقاومة الباعث على سلوك التردد المنخفض:

إن التشويه الحاصل في نبضة الخرج لمكبر نبضي ذي مقاومة ومكثفة في الباعث يشبهان في النتيجة ما تحدثه مكثفة الترابط بين المراحل C' وسيبرهن على ذلك فيما يأتي.

يبين الشكل (٤-٥) الدارة المكافئة لترانزستور يستعمل في داراته مقاومة ومكثفة على الباعث.



الشكل (٤-٥): الدارة المكافئة لمكبر بوجود Z_E

$$i_c = g_m r_{b'e} i_b = h_{fe} i_b i_e = i_b + i_c = (1 + h_{fe}) i_b$$

الهبوط على الممانعة Z_E هو:

$$(1 + h_{fe}) i_b(s) Z_E(s)$$

أما الثابت الزمني للدارة τ فهو:

$$\tau = \frac{RR'}{R + R'} \frac{C_e}{h_{fe} + 1} \quad (٤-١٤)$$

$$R' \equiv R_s (h_{fe} + 1) \quad R \equiv R_s + r_{bb'} + r_{b'e} = R_s + h_{ie} \quad (٤-١٥)$$

فمن أجل إشارة دخل قفزية STEP فإن: $v_i = v_i / s$

$$i_b = \frac{v_i}{R} \quad \text{عند } t = 0^+$$

$$i_b = \frac{v_i}{R + R'} \quad \text{عند } t = \infty$$

وبما أن جهد الخرج هو:

$$v_o = -i_c R_L = -g_m R_L v_{b'e} = g_m R_L r_{b'e} i_b = -h_{fe} R_L i_b$$

$$v_o = -\frac{h_{fe} R_L V}{R + R'} \left(1 + \frac{R'}{R} e^{-t/\tau} \right) \quad (٤-١٦)$$

$$v_0 = -\frac{h_{fe} R_L V}{R} \left(1 - \frac{R'}{R + R' \tau} t\right) \quad (١٧-٤)$$

حيث العلاقة (١٧-٤) محققة من أجل $t \ll \tau$ ومن أجل تقريب خطي. وعليه فإن نسبة التشويه المئوية في الخرج نتيجة وجود الممانعة (Z_E) هي:

$$p = \frac{R'}{R + R' \tau} t \times 100\% = \frac{(h_{fe} + 1)t}{RC_E} \times 100\% \quad (١٨-٤)$$

ومنه نلاحظ أن هذا التشويه tilt لا علاقة له بـ R_E أو بـ R_L طالما بقيت قيمة هذا التشويه صغيرة (أي طالما ظل بالإمكان إجراء التقريب $t \ll \tau$) للحصول على العلاقة (١٧-٤).

مثال ١-:

لنحسب قيمة C_E اللازم لإمرار موجة رباعية ذات تردد 50 HZ وبتشويه P أقل من 10% ويفرض:

$$h_{fe} = 50, r_{be} = 1K, r_{bb'} = 100\Omega, R_L = 0$$

$$t = 0.01 \text{ sec}$$

$$C_E = 4600 \mu F$$

ونلاحظ أن مثل هذه القيم غير عملية وبالتالي يجب عدم وضع مكثف C_E إذا رغب بتشويه قليل ولكن ذلك سيعني التضحية بالتكبير (A). فإذا لم يكن بالإمكان التسامح مع تكبير منخفض وقيمة معقولة للتشويه P توجب استخدام عدة مراحل تكبير للوصول إلى المطلوب.

٢-٤- الاستجابة الترددية العليا لمرحل مترابطة:

سنبرهن في هذه الفقرة على أن التشويه الحاصل من جمع مرحلتي تكبير متماثلتين الأولى ذات تشويه p_1 والثانية ذات تشويه p_2 يساوي إلى

مجموع التشويهيين $p_1 + p_2$ وذلك بفرض أن كلا منهما صغير وبالتالي يمكن اعتبار تغير الجهد خطياً بالنسبة للزمن.

إذا كانت إشارة الدخل قفزية V_i فإن الخرج على الدارة الأولى سيكون:

$$Ve^{-t/\tau_1} \approx V(1 - t/\tau_1)$$

حيث τ_1 : الثابت الزمني للدارة الأولى، ثم إذا طبقت الإشارة على الدارة الثانية ذات الثابت الزمني τ_2 . فإن إشارة الخرج يمكن حسابها من المعادلة التالية وذلك بإهمال تضخيم المرحلة الفعالة:

$$R_2 i + \frac{q}{c_2} = V(1 - \frac{t}{\tau_1})$$

بالاشتقاق وملاحظة أن $v_0 = R_2 i$ نجد :

$$\frac{dv_0}{dt} + \frac{v_0}{\tau_2} = \frac{-V}{\tau_1}$$

حل هذه المعادلة يكون (مع ملاحظة أن $v_0 = v_1$ عند $t = 0$):

$$v_0 = -V \frac{\tau_2}{\tau_1} + V(1 + \frac{\tau_2}{\tau_1})e^{-t/\tau_2}$$

$$\approx (1 - \frac{t}{\tau_1} - \frac{t}{\tau_2}) \quad (19-4)$$

بما أن $\frac{t}{\tau_1}$ هو التشويه الناتج عن الدارة الأولى و $\frac{t}{\tau_2}$ هو التشويه الناتج عن

الدارة الثانية فإن المعادلة (19-4) تبين على أن التشويه الناتج يساوي إلى مجموع المركبتين. يمكن تعميم ذلك لأكثر من مرحلتين بشرط أن هذه القيم تبقى صغيرة وأن التشويه الكلي الناتج يبقى أيضاً صغيراً لكي يمكن تمثيله بتغير خطي.

يمكن أخيراً جمع كل التشوهات التي تمت دراستها وبشكل خطي لمعرفة التأثير الحاصل على شكل الموجة النهائي.

رأينا أنه من أجل مكبر ذي مرحلة واحدة و تضخيم A_0 يمكن كتابة ما يلي:

$$\frac{A_0}{1 + 1/s\tau} = \frac{A_0 s\tau}{1 + s\tau}$$

فمن أجل n مرحلة متماثلة ومتراطة بعضها مع بعض تغذى بنبضة دخل v_i فإن الخرج:

$$v_o(s) = \frac{V}{s} \left(\frac{A_0 s\tau}{1 + s\tau} \right)^n = \frac{VA_0^n s^{n-1}}{(s + 1/\tau)^n} \quad (٢٠-٤)$$

إن تابع الخرج له n من الأقطاب عند $s = -\frac{1}{\tau}$ وعند تحويل التابع لمستوى الزمن ومن أجل:

$$y \equiv v_o / A_0^n v_i \quad \text{عند} \quad x \equiv t / T$$

نجد:

$$y = \frac{1}{(n-1)!} \frac{d^{n-1}}{dx^{n-1}} (x^{n-1} e^{-x}) \quad (٢١-٤)$$

ومن أجل x صغيرة نكتب:

$$y = 1 - nx = 1 - \frac{nt}{\tau} \quad (٢٢-٤)$$

وهذا يبرهن أن التشويه الناتج عن n مرحلة متماثلة يساوي إلى n مرة التشويه الناتج عن مرحلة واحدة.

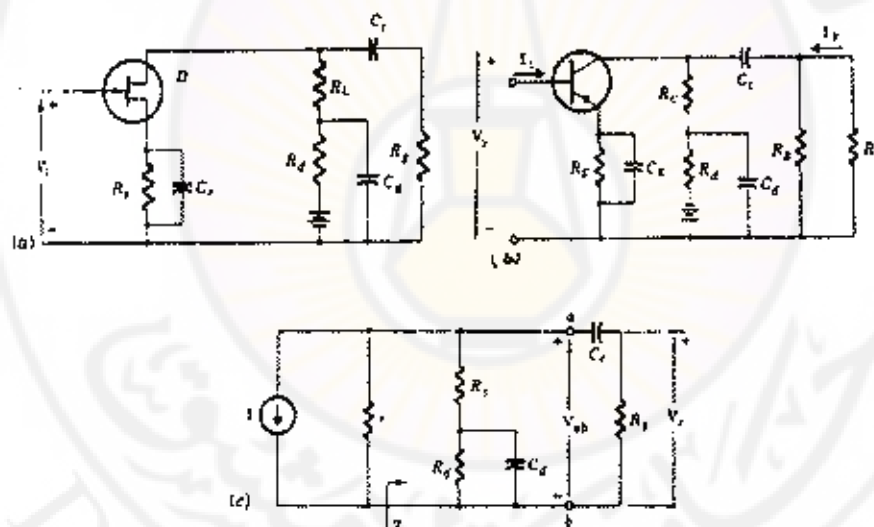
٣- مكبرات المجال العريض المعوضة:

يمكن تحسين مجال الاستجابة الترددي للمكبر بإضافة شبكة تعويض إلى الدارة الأصلية. هذه الدارات التعويضية هي في العادة دارات $R-C$ فقط أو يمكن أن تتضمن عناصر حثية وذلك بالإضافة إلى المقاومة والمكثفات.

وسنتعرض فيما يلي إلى التعويض في الترددات المنخفضة (أي توسيع المجال الترددي عند القيم الدنيا) ثم إلى التعويض عند الترددات العليا (توسيع المجال الترددي عند القيم العليا).

٣-١ - التعويض الترددي المنخفض:

يبين الشكل (٤-٦) دائرة مضخم يستعمل الترابط R, C وحيث العنصر الفعال يمكن أن يكون ترانزستوراً عادياً BJT أو ترانستور FET كما يبين الشكل نفسه دائرة خطية مكافئة لكلا الدائرتين.



الشكل (٤-٦): التعويض الترددي المنخفض.

بسبب الاختلاف في قيم المقاومات بين الترانزستور والـ FET فإن التقريبات المقترحة في الحل سوف تختلف تبعاً لذلك.

أما المحددات العامة المستعملة في الدارة المكافئة فيجب الرجوع إلى الجدول (١-٤) لتبديل كل منها بما يناسبه وفقاً للعنصر الفعال المستخدم.

يفترض في البداية ما يلي $|Z| \gg r$ وكذلك $1/\omega C_d \gg R_d$ المكثفات C_d و C_c تعتبر في حالة قصر عند جميع الترددات المعتبرة.

بتحليل هذا المصخم يمكن أن نكتب:

$$\frac{V_2}{I} = \frac{(R_1 + 1/j\omega C_d)R_2}{R_1 + 1/j\omega C_d + R_2 + 1/j\omega C_c} \quad (٢٣-٤)$$

أمسا جهد الدخل في ترانزستور FET أو تيار الدخل في ترانزستور BJT فيساوي إلى التيار I مضروباً بثابت غير تابع للتردد.

أما جهد الخرج فيساوي v_2 و تيار الخرج هو V_2/R_1

وعليه فإن منحنى الاستجابة لكل من A_v و A_i يمكن أن يشتق من المعادلة (٢٣-٤) أي:

$$\frac{V_2}{I} = - \frac{R_2}{1 + [(1 + j\omega R_2 C_c)/(1 + j\omega R_1 C_d)]C_d / C_c} \quad (٢٤-٤)$$

فإذا كان : $R_2 C_2 = R_1 C_d$ فإن:

$$\frac{V_2}{I} = \frac{R_2}{1 + C_d / C_c} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (٢٥-٤)$$

عنصر الدارة	FET	BJT
r	R_d	I / h_{oe}
R_1	R_L	R_c
R_2	R_g	$R_s // R_i$
I	$g_m v_i$	$h_{fe} i_i$

الجدول (١-٤)

تبين العلاقة (٢٥-٤) أن منحنى الاستجابة هو ثابت مستقل عن التردد. ومع ذلك فإن المكثفة C_c تصبح دارة مفتوحة عند الترددات القريبة من الصفر مما يعني هبوطاً في التكبير لا تتنبأ به العلاقة المذكورة، وبالتالي عدم صلاحية التقريبات المفروضة عند هذه الترددات أي:

$$1/\omega C_d > R_d, \text{ not } R_d \gg 1/\omega C_d$$

سنفترض الآن تقريبات أخرى تعتبر جيدة ومعقولة جداً من أجل مضخم يستعمل JFET ولكنها أقل صلاحية من أجل ترانزستور BJT.

$$R_2 + \frac{1}{j\omega C_c} \gg R_1 + \frac{R_d}{1 + j\omega C_d R_d} \quad (٢٦-٤)$$

$$r \gg |Z|$$

وبلاحظ أن هذه التقريبات صالحة حتى من أجل تردد $f = 0$

$$V_{ob} \approx I(R_1 + \frac{R_d}{1 + j\omega C_d R_d}) \quad (٢٧-٤)$$

$$\frac{V_2}{I} = \frac{R_1 [1 + (R_1 + R_d) / j\omega C_d R_1 R_d]}{(1 + 1 / j\omega C_d R_d)(1 + 1 / j\omega C_c R_2)} \quad (٢٨-٤)$$

إذا كان $R_2 \gg R_1$ فإن $R_2 = R_{low}$ حيث:

$$R_{low} = R_g + r_d // R_L \rightarrow \text{(حالة JFET) (المقاومة الداخلية: } r_d \text{)}$$

$$R_{low} = \frac{R_c}{1 + h_{oe} R_c} + \frac{R_b R_i}{R_b + R_i} \rightarrow \quad \text{حالة (BJT)}$$

وحيث $f_1 = 1/2\pi C_c R_2$ هو تردد القطع الأدنى الموافق لمضخم غير معوض.

بالإضافة لذلك ليكن:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi C_d R_d}$$

$$f_4 = \frac{R_i + R_d}{2\pi C_d R_i R_d}$$

بالاستفادة من $V_2 / I \approx R_i$ في منطقة الاستواء Midband Region فإن بالإمكان كتابة ما يلي:

$$\frac{A_{low}}{A_{mid}} = \frac{1 - jf_4 / f}{(1 - jf_3 / f)(1 - jf_1 / f)} \quad (٢٩-٤)$$

$$R'_1 = \frac{R_i R_d}{R_i + R_d} \quad \text{ليكن:}$$

$$f_1 = f_4 \quad \text{إذا كان} \quad R'_1 C_d = R_2 C_c$$

$$\frac{A_{low}}{A_{mid}} = \frac{1}{1 - jf_3 / f} \quad (٣٠-٤)$$

العلاقة (٣٠-٤) لها نفس الشكل الذي تأخذه علاقة منحنى الاستجابة المنخفضة بدون تعويض وذلك بفارق استبدال f_1 بـ f_3 فإذا كان الغرض تحسين الاستجابة المنخفضة فإن $f_3 < f_1$.

بما أن $R_d > R_i$ و $f_1 = f_4$ فإن $f_1 > f_3$ وبذا يتم الحصول على التحسين المطلوب.

سنأخذ بعين الاعتبار الآن الفارق بين ترانزستور JFET وغيره من العناصر الفعالة في هذه الدارات.

رأينا في الترانزستور JFET أن :

$$R_g \gg R_L$$

$$r_d \gg R_L$$

وبالتالي فإن العلاقة (٢٦-٤) محققة بشكل جيد.

في ترانزستور MOSFET تكون r_d غير كبيرة جداً ($r_d \approx 10^4 \Omega$) حالة MOSFET و $10^6 \Omega$ في حالة JFET). وعليه يمكن لهذه العلاقة أن تدخل خطأ غير مهم في بعض الحالات.

أما في الترانزستور BJT فإنه لا يمكننا كتابة $R_i \ll R_g$ دوماً، وعليه فإن الحل التقريبي المعطى بالعلاقة (٢٩-٤) يمكن أن يكون غير صحيح في هذه الحالة.

ولكن في كل الأحوال تبقى عملية التعويض مفيدة في توسيع المجال الترددي عند الطرف الأدنى.

$$\text{إذا كان } R'_1 C_d = R_2 C_c \text{ و } R'_1 \ll R_2 \text{ فإن } C_d \gg C_c$$

وتحدد قيمة C_c العليا بمقاومة التسرب له والسعات الشاردة بينه وبين الأرض بينما المكثف C_d يكون عادة غير محدد بهذه القيود. وبالتالي يمكن تحقيق $C_d \gg C_c$

لقد افترضنا أن $f_i = f_d$ فإذا عمل $f_d > f_i$ فإن منحنى الاستجابة سوف يرتفع قبل أن يبدأ بالهبوط. وتستغل مثل هذه الحالة من أجل تعويض أثر ممانعة الإنحياز في المنبع - في حالة ال-FET أو الباعث في حالة ترانزستور BJT كما أنها قد تعوض جزئياً تأثير دائرة الربط في حالة المكبرات المترابطة.

أخيراً وفي حالة المكبرات المترابطة والتي تستعمل عادة منبعاً واحداً للتغذية المستمرة ذا مقاومة داخلية غير منعدمة حتماً، فإن بعض مركبات الإشارة سوف تظهر على طرفي منبع التغذية مما يؤدي إلى تغذية خلفية غير مرغوب بها.

إن الدارة المركبة من R_1 و C_1 تعمل على تخميد هذه التغذية الخلفية التي تظهر على مربطي منبع التغذية وبالتالي تمنع ارتباط مخارج المضخمات بعضها إلى بعض.

وبناءً على هذه الخاصية فإن هذه الدارة أي C_1 ، R_1 تدعى بمرشح الفصل Decoupling Filter كما أن مرشح الفصل هذا يعمل على تخميد أي توافقية يمكن أن تنتج من منبع التغذية.

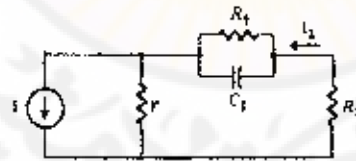
٣-٢- التعويض الترددي المرتفع:

من الشكل (٧-٤) الذي يمكن أن يمثل نموذج خطي لمضخم يمكن إهمال مكثفاته التفرعية نستطيع أن نكتب:

$$\frac{I_2}{I} = \frac{r(1 + j\omega C_1 R_1)}{(r + R_1 + R_2)[1 + j\omega C_1 R_1(r + R_2)/(r + R_1 + R_2)]} \quad (٣١-٤)$$

يمكن في مناطق الترددات المنخفضة والمتوسطة اعتبار المكثف C_1 دائرة مفتوحة وعليه نستطيع كتابة علاقة التضخيم كالتالي:

$$\frac{A_{high}}{A_{mid}} = \frac{1 + jf / f_5}{1 + jf / f_6} \quad (٣٢-٤)$$



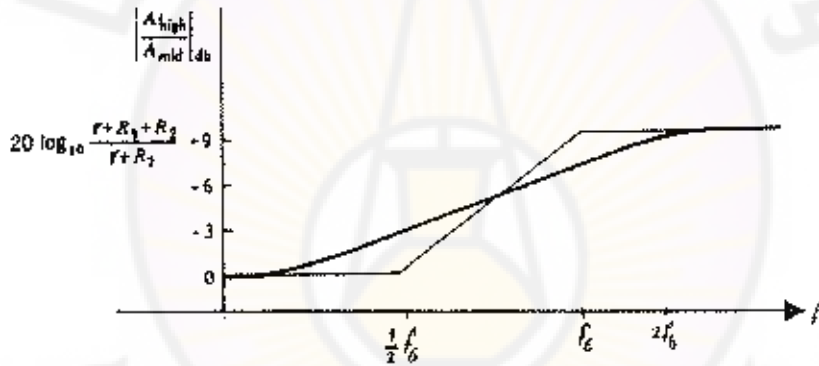
الشكل (٧-٤): الدارة المكافئة لمضخم معوض في الترددات العليا

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad \text{حيث:}$$

$$f_6 = \frac{r + R_1 + R_2}{2\pi C_1 R_1 (r + R_2)} \quad (٣٣-٤)$$

الشكل (٨-٤) يبين رسماً للعلاقة (٣٢-٤) بدلالة التردد.

حيث يلاحظ أن الإستجابة في الترددات العليا أعلى منها في الترددات الوسطى وهذا عائد كما نعلم لوضعية الدارة (R_1, C_1) بالتسلسل بين الحمل والمكبر.



الشكل (٨-٤): تابع الاستجابة لمكبر معوض ترددياً

إذا كان $I(f)$ تابعاً للتردد - وهي الحالة التي يزداد فيها التردد بشكل كاف - فإن العلاقة (٣٢-٤) تصبح:

$$\frac{A_{high}}{A_{mid}} = \frac{1}{1 + jf/f_a} \frac{1 + jf/f_s}{1 + jf/f_6} \quad (٣٤-٤)$$

فإذا ضببطت محددات الدارة بشكل يكون فيه $f_a = f_s$ فإن

$$\frac{A_{high}}{A_{mid}} = \frac{1}{1 + jf/f_6} \quad (٣٥-٤)$$

ومنه نلاحظ أن تردد القطع قد ارتفع من f_a إلى f_6 بينما نقص التضخيم عند الترددات الوسطى بالنسبة $f_3 / f_6 = f_a / f_6$ وعليه فإن الجداء : تضخيم $\times$ عرض المجال يبقى ثابتاً. إن دائرة التعويض هذه يمكن إلى حد ما أن تعادل تأثير المكثفة الفرعية للعنصر الفعال FET أو الخماسي.

ولكن يمكن الحصول على نفس النتيجة بتقليل المقاومة الفرعية R_{ss} . وسنرى في الطريقة التالية للتعويض أنه بالإمكان زيادة عرض المجال دون التضحية بـ A_{mid} أي التضخيم عند الترددات الوسطى - وذلك باستعمال ملف ذي حثية L بالتفرع مع مكثف C

٣-٣-٣- تعويض التردد العالي بدائرة التقييم الفرعية (Shunt Peaking):

سنبحث فيما يلي طريقة تعويض المضخم عند الترددات العليا وذلك

لكل من مضخمات الممانعة العالية FET والممانعة المنخفضة BJT .

٣-٣-٣-١- تعويض مكبر FET بدائرة التقييم الفرعية:

يبين الشكل (٩-٤) دائرة مكبر FET معوض بواسطة دائرة فرعية R, L, C حيث المقاومة R على التسلسل مع الملف L ذي عامل الجودة المنخفضة جداً Q . تمتاز هذه الطريقة بإمكانية الحصول على عرض مجال واسع بشكل ملحوظ.

وتدعى المكبرات التي تستعمل هذه الطريقة بالمكبرات المقومة فرعياً (Shunt Peaking).

عند الترددات الوسطى والعليا يكون لدينا: $R_L \gg j\omega$ وتكون استجابة المكبر مستقلة عن L . يبين الشكل (٩-٤) أيضاً دائرة مكافئة للمكبر المعوض عند الترددات العليا حيث:

$$C_{sh} = C_0 + C_i$$

$$r_d \gg R_L + j\omega L$$

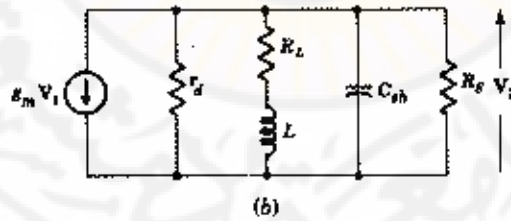
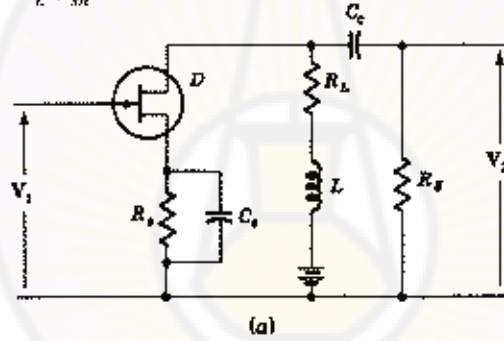
$$R_g \gg R_L + j\omega L \quad (٣٦-٤)$$

تعتبر الفرضيات (٣٦-٤) صالحة لترددات ترتفع حتى بضع مرات عن تردد القطع العلوي للمكبر بدون تعويض. من الدارة المكافئة نجد:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-g_m(R_L + j\omega L) / j\omega C_{sh}}{R_L + j(\omega L - 1/\omega C_{sh})} = \frac{-g_m R_L (1 + j\omega L / R_L)}{1 - \omega^2 LC_{sh} + j\omega R_L C_{sh}} \quad (٣٧-٤)$$

$$\frac{A_{v,high}}{A_{v,mid}} = \frac{1 + j\omega L / R_L}{1 - \omega^2 LC_{sh} + j\omega R_L C_{sh}} \quad (٣٨-٤)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_L C_{sh}} \quad \text{تردد القطع العلوي للمكبر بدون تعويض:}$$



الشكل (٤-٩): مكبر FET يستعمل التقسيم التفرعي

$$Q2 = \frac{2\pi f_2 L}{R_L} = \frac{\omega_2 L}{R_L} ; f = f_2$$

وعليه يمكن إعادة كتابة العلاقة (٣٨-٤) كالتالي:

$$\frac{A_{v,high}}{A_{v,mid}} = \frac{1 + jQ_2(f/f_2)}{1 - Q_2(f/f_2)^2 + j(f/f_2)} \quad (٣٩-٤)$$

$$\frac{A_{v,high}}{A_{v,mid}} = \sqrt{\frac{1 + Q_2^2(f/f_2)^2}{[1 - Q_2(f/f_2)^2]^2 + (f/f_2)^2}} \quad (٤٠-٤)$$

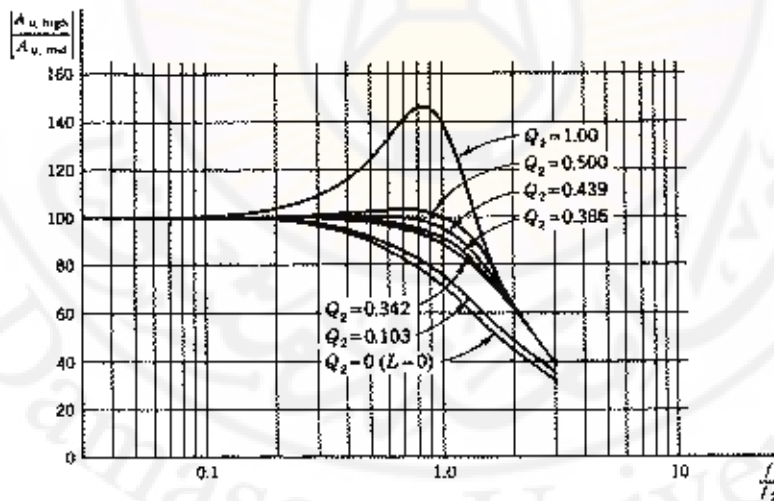
$$\arg \frac{A_{v,high}}{A_{v,mid}} = -\tan^{-1} \left\{ \frac{f}{f_2} \left[1 - Q_2 + Q_2^2 \left(\frac{f}{f_2} \right)^2 \right] \right\} \quad (٤١-٤)$$

أمسا من حيث التشويه في الصفحة فإنها تفرض قيوداً أخرى على قيمة Q_2 . ويمكن تعريف هذا النوع من التشويه أنه يحدث ندرجة لكون فرق الصفحة في مكبر ما يتغير بشكل غير خطي مع التردد.

وعليه فإن $\arg(A_{v,high}/A_{v,mid})/f$ يجب أن يكون ثابتاً.

في حال عدم وجود تشويه في التردد فإن وقت التأخير يعطى بالعلاقة:

$$\tau_d = \frac{\arg(A_{v,high}/A_{v,mid})}{\omega} \quad (٤٢-٤)$$



الشكل (٤٠-٤): منحنى الاستجابة لطريقة التقويم التفرعي

عند رسم العلاقة (٤-٤٢) فإن التشويه في الصفحة هو مقدار ابتعاد هذا التابع عن القيمة الثابتة.

يمكن تنظيم العلاقة بالطريقة التالية:

$$\tau_{dn} = \frac{\omega_2}{\omega} \arg \frac{A_{v,high}}{A_{v,mid}} = - \frac{\arg(A_{v,high} / A_{v,mid})}{f / f_2} \quad (٤-٤٣)$$

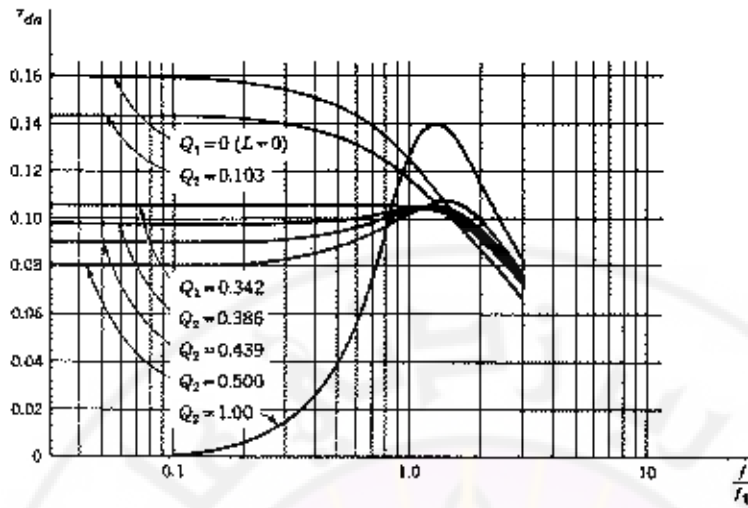
حيث ندعو τ_{dn} بوقت التأخير النسبي المنظوم.

يبين الشكل (٤-١١) رسماً للعلاقة (٤-٤٣) من أجل عدة قيم لـ Q_2 حيث نلاحظ من الشكل أن τ_{dn} ينقص من أجل $0.342 \geq Q_2 \geq 0$ بينما يزداد من أجل $Q_2 > 0.342$. وعليه فإن اختيار القيمة المثلى لـ Q_2 يعتمد على الأولوية المطلوبة. فإذا كانت الأولوية لتشويه الصفحة فإن Q_2 يجب أن لا تزيد على 0.342. أما إذا كان التشويه في المطال هو الأهم فإنه يمكن لـ Q_2 أن تصل لقيمة 0.5 تقريباً. في حالة توازي العاملين فإن مجال تغير Q_2 سيكون بين 0.414 و 0.342، كما يمكن لاعتبارات الحالة العابرة للمكبر أن تفرض بدورها قيوداً أخرى على قيمة Q_2 .

عند وصل المكبرات بعضها مع بعض فإن فروق الصفحة تجمع أما المطالات فتضرب.

وعليه يمكن الاستعانة بالأشكال (٤-١٠) و (٤-١١) للحصول على الاستجابة الكلية في المطال والصفحة للدائرة كلها.

فسي الحالسة الأخيرة المشار إليها يجب أن تكون التحذبات أقل ما يمكن لأن منحني الاستجابة الكلي سوف تظهر فيه مجموع التحذبات المنفردة بشكل مبالغ فيه (ينصح عادة بـ $Q_2 \leq 0.414$).



الشكل (٤-١١): تغير الصفحة لمضخم معوض بالقيمة التفرعي.

٣-٢-٣ - تعويض مكبر BJT باستعمال دائرة غارتنر Gartner :

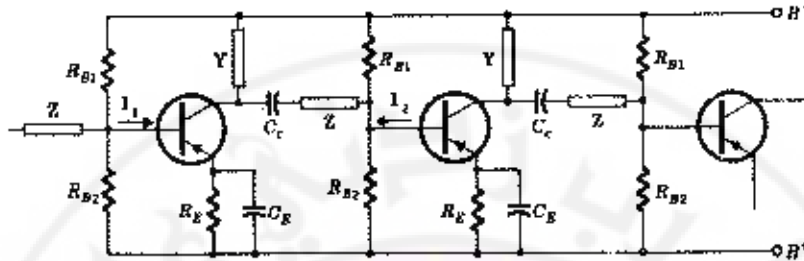
إن العلاقات المستخرجة في الفقرة الأخيرة تعتبر غير دقيقة عند تطبيقها على مكبر الباعث المشترك في الترددات العليا بسبب قيمة الخطأ الكبير الناتجة. وقد اقترح غارتنر طريقة خاصة بهذا النوع من المكبرات يمكن على أساسها تعويض مكبر ترانزستوري BJT باعثة مشترك.

العناصر Z و Y هي عناصر دائرة التعويض المقترحة (يجب الملاحظة أن تكون ذات طبيعة تسمح بمرور تيار التغذية للترانزستور، كما أن Y و Z يجب أن لا تؤثر على سلوك المكبر في الترددات المنخفضة و الوسطى). الشكل (٤-١٢) يبين الدارة المقترحة مع عناصر التعويض المطلوبة .

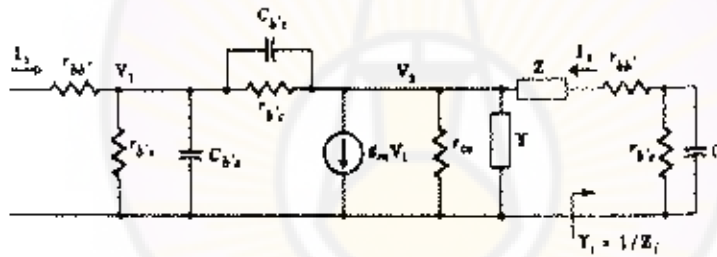
أمسا الشسكل (٤-١٣) فيبين الدارة المكافئة للترددات العالية وذلك لمرحلة واحدة فقط.

المقاومة $R_B = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ تعتبر كبيرة بشكل كاف لكي يمكن إهمالها.

يفترض أيضاً $C_e = C_{b'e} + C_{b'e}(1 - A'_{v, mid})$
 حيث: $A'_v = V_2 / V_1$ وذلك بإهمال تبعية C_e لـ $A'_v(f)$



الشكل (١٢-٤): مكبر معوض بطريقة غارتنر



الشكل (١٣-٤): الدارة المكافئة لمكبر غارتنر

عند آخر مرحلة تكبير يكون لدينا $Z_i = R_i$ ممانعة الحمل. من الشكل (١٣-٤) يمكن كتابة معادلات الحلقات:

$$I_1 = [g_{b'e} + g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'e})]V_1 - (g_{b'e} + j\omega C_{b'e})V_2 \quad (١٤-٤)$$

$$0 = (g_m - g_{b'e} - j\omega C_{b'e})V_1 + (g_{ce} + g_{b'e} + j\omega C_{b'e} + Y + Y_i)V_2$$

بحل المعادلتين (٤٤-٤) ينتج : $I_2 = -V_2 Y_1$ ؛ $Y_1 = \frac{I}{Z + Z_1}$ (٤٥-٤)

$$A_{high} = \frac{(g_m - g_{b'e} - j\omega C_{b'e})Y_1}{[g_{b'e} + g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})](g_{ce} + g_{b'e} + j\omega C_{b'e} + Y + Y_1) + (g_{b'e} + j\omega C_{b'e})(g_m - g_{b'e} - j\omega C_{b'e})}$$

إذا تركت Y و Z بشكلها العام فإن من الصعب جداً الخروج بعلاقات مفيدة في التحليل أو التركيب. ولذا نفترض مايلي:

(دائرة تقييم تفرعية)

$$Y = \frac{I}{R_1 + j\omega L_1}$$

$$Z = j\omega L_2 \quad (٤٦-٤)$$

إن قيمة A_{mid} يمكن الحصول عليها من العلاقة (٤٥-٤) بالاستفادة من (٤٦-٤):

$$A_{mid} = \frac{(g_m - g_{b'e})G_i}{g_{b'e}(g_{ce} + G_1 + G_i) + g_{b'e}(g_{ce} + G_1 + g_m + G_i)} \quad (٤٧-٤)$$

$$(٤٨-٤)$$

$$\frac{A_{high}}{A_{mid}} = \frac{Y_1(g_m - g_{b'e} - j\omega C_{b'e}) \frac{(g_{ce} + g_{b'e} + G_1 + G_i)g_{b'e} + g_m(g_{ce} + G_1 + g_m + G_i)}{(g_m + g_{b'e})G_i}}{(g_{b'e} + j\omega C_{b'e}) \left[(1 + j\omega L_2 Y_1) \frac{g_{ce} + g_{b'e} + j\omega C_{b'e} + G_1 + Y_1}{1 + j\omega L_1 G_1} + (g_{b'e} + j\omega C_{b'e}) \left[(1 + j\omega L_2 Y_1) \frac{g_m + g_{ce} + G_i + Y_1}{1 + j\omega L_1 G_1} + Y_1 \right] \right]}$$

حيث:

$$Y_1 = \frac{I}{r_{bb'} + r_{b'e} / (1 + j\omega r_{b'e} C_e)} \quad (٤٩-٤)$$

تعتبر هذه العلاقات صعبة المنال في التصميم والتحليل ولذا لا بد من فرضيات مبسطة عديدة من جملتها إهمال g_{bc} و g_{ce} كما يمكن سلوك الطريق التالي في التصميم:

يختار ترانسفور ذو محددات معروفة تعوض بقيمتها العددية في العلاقتين (٤٧-٤) و (٤٨-٤) وبالتالي فإن المجاهيل هي فقط G_I و L_I و L_2 نختار أعلى تردد مطلوب وليكن f_0 ، عند هذا التردد يكون:

$$\delta = \left| \frac{A_{i,high}}{A_{i,mid}} \right|_{f=f_0}$$

وعليه ينتج معادلة من الشكل (بالاستفادة من العلاقة (٤٧-٤)):

(٥٠-٤)

$$G_I = \frac{1}{R_I} = \frac{G_I(g_m - g_{bc}) - A_{i,mid}[g_{bc}(g_{ce} + g_{bc} + G_I) + g_{bc}(g_{ce} + g_m + G_I)]}{(g_{bc} + g_{bc})A_{i,mid}}$$

من أجل مرحلة واحدة نعوض عن قيمة R_I المستخرج من العلاقة (٥٠-٤) بالعلاقة δ التي تمثل القيمة العددية للطرف الأيمن من العلاقة (٤٨-٤) عند التردد المحدد f_0 وهذا بدوره يؤدي لعلاقة تربط بين L_2 و L_I ننشئ بعد ذلك منحنيات $|A_{i,high} / A_{i,mid}|$ من أجل قيم L_I و L_2 المناسبة.

بعد ذلك يجب على منحنى الاستجابة أن يكون له شكل مناسب (كأنعدام القمم الكبيرة، كما أن δ يجب أن لا تقل عن القيمة المقترحة عند أي تردد $f \leq f_0$).

بانتهاء ذلك يتم تصميم المكبر بشرط أن يكون لـ L_I و L_2 و R_I قيم موجبة وحقيقية، فإذا كانت R_I سالبة فإن التكبير المطلوب من مرحلة واحدة مبالغ فيه، ويتم معالجة ذلك بإضافة مراحل تكبير أخرى أو باستعمال

ترانزستورات بديلة ذات g_m أعلى. ويلاحظ أنه ولو حصلنا على قيم موجبة لـ R يمكن أن نحصل على قيم سالبة أو تذبذبية لكل من L_1 أو L_2 . ولو كانت القيم موجبة وحقيقية يمكن أن يكون الشكل الناتج غير مناسب إذ يتوجب عندها زيادة عدد مراحل التكبير لأن ذلك يقلل من قيمة R_1 وكذلك أثر السعة التفرعية. بزيادة عدد المراحل تزداد المتطلبات والشروط على منحنى استجابة كل مرحلة على حدة.

فإذا كانت علاقة θ صالحة من أجل مرحلة واحدة من المكبر فإن مكبراً ذا n مرحلة يمكن أن يأخذ الشكل $\theta_n = \theta^{1/n}$ وتستبدل θ بـ θ_n في العمليات المشروحة أعلاه في التصميم ويمكن بالنتيجة أن نصل إلى دائرة غير صالحة للعمل مما يدعونا أيضاً إلى استبدال الترانزستورات بأخرى ذات g_m أعلى وذات سعة داخلية أقل.

إن كل هذه المراحل لم تأخذ بعين الاعتبار تشويه فرق الصفحة الذي يفرض علينا إعادة النظر مرة أخرى بالدائرة المصممة لمعرفة ما إذا كان هذا التشويه في الصفحة مقبولا أم لا. في الحالة الثانية يعاد التصميم مرة أخرى من أجل θ تعطينا تشويهاً أقل في الصفحة.

يمكن استعمال دوائر أخرى للتعويض أكثر تعقيداً للحصول على مواصفات أفضل ولكن ذلك يقتضي تعاملاً مع معادلات أكثر تعقيداً وبالتالي صعوبات أكثر في عمليات التصميم.

في الطريقة السابقة تم استعمال دائرة تعويض تسلمية تفرعية للتصميم، إلا أنه يمكن الاكتفاء بدائرة تقيم تفرعية فقط كما في حالة مضخم الـ FET وذلك بجعل $L_2 = 0$.

٤- المكبر عريض المجال المتكامل:

هنالك العديد من المكبرات عريضة المجال المتكاملة تتمتع بمواصفات

متنوعة وتلبي الكثير من المتطلبات وذلك في مجال القياسات والمكبر النبضي ومكبر السرويا وأنظمة التسجيل المرئي ورؤوس التكبير في أنظمة تخزين المعلومات (floppy disk) وغيرها.

من الواضح أن الميزة الأساسية في هذه المكبرات هي سهولة التصميم والاستخدام إضافة إلى المزايا الأخرى المتمثلة في قلة عدد العناصر غير الفعالة المستخدمة وضآلة الحجم والوزن وزيادة الوثوقية. سوف ندرس في هذا السياق أربعة أنواع من هذه المكبرات المتكاملة هي:

- مكبر العمليات عريض المجال (NE592).

- مكبر عريض المجال ذو تحكم آلي بالريح (CLC520).

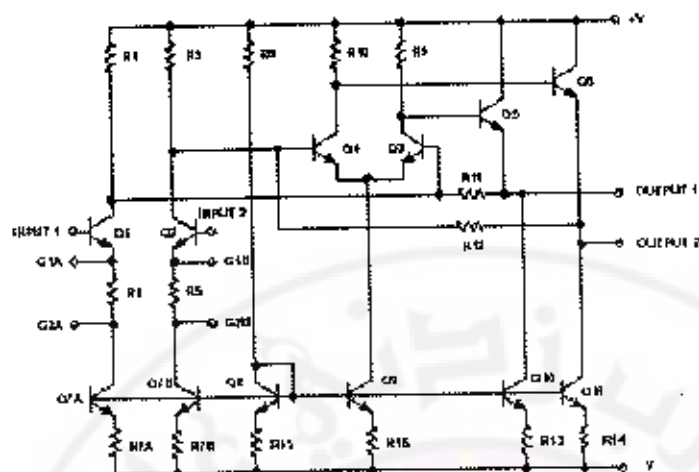
- مكبر التوصيلية المتبادلة (MAX435&MAX436).

- المكبر الهجين عريض المجال (Hybrid Wideband Amplifier Module).

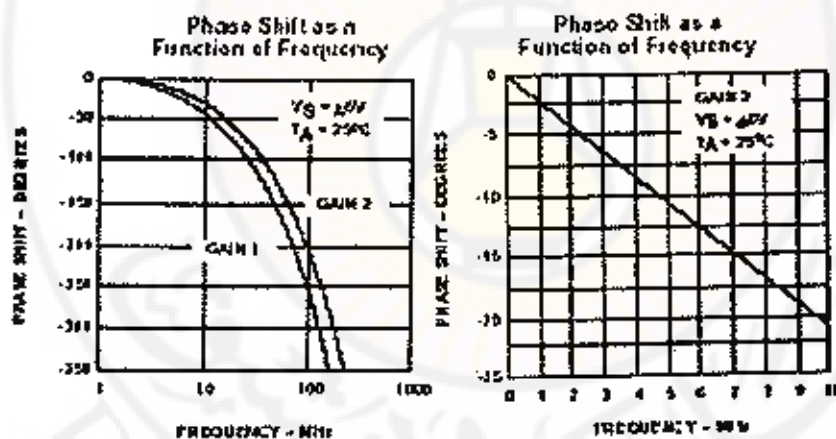
٤-١- مكبر عمليات عريض المجال (NE592):

يبين الشكل (٤-١٤) الدارة التفصيلية (المدمجة) لأحد النماذج المختلفة من هذه المكبرات وهو الطراز NE592 وهو مكبر عريض المجال (0-120MHZ) تفاضلي الخرج يعطي كسباً يصل إلى ٤٠٠ مرة حيث يمكن تغيير قيمة هذا الكسب بالإشارة من خلال مقاومة متغيرة تثبت بين مرطين G1A و G2A. كما أن دائرة الدخل قد صممت بطريقة تمكننا من الحصول على خصائص ترشيح مختلفة (LPF أو HPF أو BPF) وذلك من خلال ربط مداخل (Gain select) مع قليل من العناصر غير الفعالة.

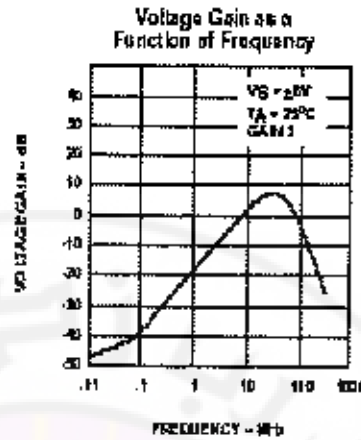
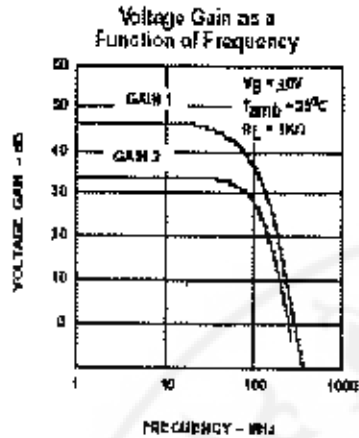
أما الشكل (٤-١٥) فيبين تغيير صفحة هذا المكبر بدلالة تردد العمل. كما يبين الشكل (٤-١٦) تغيير كسب الجهد بدلالة التردد (بواسطة المقاومة R_{adj}) المبينة على الشكل أيضاً، بالإضافة إلى تغيير الكسب مع تغيير جهد التغذية (V_{cc}).



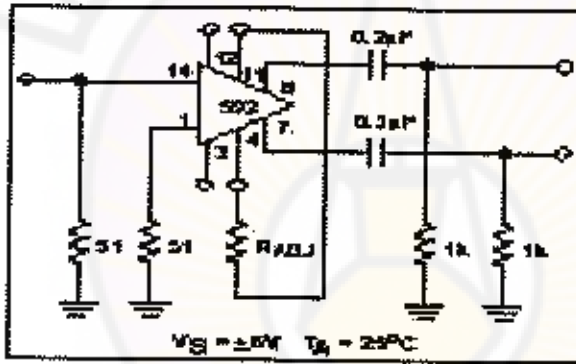
الشكل (٤-١٤): الدارة التفصيلية للمكبر NE592



المشكل ٤-٥: علاقة الصفحة بالتردد



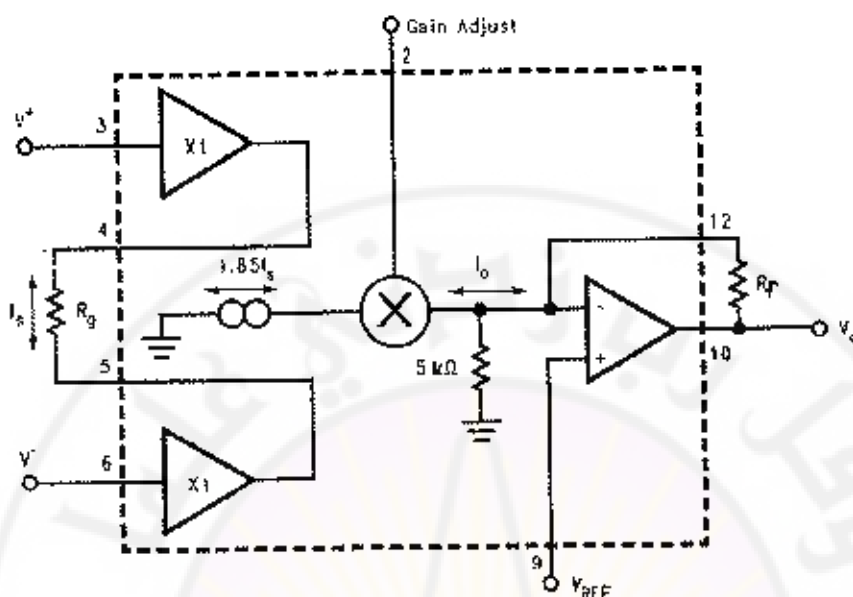
Voltage Gain Adjust Circuit



الشكل (٤-١٦): تغير الكسب مع التردد.

٤-٢- مكبر عريض المجال ذو تحكم آلي بالكسب (CLC520)

يبين الشكل (٤-١٧) البنية الصندوقية المبسطة لمكبر المجال العريض Wide Band Amplifier من شركة N.S. إن من أهم مواصفات هذا المكبر التقارب الشديد بين مواصفات دخله بالإضافة إلى تحكم آلي بالربح على مدى المجال الترددي البالغ ١٠٠ ميغا هرتز، فضلاً عن مرحلة خرج ذات ممانعة داخلية منخفضة وترباط مستمر مع المراحل قبلها.

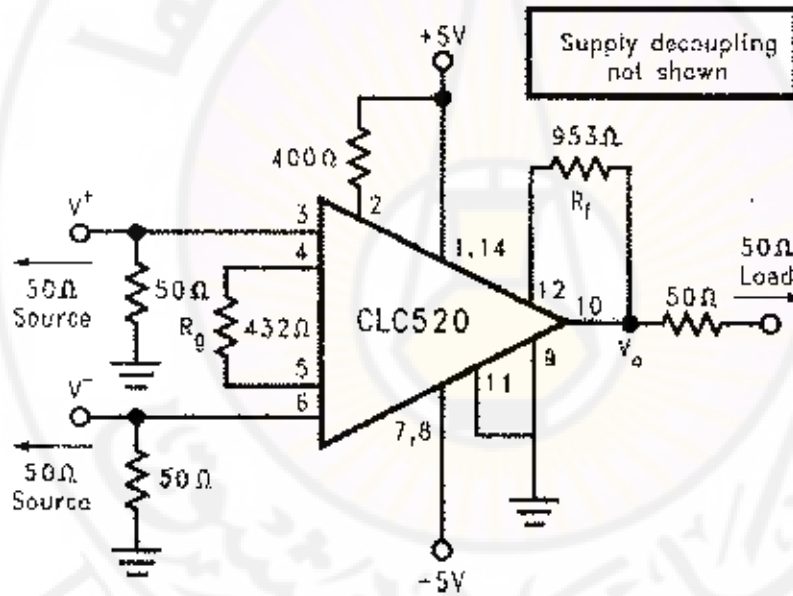


الشكل (١٧-١): البنية الصندوقية للمكبر CLC520 .

إن دارتي التكبير الواحد في الدخل - كما هو مبين بالشكل - نستخدمان لإجبار إشارتي الدخل للظهور على المقاومة الخارجية R_g ، من ثم يولد هذا الجهد التفاضلي تياراً يكبر بمقدار 1.85 مرة ثم يغذى إلى ضارب ثنائي الأرباع (two quadrant multiplier)، بينما تؤدي عملية ضبط الكسب عدد المدخل (2) إلى التحكم بمقدار التيار الداخل لمرحلة الضارب المذكور. من ثم يتجه تيار الخرج للمكبر خلال مرحلة تكبير من نوع ممانعة متبادلة (Transimpedance) وتتشكل من مقاومة التغذية الخلفية R_f والمكبر الداخلي، فإذا وضعنا $V_{ref}=0$ (ربط مع الأرض) فإن نسخة مكررة للجهد التفاضلي المطبق على R_g ومنسوباً للأرض سوف يشكل جهد الخرج لمكبر العمليات (المأخذ 10). وعليه فإن قيم R_g و R_f وكذلك

قيمة V_{ref} سوف تحدد قيمة التكبير A .

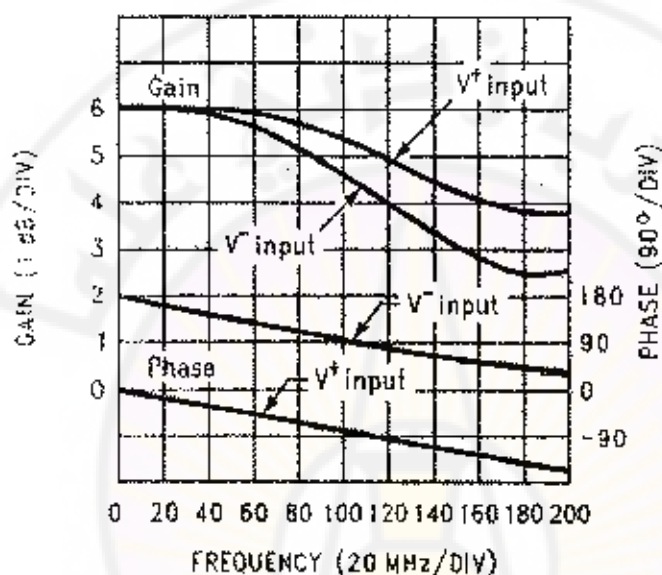
وللحصول على مكبر تفاضلي ذي كسب ثابت فإن الـ CLC 520 يعتمد على تماثل مرحلتي الدخل ذوات الكسب الواحدي وكذلك عملية التحويل من الشكل التفاضلي إلى الشكل العادي Single ended . ولتبيان ذلك فإن المدخل V_{inF} سيوضع عند قيمة جهد ثابت للحصول على تكبير أعظمي يعطى بالمقدار $1.85R_F/R_G$. أي أن تكبير الإشارة التفاضلي يعتمد فقط على نسبة مقاومتي خارجيتين وعلى كسب مرآة التيار الداخلية . يبين الشكل (٤-١٨) مثالاً لمكبر تفاضلي ذي كسب ثابت ويتحكم به من خلال إنتقاء المقاومتين المذكورتين (وهما هنا 953 , 432 أوم) .



الشكل (٤-١٨): مكبر تفاضلي ذو تكبير ثابت .

إن كسب هذا المكبر هو 4.08 . أما ممانعة التوفيق 50 أوم بالخرج فتتصف التكبير التفاضلي إلى 2.04 (أي 6.2dB) وذلك عند حمل 50

أوم. أما الشكل (٤-١٩) فيبين التكبير العادي Single ended وكذلك إستجابة الصفحة - لكسلا المدخلين - وذلك للمجال الترددي 200MHz. يمكننا الحصول على هذه المواصفات لكامل المجال طالما أحترمت شروط التشغيل المشار إليها (أي تماثل الدخيلين مع تخميد جيد للنمط المشترك).



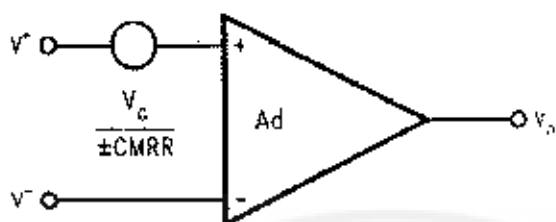
الشكل (٤-١٩): التكبير واستجابة الصفحة للمكبر العادي.

تعبّر النسبة Common Mode Rejection Ratio- CMRR عن مدى تخميد المضخم التفاضلي للنمط المشترك حيث يمثل ذلك بمنبع إشارة على التسلسل مع أحد المدخلين التفاضليين وذلك على شكل إشارة خطأ كما في الشكل (٤-٢٠). نعلم أن :

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

$$CMRR = 20\log(A_d) - 20\log(A_c)$$

حيث: A_d التكبير التفاضلي و A_c تكبير النمط المشترك.



الشكل (٢٠-٤): تمثيل خطأ النمط المشترك بالدخل.

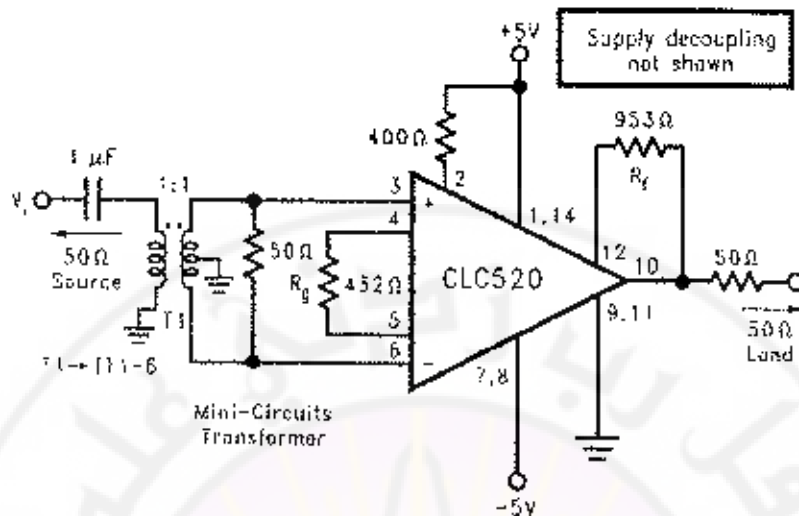
وحيث V^+ و V^- إشارات دخل تفاضلية و V_c إشارة نمط مشترك. ومنه:

$$\begin{aligned}
 V_o &= A_d(V^+ - V^-) \pm \frac{V_c}{CMRR} A_d \\
 &= A_d(V^+ - V^-) \pm \frac{V_c}{A_d/A_c} A_d \\
 &= A_d(V^+ - V^-) \pm V_c A_c \quad (٥١-٤)
 \end{aligned}$$

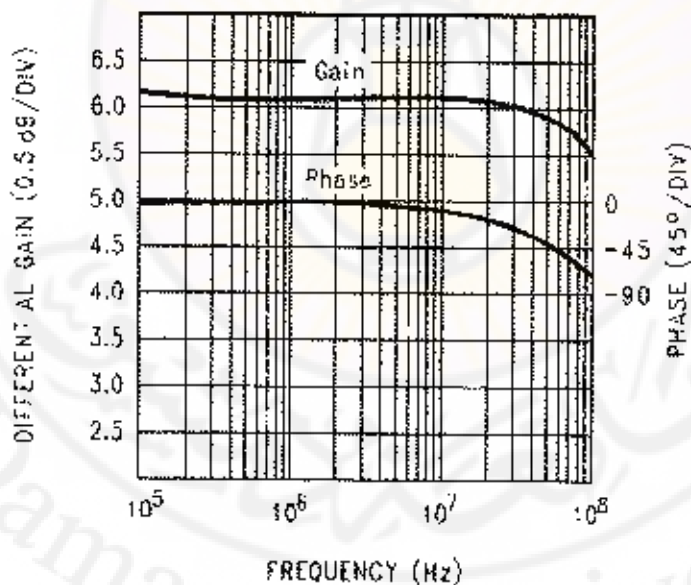
تدل هذه العلاقة على وجود إشارة نمط مشترك ثابتة في الخرج (ثنائية القطبية) عند تغير إشارة الدخل التفاضلي.

ولقياس الـ $CMRR$ يتوجب أولاً قياس الـ A_d وذلك كما في الشكل (٢١-٤) حيث تستخدم محولة ذات ملف ثانوي متناظر حول وسطه حيث نستخدم مخرجه أيضاً لإعطاء التيار المستمر للمداخل V^+ و V^- .

من جهة أخرى فإن الإستجابة الترددية لهذا المحول قد قيسست قبل إجراء القياسات للإستجابة الترددية بالمطال والصفحة كما في الشكل (٢٢-٤).

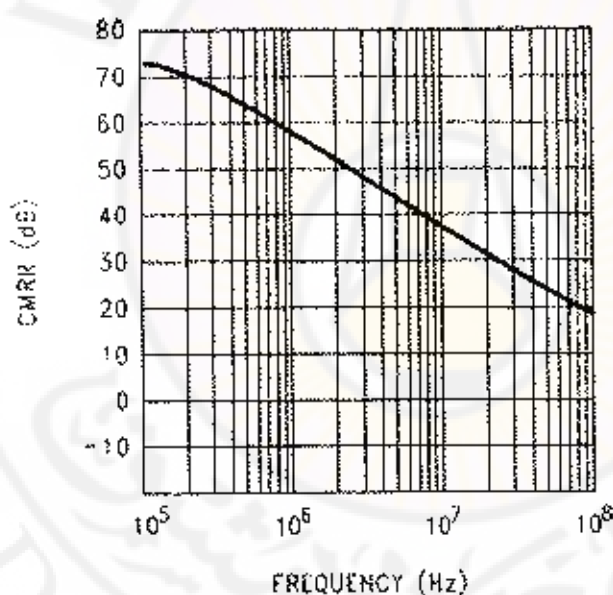


الشكل (٢١-٤): قياس التمثط المشترك للمكبر



الشكل (٢٢-٤): الإستجابة الترددية للمطال والصفحة.

عند قياس تكبير النمط المشترك تستبدل المقاومة المبينة بالشكل (٤-١٨) بأخرى 100 أوم مع ربط كلا المدخلين الواحد بالآخر. بذلك نضمن تماثل الجهد على المدخلين بينما نحافظ على توافق الممانعات مع الدخل 50 أوم. في معظم الأحيان لا يأتي تكبير النمط المشترك من المكبر نفسه بل ينتج عن سوء توافق mismatch لتخميد الإشارة الناجم عن ممانعة الدخل لكل من مدخلي المكبر التفاضلي. وبالتالي يتوجب العناية بشكل مركز لتحقيق التوافق مع الممانعة الداخلية لمنبع الإشارة بهدف الحصول على CMRR جيدة. يبين الشكل (٤-٢٣) تغير الـ CMRR مع التردد باستخدام الـ A_v والـ A_c المقاسين.



الشكل (٤-٢٣): تغير الـ CMRR مع التردد للمكبر.

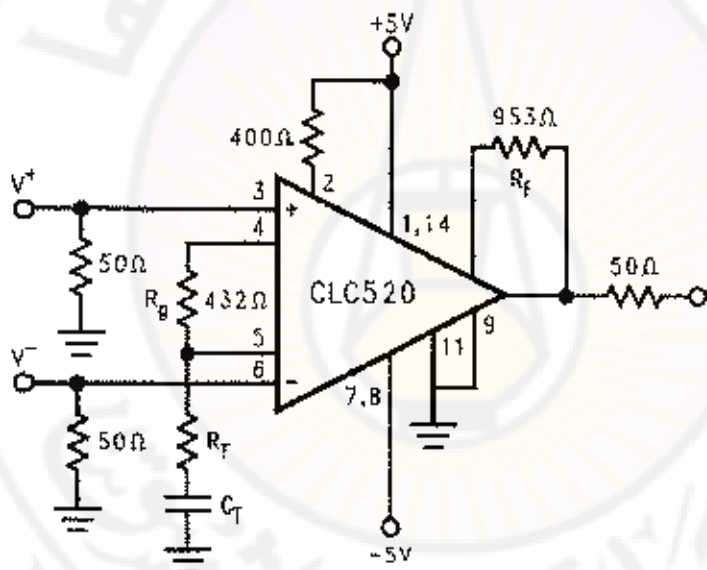
نلاحظ من الشكل أن تغير الـ CMRR تنخفض من قيمة 70dB عند تردد 100KHZ إلى قيمة 40dB عند تردد 10MHZ .

٤-٢-١- تحسين الـ CMRR :

هنالك عدة أسباب لتدهور الـ CMRR مع إرتفاع التردد أهمها وجود سعات شاردة بين كل من المدخلين V^+ و V^- وبين الأرض ،لذا فإن من الضروري الحفاظ على سعات صغيرة للدائرة المطبوعة المستخدمة وإجراء التوازن عند ربط R_g . أما في الخرج فإن المقاومة R_f تحدد الإستجابة الترددية لهذه المرحلة، وبما أن هذا المكبر يستخدم التغذية الخلفية بالتيار فإن للمقاومة R_f دوراً مهماً في تحديد R_g للاستجابة الترددية، إذ تؤدي زيادة هذه المقاومة لإحداث انحدار في الإستجابة لمغالبية أي عملية تقييم ترددي Peaking قد تتسبب بها السعة الشاردة عند مخرج مرحلتي الدخل (Input Buffer)، لكن من المفضل - من وجهة نظر الضجيج - أن تقلص هذه السعة الشاردة عند المدخلين 4, 5، وبالتالي استخدام قيمة أقل لـ R_f (وليساً قيمة أقل لـ R_g) . أما القيمة الاسمية المناسبة لـ R_f المكبر CLC520 فهي 1K حيث تؤدي زيادتها إلى انحدار الاستجابة بينما يؤدي نقصانها إلى ظهور تقييم بالاستجابة الترددية. لذلك فإن عملية التصميم تبدأ بإختيار قيمة R_f ومن ثم نحدد قيمة R_g باستخدام معادلة التصميم المعطاة في نشرة المواصفات لهذا العنصر.

من جهة أخرى فإن هناك قيداً إضافياً على القيم الدنيا لـ R_g يتمثل بالحفاظ على التيار الأعظمي المعطى لمداخل مكبري الدخل عبر الـ R_g ضمن حدود $\pm 1.35mA$ وذلك للحفاظ على مجال خطي للعمل. إن ذلك سوف يضع حداً أعظمياً على الدخل التفاضلي. كما أن تحسين التوازن في الكسب بين كل

من مرحلتي الدخل وضمن المجال الترددي الواسع بحيث تتقارب المرحلتان من بعضهما ، سوف يؤدي إلى تحسين الـ CMRR عند الترددات العليا. رأينا من الشكل (١٧-٤) أن الخرج يعتمد فقط على التيار عبر R_E ، إلا أن أي تيار آخر يساق من أو إلى دارتي الدخل (Buffer) سوف يولد أيضاً إشارة في الخرج . لذا فإن إضافة مسار AG إلى الأرض لمخرج دائرة الدخل العاكسة فإن من الممكن موافقة إستجابة هذه المرحلة مع تلك غير العاكسة كما يبين ذلك الشكل (٢٤-٤) حيث أضيفت دائرة الموافقة الترددية C_T, R_T .



الشكل (٢٤-٤): مكبر تفاضلي مع دائرة التعويض.

كما رأينا في الشكل (١٩-٤) فإن الإستجابة الترددية لمرحلة الدخل العاكسة أخفض من غير العاكسة بسبب نقص التوافق في مسار التكبير الداخلي علماً

بأن الاستجابة المنفردة لكل منهما تعد كبيرة بحد ذاتها. وبين التحليل التالي كيفية اختيار قسم العناصر R_T , C_T لتحقيق التوافق بين مسار كل من المرحلتين.

بفرض أن w^+ هي قطب الاستجابة الترددية لمرحلة غير العاكس و w^- قطب الاستجابة الترددية لمرحلة العاكس ؛ نستطيع أن نكتب :

$$A^+ = A_d \left(\frac{\omega^+}{S + \omega^+} \right) \quad \text{استجابة المكبر غير العاكس:}$$

$$A^- = A_d \left(\frac{\omega^-}{S + \omega^-} \right) \quad \text{استجابة المكبر العاكس:}$$

وبفرض أن $\omega^- < \omega^+$ فإننا نعوض A^- لتحقيق التالي:

$$\begin{aligned} A^+ &\approx A_d \left(\frac{\omega^+}{S + \omega^+} \right) \\ &= A_d \left(\frac{\omega^-}{S + \omega^-} \right) \left(\frac{S + \omega^-}{S + \omega^+} \right) \left(\frac{\omega^+}{\omega^-} \right) \quad (٥٢-٤) \\ &= A_d \left(\frac{\omega^+}{S + \omega^+} \right) \end{aligned}$$

يمكن إيجاد الاستجابة الترددية لأي من المدخلين بواسطة تأريض المدخل الآخر وذلك لتقرير التيار المتولد من مخرج مرحلة الدخل المعنية . تشييب إضافة دائرة التعويض التسلسلية R_T , C_T بإحداث صفر يمكن أن يلغي أثر القطب الداخلي للمكبر العاكس بالإضافة إلى إيجاد قطب يتوافق مع القطب المستواجد في المرحلة غير العاكسة والمنظور على حدة (single ended non-inverting gain path). يلاحظ أن إضافة هذه الدائرة للتعويض لن تؤثر على الاستجابة الترددية للمكبر غير العاكس طالما أن ممانعة الخرج لأي من المرحلتين تقارب الصفر. نبين فيمايلي كيفية حساب القيم R_T , C_T

من أجل مكبر CLC520 وقيمة محددة لـ R_g حيث استجابة مرحلتي الدخل كما هي مبيّنة بالشكل (١٩-٤).

يعطى جهد الخرج الناتج عن إشارة الدخل العاكس بالعلاقة:

$$V_o = - \left[\left(1.85(I_2)R_f + \frac{1}{2}(1.85)I_1R_f \right) \right] \left(\frac{\omega^-}{s + \omega^-} \right)$$

$$I_1 = \left(\frac{V^-}{R_1 + \frac{1}{sC_T}} \right) \text{ and } I_2 = \frac{V^-}{R_g}; \omega^- \approx \text{single-pole response}$$

(٥٣-٠)

بحسب تكبير الجهد نجد:

$$\frac{V_o}{V^-} = -1.85 \frac{R_f}{R_g} \left(1 + \frac{\frac{1}{2}R_g}{R_T} \right) \left(\frac{s + \frac{1}{\left(R_T + \frac{R_g}{2} \right) C_T}}{s + \frac{1}{R_T C_T}} \right) \left(\frac{\omega^-}{s + \omega^-} \right)$$

(٥٤-٤)

بينما يعطى تكبير الجهد للدخل غير العاكس بالعلاقة:

$$\frac{V_o}{V^+} = 1.85 \frac{R_f}{R_g} \left(\frac{\omega^+}{s + \omega^+} \right), \omega^+ \approx \text{single-pole response}$$

إن مساواة هذين التكبيرين يستوجب حذف القطب ω^+ صفر ناتج عن C_T, R_T

بينما يوضع القطب الناجم عنهما عند ω^+

وعليه نجد:

$$R_T = \left(\frac{\frac{1}{2}R_g}{\omega^+ - 1} \right), C_T = \left(\frac{1}{R_T \omega^+} \right)$$

وبتقدير w^- , w^+ من الشكل (١٩-٤) وذلك عند هبوط 1dB وكتابة :

$$\omega_{-3\text{ dB}} = 1.97 \omega_{-1\text{ dB}}$$

$$\omega^- = 2\pi (176 \text{ MHz})$$

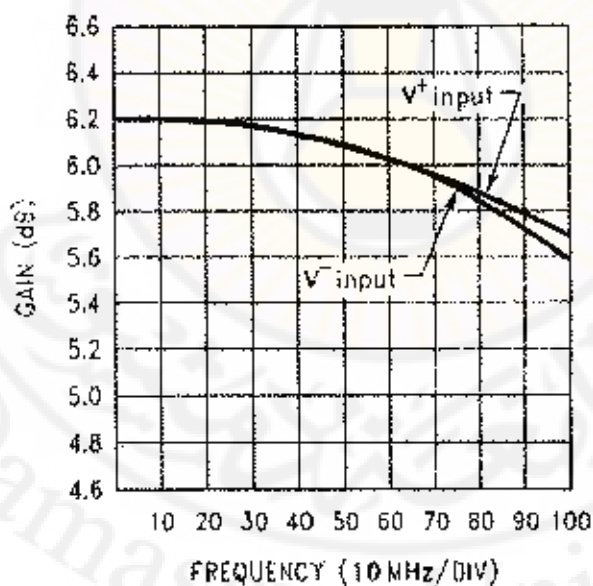
$$\omega^+ = 2\pi (240 \text{ MHz})$$

نجد:

$$R_T = \left(\frac{\frac{216}{240} - 1}{\frac{176}{240}} \right) = 595 \Omega$$

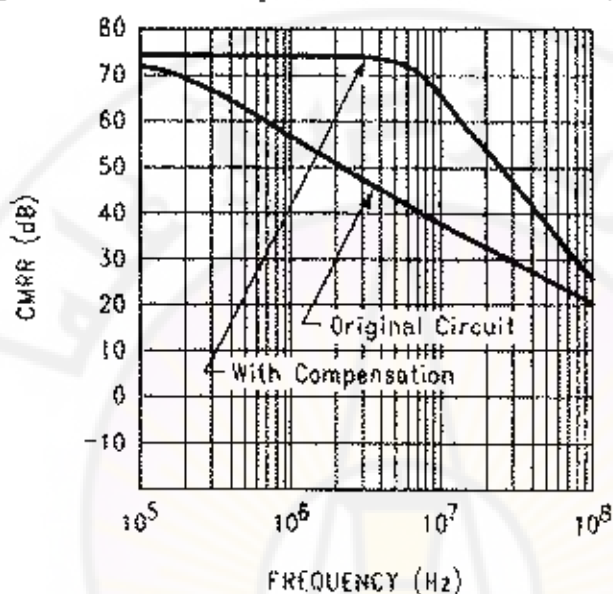
$$C_T = \frac{1}{(595 \Omega) 2\pi (240 \text{ MHz})} = 1.12 \text{ pF}$$

يبين الشكلان (٢٥-٤) و (٢٦-٤) منحنى الاستجابة وكذلك إلى CMRR الناتجة .



الشكل (٢٥-٤) : تكبير المكبر مع التعويض .

كما تبين المقارنة بين الشكلين (١٩-٤) و (٢٥-٤) توافقاً أكبر بدلالة التردد. ونلاحظ أيضاً تحسناً مهماً بقيمة الـ CMRR بدلالة التردد حيث يحتاج الأمر لتوليف الـ C_T على قيمة تعطينا أفضل CMRR مع ارتفاع التردد. من الواضح إعادة هذا الحساب والتوليف في حالة تغير قيمة R_g , R_f .



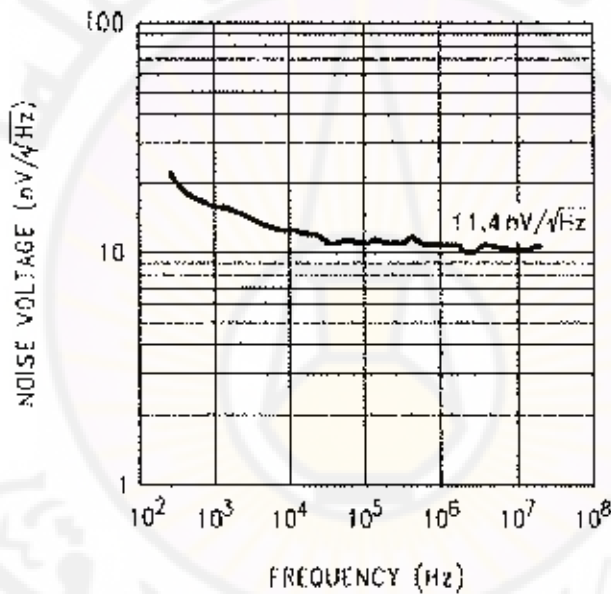
الشكل (٢٦-٤): تحسين الـ CMRR تحسين التوافق مع التردد.

٤-٢-٢-الكسب التفاضلي

يمكن تخميد الكسب التفاضلي بمقدار 60dB عند تخفيض الجهد على النقطة 2 عن القيمة 0.4V. كما يمكن الحصول على كسب تفاضلي قابل للتغير وذلك باستخدام مرافق لهذا المكبر ويدعى CLC522 حيث يمكن الحصول منهما على ضبط دقيق للكسب التفاضلي فضلاً عن ثباته مع تغير الحرارة.

٤-٢-٣- ضجيج الدخل :

تحدد المقاومة R_g القيمة الأعظم لمولد الضجيج المكافئ بالدخل لهذا المكبر e_n . ومن أجل الحصول على قيمة مطلوبة للكسب فإن تخفيض قيمة R_g, R_f سوف يقلل من e_n . ولكن R_f تتحكم باستقرار مكبر الخرج وبالتالي يستعذر إنقاصها عن حد معين . كما أن إنقاص R_g سوف يزيد تكبير الإشارة. وبما أن e_n يتناقص بمعدل متساو مع زيادة الكسب فإن ضجيج الخرج يبقى ثابتاً تقريباً مع زيادة R_g ، الشكل (٤-٢٧).



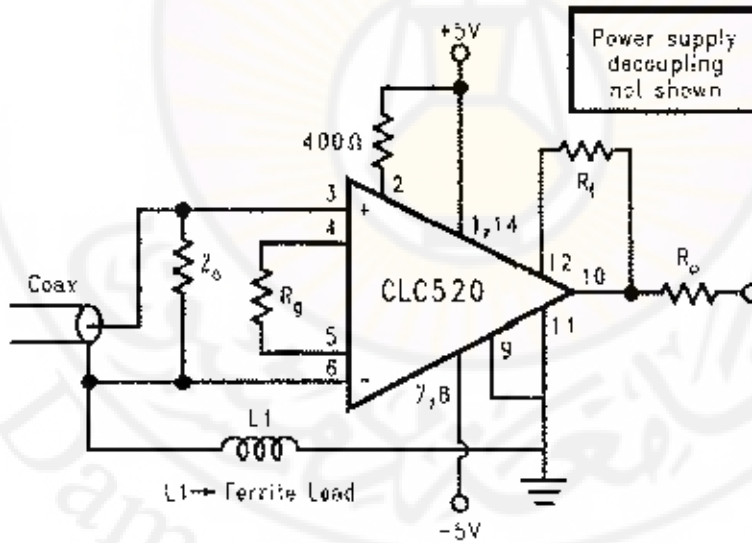
الشكل (٤-٢٧): الضجيج الداخلي مع التردد.

٤-٢-٤- تطبيقات المكبر المتكامل (CLC520):

نختار فيما يلي ثلاثة من التطبيقات المتعددة لهذا المكبر.

مستقبل الكابل المحوري التفاضلي العريض

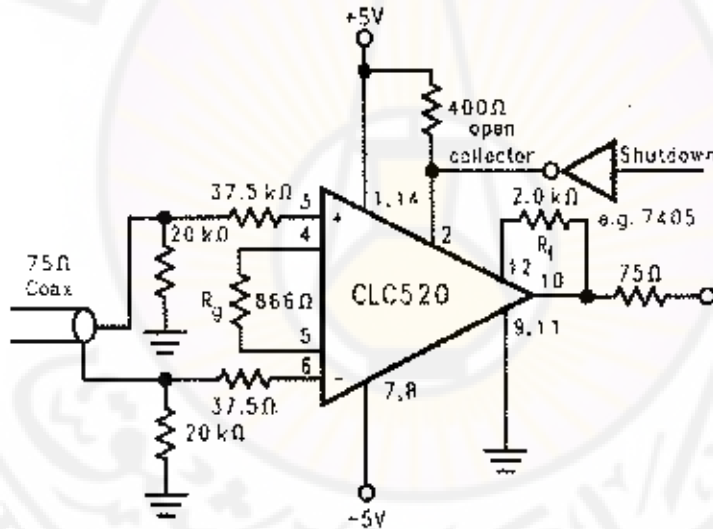
يبين الشكل (٤-٢٨) دائرة مكبر استقبال لكابل محوري من النوع التفاضلي عريض المجال باستخدام الدارة CLC520 وذلك عند تكبير ثابت . وبما أن ممانعة الدخل مرتفعة لكل من مرحلتي الدخل (Buffer) فإن الكابل المحوري ينتهي بنهاية توافق تسمح بالنقاط جيد للإشارة التفاضلية. نلاحظ أن تشليد الكابل المحوري قد وصل مع الأرضي عبر ملف خائق للـ R_F من الفريت. وبهذا الشكل نستطيع تخميد ضجيج التردد المرتفع ذي النمط المشترك الذي يمكن أن ينتقل من الكابل إلى أرضي الدارة ، كما نعمل أيضاً على تأمين الانحياز الساكن المناسب لمُدخلي المكبر المذكور. وبالإضافة إلى ذلك فإننا نعمل على كسر حلقات الأرضي ذات التردد العالي بين مختلف أجزاء الجهاز .



الشكل (٤-٢٨): مكبر استقبال محوري تفاضلي .

مكبر رؤية نوع "التمرير الحلقي" (Loop-through video amp)

تعد هذه الدارة من الخيارات المعتمدة لتحقيق توافق الممانعات عند الإشارات السريعة. تنفذ هذه الدارة بوصل مكبر تفاضلي ذو ممانعة دخل عالية بين الناقل المحوري للكابل وبين الحاجب "الشيلد" وذلك عند أقل تحميل وبدون الممانعة المميزة (Characteristic impedance) المستخدمة للتوفيق . ويحتاج الأمر هنا إلى تخميد جيد للنمط المشترك عند الترددات العالية مع تكبير مرتفع للنمط التفاضلي عريض المجال. اما الخطوة الأخيرة لهذه الدارة فهي الوصل مع الكابل من خلال الممانعة الخاصة Z_0 . يبين الشكل (٢٩-٤) هذه الدارة التي تشابه الشكل (٤-١٨).



الشكل (٢٩-٤): مكبر رؤية "التمرير الحلقي".

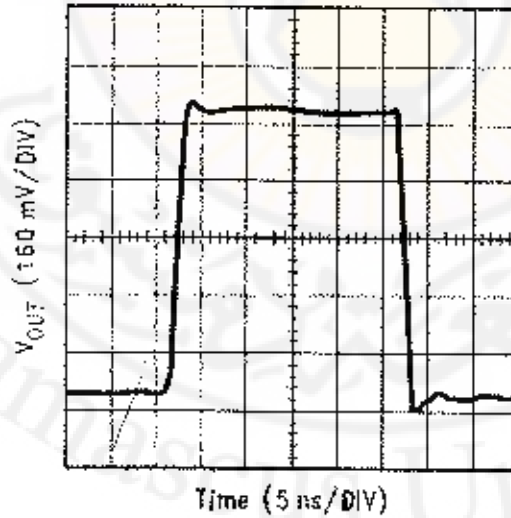
تعمل المقاومة 20K على تأمين التشغيل الساكن بمرور تيار إنحياز مرحلة الدخل ، يمكن حذف هذه المقاومة عند التأكد من الإبقاء على الجهد الساكن بين الخط المحوري والشيلد حيث نحصل عندها على تحسين لنسبة الأمواج

المستقرة (VSWR) .وفي العادة يمكن حذف مقاومات النهايات هذه إذا ما أمكن الحصول على تيار الانحياز عن طريق الكابل . وعلينا التذكر بأن أي سوء توافق في المخدم وحيد النهاية (Single-ended) يؤدي إلى تدهور الـ CMRR.

كما تعمل المقاومة 37.5 أوم على عزل المدخل عن تحريضية الكابل بهدف المساعدة على تحقيق الاستقرار في الدخل عند الترددات العليا. تشكل هذه المقاومة مع السعة الشاردة عند دخل الدارة ممانعة توفيق ملائمة عند الترددات التي تزيد على 500MHZ والتي تقع خارج إطار ترددات العمل لهذه الدارة .

مكبر نبضي تفاضلي عريض المجال :

يتم تحقيق هذا المكبر بإضافة عدد من عناصر الضبط الترددي (trimmers) كما هو مبين بالشكل (٤-١٨) . يمكن تحقيق مكبر بعرض مجال 300MHZ وتكبير 1V/V عند حمل موفق 50 أوم .

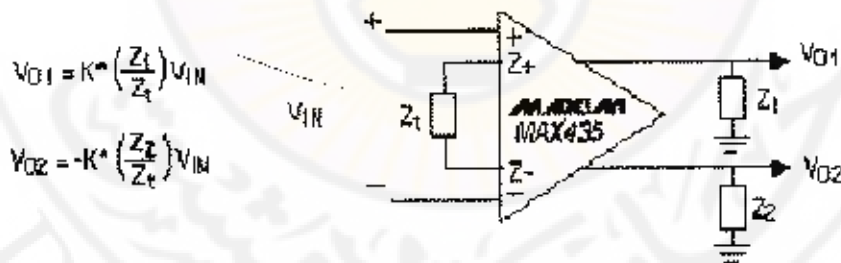


الشكل (٤-٣٠) : الاستجابة النبضية للمكبر .

تبين الدارة (٣٠-٤) استجابة نبضية وحيدة الجانب حيث نحصل على زمن صعود يقارب 800ps عند الدخل مقابل 1.5ns عند الخرج . وتتساوى هذه القيم عند استخدام كل من المدخلين العاكس وغير العاكس للمكبر .

٣-٤- مكبر التوصيلية المتبادلة (Transconductance Amplifier)

أعاقبت محدودية المواصفات لهذه المكبرات إستخدامها بشكل واسع باستثناء عدد من التطبيقات التي فصلت لها ، تبين الفقرات التالية إمكانية التوسع في هذه التطبيقات بسبب التحسينات التي أدخلت على بنية المكبرين MAX435 و MAX436 من شركة MAXIM . وتعمل هذه المكبرات في حالة حلقة مفتوحة ، حيث نحصل على قيمة التكبير من خلال الجداء : تكبير التيار الداخلي $\times (Z_1/Z_2)$ ، حيث Z_L ممانعة الحمل و Z_1 الممانعة الخارجية الموضوعة بين دخلي المكبر . يبين الشكل (٣١-٤) هذا المكبر (MAX435 or MAX436) حيث يلاحظ سهولة استخدامه نظراً لبساطة علاقة تكبيره وخلوه من مشاكل عدم الاستقرار المرافقة عادة لمكبرات المجال العريض .



$$*K = \pm 2.5\% \text{ (MAX435)}, \pm 2.5\% \text{ (MAX436)}$$

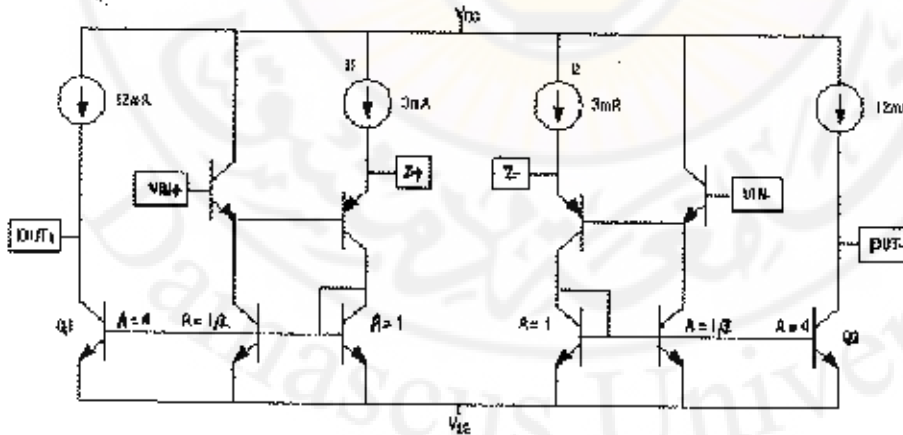
GAIN IS SET BY A RATIO OF TWO IMPEDANCES AND AN INTERNAL CURRENT GAIN FACTOR (K).

الشكل (٣١-٤): المكبر MAX435 بوضع الاستخدام .

بما أن كلا من Z_L و Z_1 يمكن أن تكون تابعة للتردد فإن النسبة Z_L/Z_1 يمكن أن تحقق لنا عدة توابع مفيدة. فهي تجسد قيمة التكبير عندما تكون هذه النسبة لمقاومتين R_L و R_1 . وعندما تكون Z_L عبارة عن R و C تفرعية نحصل على مرشح تمرير منخفض. أما إذا كانت Z_L دائرة R, C تسلسلية فنحصل على مرشح تمرير عالي يصبح مرشح تمرير مجال عند وجود الدارنتين المذكورتين أعلاه.

من جهة أخرى فإن عرض المجال للمكبر MAX435 يصل حتى 275 ميغا هرتز ومعدل تغير $800V/\mu s$ ، بينما لا يزيد جهد الانزياح في الدخل لكلا المكبرين عن $300\mu V$ وهي أخفض بكثير مما هي عليه في مكبرات العمليات عريضة المجال.

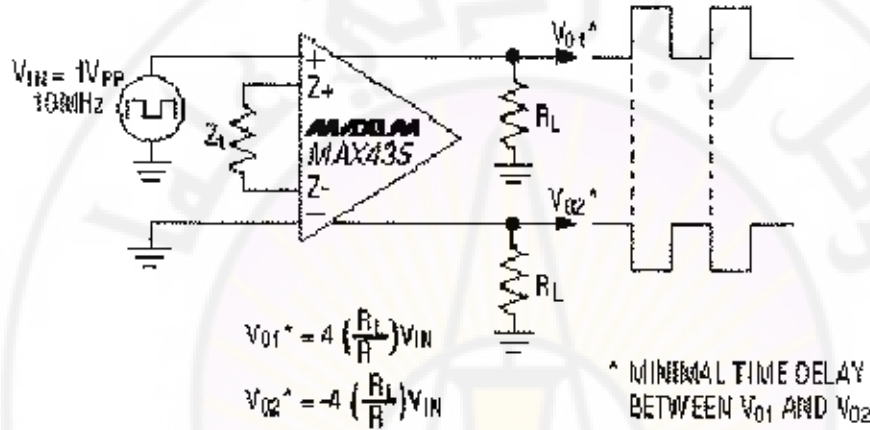
تبين البنية الداخلية لهذا المكبر، الشكل (٣٢-٤)، آلية العمل فيه كما تفسر أيضاً سبب الحصول على المواصفات المبينة أعلاه. وينعزم التيار التفاضلي بين I_{out}^+ و I_{out}^- عند انعدام جهد الدخل التفاضلي. أما تطبيق جهد دخل تفاضلي فيؤدي لإمرار تيار تفاضلي عبر Z_1 (التي تصل Z^+ و Z^-). كما أن زمن العبور لهذه الحالة قصير جداً بسبب مبدأ العمل بالتيار.



الشكل (٣٢-٤): البنية الداخلية للمكبر MAX435.

من جهة أخرى فإن ارتفاع ممانعة الخرج لهذين المكبرين يمكن من ربط خرجيهما إلى بعضهما البعض وتحقيق دائرة جامع بدون الحاجة إلى عناصر خارجية باستثناء ممانعة الحمل لتحصيل جهد الخرج.

يبين الشكل (٣٣-٤) دائرة مفرق طور Phase Splitter باستخدام دائرة واحدة من نوع MAX435 لقيادة خطوط نقل متوازنة. ويساعد ارتفاع قيمة الـ CMRR على تحسين وثوقية النقل على هذه الخطوط.

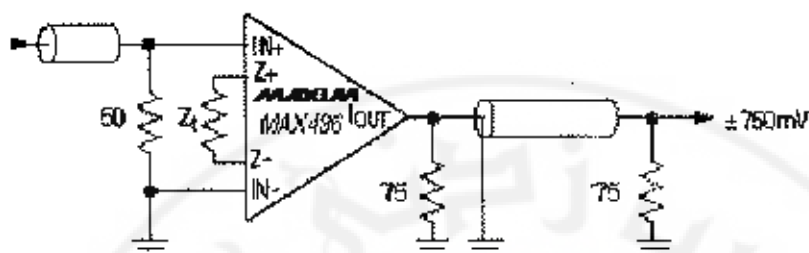


الشكل (٣٣-٤): دائرة مفرق الطور باستخدام MAX435.

أما ارتفاع ممانعة الدخل والخرج لهذا المكبر فتساعد على تحقيق محول الممانعات وذلك من خلال ربط أية قيمة مناسبة لمقاومة نهاية كما هو مبين بالشكل (٣٤-٤).

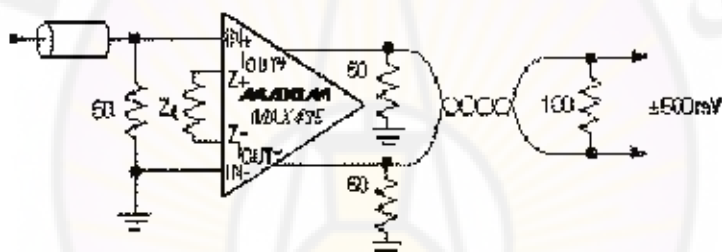
تتمثل الفائدة الرئيسية لهذه الدارات ، بالمقارنة مع المحولات التقليدية ، بإمداد استجابتها الترددية حتى النهاية الدنيا للطيف (DC) وهي الحالة المطلوبة لمكبرات الرؤيا. أما المرونة فهي ميزة أخرى لهذه الدارات حيث يمكننا تحقيق التوافق ما بين المرسل أو المستقبل مع كابلات الإشارة من خلال تغيير مقاومة أو إثنين فقط.

إن من الأمور المعروفة والهامة ضرورة تحقيق التوافق بالممانعات عند استخدام الكابل المحوري مثلاً لنقل إشارات سريعة ذات نهاية متوافقة حتماً مع الممانعة الخاصة لهذا الكابل والتي تبلغ 50 أوم.

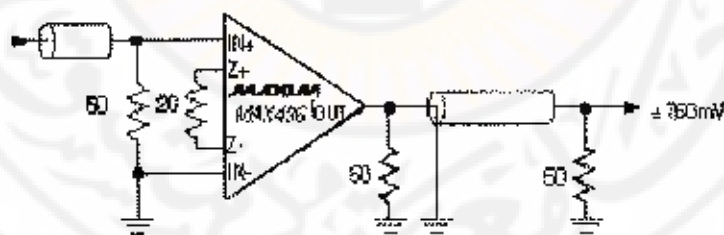


$50\Omega \rightarrow 75\Omega$

الشكل (٣٤-٤): محول ممانعات $50\Omega \rightarrow 75\Omega$.



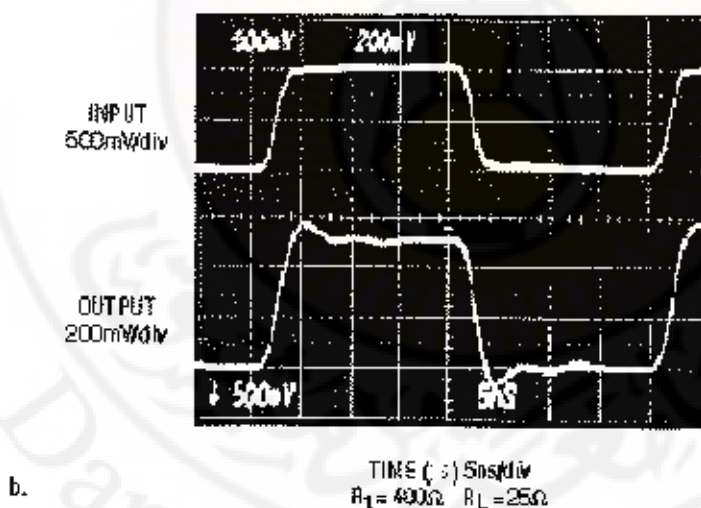
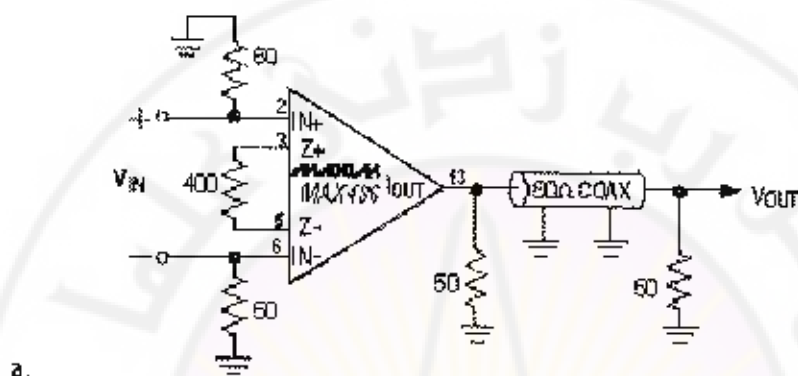
$50\Omega \rightarrow \text{BALANCED PAIR}$



$50\Omega \rightarrow 50\Omega, \text{GAIN} = 20\text{dB}$

الشكل (٣٤-٥): محولات ممانعات أخرى.

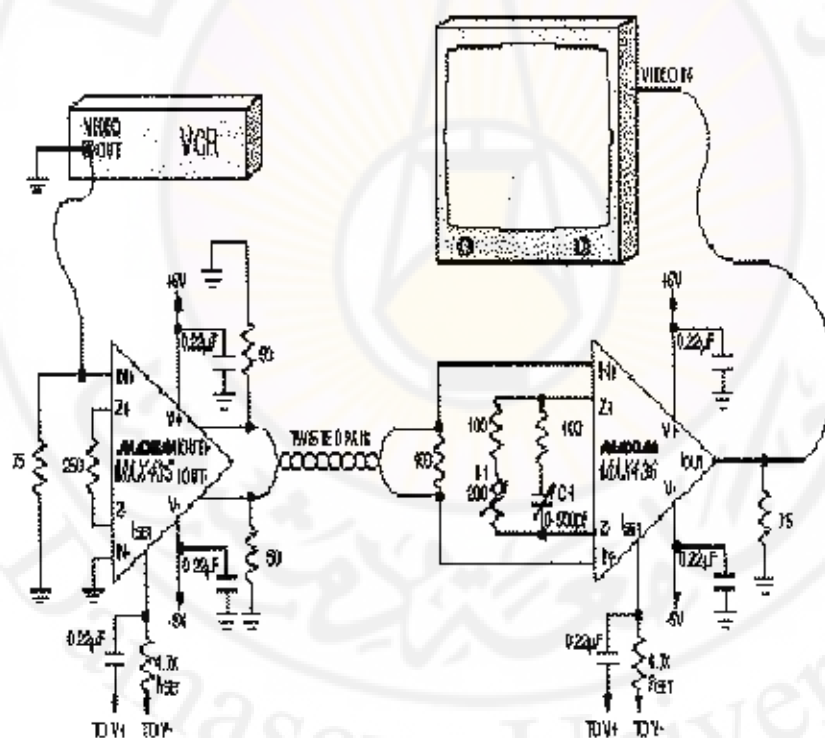
يبين الشكل (٣٥-٤) كيفية تحقيق التوافق بين كابل محوري وبين مخرج المكبر حيث توضع مقاومة 50 أوم على التفرع مع خرج المكبر خلافاً للمكبرات ذات ممانعة الخرج المنخفضة حيث توضع مثل هذه المقاومة على التسلسل.



الشكل (٣٥-٤): توافق المكبر مع الكابل المحوري.

يتمتع المكبران المذكوران بعدد من الخصائص المهمة من بينها إمكانية الإغلاق (Shut-down) تخفيفاً للاستطاعة المستهلكة بالإضافة للتحكم بحدود تيار الحمل.

من جهة أخرى يتمتع هذان المكبران بإمكانية نقل الإشارات عريضة المجال على الخطوط السلكية المجدولة (twisted-pair) بفضل بنيتها التفاضلية في الدخول والخرج الأمر الذي يقلل الكلفة - بالمقارنة مع الكابلات - في الحالات التي لا تزيد فيها الأطوال المطلوبة على 5000 قدم. يبين الشكل (٣٦-٤) دائرة مكبر لنقل إشارة رؤية على خطوط مجدولة (حالات دائرة التلفزة المغلقة Closed Circuit TV-CCTV).



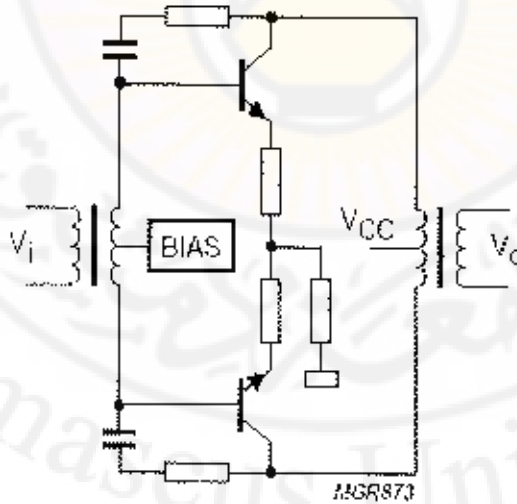
الشكل (٣٦-٤): نقل إشارة رؤية عبر سلكين مجدولين بين مكبرين

٤-٤-المكبر الهجين عريض المجال :

(Hybrid Wideband Amplifier Module)

لقد تحولت شبكات التلفزة بالكابلات (CATV) في الوقت الحاضر إلى نظم كبيرة عريضة المجال تتضمن أفنية التلفزة التماثلية والرقمية وإشارات التلمستري والهاتف والوسائط المتعددة (MMS)، ويسير الاتجاه بطبيعة الحال نحو تزايد كثافة المعلومات الرقمية وتوسيع المجال الترددي الأمر الذي يتطلب مواصفات أرقى للعناصر نصف الناقلة المطلوبة للـ CATV . لقد وقع الاختيار هنا على المكبر BGD902 المخصص لتطبيقات الـ CATV وهو من تصنيع شركة فيليبس وقد صمم للعمل عند ترددات تصل حتى 900MHz وتحقق المتطلبات التي سنحتاج إليها لتطبيقات الـ Multi Media Services -MMS حتى سنوات قادمة.

يبين الشكل (٤-٣٧) البنية الداخلية المبسطة لهذا المكبر حيث يعمل محول الدخل V_i على تحقيق التوافق بالممانعات مع دخل المكبر ويتكفل محول الخرج V_o بتحقيق التوافق مع الحمل بوجود قدر أدنى من التشويه في دائرة الخرج من نوع دفع وجذب (push-pull).



الشكل (٤-٣٧): البنية المبسطة للمكبر الهجين

لأما دائرة الانحياز (BIAS) فتؤمن التيار المطلوب لتتزامن مستويات الدخل مع الحفاظ على تشوييه التوافقية الثانية d_2 منخفضاً، وكذلك تساهم دائرة الـ RC في تقليل التشويه الكلي بشكل أكبر.

إن التصميم التفصيلي لهذه الدارة يستطوي على قدر كبير من التعقيد والتفاصيل، لكن الأمور الأكثر أهمية التي تشغل بال المصمم هي من قبيل:

- التكبير، عرض المجال الترددي، تسطح الاستجابة وخطية الخواص الترددية.

- تقليل قيمة التشويه الناتج عن التوافقية الثانية d_2 أو ما يسمى CSO.
- تقليل قيمة التشويه الناتج عن التوافقية الثالثة d_3 أو ما يسمى CTB.
- تقليل قيمة التعديل البيئي (التبادلي) X_{mod} : Cross modulation عند قيمة لجهد الخرج V_o .
- معاملات الانعكاس عند الدخل والخرج (Return losses : S_{11} , S_{22}).
- معامل الضجيج واستهلاك التيار.

يبني المصممون داراتهم على افتراض أن هذه الأنظمة سوف تعمل ما لا يقل عن ٢٠ سنة الأمر الذي يسلط الضوء على مسألة الوثوقية لهذه الدارات (CATV) وخاصة تجاه عوامل البيئة بهدف الحفاظ على سلامة المواصفات عند التأثيرات التالية:

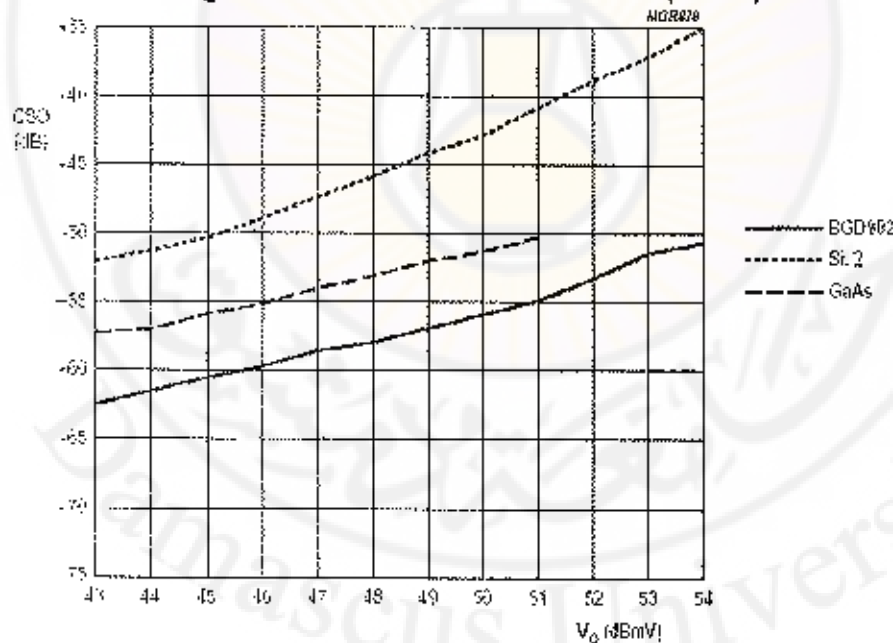
- التأثير الحراري وخاصة على التشويه الناتج عن التوافقية الثالثة d_3 أو ما يسمى CTB.
- تأثير النبضات، ذات المصادر المختلفة، والتي تتعرض على الكابلات (EMI(Electro Magnetic Interference) ويمكن أن تؤدي لتلف الدارة.
- حالات الجهد الزائد Over-voltage.
- اعتبارات الجودة للدائرة الهجينة.

يبين الجدول (٢-٤) مقارنة مفيدة بين دائرة الـ BGD902 المذكورة (والمصنعة بتقانة الدارات الهجينة) وبين دوائر مشابهة بالوظيفة من صنع أمريكي وباستخدام الـ BJT أو ما يدعى Si_2 وكذلك مع تقانة أخرى تصنعها اليابان وتعتمد الـ GaAs.

PARAMETER	CONDITIONS	BGD902	Si_2	GaAs	UNIT
Frequency range	$f_{min} - f_{max}$	40 to 905	43 to 890	50 to 890	kHz
Gain	f_{max}	19 to 20	19 to 20.5	18.5 to 20.0	dB
Slope	$f_{min} - f_{max}$	0.4 to 1.4	0 to 1.5	0 to 2.0	dB
Flatness		± 0.6	± 0.9	± 1.0	dB
CSO	110 channels: $V_0 = 44$ dBmV	-61.0	-62.0	-59.0; note 1	dB
CTB	110 channels: $V_0 = 44$ dBmV	-62.0	-62.0	-59.0; note 1	dB
X_{MDO}	110 channels: $V_0 = 44$ dBmV	-63.5	-63.0	-59.0; note 1	dB
Noise	$1 - f_{max}$	8.0	8.0	7.0	dB
I_{cc}	typical	420	400	355	mA

الجدول (٢-٤)

يبين الشكل (٣٨-٤) تغير تشويه التوافقية الثانية CSO مع تزايد الـ V_0



الشكل (٣٨-٤): تغير الـ CSO مع تزايد الـ V_0

أما الأشكال (٣٩-٤) وحتى (٤٢-٤) فتبين المزيد من تفاصيل هذه المقارنة
المشار إليها ويضمها الملحق (١).



الفصل الخامس

الضجيج والتشويه في المكبرات

المقدمة

١- الضجيج الداخلي

٢- نسبة الإشارة / الضجيج (S/N)

٣- رقم الضجيج FN

٤- التشويه في المكبرات



المقدمة:

الضجيج شكل من أشكال الإشارات العشوائية الموجودة في الطبيعة كما هو معلوم، فمن أجل جهاز استقبال ما يمكن أن نقسم الضجيج المتواجد عليه إلى قسمين، الأول ذو منشأ خارجي كالضجيج الجوي الناتج عن النشاط الكهربائي للجو والضجيج الكوني، وآخر ذو منشأ داخلي يتعلق بالجهاز أو النظام موضع البحث وهو ما سنركز عليه دراستنا هذه دون التعرض للنوع الأول من الضجيج.

كما أن هذا الفصل لن يتعرض بالتفصيل إلى الطبيعة الذاتية للضجيج وأشكاله وعلاقاته الرياضية المتعددة (حيث إن ذلك يتعلق بمادة تحليل ومعالجة الإشارة العشوائية) بل سنكتفي بدراسة أهم مصادر الضجيج العشوائي داخل المكبرات الترانزستورية ونركز على كيفية الإقلال من أثره للحصول على التشغيل الجيد للدارة وذلك بواسطة الانتقاء المناسب للعنصر الفعال والتصميم المناسب للمكبر.

أما الفقرة الأخيرة فسوف تعالج التشويه الناتج في المكبرات وذلك بنوعيه المطالي والترددي.

١ - الضجيج الداخلي:

تسمى التخرجات الناتجة عند مخرج مكبر ما في حالة انعدام الإشارة على مدخله بالضجيج.

ففي العناصر غير الفعالة تكون المقاومات المتواجدة في الدارة مصدراً مهماً وسبباً للضجيج وكذلك فإن جميع العناصر الفعالة - وفي هذا المجال الترانزستور - سبب ومصدر آخر للضجيج في الدارة.

يوجد عادة في المضخم عدة مصادر للضجيج ولكن أهمها على الإطلاق تلك التي توجد في مرحلة الدخل. كما أن مقاومة المنبع المشغل للدائرة تسبب أيضاً ضجيج المقاومة أو ما يسمى بالضجيج الحراري.

ويتميز الترانزستور بأربعة أنواع رئيسية من الضجيج هي:

- الضجيج الحراري Thermal Noise
- ضجيج الزيادة Excess Noise
- ضجيج الإطلاق Shot Noise
- ضجيج التردد العالي High Frequency Noise

بما أن الضجيج يؤثر بشكل ضار على عمل المكبر وذلك بتحديد المجال الديناميكي لعمل هذا المكبر، فإن من الضروري أن نفهم خصائص وسمات أنواع الضجيج المتعددة وكذلك طرق تمثيلها ومعالجتها في حل الدارات.

١-١ - ضجيج المقاومة أو الضجيج الحراري:

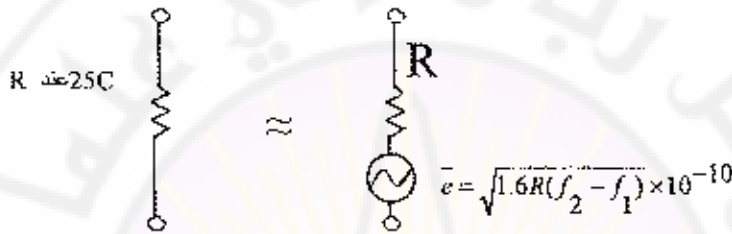
إن الاضطراب والهيجان (ذا المنشأ الحراري) للالكترونات داخل ناقل ما يسبب في المحصلة ضجيجاً يسمى بضجيج المقاومة أو ضجيج جونسون، وقد برهن نيكوست أن القيمة الفعالة لهذا الضجيج عبر مقاومة ما في حالة الاستقرار الحراري تتناسب مع درجة الحرارة وعرض المجال الترددي للنظام الذي يدرس من خلاله هذا الضجيج ولكنه مستقل عن الترددات المنفردة والمؤلفة لهذا المجال.

يدعى أي ضجيج يتمتع بهذه الميزات بالضجيج الأبيض أو ضجيج غوص. وتتص علاقة نيكوست التي نعطي القيمة الفعالة لهذا الضجيج على ما يلي:

$$\overline{e^2} = 4kTR(f_2 - f_1) \quad (١-٥)$$

$$\overline{e} = \sqrt{1.6R(f_2 - f_1)} \times 10^{-10} \quad (٢-٥)$$

حيث تصلح العلاقة الأخيرة من أجل درجة حرارة الغرفة العادية. إن الضجيج يجب أن يقاس بمقاييس الاستطاعة ولكن من المفيد أن نعلم بأن جهد القمة في ضجيج حراري يصل عادة إلى مرتين أو ثلاث مرات القيمة الفعالة له ومن النادر أن يتجاوز أربعة أمثال هذه القيمة. أما الترددات F_2 ، فقد أخذت من أجل هبوط في الاستجابة تقارب النصف أي $-6db$ -



الشكل (١-٥): تمثيل ضجيج المقاومة.

يبين الشكل (١-٥) كيفية تمثيل المقاومة في الحالة العادية بمقاومة مثالية خالية من الضجيج مع مصدر ضجيج مكافئ. ويمكن تطبيق علاقة نورتن للحصول على منبع تيار مكافئ عوضاً عن منبع للجهد.

يعتبر الضجيج الحراري من أهم مصادر الضجيج الداخلية من حيث تأثيره على مواصفات الدارة وعليه فإن علينا مراعاة ما يلي للحد من أثر هذا الضجيج عند البدء بتصميم دائرة ما:

- انخفاض درجة حرارة العمل التي توجد عندها عناصر الدارة.
- محاولة الإقلال ما أمكن من المقاومات في الدارة.

- إنقاص عرض المجال إلى الحد الأدنى اللازم لعمل الجهاز أو الدارة.

٢-١- ضجيج الاطلاق:

يعزى هذا الضجيج إلى الطبيعة الجيبية لتشكل التيار في نصف الناقل وهذه تؤدي بدورها لإعطاء التيار اللحظي تغيرات عشوائية تشبه تلك التي تحدث في الإصدار الإلكتروني بالصمامات. يتشابه هذا الضجيج كثيراً مع الضجيج الحراري السابق من حيث الاعتماد على عرض المجال الترددي، وقد أوجد شوتكي العلاقة التالية التي تعطي القيمة الفعالة لتيار الضجيج كالتالي:

$$I_g^2 = 2qI(f_2 - f_1) \quad (3-5)$$

حيث (I) قيمة التيار المستمر في الدارة، (q) شحنة الإلكترون. لا يوجد هذا النوع من الضجيج في النواقل والمقاومات المعدنية، بينما يوجد في الترانزستور وخاصة في الترددات المرتفعة نسبياً ويعتمد بشكل أساسي على تركيب الترانزستور ويفضل تعيينه بالقياس التجريبي، ويلاحظ بشكل عام أن لهذا الضجيج قيمة أكبر في ترانزستورات التردد العالي مع بعض الاستثناءات وخاصة في الترانزستورات المسطحة. يلاحظ هنا أيضاً وبالإستناد إلى المعادلة (٣-٥) أن تقليل هذا الضجيج يكون بتخفيض قيمة عرض المجال المستعمل إلى الحد الأدنى اللازم وكذلك قيمة التيار المستمر.

٣-١- ضجيج الزيادة أو ضجيج فليكر:

يوجد هذا النوع من الضجيج في الترددات المنخفضة وله طيف استطاعة يتناسب مع $1/f$ ولذا يطلق عليه أحياناً ضجيج $1/f$.

إن آلية حدوث هذا الضجيج ليست معروفة بالضبط، والذي يظن هو أن مصدر هذا الضجيج المصائد (*Traps*) الموجودة في المنطقة المقفرة للبائع - القاعدة والتي تعمل على إمساك وإطلاق الحوامل بمعدلات ترددية مختلفة ولكن بمخطط قدرة يتناسب عكسا مع التردد. إن هذا النوع من الضجيج لا يوجد فقط في الترانزستورات الثنائية والأحادية القطبية بل وأيضاً في بعض أنواع المقاومات. وقد لوحظ أن هذا الضجيج يتناسب إلى حد ما مع تيار البائع في الترانزستور. كما يختلف تأثير الترانزستورات به، إذ أن ترانزستورات الجرمانيوم ذات الضجيج المنخفض يكون فيها هذا النوع من الضجيج مهملاً عند ترددات تجاوز الـ 100 Hz ، وكذلك الترانزستورات المسطحة بينما نجد في ترانزستورات الوصلة النامية أن تأثير ضجيج $1/f$ يكون مهماً عند ترددات تصل إلى 1 KHz .

ولعل الترانزستورات *JFET* من أقل العناصر الفعالة (بالإضافة للصمامات) تأثراً بضجيج $1/f$ إذ أن الترددات المجاورة لـ 10 Hz تعتبر نقطة العتبة في طيفه الترددي.

١-٤ - ضجيج التردد العالي أو القطع :

عند ترددات عالية نقل عن تردد القطع (F_c) أو (F_T) بنحو أوكشاف نلاحظ زيادة قوية في طيف استطاعة الضجيج للترانزستورات وذلك بمعدل 6 db/octave . سبب هذه الزيادة في الواقع وجود علاقة معقدة بين ضجيج الإطلاق في محصل الترانزستور وتردد القطع (F_c). وقد أوضحت النظريات التي درست هذه الحادثة أن تردد الزاوية هذا يقع في منطقة متوسطة بين F_c ، F_T ، أي:

$$f_H = f_c / \sqrt{\beta}$$

ولكن القياسات العملية أظهرت أن تردد الزاوية هذا يعطى بالعلاقة التقريبية:

$$(f_h \cong f_o / 2) \quad (4-5)$$

٢- نسبة الإشارة / الضجيج (S/N) :

تعبر هذه النسبة عن مدى قوة الإشارة المفيدة إلى الضجيج المرافق لها. إن منبع الجهد E_s ذا المقاومة الداخلية R_s له نسبة إشارة / ضجيج في حالة دائرة مفتوحة:

$$\frac{E_s^2}{e N^2} = \frac{E_s^2}{4KTR_s(f_2 - f_1)} \quad (5-5)$$

فإذا حمل هذا الضجيج بمقاومة حمل توافق مقاومة المنبع فإن الجهد على طرفي الحمل يهبط إلى نصف قيمته الأولى بينما يكون الضجيج الجديد الناتج عن المقاومة في الدارة يساوي (٠,٧) من قيمته الأولى.

٣- رقم الضجيج F_N :

رغم الأهمية التي تتمتع بها النسبة S/N فإنها لا تستطيع أن تعبر عن مدى تدهور قيمة هذه النسبة داخل الدارة أو الجهاز الذي نقيس S/N على مدخله. لذا من المفيد مقارنة هذه النسبة عند المدخل مع مثيلتها عند مخرج الدارة أو الجهاز وذلك بفرض تحويل جميع مصادر الضجيج إلى ضجيج حراري مكافئ.

وعليه فإن رقم أو عامل الضجيج هو بالتعريف:

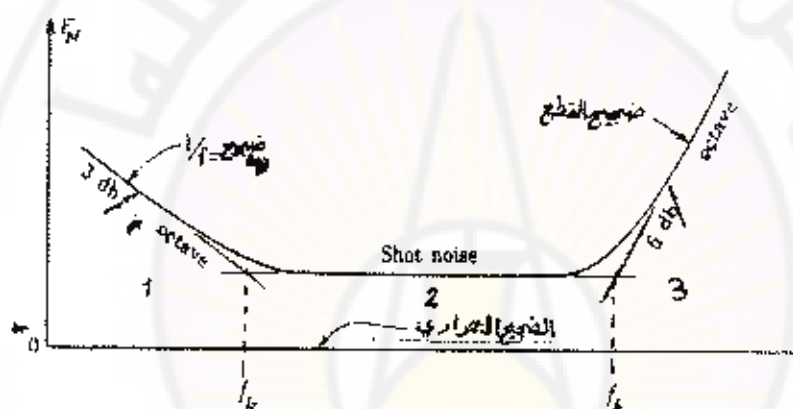
$$F_N = \frac{\text{كثافة الضجيج الكلي للجهاز عند المخرج}}{\text{كثافة الضجيج الكلي للمنبع عند مدخل الجهاز}}$$

ويعطى (F_N) عادة من أجل وحدة عرض مجال ترددي عند تردد مركزي معين ومقاومة منبع معينة، لذا يدعى برقم أو عامل الضجيج البقي أو عامل الضجيج (فقط). Spot Noise Figure ، أما متوسط عامل الضجيج من أجل

مكبر ذي عرض مجال واسع F_N (وذلك بفرض وجود منابع ضجيج أبيض فقط) فإنه سيكون نفس عامل الضجيج F_N عند أي تردد يقع داخل هذا النطاق الترددي المنبسط.

لسذا فإن رقم الضجيج غالباً ما يقاس بواسطة دارة ذات عرض مجال واسع ويعطى كرقم عادي أكبر من الواحد أو مقاساً بالديسيل.

أما رقم الضجيج عند الترددات المنخفضة والمرتفعة فيقاس بمعدات ذات منحنى استجابة ضيق وذلك نظراً لسلوك الضجيج $1/f$ وضجيج الاطلاق في هذه المناطق من الطيف، الشكل (٢-٥).



الشكل (٢-٥): تغير رقم الضجيج للترانسستور بدلالة التردد .

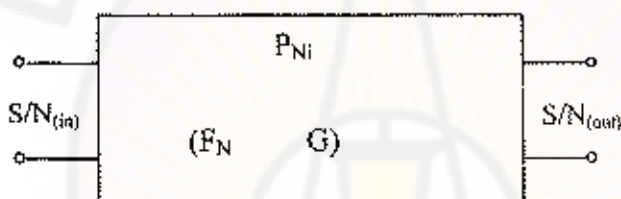
- المنطقة ١ : يسود فيها ضجيج فليكر $(1/f)$.
 - المنطقة ٢ : يسود فيها ضجيج الإطلاق ذو الاستجابة المنبسطة.
 - المنطقة ٣ : يسود فيها ضجيج التردد العالي أو القطع.
- ونلاحظ في كل من الحالات أو المناطق الثلاثة أنها تتراكب جميعاً على الضجيج الحراري ذي الطيف المنتظم مع التردد والذي مثل بمحور الصفر ديسيل.

إن دراسة استخراج عامل الضجيج بدلالة التردد ومحددات الترانزستور BJT تعتبر دراسة معقدة وتختلف باختلاف الدارات المكافئة المعتمدة في التحليل ولعل أبسطها تلك التي استخرجها نيلسن وهي:

$$F_N = 1 + \frac{r_e}{2R_g} + \frac{r_{b'}}{R_g} + \left[\frac{(R_g + r_e + r_{b'})^2}{2\beta_o R_g r_e} \right] \left[1 + \beta_o \left(\frac{f}{f_{ab}} \right)^2 \right] \quad (٦-٥)$$

حيث: $r_e = h i b$ ، مقاومة المنبع: R_g ، $\beta_o = h f e$ كما أن f_{ab} هو تردد القطع في توصيلة قاعدة مشتركة.

سنحاول فيما يلي إجراء بعض الحسابات لمعامل الضجيج F_N .



الشكل (٦-٥): ضجيج رباعي الأقطاب

ليكن رباعي الأقطاب (فعال أو غير فعال) الخطي المبين بالشكل (٦-٥) فيه نسبة الضجيج عند الدخل $(s/N)_in$ ونسبة الضجيج في الخرج $(s/N)_out$

$$(S/N)_{in} = \frac{P_s}{P_N} \quad \text{حيث:}$$

$$P_s = \langle S^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int S^2(t) dt \quad \text{استطاعة الإشارة:}$$

$$P_N = \langle N^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int N^2(t) dt \quad \text{استطاعة الضجيج:}$$

$$F_N = (S/N)_{in} / (S/N)_{out} \quad \text{وحسب التعريف فإن:}$$

حيث : $(S/N)_{in} > (S/N)_{out}$

ففي حالة رباعي أقطاب مثالي (منعدم الضجيج) $F_N = 1$

وفي حالة رباعي أقطاب حقيقي فإن : $F_N > 1$

علماً بأن : $(P_S)_{out} = G.P_S$

حيث G تضخيم الاستطاعة لرباعي الأقطاب

وكذلك فإن : $(P_N)_{out} = G.P_N + (P_N)_i$

الضجيج الداخلي لرباعي الأقطاب : P_{Ni}

ومنه:

$$F_N = \frac{P_S(GP_N + P_{Ni})}{P_N.P_S.G} = 1 + \frac{P_{Ni}}{GP_N} = 1 + \frac{(P_{Ni})_e}{P_N} \quad (٧-٥)$$

حيث $(P_{Ni})_e$ هي استطاعة الضجيج المردودة إلى الدخل.

٣-١- علاقة فريس (FRIIS):

ليكن رباعيا الأقطاب المبينان بالشكل (٤-٥)، المطلوب حساب رقم

الضجيج المكافئ لهما ومن ثم تعميم النتيجة على عدد (n) من رباعيات الأقطاب.

بفرض أن رباعيات الأقطاب متوافقة فيما بينها أي:

$$G = G_1.G_2 \quad (٨-٥)$$

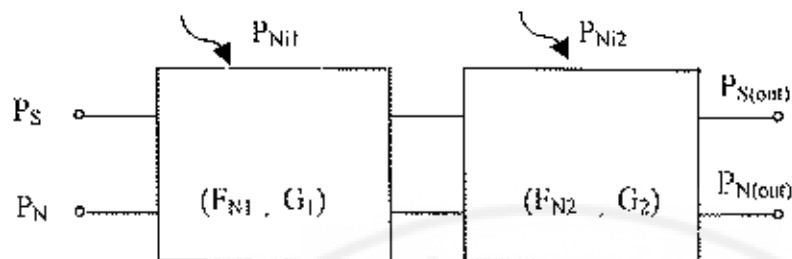
وكذلك Q متوافق مع المنبع أي أن الاستطاعة المتاحة لكل من الإشارة

والضجيج هي:

$$P_a = \frac{E_s^2(rms)}{4R} \quad \text{حالة إشارة:}$$

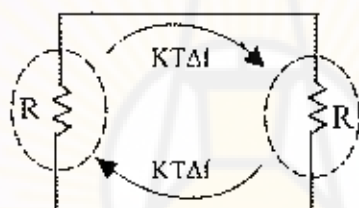
$$(P_N)_{u1} = \frac{4KTR\Delta f}{4R} \quad \text{حالة ضجيج:}$$

$$= KTR\Delta f \quad (٩-٥)$$



الشكل (٤-٥): ضجيج عدة رباعيات أقطاب

أي أن مقاومة الم منبع في الدخول مساوية لمقاومة دخل الدارة وبالتالي فإنه لا يحدث انتقال بطاقة الضجيج وذلك ما يبينه الشكل (٥-٥) بفرض أن كلا المقاومين في درجة حرارة واحدة.



الشكل (٥-٥): حالة الضجيج عند التوافق.

من المعادلة (٩-٥) نكتب:

استطاعة الضجيج لـ Q_1 المنعكسة للدخل: $(P_{Ni1})e = (F_1 - 1)KTAf$

استطاعة الضجيج لـ Q_2 المنعكسة للدخل: $(P_{Ni2})e = (F_2 - 1)KTAf$

استطاعة الإشارة عند الخرج: $(P_S)out = P_S G_1 G_2$

استطاعة الضجيج في الخرج لو كان Q_1 و Q_2 مثاليين:

$$(P'_N)_{out} = KTAFG_1G_2$$

إن مصادر الضجيج الثلاثة المذكورة أعلاه غير مرتبطة بعضها مع بعض إحصائياً وبالتالي يمكن كتابة ما يلي:

$$(P_N)_{out} = [(P_{Ni1})_e + (P_{Ni2})_{out}] + (P'_N)_{out}$$

$$F_N = \frac{P_s(P_N)_{out}}{P_N(P'_N)_{out}} = \frac{P_s KTAFG_1G_2[F_1 + (F_2 - 1)/G_2]}{KTAFP_sG_1G_2}$$

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (10-5)$$

من العلاقة (10-5) يمكن التعميم على عدة رباعيات أقطاب وبالتالي نتج علاقة فريس:

$$F_N = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \dots + \frac{F_{(n-1)}}{G_1G_1 \dots G_{(n-1)}} \quad (11-5)$$

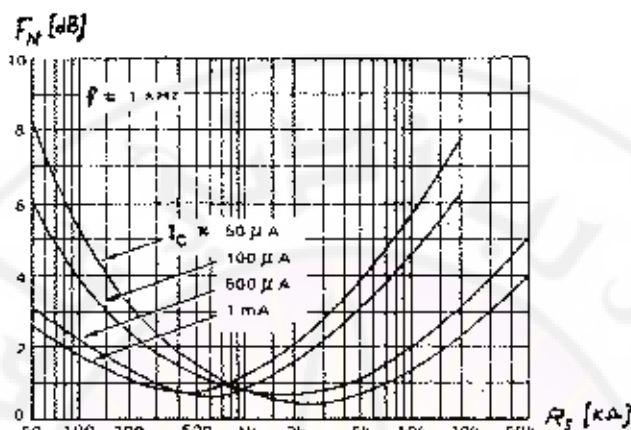
ينتج مما سبق أنه لجعل $F_1 \approx F_N$ يجب جعل G_1 مرتفعة ولكن ذلك يتطلب إدخال عناصر (مقاومات) في الدارة ذات ضجيج مرتفع نسبياً وبالتالي يجب التوفيق بين المطلبين.

٣-٢- منحنيات الضجيج للترانزستور:

إن أهم أنواع الضجيج في الترانزستور هو ضجيج فليكر ($1/f$) من حيث قيمته في الترددات المنخفضة، ويلاحظ بشكل عام أن ترانزستور السيلكون ذا الوصلة النامية يزيد ضجيجته بحوالي 6dB عن ترانزستور الجرمانيوم ولكن الترانزستور المسطح قد أصبح ذا ضجيج منخفض يضاهي ترانزستورات الجرمانيوم.

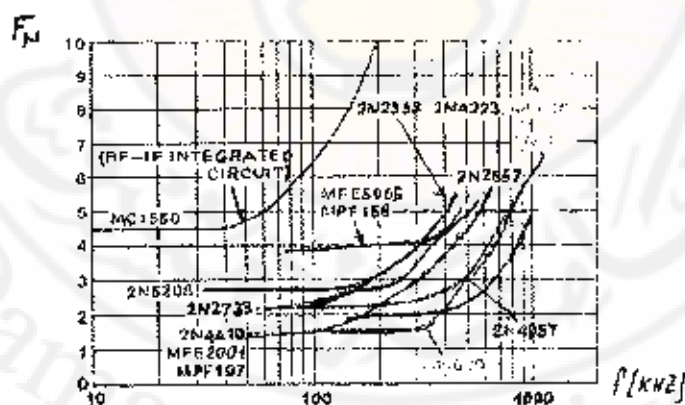
ويمكن الإقلال من ضجيج الإطلاق في الترانزستور باختيار تيار باعث منخفض وبواسطة مقاومة منبع مناسبة.

وقد وجد بشكل عملي أن أفضل مقاومة منبع تبلغ في قيمتها نحو نصف قيمة h_{ie} ؛ الشكل (٦-٥).



الشكل (٦-٥): علاقة رقم الضجيج بمقاومة المنبع.

أما ضجيج التردد العالي أو القطع فيتم التغلب عليه باختيار ترانزستور ذي تردد f_T مرتفع وبنيار باعث منخفض؛ الشكل (٧-٥).



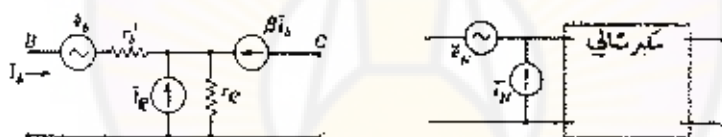
الشكل (٧-٥): تغير رقم الضجيج بدلالة التردد لعدة ترانزستورات.

أما في ترانزستورات التردد العالي فإن ضجيج ($1/f$) يمكن أن يبدأ عند ترددات بجوار الـ KHz كما أنه يمكن أن ينتقل إلى طيف أعلى بواسطة التعديل الداخلي (البيني).

يتمسنع الترانزستور FET بضجيج $1/f$ منخفض ولكنه يحتاج إلى مقاومة منبع تتراوح بين $1M\Omega$ و $10M\Omega$

أما الترانزستور المسطح فله ضجيج $1/f$ منخفض أيضاً ويسمح باستعمال مقاومات منبع قد تصل إلى بضعة مئات الكيلو أوم، ولكن ترانزستورات الجرمانيوم هي التي تعطي أفضل الإمكانيات من حيث انخفاض ضجيج $1/f$ وكذلك ممانعة المنبع المستعمل.

يبين الشكل (٨-٥) الدارة المكافئة لترانزستور مع منابع الضجيج الموجودة وكذلك رسماً آخر مكافئاً للترانزستور مع منابع الضجيج المكافئة.



الشكل (٨-٥): الترانزستور الحقيقي وداراته المكافئة.

إن مصدر الضجيج e_b سببه المقاومة r_{be} وهي مقاومة الانتشار للقاعدة (هي في الجرمانيوم أقل منها في السيلكون) ويعطى بالعلاقة:

$$\overline{e_b^2} = 4KT r_{be} (f_2 - f_1) \quad (١٢-٥)$$

وكذلك لدينا منبع للتيار الضجيجي $\overline{i_e}$ في الباعث وهو يساوي كامل ضجيج الإطلاق لثنائي الباعث:

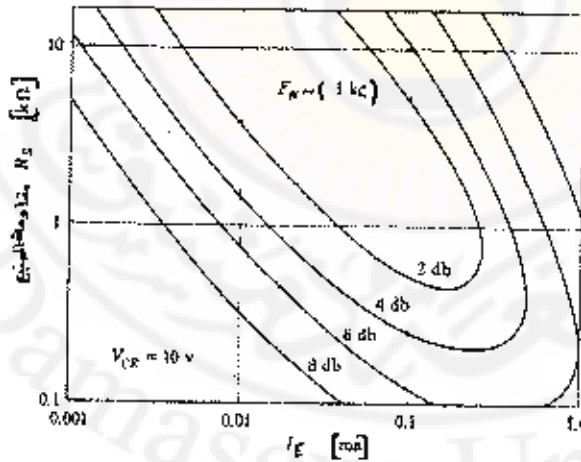
$$\overline{i_e}^2 \approx 2qI_E(f_2 - f_1) \quad (١٣-٥)$$

تعتبر الدارة المكافئة المستعملة بالشكل (٨-٥) بمنبعين مكافئين للضجيج $\overline{e_N}$ و $\overline{I_N}$ الأكثر استعمالاً لما في ذلك من عزل لدارة الترانزستور الكهربائية على حدة عن عناصر الضجيج بالإضافة إلى إدخال أثر مقاومة المنبع إلى الدارة.

إن أفضل مقاومة للمنبع هي تلك التي نحقق في خرج الترانزستور ضجيجاً متساوياً من قبل المنبعين $\overline{e_N}$ و $\overline{I_N}$ أي:

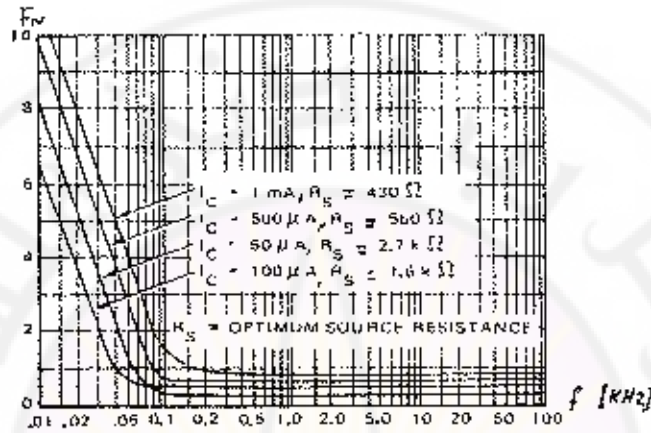
$$Rg_{(OPT)} = \frac{\overline{e_N}}{\overline{I_N}}$$

يبين الشكل (٩-٥) منحنيات رقم الضجيج (F_N) بدلالة تيار الباعث أو المحصل ومقاومة المنبع وذلك من أجل تردد قياس معين. وتستعمل هذه المنحنيات في التصميم لاختيار مقاومة المنبع وذلك من أجل رقم ضجيج معين مسموح به وعند تردد قياس معين.



الشكل (٩-٥): حلفات رقم الضجيج بدلالة تيار الحقن ومقاومة المنبع.

وهناك طريقة أخرى في إظهار أثر مقاومة المنبع على رقم الضجيج كما يظهر ذلك الشكل (١٠-٥) وفيه تظهر العلاقة بين رقم الضجيج (F_N) ومقاومات المنبع (R_S) عند تردد ثابت وتيارات باعث متعددة.



الشكل (١٠-٥): علاقة رقم الضجيج بالتردد عند تيارات حقن مختلفة.

٣-٣- حساب رقم الضجيج لبعض المكبرات:

توضح الأمثلة التالية كيفية حساب رقم الضجيج لبعض المكبرات

الأساسية التي تستخدم الترانزستور BJT والـ FET

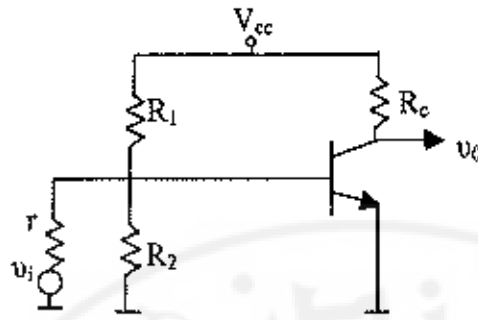
مثال ١-:

أوجد رقم الضجيج البقي للمكبر المبين بالشكل (١١-٥) واستنتج الشروط

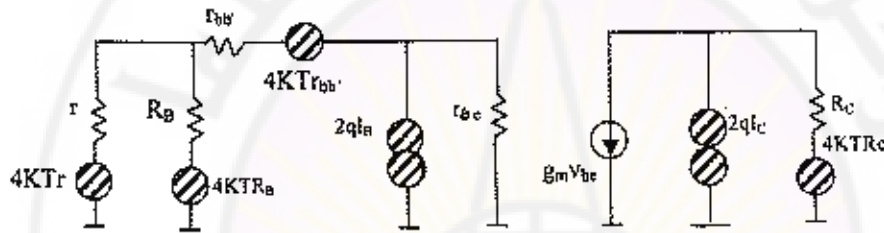
اللازم تحقيقها للحصول على أفضل F_N

الحل:

يبين الشكل (١٢-٥) الدارة المكافئة للشكل المذكور بدلالة منابع الضجيج:



الشكل (١١-٥): مكبر وحيد المرحلة.



الشكل (١٢-٥): دائرة الضجيج المكافئة.

نحسب كثافة طيف الضجيج بالخرج لكل المكونات المضججة الموجودة بالدائرة أعلاه وذلك بفرض عدم وجود أي ترابط بين هذه المصادر.
- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية :

$$S_r = \frac{4KTr}{(r + R_B // r_{be})^2} \cdot (R_B // r_{be})^2 \cdot A_v^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج الناجم عن R_B :

$$S_{RB} = \frac{4KTR_B}{(R_B + r // r_{be})^2} \cdot A_v^2 \cdot (r_{be} // r)^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج الناجم عن $r_{bb'}$:

$$S_{r_{bb'}} = \frac{4KT r_{bb'}}{(r_{be} + r \parallel R_B)^2} \cdot A_v^2 \cdot (r_{be})^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج الناجم عن I_B :

$$S_{I_B} = 2q I_B (r_{be} \parallel R_B \parallel r)^2 \cdot A_v^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج الناجم عن I_C :

$$S_{I_C} = 2q I_C R_c^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج الناجم عن R_C :

$$S_{R_C} = 4KTR_c$$

بإجراء العمليات الرياضية المطلوبة مع ضرورة افتراض $r_{be} \ll R_B \gg r$

و $r_{be} \ll r_{bb'} \ll r$ للحصول على أصغر F_N نجد:

$$F_N \approx 1 + \frac{r}{R_B} + \frac{r_{bb'}}{r} + \frac{r}{2r_{be}} + \frac{(r + r_{be})^2}{2r_e \cdot r_{be}^2 \cdot g_m^2}$$

$$F_N \approx 1 + \frac{r}{R_B} + \frac{r_{bb'}}{r} + \frac{r}{2r_{be}} + \frac{r_e}{2r}$$

حيث $r_e \ll r \ll r_{be}$

مثال ٢-

أوجد رقم الضجيج للمكبر الترانزستوري المبين بالشكل (٥-١٣) إذا علم أن للترانزستور JFET مقاومة ضجيج مكافئة R_N .

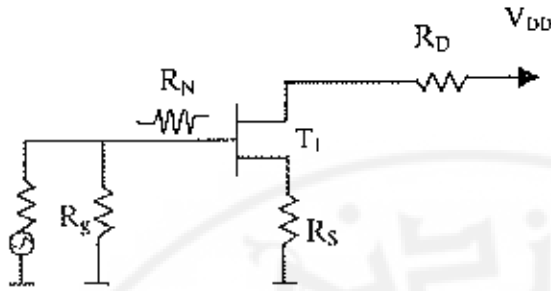
الحل:

نكتب أولاً علاقة رقم الضجيج كالتالي:

$$F_N = S_r / S_i$$

حيث S_r : كثافة طيف الضجيج عند الخرج بفرض المكبر حقيقي (ذو ضجيج داخلي).

S_i : كثافة طيف الضجيج عند الخرج بفرض المكبر مثالي (بدون ضجيج داخلي).



الشكل (١٣-٥): دائرة المكبر JFET .

$$S_i = \frac{4kTrR_g^2 A_v^2}{(r + R_g)^2} \quad \text{وعليه:}$$

$$S_r = \frac{4kTrR_g^2}{(r + R_g)^2} A_v^2 + \frac{4kTrR_o^2}{(r + R_g)^2} A_v^2 + \frac{4kTR_N A_v^2}{(R_L + R_o)^2}$$

$$R_o = r_{ds} \quad \text{و} \quad A_v = g_m R_L \quad \text{حيث:}$$

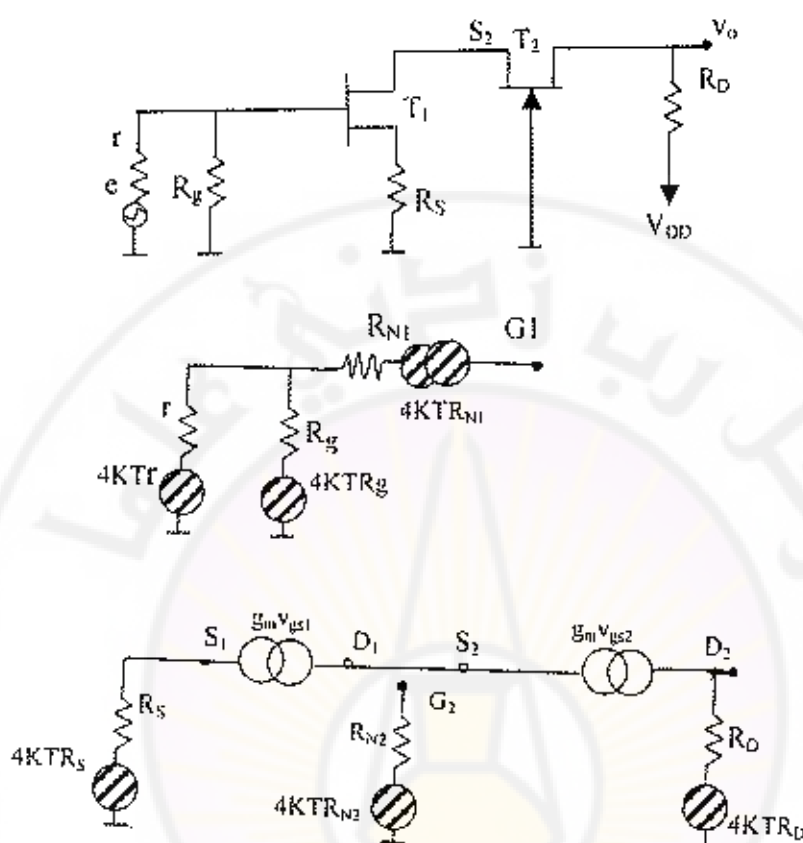
ومنه نجد:

$$F_N = 1 + \frac{r}{R_g} + \frac{R_N r}{(R_g // r)^2} + \left(\frac{R_L // r_{ds}}{r // R_g} \right)^2 \cdot \frac{r}{R_L A_v^2}$$

$$F_N = 1 + \frac{r}{R_g} + \frac{R_N}{r}$$

مثال-٣:

أوجد رقم الضجيج لدائرة الكاسكود المبينة بالشكل أدناه.



الشكل (٥-١٤): دارة الضجيج المكافئة لمكبر الكاسكود.

الحل:

(بفرض $R_{N1} = R_{N2} = R_N$) نجد بحساب كثافات طيف الضجيج بالخرج

مايلي:

- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية (الناجمة عن r):

$$S_r = \frac{4KTr}{(r + R_g)^2} R_g^2 A_{v1}^2 A_{v2}^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية (الناجمة عن R_g):

$$S_{Rg} = \frac{4KTRg}{(r + Rg)^2} \cdot r^2 \cdot A_{v1}^2 \cdot A_{v2}^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية (الناجمة عن R_{N1}):

$$S_{RN1} = 4KTR_N A_{v1}^2 \cdot A_{v2}^2$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية (الناجمة عن R_{N2}):

$$S_{RN2} = 4KTR_N \cdot A_{v1}^2 (C.S)$$

- كثافة طيف ضجيج الخرج بالحالة المثالية (الناجمة عن R_s):

$$S_{Rs} = \frac{4KTRs}{(Rs + R_{in})^2} \cdot R_{in}^2 \cdot A_{v1}^2 (C.G) \cdot A_{v2}^2$$

وبالحسابات المساعدة نجد:

$$A_{v1}(C.G.) = 1 \quad \& \quad A_{v2} = gmR_D \quad \& \quad A_{v1} = \frac{1}{1 + gmRs} \quad \& \quad R_{in} = 1 / gm$$

$$R_D \approx \infty \Rightarrow A_{v2}(C.S) \approx 0$$

$$A_{v2}(C.S) = \frac{gm R_D}{1 + gm Rs_2} \quad \text{حيث}$$

$$F_N = 1 + \frac{r}{Rg} + \frac{R_N (r + Rg)^2}{r Rg^2} + \frac{Rs}{r} \quad \text{بفرض } Rg \gg r$$

$$F_N = 1 + \frac{r}{Rg} + \frac{R_N}{r} + \frac{Rs}{r}$$

حيث يفترض أن كلاً من R_s و R_N أصغر من r

٤- التشويه في المكبرات :

تكون إشارة الخرج في المكبر المثالي نسخة مطابقة ومكبرة عن إشارة الدخل. أما في المكبر الحقيقي فإن المطابقة غير محققة ويسمى الفرق

بين الإشارتين بالتشويه وله سببان رئيسيان أولهما اللاخطية في العنصر الفعال (المستخدم في تركيب المضخم) وبالتالي ندعو التشويه الناتج بالتشويه اللاخطي (السعوي).

وثانيهما تغير محددات (بارامترات) المكبر بدلالة التردد ويدعى التشويه الناتج بالتشويه الترددي.

٤-١- التشويه اللاخطي (Non-Linear Distortion):

كما ذكرنا أعلاه فإن هذا التشويه في المضخمات ينتج عن اللاخطية في العنصر الفعال المستخدم. لتحليل هذه الحالة نفترض أن إشارة الدخل المطبقة على المضخم موضوع البحث هي من الشكل:

$$x_i = x_{imax} \cos \omega t \quad (١٤-٥)$$

بفرض أن ممانعة حمل المضخم هي مقاومة أومية صرفة فإن إشارة الخرج سوف تكون دورية ومتناظرة حول القيمة الأعظمية أي عند $\omega t = 0$. يمكن تمثيل تيار الخرج بمنشور فورييه كالتالي:

$$i_o = i_{oA} + \sqrt{2}(I_{o1} \cos \omega t + I_{o2} \cos 2\omega t + I_{o3} \cos 3\omega t) \quad (١٥-٥)$$

حيث i_{oA} هي القيمة الأوسطية لـ i_o و I_{ok} هي القيمة الفعالة للتوافقيات ذات الترتيب k .

يبين الشكل (١٥-٥) رسماً بيانياً يمكننا من إجراء التحليل البياني وبالتالي

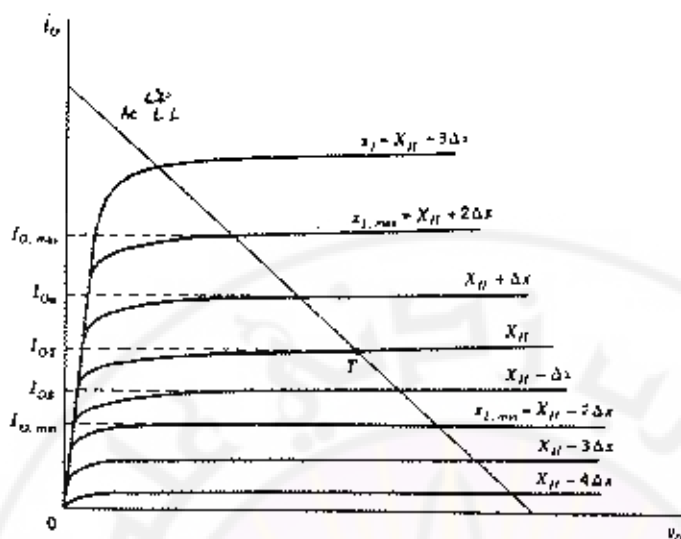
تحديد قيم (I_{oA}) وكذلك $(I_{o1}, I_{o2}, \dots, I_{ok})$

بلاحظ أنه في حال انعدام التشويه فإن: $I_{oT} = I_{oQ}$

$$I_{oQ} = \frac{I_{o\min} + I_{o\max}}{2} \quad \text{حيث:}$$

وبالتالي فإن كل التوافقيات $I_{o1}, I_{o2}, I_{o3}, \dots, I_{ok}$ تساوي الصفر.

أما خط الحمل المبين بالشكل فهو خط الحمل الديناميكي.

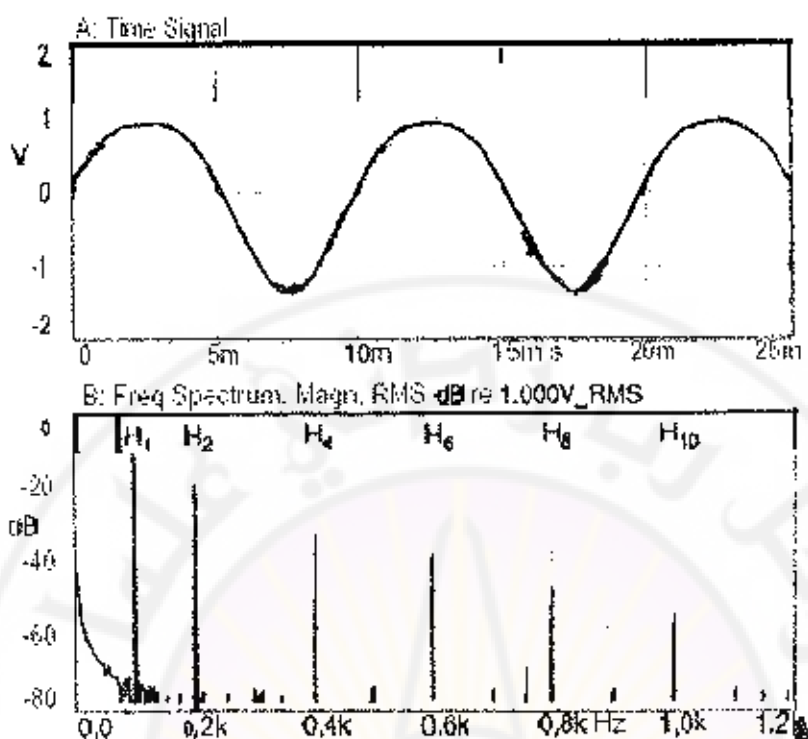


الشكل (٥-١٥): خواص الخرج التي تبين نقاط الحساب للتشويه.

من المعلوم أن سلسلة فورييه المبينة في العلاقة (٥-١٥) لها عدد لا نهائي من الحدود إلا أنه يمكن الاكتفاء بعدد محدود جداً منها للوصول إلى دقة معقولة.

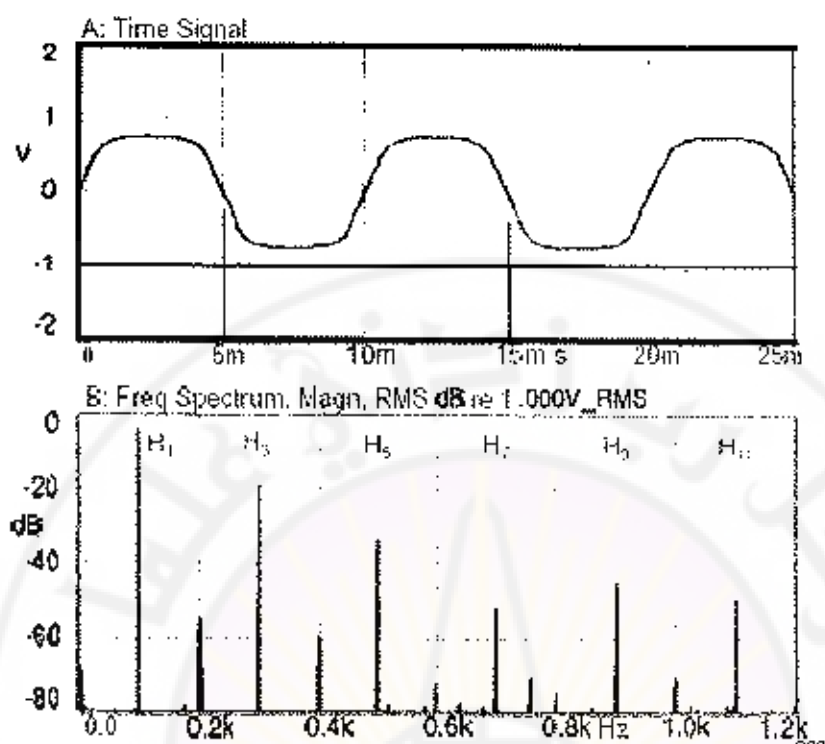
يوضح الشكل (٥-١٦) أحد أنواع التشويه اللاخطي الناتج عن لاخطية النظام غير المتناظرة Assymetrical System Nonlinearity حيث يتسبب ذلك بتوليد توافقيات زوجية المرتبة.

ويوضح شكل الإشارة في مستوي الزمن تحديداً Clipping على الجزء العلوي من نصف الموجة المبينة بينما يظهر مستوي الطيف المقابل لذلك طغيان التوافقيات الزوجية للمركبة الأساسية للإشارة على التوافقيات فردية المرتبة.



الشكل (٥-١٦): تولد التوافقيات الزوجية بفعل التشويه اللامتناظر.

أمسا الشكل (٥-١٧) فيظهر نوعاً آخر من من التشوه اللاخطي ناجماً عن لاخطية متناظرة بالنظام *Symmetrical System Nonlinearity* تتجلى ، في مجال الطيف ، بخلبة التوافقيات الفردية على التوافقيات الزوجية للمركبة الأساسية للإشارة التي تبدو في مجال الزمن كإشارة تعرضت لعملية تحديد بشكل متناظر.



الشكل (١٧-٥): تولد التوافقيات الفردية بفعل التشويه المتناظر.

سنختار في حالتنا هذه طريقة بيانية لتحديد المجاهيل $(I_{o1}, I_{o2}, I_{o3}, \dots)$ وذلك بفرض أن بالإمكان تمثيل التيار (I_o) بمقدار ثابت إضافة إلى المركبة الأساسية للتردد والتوافقية الثانية كما في العلاقة (١٦-٥).

إن هذا التقريب (والذي يمكن أن يكون كافياً في حالة الصمام الثلاثي) سوف يكون بالإمكان توسيعه لزيادة الدقة في الحسابات بالقدر المطلوب وعليه:

$$i_o = I_{oA} = \sqrt{2}(I_{o1} \cos \omega t + I_{o2} \cos 2\omega t) \quad (16-5)$$

حيث يمكن لإشارة الدخل أن نكتب بالشكل التالي:

$$x_1 = X_{II} + 2\Delta x \cos \omega t \quad (17-5)$$

علماً أن الإنحياز في الدخل X_H والقيمة العظمى لإشارة الدخل $2\Delta x$ هي مقادير معلومة.

لحساب المجاهيل الثلاثة I_{o1} ، I_{o2} ، I_{oA} يقترح إيجاد ثلاث معادلات أنية ترتبط فيما بينها وذلك باختيار ثلاث قيم محددة لـ ωt وتعويضها في المعادلة (١٧-٥) ومن ثم إيجاد قيم I_o الثلاثة الموافقة باستخدام منحني الخواص في الشكل (١٥-٥).

لنكن القيم المقترحة لـ ωt هي 0 ، $\pi/2$ ، π وعليه بالإستفادة من العلاقة (١٧-٥) يمكن الوصول إلى المعادلات الثلاث المقترحة كالتالي:

عند $\omega t = 0$ نجد:

$$x_I = X_H + 2\Delta x \quad (١٨-٥)$$

$$i_o = i_{o,max} = I_{oA} + \sqrt{2}(I_{o1} + I_{o2})$$

عند $\omega t = \pi/2$ نجد :

$$x_I = X_H \quad (١٩-٥)$$

$$i_o = i_{oT} = I_{oA} + \sqrt{2}(I_{o1} - I_{o2})$$

عند $\omega t = \pi$ نجد :

$$x_I = X_H - 2\Delta x \quad (٢٠-٥)$$

$$i_o = i_{o,min} = I_{oA} + \sqrt{2}(-I_{o1} + I_{o2})$$

بحل هذه المعادلات نجد:

$$I_{oA} = \frac{I_{o,max} + I_{o,min}}{4} + \frac{I_{oT}}{2} \quad (٢١-٥)$$

$$\sqrt{2}I_{o1} = \frac{I_{o,max} - I_{o,min}}{2} \quad (٢٢-٥)$$

$$\sqrt{2}I_{o2} = \frac{I_{o,max} + I_{o,min}}{4} - \frac{I_{oT}}{2} \quad (٢٣-٥)$$

إن التحليل السابق يفترض أن هذا الحمل الديناميكي (ACLL) محدد ولكن ذلك يتطلب معرفة I_{oa} وهو ما لا يتوافر بعد في تلك المرحلة. تحل هذه المعضلة تجريبياً وذلك برسم خط الحمل الديناميكي بإهمال التشويه (أي من خلال نقطة العمل الساكنة Q) ثم تستخدم العلاقة (٥-٢١) لتحديد I_{oa} . فإذا كان الفرق ملموساً بين I_{oa} وبين القيمة المحسوبة لـ I_{oa} يعاد رسم هذا الخط باستعمال قيمة I_{oa} كما يكرر استخدام العلاقة (٥-٢١) لإيجاد القيمة الجديدة لـ I_{oa} . تكرر هذه العملية إلى أن تقتارب قيمة I_{oa} المفروضة والمحسوبة.

يمكن القول أن محاولة واحدة تعطي من الدقة ما يكفي العديد من الحالات العملية.

عند وجود مقاومة R_E أو R_S على التسلسل مع الباعث أو المنبع في الترانزستور المستخدم فإن إزاحة I_{oa} سوف يغير حقن الدخل، وعليه يتوجب أخذ ذلك بعين الاعتبار عند تحديد نقاط العمل اللحظية.

بالعودة إلى المعادلة (٥-١٦) يمكن القول إن الدقة الناتجة غير كافية للعديد من الترانزستورات المتوفرة وعليه يجب زيادة عدد التوافقيات المأخوذة بعين الاعتبار. المعادلة (٥-٢٤) تبين الشكل الجديد لتيار الخرج وبدقة كافية:

$$i_o = I_{oa} + \sqrt{2}(I_{o1} \cos \omega t + I_{o2} \cos 2\omega t + I_{o3} \cos 3\omega t + I_{o4} \cos 4\omega t) \quad (٥-٢٤)$$

لمعرفة المجاهيل الخمسة تقترح القيم التالية لـ ωt للوصول إلى خمس معادلات آتية:

$$I_{oa} = \frac{I_{o, \max} + I_{o, \min}}{6} + \frac{I_{oa} + I_{oB}}{3} \quad (٥-٢٥)$$

$$\sqrt{2}I_{o1} = \frac{I_{o, \max} - I_{o, \min}}{3} + \frac{I_{oa} + I_{oB}}{3} \quad (٥-٢٦)$$

$$\sqrt{2}I_{o2} = \frac{I_{o, \max} + I_{o, \min}}{4} - \frac{I_{oT}}{2} \quad (٥-٢٧)$$

$$\sqrt{2}I_{o3} = \frac{I_{o,max} - I_{o,min}}{6} - \frac{I_{oa} + I_{oB}}{3} \quad (٢٨-٥)$$

$$\sqrt{2}I_{o4} = \frac{I_{o,max} + I_{o,min}}{12} - \frac{I_{oa} + I_{oB}}{3} + \frac{I_{oT}}{2} \quad (٢٩-٥)$$

يتم الحصول على هذه المعادلات بعد تعويض قيم ωt المذكورة في العلاقة (٢٤-٥) والاستفادة من الشكل (١٥-٥).

يتم الحصول على هذه المعادلات بعد تعويض قيم ωt المذكورة في العلاقة (٢٤-٥) والاستفادة من الشكل (١٥-٥).

٤-١-١-١- معامل التشويه التوافقي الكلي :

Total Harmonic Distortion -THD

لحساب التشويه بشكل جيد يقترح عادة حساب النسبة المئوية بين كل من التوافقيات المأخوذة بعين الاعتبار وبين المركبة الأساسية للتردد، أي:

$$\begin{aligned} D_2 &= \left| \frac{I_{o2}}{I_{o1}} \right| \times 10\% \\ D_3 &= \left| \frac{I_{o3}}{I_{o1}} \right| \times 10\% \\ D_4 &= \left| \frac{I_{o4}}{I_{o1}} \right| \times 10\% \end{aligned} \quad (٣٠-٥)$$

كما يمكن استخدام المحدد D_T الذي يعبر عن التشويه التوافقي الكلي (THD) وذلك كالتالي:

$$D_T = \frac{\sqrt{I_{o2}^2 + I_{o3}^2 + I_{o4}^2}}{I_{o1}} \times 100\% \quad (٣١-٥)$$

وبالاستفادة من العلاقة (٣٠-٥) ينتج:

$$D_T = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + \dots} \quad (٣٢-٥)$$

أما الاستطاعة الكلية في إشارة الخرج فهي:

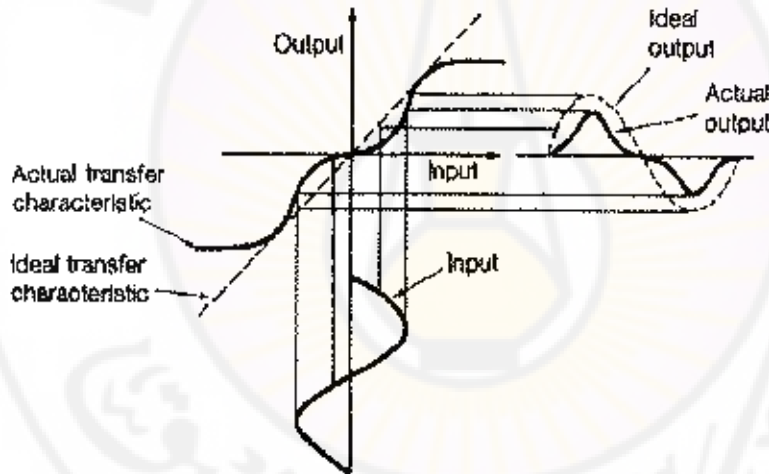
$$P_{o, tot} = (I_{o1}^2 + I_{o2}^2 + I_{o3}^2 + I_{o4}^2 + \dots) R_{ac} \quad (٣٣-٥)$$

وتكون الاستطاعة المفيدة هي تلك المركزة على المركبة الأساسية للتردد، أي:

$$P_o = I_{o1}^2 R_{ac} \quad (٣٤-٥)$$

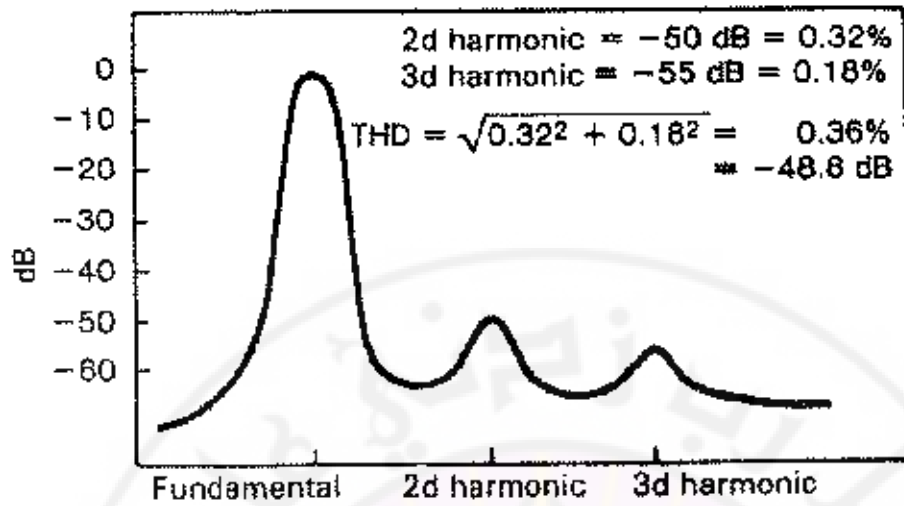
٤-١-٢- قياس معامل التشويه التوافقي الكلي THD :

تعطى قيمة معامل التشويه الكلي في العادة إما على شكل نسبة مئوية أو باستخدام الديسبل ، حيث يعبر الشكل (٥-١٨) عن كيفية حدوث هذا التشويه ضمن دائرة مكبر.



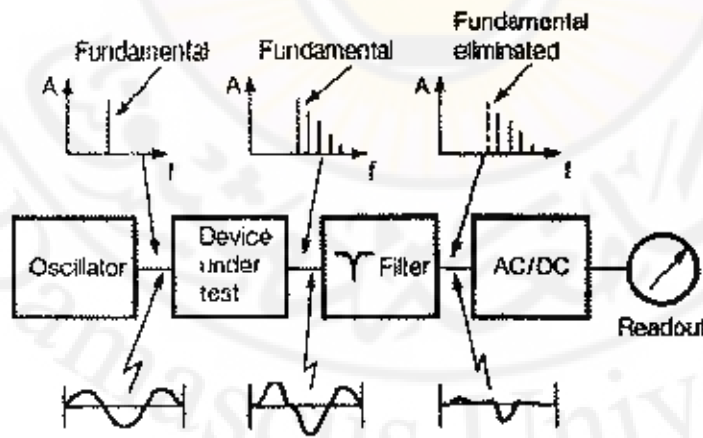
الشكل (٥-١٨): التشويه اللاخطي في المكبر .

كما يبين الشكل (٥-١٩) القراءات التي نحصل عليها باستخدام جهاز محلل الطيف Spectrum Analyzer . ولاحظ هنا ضبط قيمة المركبة الأساسية على قراءة ٠ dB على شاشة محلل الطيف.



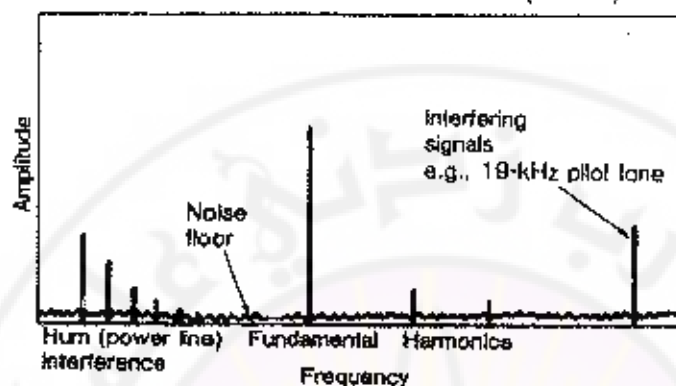
الشكل (٥-١٩): الـ THD على محل الطيف .

تحتاج هذه الطريقة إلى ضبط مطول للحصول على قراءات صحيحة ، لذا تستبدل بطريقة "محلل التشويه باستخدام مرشح منع (Notch-Filter Distortion Analyzer) أو ما يسمى اختصاراً "محلل التشويه" ، حيث تحذف المركبة الأساسية وتقاس التوافقيات فقط ، كما هو مبين بالشكل (٥-٢٠).



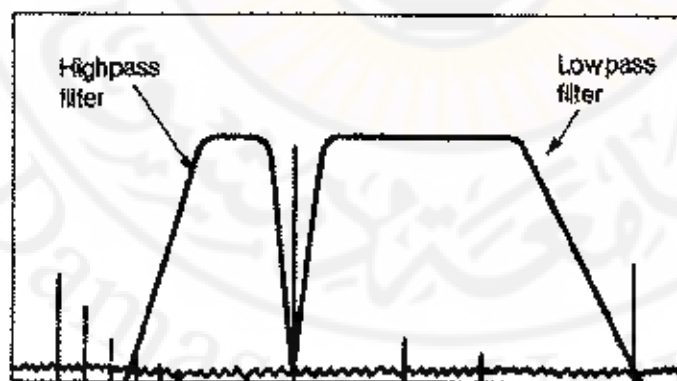
الشكل (٥-٢٠): بنية محلل التشويه.

من جهة أخرى ونظراً لطبيعة الاستجابة الترددية لمرشح المنع ، فإن إشارات أخرى ، عدا المركبة الأساسية، سوف تؤثر على نتائج القياس وذلك ما يوضحه الشكل (٥-٢١).



الشكل (٥-٢١): تداخل المشوشات على التوافقيات .

نظراً لوجود هذه المكونات المضافة فإن التعبير الأصق عن هذا القياس هو "التشويه الكلي للتوافقيات + ضجيج" $THD+N$ وهو ما يمكن أن يؤثر سلباً عند قراءات التشويه المتدنية. وللتغلب على أثر هذا الضجيج تستخدم مرشحات مناسبة LPF+HPF بالإضافة إلى مرشح منع كما هو مبين بالشكل (٥-٢٢).



الشكل (٥-٢٢): استخدام المرشحات لتخميد المشوشات.

٤-١-٣- تحليل التشويه اللاخطي بطريقة فولتيرا :

يمكن في الحالة الأكثر شمولاً تحليل التشويه اللاخطي (المطالي)

باستعمال منشور تايلور للخروج والدخل أي:

$$i_o = I_{oT} + a_1 x_1 + a_2 x_1^2 + a_3 x_1^3 \quad (٣٥-٥)$$

حيث: x_1 القيمة الآتية لإشارة الدخل.

وتكمن الفائدة في هذه الطريقة بمقدرتها على معالجة جميع إشارات الدخل

سواء كانت جيبية أم لا (Volterra Series).

لإيجاد قيم الثوابت $a_1, a_2, a_3, \dots$ يجب الاكتفاء بعدد محدود منها

واستخدام العلاقة (٢١-٥) أو (٢٥-٥) لرسم خط الحمل الديناميكي.

يمكن إعادة كتابة العلاقة (٣٥-٥) وبدقة كافية بالشكل التالي:

$$i_o = I_{oT} + a_1 x_1 + a_2 x_1^2 \quad (٣٦-٥)$$

لاختيار قيمتين لـ i_o نأخذ تلك المقابلة لإشارة الدخل :

$$x_1 = 2\Delta x \quad x_1 = -2\Delta x$$

وعليه تصبح القيمة الآتية الكلية للدخل:

$$x_1 = X_{II} - 2\Delta x \quad \text{و} \quad x_1 = X_{II} + 2\Delta x$$

بالتعويض في العلاقة (٣٦-٥) وبالإستفادة من الشكل (١٥-٥) ينتج:

$$I_{o.max} = I_{oT} + a_1 (2\Delta x) + a_2 (2\Delta x)^2 \quad (٣٧-٥)$$

$$I_{o.min} = I_{oT} - a_1 (2\Delta x) + a_2 (2\Delta x)^2 \quad (٣٨-٥)$$

بحل هذه المعادلات نحصل على:

$$a_1 = \frac{I_{o.max} - I_{o.min}}{4\Delta x} \quad (٣٩-٥)$$

$$a_2 = \frac{I_{o.max} + I_{o.min} - 2I_{oT}}{8(\Delta x)^2} \quad (٤٠-٥)$$

وبمسا أن المطلوب تحديد i_o من أجل تيار الدخل المذكور نفترض أن الدخل جيبى أي:

$$x_f = X_H + X_{i,max} \cos \omega t = X_H + x_i \quad (٤١-٥)$$

وبالتالى:

$$i_o = (I_{oT} + \frac{a_2 X_{i,max}^2}{2}) + a_1 X_{i,max} \cos \omega t + a_2 \frac{X_{i,max}^2}{2} \cos 2\omega t \quad (٤٢-٥)$$

إن العلاقة الأخيرة تبين وجود انزياح في نقطة العمل وتولد التوافقية الثانية للإشارة الأصلية، كما أنه يمكن الحصول على دقة أفضل بزيادة عدد الحدود المأخوذة في العلاقة (٣٦-٥).

وبفرض أن $X_{i,max} = 2\Delta x$ فإن :

$$\begin{aligned} I_{oA} &= I_{oT} + \frac{a_2 X_{i,max}^2}{2} \\ \sqrt{2} I_{o1} &= a_1 X_{i,max} \\ \sqrt{2} I_{o2} &= \frac{a_2 X_{i,max}^2}{2} \end{aligned} \quad (٤٣-٥)$$

٤-١-٤- تشويه التعديل البينى IMD :

ينتج هذا النوع من التشويه عند تواجد إشارتين جيبيتين على مدخل عنصر فيه قدر من اللاخطية. ومن المعلوم أن كل العناصر نصف الناقله تتصف بهذه الصفة حتى ولو عملت في المنطقة الخطية بها. يتصف تحليل هذه المسألة بالتعقيد الشديد نظراً لاحتواء طيف الإشارة الحقيقية على قدر كبير من الترددات والتي ينتج تفاعلها بعضها مع بعض طيفاً زائفاً من المركبات الترددية لم تكن موجودة أصلاً عند دخل المكبر. لذلك ينحصر تحليل هذه المسألة عادة على الاكتفاء بترددين فقط أي f_1 , f_2 حيث نحصل في الخرج على المركبات الترددية التالية:

حيث: $Mf_1 + Nf_2, Mf_1 - Nf_2 \quad M, N = 0, 1, 2, 3, \dots$

فإذا كان تيار الدخل من الشكل المعطى بالعلاقة التالية:

$$x_I = X_H + \sqrt{2}X_1a \cos \omega t + \sqrt{2}X_1b \cos \omega t$$

نجد تيار الخرج بالاستعانة بالعلاقة (٣٦-٥) وبعض العلاقات المتطابقة ينتج:

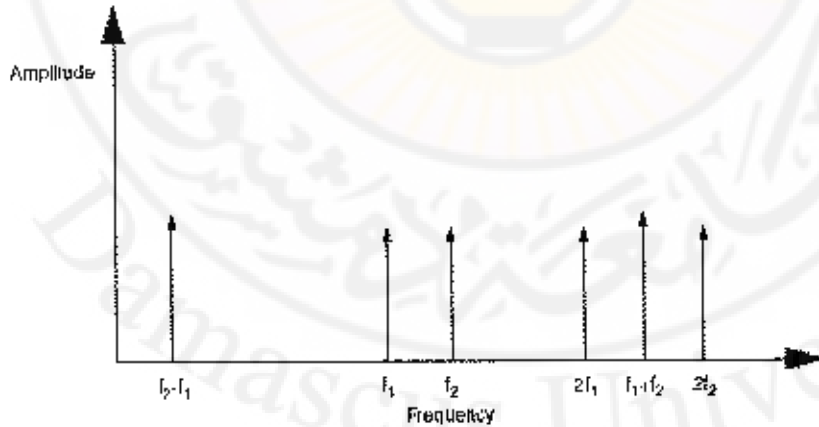
$$I_O = [I_{OT} + a_2(X_{in}^2 + X_{ib}^2)] + a_1\sqrt{2}(X_{in} \cos \omega_a t + X_{ib} \cos \omega_b t) \quad (٤٤-٥) \\ + a_2(X_{in}^2 \cos 2\omega_a t + X_{ib}^2 \cos 2\omega_b t) \\ + 2a_2X_{in}X_{ib}[\cos(\omega_a - \omega_b)t + \cos(\omega_a + \omega_b)t]$$

تبين هذه النتيجة وجود انزياح في القيمة المستمرة وظهور التوافقيات الثانية (إضافة إلى المركبات الأساسية للتردد) وكذلك ظهور مركبات ترددية تمثل الفرق والجمع للمركبات الأساسية للتردد في الدخل.

وعليه تسمى هذه الأخيرة بتشويه التعديل البيني Inter Modulation Distortion (IMD) حيث يلاحظ زيادة التوافقيات المتولدة وأثرها الضار خاصة إذا ما أخذت بعين الاعتبار حدود أكثر في العلاقة (٣٦-٥).

يبين الشكل (٢٣-٥) كيفية ظهور مركبات هذا التشويه مع التوقف عند الدرجة الثانية.

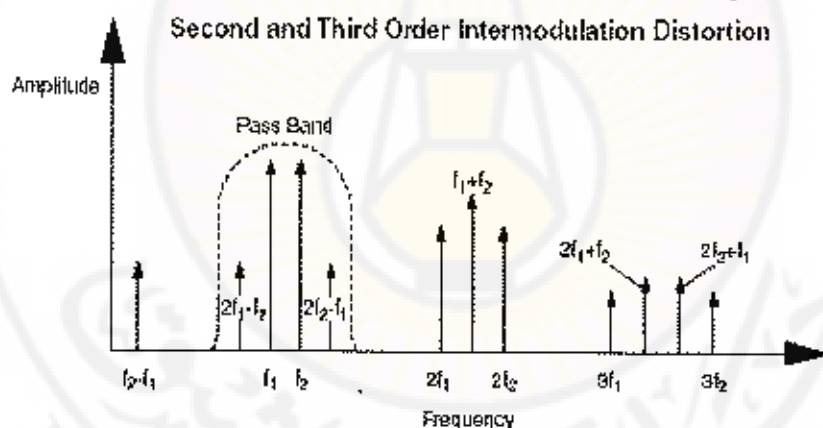
Second Order Intermodulation Distortion



الشكل (٢٣-٥): طيف التشويه IMD عند الدرجة الثانية.

أما عند تناول تشويه التعديل البيني بمركبات الدرجة الثالثة (وهي الأهم) فإن القيمة المطلقة للحد $f_1 - 2f_2$ هي نفسها للحد $2f_2 - f_1$. من الجدير بالذكر أن الحديث عن مضاعفات الـ IMD من الدرجة الثالثة يتركز على الحدين $2f_1 - f_2$ و $2f_2 - f_1$ ، ويلاحظ أن إقتراب الترددين f_1 و f_2 ، الواحد من الآخر يزيد من صعوبة مكافحة هذا النوع من التشويه بل ويجعله مستحيلاً عند وقوع مركباته المذكورة أعلاه، أو بعضها، ضمن مجال التمرير للدائرة.

يبين الشكل (٢٤-٥) مثالاً على تشويه الـ IMD للدرجة الثانية والثالثة، وهي حالة عملية تمثل تواجد أكثر من إشارة حامل على مدخل مستقبل هاتفي نقال. ويتناسب مستوى هذه التوافقيات المتولدة مع شدة الإشارة الواصلة وكذلك مع درجة الخطية لمكبر الدخل.



الشكل (٢٤-٥): تشويه الـ IMD للدرجة الثانية والثالثة.

يمكن كتابة إشارة الخرج (لمرحلة ما بالمستقبل) على الشكل التالي:

$$V_{out} = a_1 A \cos(\omega\tau) + a_2 A^2 \cos(2\omega\tau) + a_3 A^3 \cos(3\omega\tau)$$

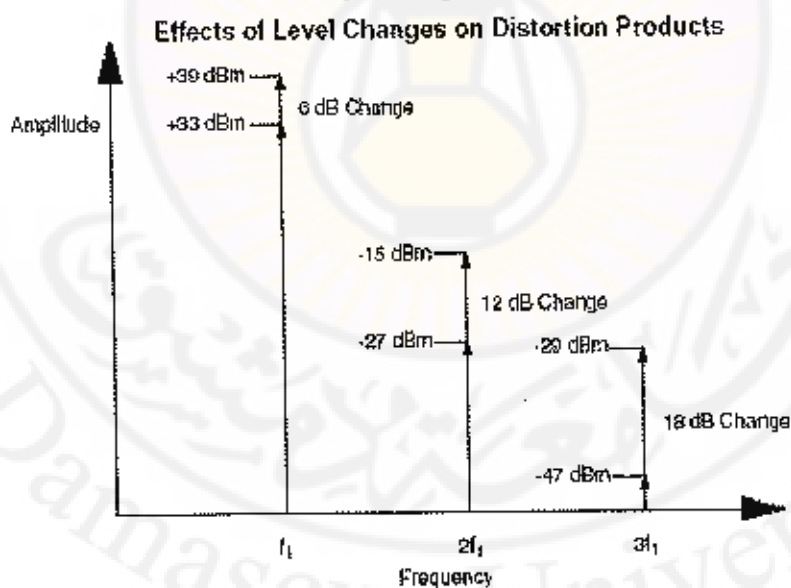
حيث a_1, a_2, a_3 هي توابع التحويل لكل من المركبة الأساسية والتوافقية الثانية والثالثة على التوالي. أما A فهي مطال المركبة الأساسية القادمة للدخل.

مثال - ٤

بفرض أن وجود إشارة حامل على دخل المكبر قدرها ١ فولط (أي 13dBm على 50 أوم) يعطي عند الخرج إشارة قدرها ١٠ فولط (أي 33dBm) عند التردد الأساسي f_1 ويعطي أيضاً توافقية ثانية $2f_1$ قدرها 10mv (أي -27dBm) وتوافقية ثالثة $3f_1$ قدرها 1mv (أي -47dBm). بين ما يحصل عند مضاعفة الدخل إلى ٢ فولط أي (19dBm +) بفرض بقاء العمل ضمن المنطقة الخطية للمكبر.

الحل:

يبين الشكل (٥-٢٥) نواتج الخرج كما يلي:



الشكل (٥-٢٥): تأثير تغير شدة الإشارة على ناتج التشويه.

-يزداد جهد الخرج للمركبة الاساسية إلى 20V (أي 39dBm).
 -يزداد جهد الخرج للمضاريب من الدرجة الثانية إلى 40mV (-15dBm)
 أي بزيادة بالاستطاعة 12dB .
 -يزداد جهد الخرج للمضاريب من الدرجة الثالثة إلى 8mV (-29dBm) أي
 بزيادة بالاستطاعة 18dB .

تتلخص هذه النتائج بالجدول (١-٥) حيث تمثل A_1, A_2 مطال إشارتي الدخل.

Type of Intermod Product	Frequency	Amplitude
Second Order	$f_1 + f_2$	$a_2 \cdot A_1 \cdot A_2$
	$f_1 - f_2$	$a_2 \cdot A_1 \cdot A_2$
Third Order	$2f_1 + f_2$	$a_3 \cdot A_1^2 \cdot A_2$
	$2f_1 - f_2$	$a_3 \cdot A_1^2 \cdot A_2$
	$f_1 + 2f_2$	$a_3 \cdot A_1 \cdot A_2^2$
	$f_1 - 2f_2$	$a_3 \cdot A_1 \cdot A_2^2$

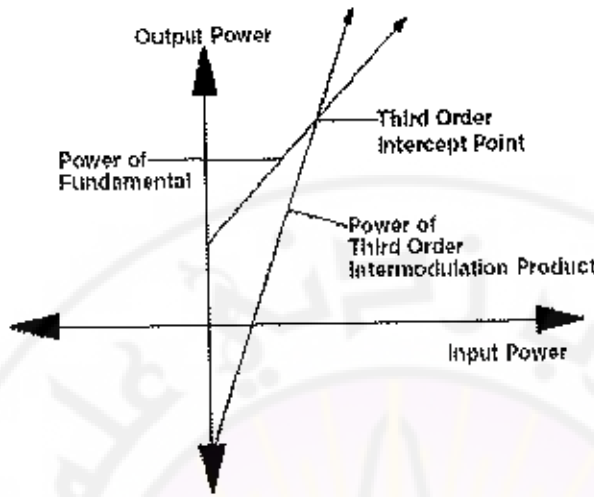
الجدول (١-٥)

نلاحظ أنه عند تساوي A_1, A_2 فإن مركبات الـ IMD من الدرجة الثالثة تتناسب مع مكعب تغيرات إشارة الدخل.

نقطة التقاطع للمرتبة الثالثة TOI

إن هذا التزايد الأسّي المبين بالمثال السابق يستمر عبر المكبر ، وخاصة لمضاريب الدرجة الثالثة ، وفقاً لما هو موضح بالشكل (٥-٢٦).
 تعتمد نقطة التقاطع هذه Third Order Intercept point -TOI - أي نقطة تقاطع خط تزايد المركبة الأساسية مع خط تزايد مضاريب الدرجة الثالثة للـ IMD - تعتمد كمعيار يساعد في توصيف تشويه الـ IMD للعناصر والدارات.

Concept of Third Order Intercept Point



الشكل (٢٦-٥): نقطة الـ TOI النظرية.

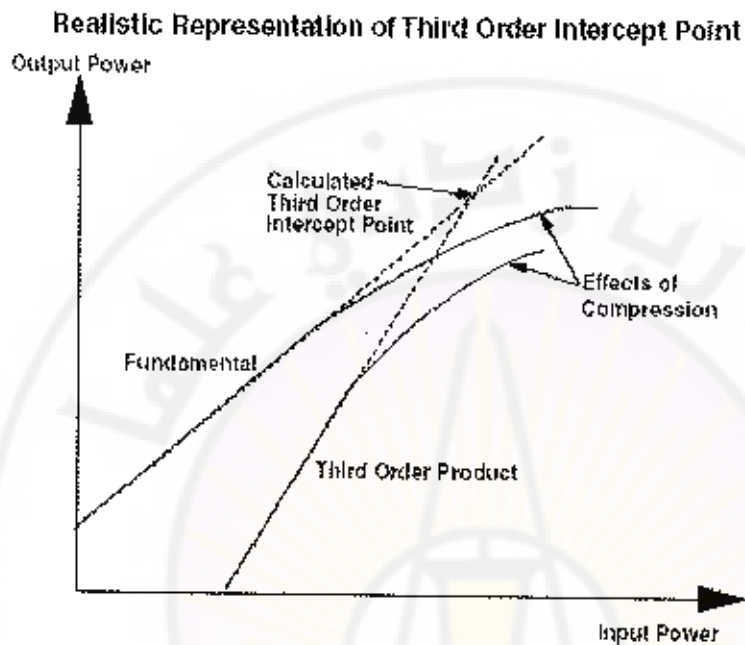
وللحصول على قسيمة الـ TOI عند الدخل يكفي أن نطرح من TOI الخرج تكبير الاستطاعة لهذا المكبر (وهو هنا 10dBm) فنحصل على 10dBm. في واقع الحال فإن المكبر سوف يتشبع قبل بلوغ نقطة الـ TOI بقدر كاف وذلك ما يوضحه الشكل (٢٧-٥).

يمكننا حساب نقطة الـ TOI بالاعتماد على الشكل (٢٧-٥) وذلك بعد قياس استطاعة المركبة الأساسية للإشارة P_{out} كذلك استطاعة التشويه البيني IP منسوباً للمركبة الأساسية ومن أجل إشارة دخل واحدة. من ثم نطبق العلاقة:

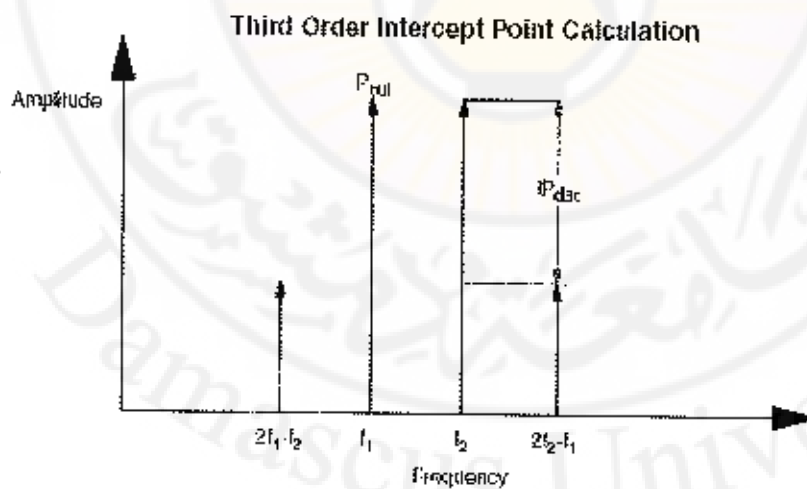
$$TOI = P_{out} + IP_{dBc} / 2$$

فإذا كانت قيمة إشارة الدخل f_1, f_2 هي 10dBm لكل منها - كما في الشكل (٢٨-٥) - وقيمة IP هي -40dBm فإن القيمة المحسوبة لنقطة TOI الخرج هي كما يلي:

$$\begin{aligned}
 \text{TOI} &= +10 \text{ dBm} + 1(+10 \text{ dBm} - [-40 \text{ dBm}]) / 2 \\
 &= +10 \text{ dBm} + (50 / 2) \\
 &= +35 \text{ dBm}
 \end{aligned}$$



الشكل (٥-٢٧): نقطة الـ TOI عملية.



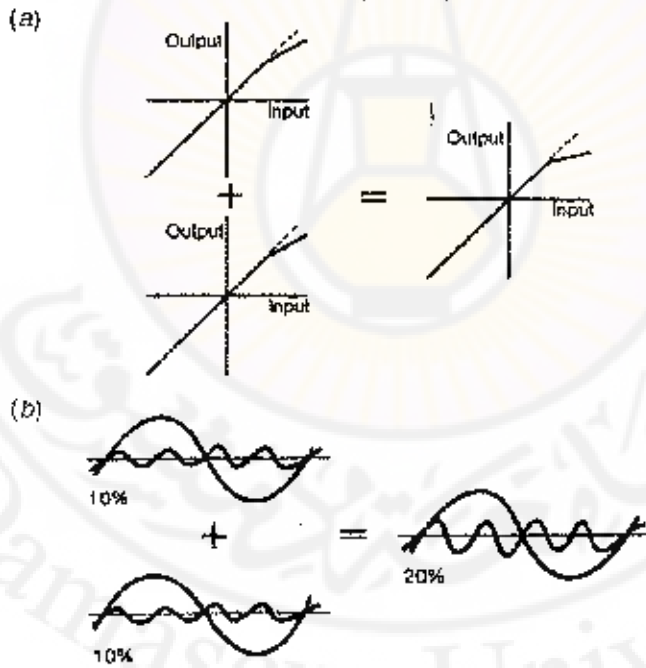
الشكل (٥-٢٨): حساب نقطة الـ TOI.

٤-١-٥- تأثير دارة الدخل على التشويه اللاخطي :

لقد أجريست الحسابات السابقة بافتراض أن إشارة الدخل x_i تتغير بشكل جيبى صرف، ولكننا نعلم أن ممانعة الدخل لكل من الـ BJT و الـ $JFET$ (في حالة مقاومة كبيرة لمنبع الإشارة أو عدم وجود انحياز عكسي كاف) يمكن أن تتغير تبعاً لإشارة الدخل محدثة بذلك تشويهاً لاخطياً مستقلاً عن ذلك الذي يحدث في الخرج.

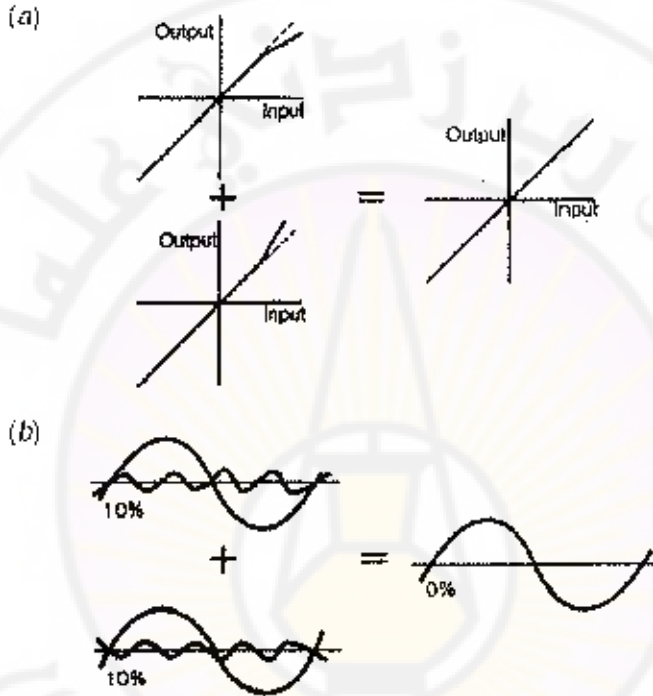
هناك عدد من الحالات يكون فيها لهذا التشويه أثر لا بد من حسابه بإحدى الطرق المبينة أعلاه مع الاستفادة من منحنيات خواص الدخل كما أن هناك حالات أخرى يحدث فسيها تعاكس بين التشويهين بحيث يحاولان إلغاء بعضهما البعض وتلك هي الحالة المثلى.

يبين الشكل (٥-٢٩) مكبراً ذا مرحلتين تجمع فيه التشوهات الناتجة عن كل منهما لتعطي تشويهاً أكبر في الخرج.



الشكل (٢٩-٥): تزايد التشويه بزيادة المراحل

أما الشكل (٣٠-٥) فيبين مكبراً من مرحلتين تطرح فيه التشوهات الناتجة عن كسل منهما لتعطي تشويهاً أصغرياً أو صفرياً في حال تساويهما بالمرحلتين.

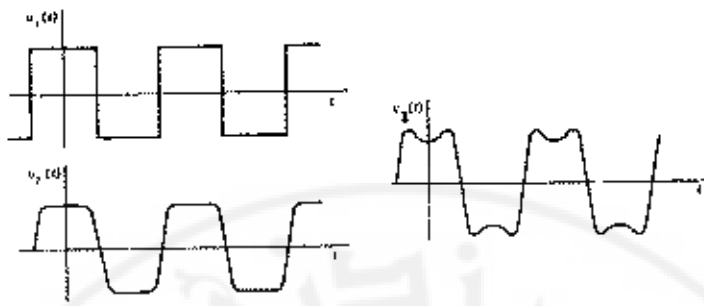


الشكل (٣٠-٥): انتفاء التشويه بفضل تعاكسه في مرحلتين المكبر .

٢-٤ التشويه الترددي:

هو التشويه الناتج عن تغير محددات المكبر بدلالة التردد. والشكل

(٣١-٥) يبين أثر هذا التشويه على موجة دخل مربعة.



الشكل (٥-٣١): أثر التثوية الترددي على موجة دخل مربعة.

$v_1(t)$ تطبق على مضخم ذي تثوية ترددي وذلك من أجل حالتين مميزتين $v_2(t)$ و $v_3(t)$. مسن المعلوم أن $v_1(t)$ يمكن أن يكتب كالتالي حسب منشور فورييه:

$$v_1(t) = \frac{4}{\pi} \left(\cos t - \frac{1}{3} \cos 3t + \frac{1}{5} \cos 5t + \frac{1}{7} \cos 7t + \dots \right) \quad (٥-٤٥)$$

فإذا كان المكبر مثالياً فإن جهد الخرج $v_0(t)$ سوف يعطى بالعلاقة:

$$v_2(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\cos t - \frac{1}{3} \cos 3t + \frac{1}{5} \cos 5t - \frac{1}{7} \cos 7t + \dots \right) \quad (٥-٤٦)$$

حيث A عدد حقيقي، لكن المكبر الحقيقي له A تابع للتردد وبالتالي فإن إشارة الخرج ستختلف عن إشارة الدخل بسبب ما يلي:

أ- تغير القيمة المطلقة للتضخيم $|A|$ تبعاً للتردد وهذا يؤدي إلى ظهور تثوية مطالي: $v_2(t)$

ب- اختلاف فرق الطور بين الدخل والخرج عن الصفر أو القيم $\pm n\pi$ (حيث n عدد صحيح) بدلالة التردد. أو عن التغير الخطي $k\omega$ حيث k عدد موجب. ويدعى التثوية الناتج بالتثوية الطور: $v_3(t)$

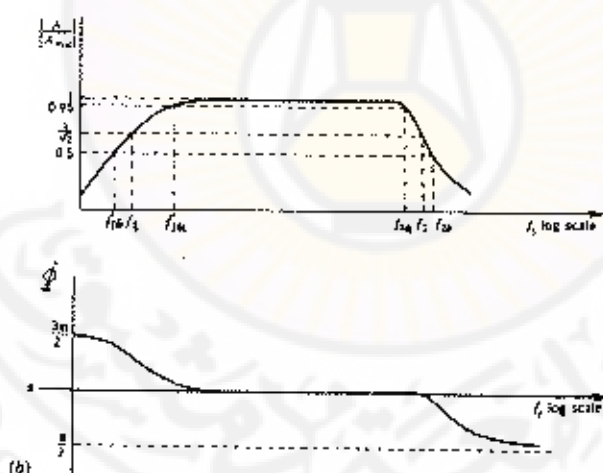
فإذا كان $v_2(t) = v_1(1-\tau)$ أي إن إشارة الخرج مماثلة لإشارة الدخل المؤخرة بمقدار (τ) فإنه يمكن كتابة ما يلي:

$$v_2(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos(t-\tau) - \frac{1}{3} \cos 3(t-\tau) + \frac{1}{5} \cos 5(t-\tau) - \dots \right] \quad (٤٧-٥)$$

أي أن الازاحة في الطور هي $-k\omega = -r\omega$ وبالتالي فإن أي إزاحة أخرى في الطور بين التوافقات المبنية سوف تسبب تشويهاً طورياً.

لإيجاد التشويه الترددي لمضخم يمكن الاستعانة بمنحنى الاستجابة العابرة له وذلك بمقارنة إشارة الخرج المربعة مع النسخة الأصلية في الدخل كما في الشكل (٣١-٥).

كما يمكن الاستفادة من منحنى الاستجابة للمكبر $A(f)$ و $\Phi(f)$ لتحديد مقدار التشويه الترددي في إشارة الخرج وذلك بعد معرفة المركبات الترددية في إشارة الدخل، الشكل (٣٢-٥).



الشكل (٣٢-٥): منحنى الاستجابة وتغير فرق الصفحة لمضخم بدلالة التردد.

الفصل السادس

المرشحات الفعالة

ACTIVE FILTERS

- ١- مقدمة
- ٢- أنواع المرشحات
- ٣- مرشح التمرير المنخفض LPF
- ٤- تصميم مرشح التمرير المنخفض LPF
- ٥- تصميم مرشح التمرير المرتفع (HPF)
- ٦- تصميم مرشح تمرير مجال (BPF)
- ٧- تصميم مرشح منع مجال (BRF)
- ٨- تصميم مرشح التمرير الكلي (APF)
- ٩- اعتبارات عملية للتصميم



١- مقدمة :

يقوم المرشح بتطبيق تابع تحويل أي معامل (Operator) في مجال الزمن أو التردد - على إشارة الدخل وذلك من خلال العناصر المكونة لبنيته. ويمكن تصور عملية الترشيح بأنها عملية تشكيل لطيف إشارة الدخل $X(t)$ بطريقة مناسبة للوصول إلى إشارة الخرج $Y(t)$. وإذا كان المرشح خطياً، فإن المحتوى الطيفي لإشارة الخرج لا يمكن أن يكون أغنى من المحتوى الطيفي لإشارة الدخل. وعليه فإن تصميم المرشح يتمثل في انتقاء الدارة المناسبة بانتقاء دقيق لعناصرها بحيث تتحقق لدينا عملية الترشيح المطلوبة. يمكن القول أن الفترة ما بين عامي ١٩٢٠ و ١٩٧٠ هي الفترة التي ساد فيها استخدام المرشحات غير الفعالة RLC في المجال السمعي. لكن المرشحات الفعالة - التي ظهرت في نهاية الستينيات - قد شاع استخدامها بدءاً من فترة السبعينيات وباتت تغطي المجال من 1HZ وحتى 1MHZ.

يجري التمييز بين نوعين أساسيين من المرشحات الفعالة، الأولى ذات الزمن المستمر والثانية ذات الزمن المنقطع:

- أما المرشحات ذات الزمن المستمر فتستخدم معلومات الإشارة التماثلية في الدخل عند كل نقطة زمنية. وتوصف هذه المرشحات باستخدام تحويلات لابلاس أو فورييه في المجال الطيفي أو المعادلات التفاضلية الخطية في مستوى الزمن.

- بينما تعني مرشحات الزمن المنقطع (Discrete-time Filtering) بأن عملية الاعتيان Sampling تطبق على إشارة الدخل في لحظة زمنية محددة ومن ثم تؤخذ تلك العينات فقط لعمليات المعالجة والحساب اللاحقة.

توصف مرشحات الزمن المنقطع باستخدام تحويلات Z في المجال الطيفي أو معادلات الفروق في مستوى الزمن.

١-١- أنواع المرشحات الفعالة :

تقسم المرشحات الفعالة بشكل أساسي إلى ثلاثة أنواع :

- المرشح الفعال RC: وتتألف هذه المرشحات من شبكات RC بالإضافة إلى المكبرات OP-AMP وهي تعتبر المرشحات الفعالة التقليدية (تمثيلية ، زمن مستمر) .

- مرشح المكثفة المقطعة Switched Capacitor Filter - SCF: تتم عملية اعتييان الإشارة المطبقة في الدخل باستخدام مفاتيح MOSFET أما عملية المعالجة فتتخذ بشكل تمثيلي رغم أن المرشح يعمل أصلاً بالزمن المتقطع .

- المرشح الرقمي Digital Filter: تتحقق عملية الترشيح الرقمي من خلال عمليات حسابية تنفذ باستخدام مكونات رقمية مثل الـ DSP والـ FPGA كما تحتاج إلى دارات ترابط على شكل مبدلات A/D و D/A في الدخل والخرج .

وفي العديد من المراجع يشتمل عنوان المرشحات الفعالة كلاً من المرشحات الفعالة RC ومرشحات المكثفة المقطعة SCF .

١-٢- خصائص المرشح الفعال :

تستخدم المرشحات الفعالة بدلاً من المرشحات غير الفعالة لأسباب متعددة أهمها :

- عدم الرضا عن نوعية وقيم المكثفات والملفات عند انخفاض تردد العمل للمرشح RLC حيث يعني هذا تزايد الحجم لهذه العناصر، تدهور معاملات الجودة لها ، مكثفات كهربائية .
- صعوبة تحقيق معاملات الجودة أو استحالتها في بعض الحالات - في حالة المرشحات RLC .

- ضرورة تجنب استخدام الملفات في بعض الحالات لأسباب عديدة واضحة.

- الحاجة إلى بعض التكبير في عدد من الحالات وهو غير ممكن في المرشحات غير الفعالة.

- الحاجة إلى التحكم إلكترونياً - في عدد من الحالات - بمحددات المرشح.

- لا يوجد شكل غير فعال لهذا المرشح (مرشح خطي الطور).

- الإشارة المطلوب ترشيحها تتواجد بشكل منقطع أو رقمي.

١-٣- محاسن ومساوئ المرشح الفعال :

نبين فيما يلي أهم المزايا التي تتمتع بها المرشحات الفعالة :

- وثوقية أعلى لدارة المرشح بسبب الأتمتة الممكنة لكل مراحل التصنيع .

- انخفاض التكلفة بشكل كبير عندما تزداد الأعداد المطلوبة بشكل مطرد بسبب عملية مكاملة المرشح على شكل IC.

- تحسين مواصفات الأداء بفضل النوعية العالية للمكونات المصنعة .

- انخفاض الأثر الطفيلي بسبب عملية التصغير .

- إمكانية المكاملة بين الجزء التمثيلي والجزء الرقمي من الدارات على نفس شريحة نصف الناقل ، وهذا ما يتحقق في مرشحات المكثفة المقطعة SCF.

- سهولة عملية التصميم والتوليف (مقارنة مع مرشحات RLC).

أما مساوئ المرشحات الفعالة فنذكر منها :

- محدودية عرض مجال العمل لهذه المرشحات بحيث لا يتعدى بضعة ميغاهرتز

- وجود حساسية أعلى S_p لهذا النوع من المرشحات.

- حاجة هذه المرشحات إلى وحدة تغذية كي تتمكن من العمل.

- محدودية المجال الديناميكي لهذه المرشحات Dynamic Range.

إن مجال الاتصالات بمختلف أنواعه يزخر بالعديد من المرشحات الفعالة الأمر الذي يشهد على تفوق مزايا وتكلفة هذا النوع من المرشحات بالمقارنة مع النوع الآخر RLC.

٢- أنواع المرشحات :

تبين لنا مما سبق أن المرشحات هي دارات كهربائية تسمح بإمرار الإشارة الكهربائية بشكل متعلق بالتردد وبما يحقق وظيفة الترشيح المطلوبة. وعندما يكون المطال - من حيث التكبير أو التخميند - هو ما نهتم به بالمقام الأول فإننا نصنف المرشحات استناداً إلى ذلك بمرشحات: التمرير المنخفض LPF ، التمرير المرتفع HPF ، تمرير الحزمة BPF ، كبح الحزمة BRF أما إذا كان التأخير أو فرق الطور هو الأهم (بدون إحداث تغيير بالمطال)، فإن المرشحات تسمى في هذه الحالة بمرشحات التمرير

الكلي APF أو مساويات التأخير Delay Equalizer

في جميع الحالات نستطيع أن نكتب تابع الترشيح بالشكل العام الآتي :

$$H(S) = \frac{N(S)}{D(S)} = \frac{a_m S^m + \dots a_1 S + a_0}{S^n + \dots b_1 S + b_0} \quad (1-6)$$

حيث نؤول المسألة إلى إيجاد قيمة الثوابت a_i ، b_i بشكل يحقق تابع الترشيح المطلوب ، وعلينا أن نتذكر بأن التابع $D(S)$ يحدد مواضع أقطاب التابع $H(S)$ في مستوى لابلاس أما $N(S)$ فيحدد مواضع الأصفار لنفس التابع ،

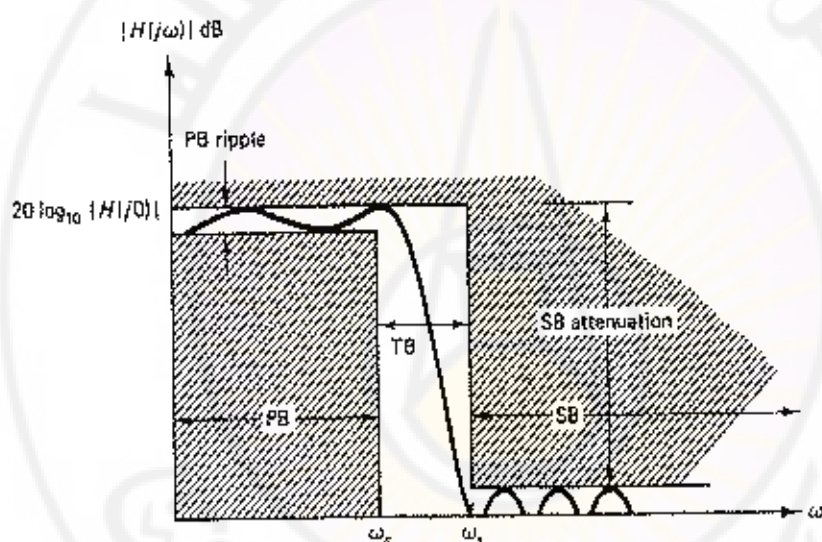
كما أن مرتبة المرشح n يجب أن تكون بحيث $n \geq m$

٢-١- الأشكال المطالبة للمرشحات :

٢-١-١- مرشح التمرير المنخفض LPF :

يقوم مرشح التمرير المنخفض بتمرير الترددات الممتدة من الصفر حتى تردد محدد (يسمى تردد القطع) بينما يخمد الترددات الأعلى . تكون

محددات المرشح في هذه الحالة هي : تردد القطع ω_c ، تردد القطع لمجال التخميد ω_s Stop Band-SB ، تعرج مجال التمرير Passband-PB Ripple ، تكبير التيار المستمر ، تخميد مجال المنع Stop band Attenuation . يحدد مجال التمرير بالعلاقة : $\omega_c \geq \omega \geq 0$. أما مجال المنع فيالعلاقة : $\omega \geq \omega_s$ ومجال العبور Transition band-TB بالعلاقة : $\omega_c < \omega < \omega_s$.
يبين الشكل (١-٦) مجمل هذه المواصفات مع ملاحظة أن المرشح المطلوب يجب أن يقع خارج المنطقة المهيمنة.

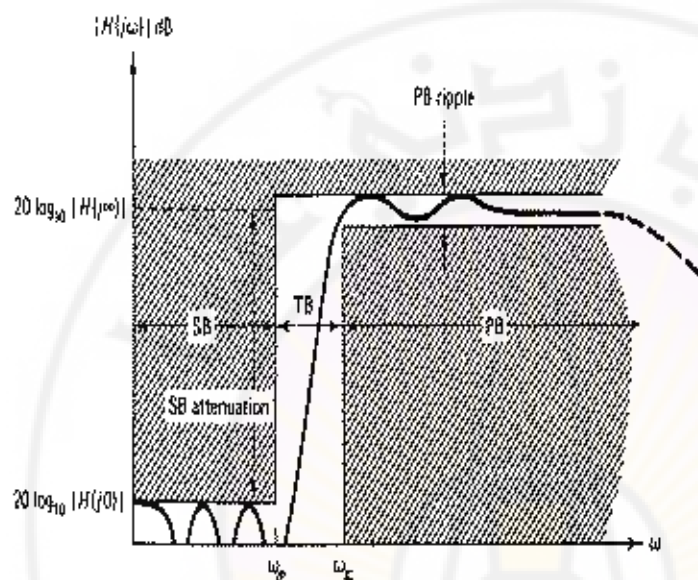


الشكل (١-٦): مرشح التمرير المنخفض.

٢-١-٢- مرشح التمرير المرتفع HPF :

يمرر مرشح التمرير المرتفع الترددات الواقعة فوق تردد القطع ω_c بينما يخمد الترددات التي دون ذلك وصولاً إلى التردد صفر وذلك وفقاً لما يبينه الشكل (٢-٦). ومن المفروض أن تمتد

استجابة مرشح التمرير المرتفع إلى التردد $\omega = \infty$ إلا أنها تحدد عملياً بالمجال الترددي المحدود للعنصر الفعال المستخدم وبأثر العناصر الطفيلية . وبالتالي فإن استجابة هذا المرشح تعود للانخفاض بسبب ما ذكر .

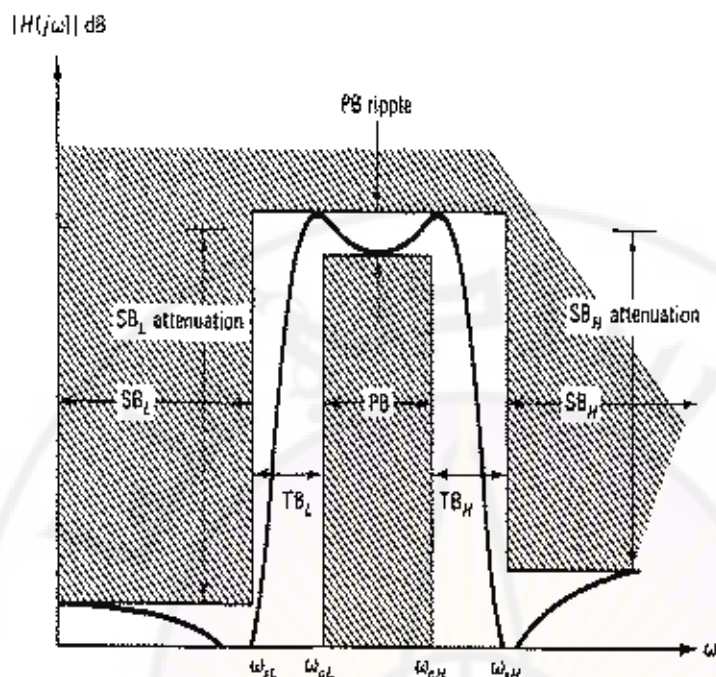


الشكل (٦-٢): مرشح التمرير المرتفع.

٢-١-٣- مرشح تمرير مجال BPF :

يعمل هذا المرشح على تمرير مجال محدد من الترددات بينما يخدم كلاً من الترددات الأدنى والأعلى كما في الشكل (٦-٣) أي أن لهذا المرشح حزمة (مجال) منع دنيا SB_L وحزمة منع عليا SB_H . حيث لا يتساوى التخميد في كلا المجالين (أي أن المرشح غير متناظر عادة) . كذلك الأمر بالنسبة لمجال العبور الأدنى SB_L ومجال العبور الأعلى SB_H (أي أن

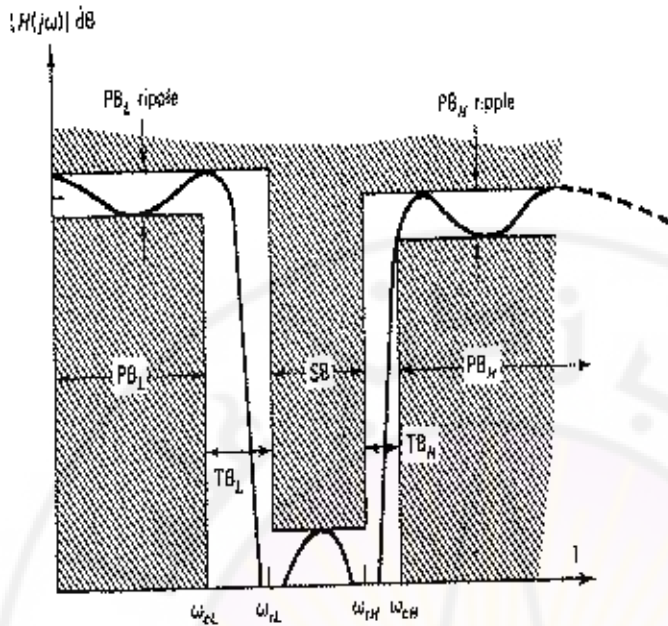
$$(\omega_{SH} / \omega_{CH} \neq \omega_{CL} / \omega_{SL})$$



الشكل (٦-٣): مرشح تمرير الحزمة.

٢-١-٤- مرشح منع مجال BRF:

كما هو مبين بالشكل (٦-٤) فإن هذا المرشح يكبح مجالاً محدوداً من الترددات بينما يمرر كلاً من الترددات العليا والدنيا خارج ذلك المجال . بناءً عليه فإن لهذا المرشح حزمي تمرير عليا PB_H ودنيا PB_L .



الشكل (٤-٦) : مرشح منع الحزمة

٢-٢- مواصفات فرق الطور أو التأخير :

كثيراً ما يتم اللجوء إلى وضع أصفار التابع $N(S)=0$ على المحور $j\omega$ في مستوي لابلاس بهدف تحقيق المواصفات المطالية للمرشح $H(S)$ بشكل أكثر فعالية، أي بجعل مرتبة المرشح n أقل ما يمكن ، لكن يمكن البرهان أن مثل هذه الوضعية (تابع الطور الأصغري) تفرز ارتباطاً بين المطال والصفحة . تعتبر مثل هذه الحالة قليلة الأثر في التطبيقات السمعية بسبب ضعف حساسية الأذن البشرية لتغيرات الصفحة أو التأخير بدلالة التردد . ولكن تطبيقات أخرى مثل مجال الفيديو أو النقل الرقمي تتسبب بتغيرات الصفحة التي تحدثها المرشحات تشويهات غير مقبولة على شكل إشارة الفيديو أو الإشارة الرقمية في مستوي الزمن .

وعليه فإن تسابع التحويل للمُبكة يجب أن يكون لا أصغرياً، وبالتالي فإن
أصفار التابع $H(S)$ سوف تتوضع في النصف الأيمن من مستوي لابلاس،
لتسهيل تحقيق ذلك فإن تابع الترشيح اللاصغري $H_N(S)$ يقسم عادة إلى
جزأين (جداء تابعين) الأول تابع طور أصغري $H_M(S)$ والثاني تابع تمرير
كلي $H_{AP}(S)$ بحيث:

$$H_N(S) = H_M(S) - H_{AP}(S) \quad (٢-٦)$$

ويتحقق هذا الفصل بواسطة أحداث زيادة في عدد الأقطاب والأصفار
في النصف الأيمن من مستوي لابلاس بحيث تكون مرآة لكل الأصفار
الواقعة في النصف الأيمن من مستوي لابلاس كما في الشكل (٦-٥). في
هذه الحال فإن تابع التمرير الكلي:

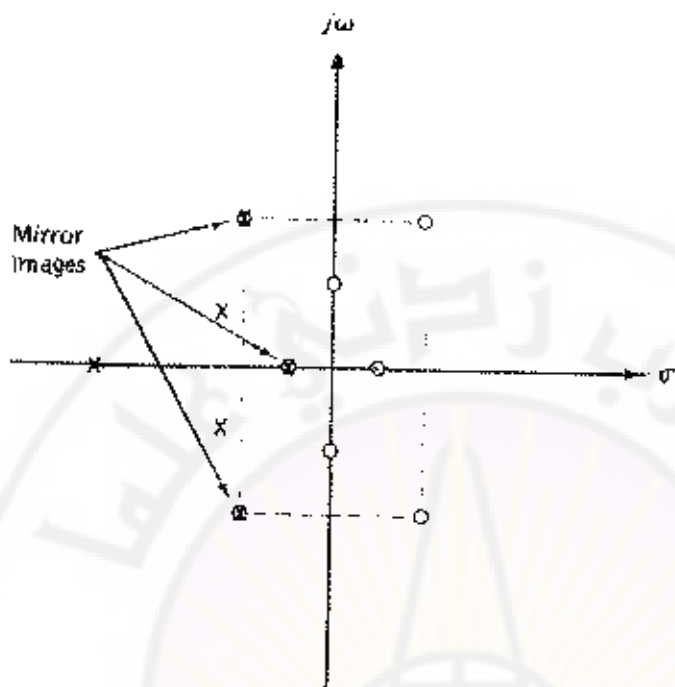
$$H_{AP}(S) = N_{AP}(S) / D_{AP}(S)$$

يتشكل بتجميع كل أصفار النصف الأيمن من مستوي لابلاس ضمن $N_{AP}(S)$
بينما يجتمع في $D_{AP}(S)$ كل الأقطاب المتشكلة من المرآة التي تعكس أصفار
النصف الأيمن من مستوي لابلاس. بينما يحتوي تابع الإزاحة الأصغري
 $H_M(S)$ كل الأقطاب والأصفار الباقية، والمثال التالي يوضح هذا الأمر .

مثال : ٦-١

عبر عن تابع الطور اللاصغري المبين أدناه $H_N(S)$ على شكل جداء تابعين
 $H_{AP}(S)$ و $H_M(S)$

$$H_N(S) = \frac{N_N(S)}{D_N(S)} = \frac{(S^2 + 2S + 6)(S^2 - 4S + 8)(S - 3)}{(S^2 + S + 4)(S^2 + 3S + 7)(S + 1)}$$



الشكل (٥-٦): أقطاب وأصفار مرشح APF.

الحل :

للستابع $H_N(S)$ ثلاثة أصفار في النصف الأيمن من مستوي لابلاس وصفر عند $S_1 = 3$ وصفر مزدوج عند $S_{2,3} = 2 \pm j2$ وعليه فإننا نزيد $H_N(S)$ بإضافة ثلاث أقطاب وثلاثة أصفار بحيث تكون مرآة لكل من S_3, S_2, S_1 أي كما يلي :

$$H_N(S) = \frac{(S - 3)(S^2 + 2S + 6)(S^2 - 4S + 8)(S + 3)(S^2 + 4S + 8)}{(S + 1)(S^2 + S + 4)(S^2 + 3S + 7)(S + 3)(S^2 + 4S + 8)}$$

حيث يلاحظ عدم التغير في التابع باعتبار أن الأصفار والأقطاب المضافة يلغي بعضها البعض . بناء على ما سبق يمكن أن نكتب :

$$H_{AP}(S) = \frac{N_{AP}(S)}{D_{AP}(S)} = \frac{(S-3)(S^2-4S+8)}{(S+3)(S^2+4S+8)}$$

$$H_M(S) = \frac{(S+3)(S^2+4S+8)(S^2+2S+6)}{(S+1)(S^2+S+4)(S^2+3S+7)}$$

$$H_N(S) = H_M(S) \cdot H_{AP}(S) \quad \text{وحيث}$$

يلاحظ من هذا المثال أن $N_{AP}(S) = \pm D_{AP}(-S)$ وبذلك يكون للتابع $H_{AP}(S)$ الشكل التالي :

$$H_{AP}(S) = \pm \frac{D_{AP}(-S)}{D_{AP}(S)} \quad (3-6)$$

أي أن $|H_{AP}(j\omega)| = 1$ مهما كانت ω مما يعني استجابة متساوية بالمطال

لكل الترددات. وعليه فإن $H_{AP}(j\omega) = \exp j[\phi_{AP}(\omega)]$

$$\phi_{AP}(\omega) = -2 \tan^{-1} \frac{D_I(\omega)}{D_R(\omega)} \quad \text{حيث:}$$

وحيث $D_R(\omega) = R_e[D_{AP}(j\omega)]$ أي الجزء الحقيقي بينما :

$$D_I(\omega) = I_m[D_{AP}(j\omega)]$$

أي الجزء التخيلي لـ $D_{AP}(j\omega)$.

يتضح من ذلك أن دائرة التمرير الكلي تستطيع أن تحقق أي تابع فرق طور وفقاً للعلاقة (3-6) أو ما يكافئ ذلك من تأخير بحيث:

$$\tau_{AP}(\omega) = d\phi_{AP}(\omega) / d\omega \quad \text{وذلك دون أي تأثير على مطال الإشارة.}$$

تتيح لنا هذه الخاصية لتابع التمرير الكلي APF أن نتمكن من إيجاد تابع

تحويل $H(S)$ مناسب لخصائص المطال المطلوبة وبالتالي تشكيل المرشح

الملائم. فإذا ما كانت خصائص الطور أو التأخير غير ملائمة فإن بإمكاننا

إيجاد تابع تمرير كلي $H_{AP}(S)$ بحيث يكون التأخير الكلي أو فرق الصفحة

الكلي τ_r أو ϕ_r لجداء التابعين $H(S)$ مع $H_{AP}(S)$ محققاً للمطلوب، حيث

تربط الدارتان على شكل تسلسلي وبالتالي تجمع فروق الصفحة أو التأخيرات كما يلي :

$$\phi_r(\omega) = \phi(\omega) + \phi_{AP}(\omega) \quad (1-4-6)$$

$$\tau_r(\omega) = \tau(\omega) + \tau_{AP}(\omega) \quad (2-4-6)$$

إن هذا الحل يزيد في الواقع من التأخير أو من فرق الطور ولكن ذلك لا يؤثر على سلامة نقل الإشارات (بدون تشويه) لأن ما يهم فعلاً هو خطية الـ ϕ_r أي ثبات الـ τ_r ضمن المجال الترددي المطلوب وليس مقداره . إن اختيار العمل بالعلاقة (1-4-6) أو (2-4-6) يحدد تسمية الدارة بأنها دائرة مسوي تأخير Delay Equalizer أو دائرة إزاحة طور Dephasor .

إن تحقيق المرشحات المبينة في الأشكال السابقة يستدعي استخدام توابع رياضية مناسبة للوصول إلى وظيفة الترشيح المطلوبة وذلك بالتركيز على أهم توابع التقريب وهي توابع بتروورت Butterworth ، تشيبشيف Tchybechev وبيسل Bessel. سوف تطبق كل من هذه التوابع وبشكل متعاقب على مختلف أنواع الترشيح التي ذكرت: LPF, HPF, BPF, BRF, APF, وذلك بدءاً بالمرشح الأساسي LPF .

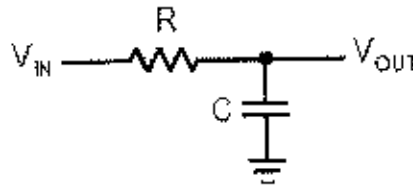
٣- مرشح التمرير المنخفض LPF :

يبين الشكل (٦-٦) أبسط مرشح تمرير منخفض غير فعال ذي تابع

التحويل:

$$A(S) = \frac{1}{1 + SRC} \quad (5-6)$$

حيث $S = \sigma + j\omega$ ولكن $\sigma = 0$ عند تطبيق إشارة جيبيه نقية وبالتالي تصبح $S = j\omega$ فقط.



الشكل (٦-٦) : مرشح تمرير منخفض غير فعال

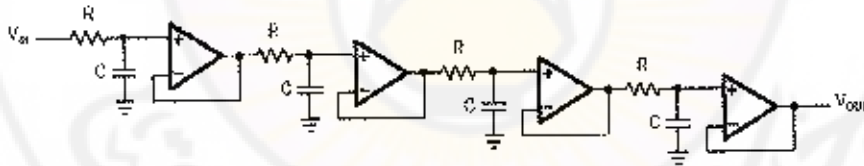
عندما نجري عملية نظم لتابع التحويل بدلالة تردد القطع ω_c حيث:

$$S = \frac{s}{\omega_c} = \frac{j\omega}{\omega_c} = j\Omega, \quad \omega_c = \frac{1}{RC}$$

تصبح العلاقة (٦-٥) كما يلي :

$$A(S) = \frac{1}{1+S}, \quad |A| = \frac{1}{\sqrt{1+\Omega^2}}$$

إن معدل الإنحدار للتابع $A(S)$ هو 20dB/decade وإذا أردنا الحصول على معدل انحدار أكبر نطلب الأمر زيادة عدد المرشحات n كما في الشكل (٦-٧) حيث يضاف مكبر العمليات لمنع تحميل المراحل بعضها بعضاً.



الشكل (٦-٧) : مرشح تمرير منخفض غير فعال من المرتبة الرابعة .

عند ذلك يصبح تابع التحويل كما في العلاقة التالية :

$$A(S) = \frac{1}{(1+\alpha_1 S)(1+\alpha_2 S) \dots (1+\alpha_n S)} \quad (٦-٦)$$

حيث تتماثل ترددات القطع لكل مقطع من مقاطع من مقاطع المرشح f_c أي:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \dots \alpha_n = \sqrt[2^n]{2 - 1}$$

وحيث تردد القطع f_c لكل مقطع من المرشح يكبر بمقدار $\frac{1}{\alpha}$ من تردد القطع الكلي للمرشح.

وبين الشكل (٦-٨) سلوك هذا المرشح من المرتبة الرابعة . حيث يلاحظ انخفاض تردد القطع الإجمالي للمرشح بمقدار $\alpha \approx 2.3$ بالمقارنة مع تردد القطع f_c لكل مقطع من هذا المرشح . كما يبين الشكل (٦-٨) أيضاً منحنى الاستجابة لمرشح مثالي من الدرجة الرابعة . يتضح من المقارنة مع المرشح المثالي بأن مرشح الـ RC يعاني من العيوب الهامة التالية :

- تأخير كسب مجال التمرير قبل تردد القطع f_c بشكل كبير الأمر الذي يخالف متطلبات المرشح الأمثل .

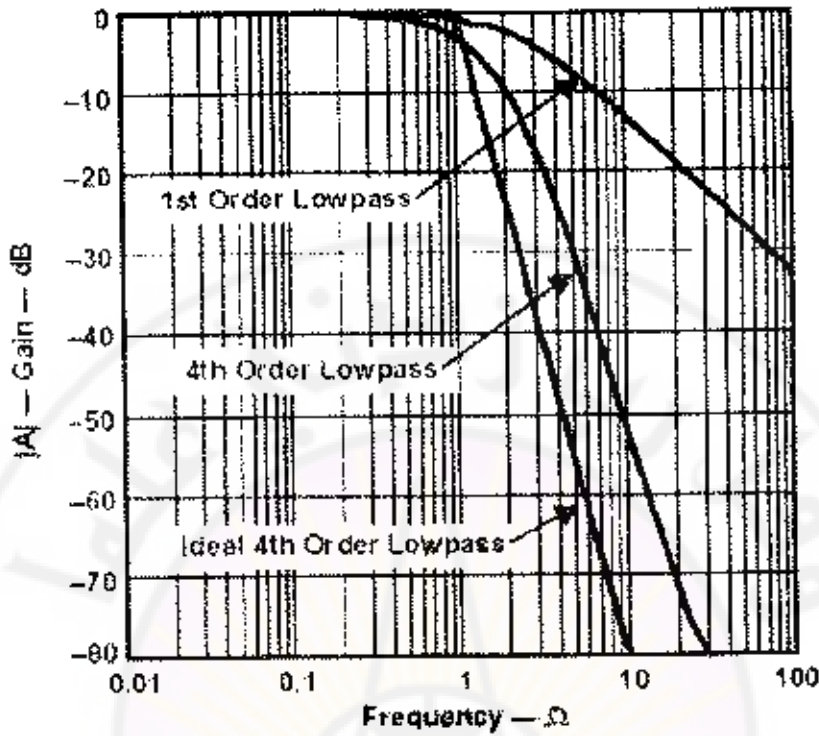
- يتم الانتقال من مجال التمرير إلى مجال القطع بشكل متدرج غير حاد (انحدار ضعيف Roll-off)

- انعدام الخطية في فرق الطور مما يزيد تشويه الإشارة بشكل غير مقبول .
إن من الممكن - في الواقع - أمثلة استجابة المرشح LPF (بالمطال أو بالطور) بشكل يحقق أحد المعايير التالية :

١- تسطح أعظمي في مجال التمرير .

٢- انتقال حاد من مجال التمرير إلى مجال القطع .

٣- فرق طور خطي .



الشكل (٦-٨): الإستجابة الترددية لمرشح المرتبة الرابعة

ومن أجل الحصول على هذا الهدف يتوجب على تابع التحويل أن يحتوي أقطاباً عقدية وأن يكون من الشكل المبين :

(٦-٧)

$$A(S) = \frac{A_0}{(1+a_1S+b_1S^2)(1+a_2S+b_2S^2)\dots(1+a_nS+b_nS^2)} = \frac{A_0}{\prod_i (1+a_iS+b_iS^2)}$$

حيث A_0 الكسب في مجال التمرير و a_i و b_i معاملات المرشح .
بما أن المقام $D(S)$ عبارة عن جداء حدود تربيعية فإن تابع التحويل يعبر عن ترابط تسلسلي لمراحل ترشيح LPF من المرتبة الثانية حيث a_i و b_i

معاملات حقيقية موجبة . تحدد هذه المحددات مواقع الأقطاب لكل من المراحل المذكورة وبالتالي فهي تقرر سلوك تابع التحويل الخاص به .
تبين الجداول المبينة بالملحق (٢) قيم محدّدات المرشح بما يحقق إحدى النقاط المذكورة أعلاه:

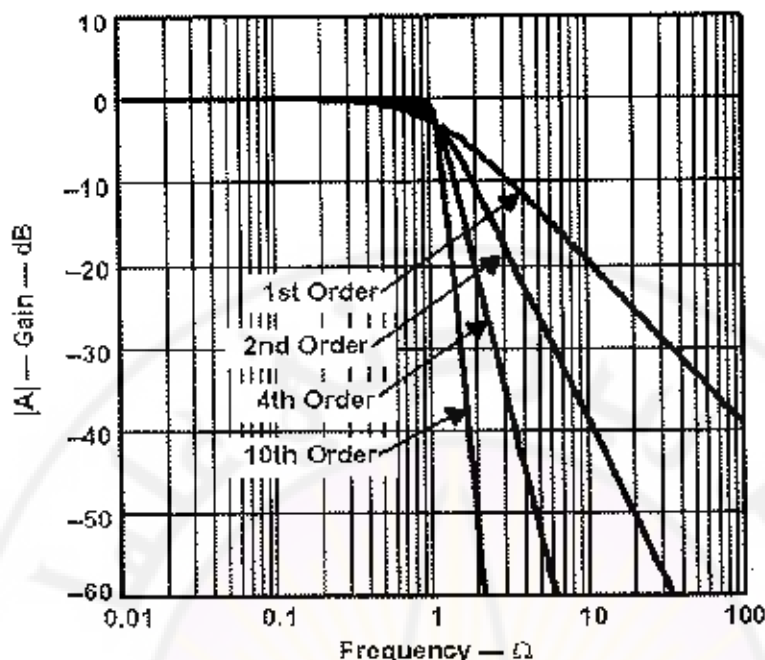
• محدّدات تابع بترورث للحصول على تسطح أعظمي ضمن مجال التمرير .
• محدّدات تشبيشيف للحصول على انحدار حاد من مجال التمرير إلى مجال القطع.

• محدّدات بيسل للحصول على خطية في الصفحة ضمن المجال حتى f_c
إن أمثلة تابع التحويل للمرشح RC غير ممكنة بسبب إنعدام الأقطاب العقدية . وبالتالي لا بد من استخدام RLC لتحقيق المطلوب ولكن هذه المرشحات ينحصر استخدامها حالياً للعمل عند ترددات تتجاوز 10MHz حيث يستخدم المرشح الفعال بشكل واسع عند الترددات التي دون هذه القيمة .

٣-١- مرشح التمرير المنخفض نوع بترورث (Butterworth LPF):

كما ذكرنا سابقاً فإن مرشح بترورث ذا التمرير المنخفض يمتاز بتسطح أعظمي لمجال التمرير وبالتالي فإنه يستخدم غالباً في المرشحات المضادة للمزايقة (Antialiasing) قبل عملية أخذ العينات والتبديل A/D حيث نحتاج إلى دقة جيدة لسويات الإشارة المعالجة عبر عرض المجال المطلوب .

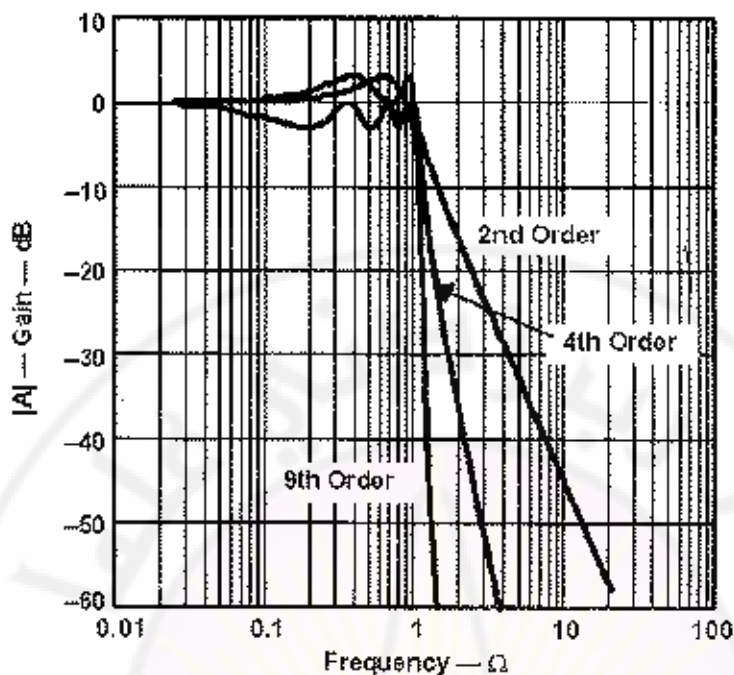
يبين الشكل (٦-٩) منحنى الإستجابة لمرشح بترورث LPF (بدلالة تردد منظوم $\Omega = f/f_c$) حيث نلاحظ امتداد التسطح الأعظمي للمرشح مع ازدياد مرتبة المرشح .



الشكل (٦-٩): إستجابة مرشح بترورث LPF.

٣-٢- مرشح التمرير المنخفض نوع تشيبشيف (Tchebycheff LPF):

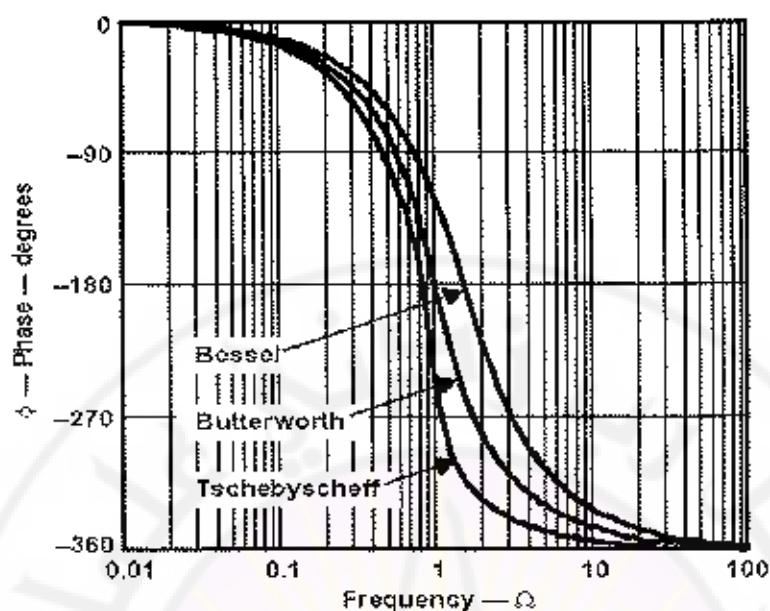
يمكننا هذا المرشح من تحقيق انحدار أكبر بالاستجابة عند f_c (ويوضح الشكل (٦-١٠) هذا الأمر مع ملاحظة أن هناك تعرجاً ضمن مجال الاستجابة وتزداد هذه التعرجات حدة مع ارتفاع درجة المرشح . وتحسب هذه التعرجات على أساس تعرج واحد لكل مرحلة من الدرجة الثانية المكونة للمرشح . ويلاحظ أن للمرشحات زوجية المرتبة تعرجات فوق خط الـ 0dB بينما تعرجات المرشحات فردية المرتبة تقع تحت خط الـ 0dB. تستخدم مرشحات تشيبشيف في تطبيقات بنوك الترشيح (Filter-Banks) حيث يكون المحتوى الطيفي للإشارة هو الأهم وليس ثبات المطال لاستجابة المرشح .



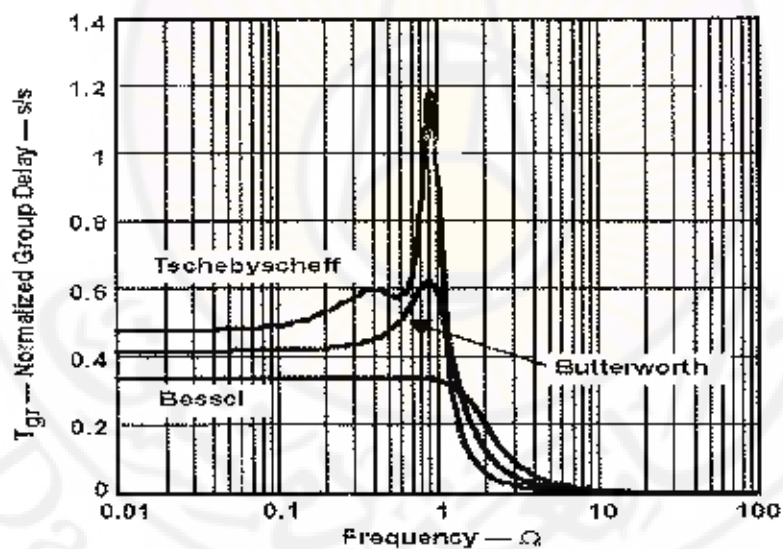
الشكل (٦-١٠): مرشح تشيبيشيف LPF .

٣-٣- مرشح التمرير المنخفض نوع بيسيل (Bessel LPF):

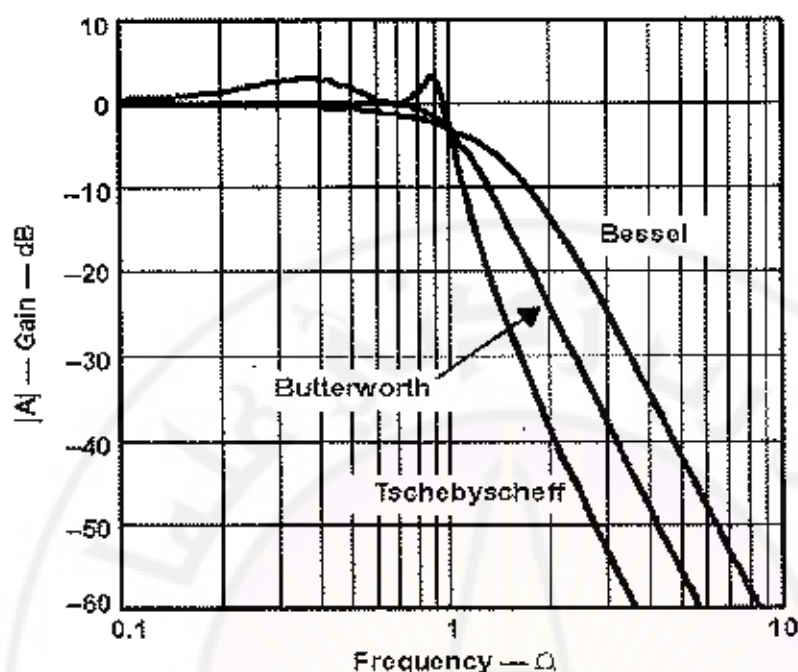
يمتاز هذا المرشح بخطية كبيرة بالطور عبر مجال التمرير كله وهذا يعطينا بدوره تأخير مجموعة ثابت ضمن ذلك المجال .
وتعطي هذه الخاصية إمكانية إمكانية جيدة في نقل المعطيات بشكل أمثل . إن هذه الخاصية لا تتوافق بطبيعة الحال مع الخاصيتين السابقتين اللتين يمنحهما كل من مرشح بتروورث أو مرشح تشيبيشيف ، يبين الشكل (٦-١١) و (٦-١٢) خصائص الطور والتأخير لهذا المرشح بدلالة التردد f .
كما يظهر الشكل (٦-١٣) مقارنة بين المرشحات الثلاثة المذكورة أعلاه وكلها من نفس الدرجة ($n=4$) .



الشكل (٦-١١): مرشح بيسيل I.P.F .



الشكل (٦-١٢): خصائص التأخير لأنواع المرشحات.



الشكل (٦-١٣): الإستجابة الترددية للمرشحات .

٣-٤ - عامل الجودة Q :

يعد عامل الجودة Q محدداً كافياً بالتصميم لدرجة المرشح n إذ يمكننا التعبير مثلاً عن تصميم مرشح تشيبيشيف LPF من الدرجة n بتصميم مرشح شبيشيف LPF بمعامل جودة Q مفروض .
ومن أجل مرشح تمرير مجال نحدد Q بأنها نسبة التردد الأوسط f_m إلى عرض المجال المحدد بنقطة الـ 3dB أي :

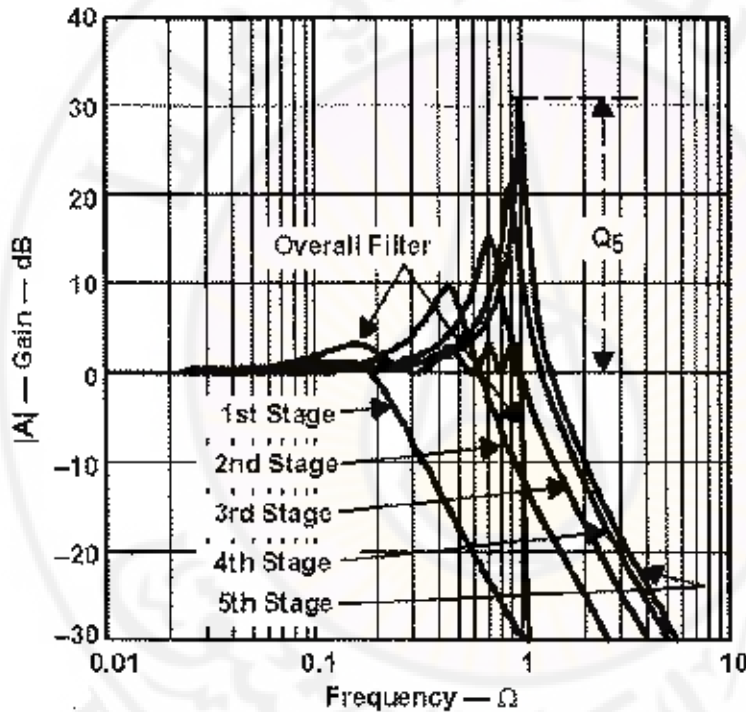
$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} \quad (٦-٨)$$

أما في مرشح التمرير المنخفض LPF فإن Q تعبر عن معامل جودة القطب وتحدد كما يلي :

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (٩-٦)$$

وعليه فإن بالإمكان تمثيل الـ Q العالية بيانياً على أنها المسافة بين خط الـ 0dB وبين قمة الاستجابة للمرشح .

يبين الشكل (٦-١٤) مثالاً على هذا الأمر في حالة مرشح نوع LPF تشيشف من الدرجة العاشرة بدلالة معاملات الجودة الفردية Q_i لكل من مكونات الخمسة .



الشكل (٦-١٤): الـ Q_i لمرشح تشيشف من المرتبة العاشرة .

إن قيمة الإستجابة المطالية لهذا المرشح عند القمة 31dB وهي القيمة اللوغارتمية لـ Q_5 حيث :

$$Q5[dB] = 20 \log Q5, \quad Q5 = 10^{\frac{31}{20}} = 35.48$$

وهي قيمة تقع ضمن مجال خطأ قدره 1% للقيمة النظرية لـ $Q=35.85$ المعطاة بالجدول (٦-٩) .

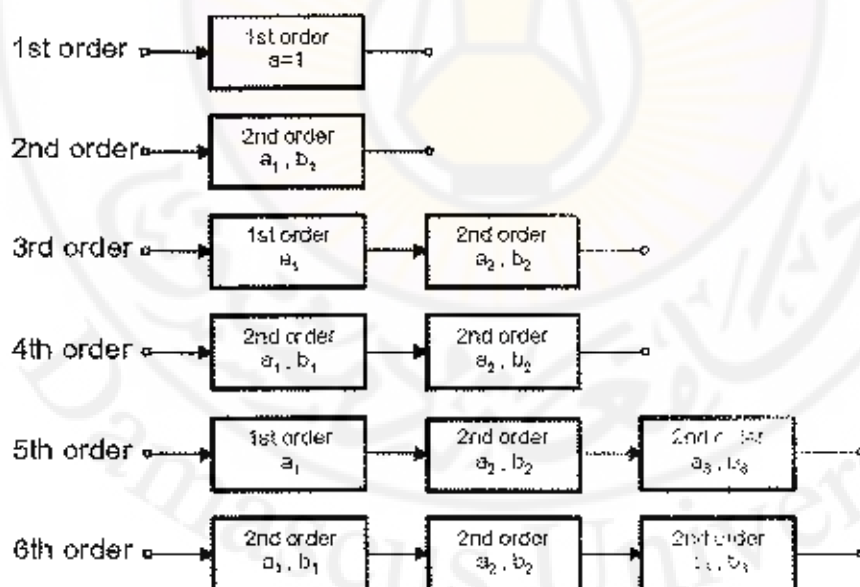
٤ - تصميم مرشح التمرير المنخفض LPF :

تمثل العلاقة (٦-٧) تابع التحويل لمرشح تمرير منخفض متعدد المراحل كل منها من المرتبة الثانية حيث يعطى تابع التحويل لمرحلة واحدة :

$$A_i(S) = \frac{A_0}{1+a_i S + b_i S^2} \quad (٦-١٠)$$

أما بالنسبة لمرشح المرتبة الأولى فإن المعامل b يساوي الصفر دوماً وذلك لتقليل الطلب على تكبير الحلقة المفتوحة لمكبر العمليات .

يبين الشكل (٦-١٥) كيفية ترابط مرشح من المرتبة السادسة حيث يتألف المرشح زوجي المرتبة من مراحل مرتبة ثنائية فقط بينما تضاف مرحلة من المرتبة الأولى في بداية المرشح ذو المرتبة الفردية لـ n .

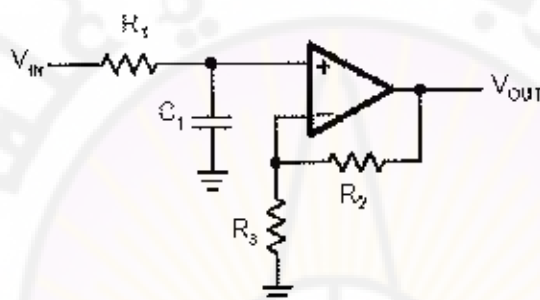


الشكل (٦-١٥): ترابط مرشحات من المرتبة n

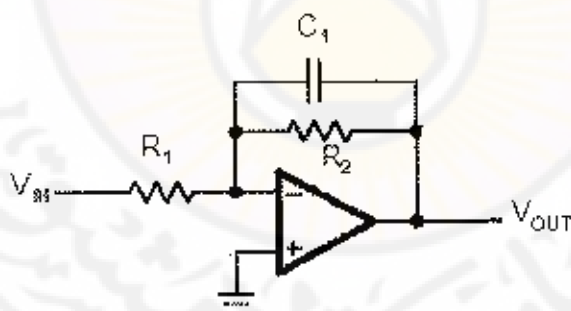
يبين الشكل (٦-١٤) أنه كلما ارتفعت قيمة تردد القطع للمرشح الجزئي ارتفعت Q له . وعليه يجب ترتيب هذه المرشحات بالشكل المتصاعد لـ Q وذلك لتحاكي تشبع المراحل الجزئية . تبين الجدول (٦-٤) حتى (٦-١٠) قيم Q لكل مرشح .

٤-١- تصميم مرشح التمرير المنخفض ذي المرتبة الأولى :

يبين الشكلان (٦-١٦) و (٦-١٧) مرشح التمرير المنخفض من الدرجة الأولى باستخدام مكبر عاكس ومكبر غير عاكس.



الشكل (٦-١٦): مرشح LPF من المرتبة الأولى باستخدام مكبر غير عاكس.



الشكل (٦-١٧): مرشح LPF من المرتبة الأولى باستخدام مكبر عاكس.

حيث تابع التحويل للأول هو :

$$A(S) = \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + \omega_c R_1 C_1 S} \quad (٦-١١)$$

وتابع التحويل الثاني هو:

$$A(S) = \frac{-R_2 / R_1}{1 + \omega_c R_2 C_1 S} \quad (١٢-٦)$$

حيث :

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$a_1 = \omega_c R_1 C_1, \quad a_1 = \omega_c R_2 C_1$$

أو باستخدام التكبير المستمر A_0 وتردد القطع f_c نجد :

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1}, \quad R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1}$$

$$R_2 = R_1(A_0 - 1), \quad R_1 = R_2 / A_0$$

حيث يؤخذ الثابت a_1 من أحد جداول الثوابت (٦-٤) وحتى (٦-١٠) ، حيث يلاحظ أن كل أنواع مرشحات المرتبة الأولى متماثلة و $a_1=1$ بينما $a_1 \neq 1$ في المرشحات ذات المرتبة الأعلى لأن تردد الزاوية corner لمرشح الدرجة الأولى يختلف عن تردد الزاوية للمرشح الكلي .

مثال : ٦-٢

احسب R_1 لمرشح مرتبة أولى فيه $f_c=1\text{KHZ}$ و $C_1=47\text{nF}$

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} = 3.38\text{K}\Omega$$

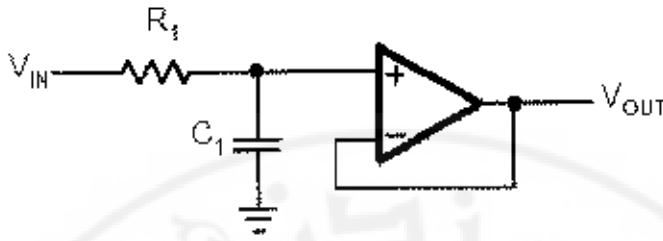
أعد نفس الحساب من أجل مرشح بيسيل من الدرجة الثالثة (كسب واحد) بفرض نفس القيم لـ C_1 و f_c في هذه الحالة :

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} = 2.56\text{K}\Omega$$

حيث أخذت قيمة $a_1=0.756$ من الجدول (٦-٤).

وعند العمل باستخدام مكبر غير عاكس بكسب واحد فإن ذلك يعطينا دقة أفضل بقيمة الكسب وذلك بالمقارنة مع مكبر عاكس ذي تضخيم واحد

بسبب اعتماد القيمة في هذه الحالة على تسامح المقاومات R_1, R_2 الشكل (١٨-٦).



الشكل (١٨-٦): مرشح LPF من المرتبة الأولى باستخدام مكبر غير عاكس بكسب واحد

٤-٢- تصميم مرشح التمرير المنخفض من المرتبة الثانية :

هناك مكانيتان لتحقيق هذا المرشح الأولى باعتماد الشكل المسمى

Sallen-Key والثانية تعتمد ما يسمى التغذية الخلفية المتعددة Multiple Feedback - MFB.

٤-٢-١ دائرة Sallen-Key :

إن الشكل العام المبين لدائرة Sallen-Key والمبينة في الشكل (١٩-٦)

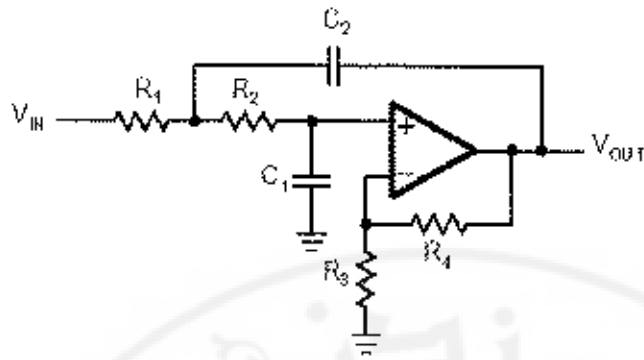
تسمح بحرية الحصول على القيمة المرغوبة للكسب من خلال العلاقة $A_0 = 1 + R_4/R_3$ إلا أن الدارة المبينة في الشكل (٢٠-٦) والتي تعتمد الكسب الواحدي تستخدم في التطبيقات ذات الدقة العالية للكسب (وهو واحد) بالإضافة لانخفاض عامل الجودة $Q < 3$.

ويعطى تابع التحويل للدائرة المبينة في الشكل (١٩-٦) بالعلاقة:

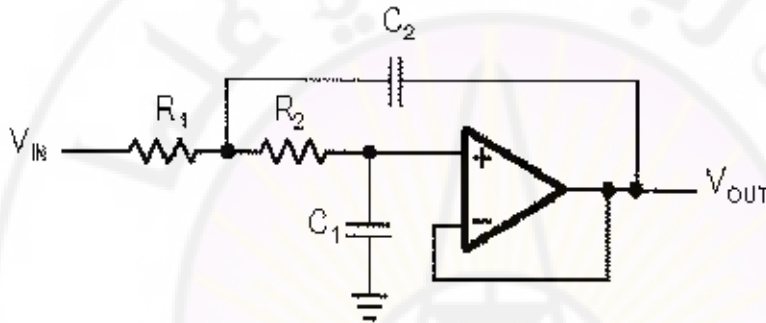
$$A(S) = \frac{A_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1C_2]S + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2S^2} \quad (١٣-٦)$$

أما تابع التحويل للشكل (٢٠-٦) فيعطى بالعلاقة (أي $A_0 = 1$):

$$A(S) = \frac{1}{1 + \omega_c C_1(R_1 + R_2)S + \omega_c^2 R_1R_2C_1C_2S^2} \quad (١٤-٦)$$



الشكل (٦-١٩): مرشح (Sallen-Key LPF)



الشكل (٦-٢٠): مرشح (Sallen-Key LPF) بكسب واحد

حيث تظهر المقارنة بالمعاملات المبينة في العلاقة (٦-١٠) مايلي:

$$A_0 = 1, \quad a_1 = \omega_c C_1 (R_1 + R_2), \quad b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2$$

وبفرض أن قيم C_1, C_2 معطاة، نجد قيم R_1, R_2 :

$$R_{1,2} = \frac{a_1 C_2 \pm \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_c C_1 C_2}$$

في هذه الحالة، ولكي نحصل على قيم حقيقية للجذر التربيعي يجب على C_2

تحقيق الشرط التالي:

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1}{a_1^2} \quad (٦-١٥)$$

مثال: ٦-٣

المطلوب تصميم مرشح تشيبيشيف تمرير منخفض من الدرجة الثانية ذو كسب واحد حيث $f_c = 3\text{KHz}$ وبتعرج قدره 3dB

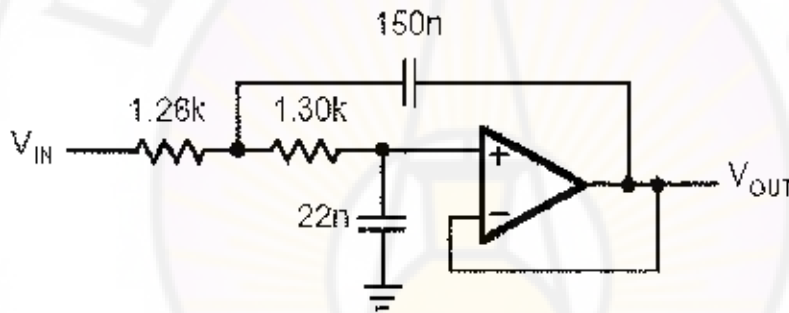
الحل:

نحصل على قيم ثوابت المرشح من الجدول (٦-٩) المبين بالملحق (٢) حيث: $b_1 = 1.9305$, $a_1 = 1.0650$ وافترض $C_1 = 22\text{nf}$ نجد من العلاقة

(٦-١٥) أن: $C_2 \geq 150\text{nf}$ بإدخال ذلك في علاقتي R_1 , R_2 نجد أن:

$$R_1 = 1.26\text{K}\Omega , R_2 = 1.30\text{K}\Omega$$

أما الدارة النهائية فهي مبينة في الشكل (٦-٢١)



الشكل (٦-٢١): مرشح تشيبيشيف LPF من الدرجة الثانية.

أما الحالة الخاصة للمرشح Sallen-Key فهي $C = C_1 = C_2$, $R = R_1 = R_2$ حيث يتحول تابع التحويل إلى الشكل التالي :

$$A(S) = \frac{A_0}{1 + \omega_c RC(3 - A_0)S + (\omega_c RC)^2 S^2} \quad (٦-١٦)$$

حيث: $A_0 = 1 + R_4 / R_3$

وبالمقارنة مع العلاقة (٦-١٥) نجد :

$$a_1 = \omega_c RC(3 - A_0) , b_1 = (\omega_c RC)^2$$

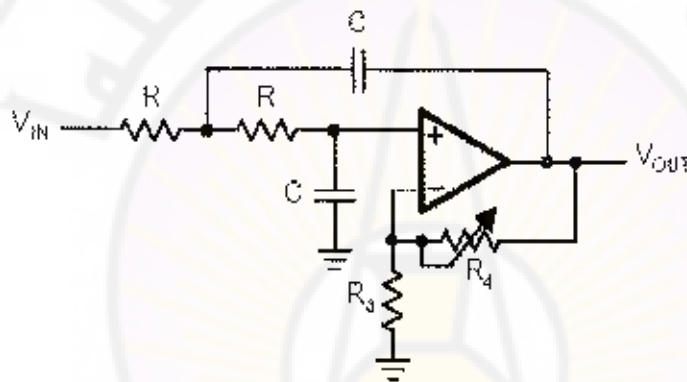
بفرض C معلومة نجد أن R , A_0 تعطي العلاقة :

$$R = \frac{\sqrt{b_1}}{2\pi f_c C} \quad , \quad A_0 = 3 - \frac{a_1}{\sqrt{b}} = 3 - \frac{1}{Q} \quad (١٧-٦)$$

حيث نلاحظ أن A_0 تعتمد فقط على عامل جودة القطب Q والعكس بالعكس ، وبالتالي يعتمد المرشح على قيمة A_0 الموضوعه أي:

$$Q = \frac{1}{3 - A_0}$$

يبين الشكل (٦-٢٢) دائرة تسمح بتغيير نوع المرشح من خلال تغيير نسبة المقاومات R_4 / R_3 .



الشكل (٦-٢٢): تغيير المرشح بواسطة R_4 .

يبين الجدول (٦-١) أدناه معاملات المرشح من المرتبة الثانية ولكل نوع من أنواع المرشحات كما يعطي قيم R_4/R_3 لضبط الـ Q .

Table 16-1. Second-Order Filter Coefficients

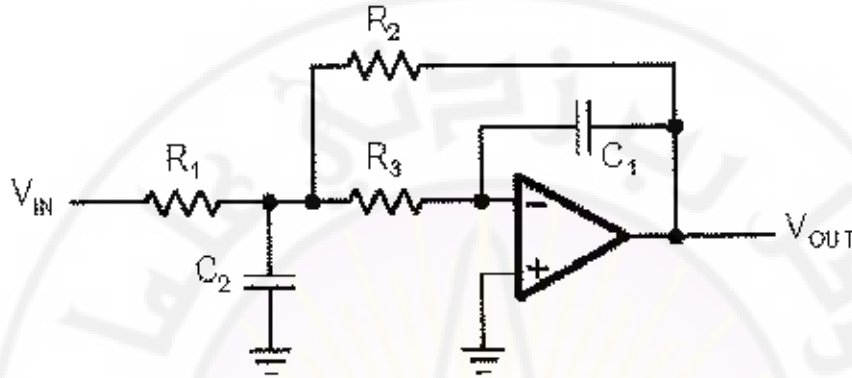
SECOND-ORDER	BESSEL	BUTTERWORTH	3-dB TSCHEBYSCHIEFF
a_1	1.3617	1.4142	1.065
b_1	0.616	1	1.9305
Q	0.58	0.71	1.3
R_4/R_3	0.262	0.508	0.234

الجدول (٦-١): محددات مرشح المرتبة الثانية.

٤-٢-٢-مرشح التمرير المنخفض ذو التغذية الخلفية المتعددة:

(MFB-LPF)

تستخدم هذه الدارة عادة في المرشحات التي تتطلب Q عالية وكسب مرتفع أيضاً، الشكل (٦-٢٣).



الشكل (٦-٢٣): مرشح MFB-LPF.

حيث:

$$A(S) = \frac{R_2 / R_1}{1 + \omega_c C_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}) S + \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 S^2} \quad (٦-١٨)$$

ومن العلاقة (٦-١٠) نجد:

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \quad a_1 = \omega_c C_1 (R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}), \quad b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3$$

وبفرض قيم C_1, C_2 معطاة يكون:

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2 (1 - A_0)}}{4\pi f_c C_1 C_2}, \quad R_1 = \frac{R_2}{-A_0}, \quad R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_c^2 C_1 C_2 R_2}$$

ولكي نحصل على قيمة حقيقية لـ R_2 يجب تحقيق الشرط التالي:

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1(1-A_0)}{a_1^2} \quad (١٩-٦)$$

٤-٣- مرشح التمرير المنخفض ذي المرتبة الأعلى :

نحتاج إلى مرشحات تمرير منخفض ذات مرتبة أعلى للحصول على انحدار أشد في الاستجابة (Roll-off) بعد تردد القطع ، ولتحقيق ذلك تتم عملية الربط التسلسلي بين عدد من مراحل المرتبة الثانية و الأولى كما سبق الإشارة إليه .

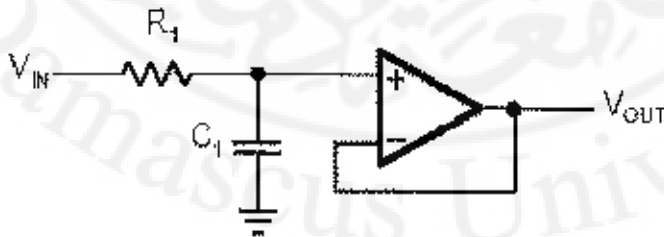
لتسهيل عملية التصميم للمرشحات الجزئية المكونة للمرشح ذي المرتبة الأعلى فإن الجداول (٦-٤) حتى (٦-١٠) في الملحق (٢) تبين المعاملات المطلوبة لكل مرشح وصولاً للمرشح من الدرجة العاشرة .

مثال ٦-٤ :

المطلوب تصميم مرشح بيسيل Sallen-Key LPF من المرتبة الخامسة بحيث تكون $f_c = 50 \text{ KHz}$

الحل : من الجدول (٦-٥) نجد ثوابت هذا المرشح كما يلي :

	a_i	b_i
Filter 1	$a_1 = 1$	$b_1 = 0$
Filter 2	$a_2 = 1.6180$	$b_2 = 1$
Filter 3	$a_3 = 0.6180$	$b_3 = 1$



من ثم نعمل على حساب قيم عناصر كل مرشح جزئي كما يلي :
المرشح الأول: وبفرض $C_1=1nF$ يكون:

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c C_1} = 3.18K\Omega$$

حيث إن أقرب قيمة معيارية هنا (بتسامح 1%) هي $3.16K\Omega$
المرشح الثاني: من الشكل (٦-٢٠) وبفرض $C_1=820pF$ نجد:
(أقرب قيمة معيارية بدقة 5%)

$$C_2 > C_1 \frac{4b_2}{a_2^2} \geq 1.26nf \Rightarrow C_2 = 1.5nf$$

$$R_1 = 1.87K\Omega , R_2 = 4.42K\Omega$$

عند ذلك نجد:

وهي قيمة متاحة بدقة 1% .

المرشح الثالث: إن تصميم هذا المرشح مماثل لتصميم المرشح الثاني ولكن
بشديد b_2, a_2 بـ b_3, a_3 فينتج:

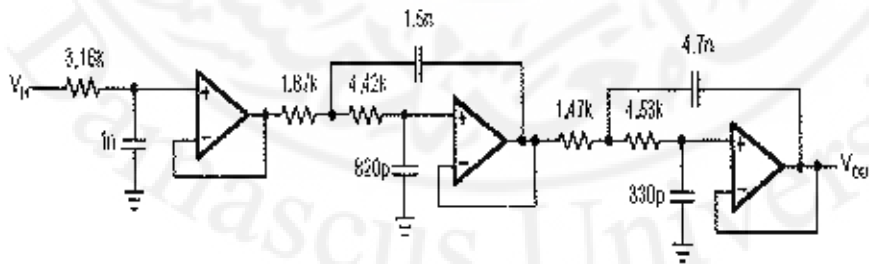
$$C_1 = 330pF \quad \text{من أجل}$$

$$C_2 \geq 3.46nf \Rightarrow C_2 = 4.7nf \quad \text{(أقرب قيمة معيارية)}$$

$$R_1 = 1.45K\Omega \Rightarrow R_1 = 1.47K\Omega \quad \text{كما أن: (أقرب قيمة معيارية 1%)}$$

$$R_2 = 4.51K\Omega \Rightarrow R_2 = 4.53K\Omega \quad \text{(أقرب قيمة معيارية 1%)}$$

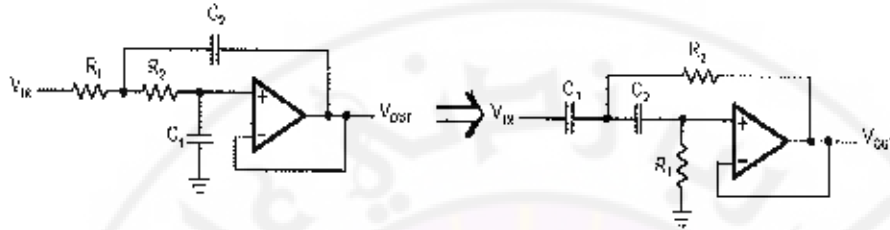
يبين الشكل (٦-٢٤) المرشح المطلوب بمراحله الثلاثة.



الشكل (٦-٢٤): مرشح بيسيل Sallen-Key من المرتبة الخامسة .

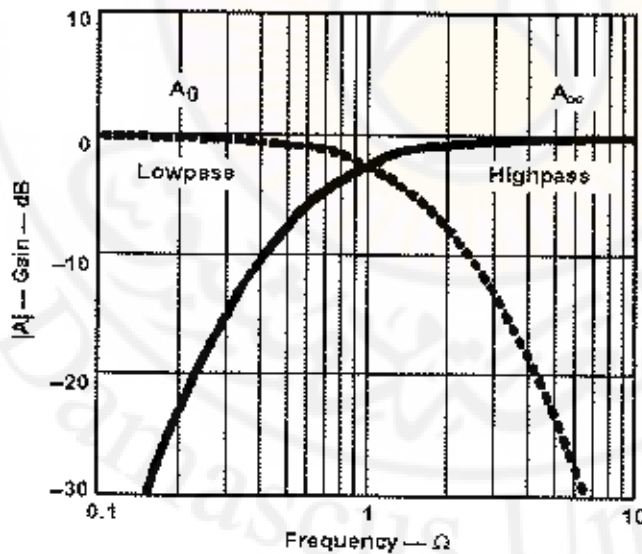
٥- تصميم مرشح التمرير المرتفع (HPF) :

يمكن الحصول على مرشح تمرير مرتفع انطلاقاً من المرشح الأساسي (مرشح التمرير المنخفض) بتبديل المقاومات بمكثفات والمكثفات بمقاومات كما في الشكل (٦-٢٥).



الشكل (٦-٢٥): الانتقال من مرشح LPF إلى مرشح HPF .

ولكي نحصل على مخطط الاستجابة المطالية للمرشح HPF ، نأخذ مرآة الاستجابة المطالية للمرشح LPF عند تردد الزاوية (Corner frequency) $\Omega = 1$ وبالتالي نستبدل $\Omega \rightarrow \frac{1}{\Omega}$ و كذلك $s \rightarrow \frac{1}{s}$ في العلاقة (٦-٢٧) كما في الشكل (٦-٢٦).



الشكل (٦-٢٦): الإستجابة الترددية لكلا المرشحين LPF, HPF.

وبذلك يكون تابع التحويل العام لمرشح التمرير المرتفع HPF كما يلي:

$$A(S) = \frac{A_m}{\prod_i (1 + \frac{a_i}{S} + \frac{b_i}{S^2})} \quad (٢٠-٦)$$

حيث A_m الكسب في مجال التمرير.

بما أن العلاقة (٢٠-٦) تمثل ترابطاً تسلسلياً لعدة مراحل من المرتبة الثانية من النوع HPF فإن تابع التحويل للمرحلة الواحدة هو:

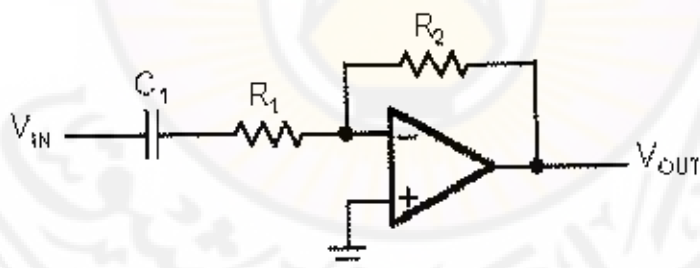
$$A_i(S) = \frac{A_m}{1 + \frac{a_i}{S} + \frac{b_i}{S^2}} \quad (٢١-٦)$$

وفي حالة HPF من المرتبة الأولى (أي $b=0$) يكون تابع التحويل له:

$$A_i(S) = \frac{A_m}{1 + \frac{a_i}{S}} \quad (٢٣-٦)$$

٥-١- مرشح تمرير مرتفع من المرتبة الأولى :

يبين الشكلان (٢٧-٦) و (٢٨-٦) مرشح تمرير مرتفع من المرتبة الأولى أحدهما بمكبر عاكس والآخر بمكبر غير عاكس.

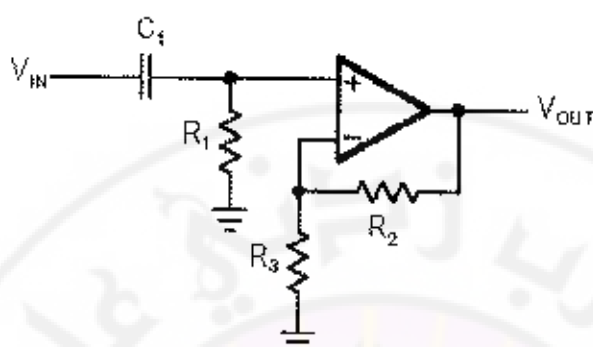


الشكل (٢٧-٦): مرشح HPF من المرتبة الأولى بمكبر عاكس .

حيث تصبح توابع التحويل لهاتين الدائرتين كما يلي:

$$A(S) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{\omega_c R_1 C_1} \cdot \frac{1}{S}}, \quad A(S) = \frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{\omega_c R_1 C_1} \cdot \frac{1}{S}}$$

علماً أن الإشارة السالبة تقابل المكبر العاكس للصفحة بين الدخل والخرج للشكل (٢٨-٦).



الشكل (٢٨-٦): مرشح HPF من المرتبة الأولى بمكبر غير عاكس .

$$A_{\infty} = 1 + \frac{R_2}{R_3}, \quad A_{\infty} = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{وحيث:}$$

$$a_1 = \frac{1}{\omega_c R_1 C_1} \quad \text{بينما المعامل } a_1 \text{ هو نفسه للدائرتين ويساوي:}$$

ولتحقيق هذا المرشح فإننا نحدد تردد القطع f_c والكسب A_{∞} وقيمة المكثف C_1 ومن ثم نوجد R_1, R_2 حيث:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c a_1 C_1} \Rightarrow R_2 = R_3(A_{\infty} - 1), \quad R_2 = -R_1 A_{\infty}$$

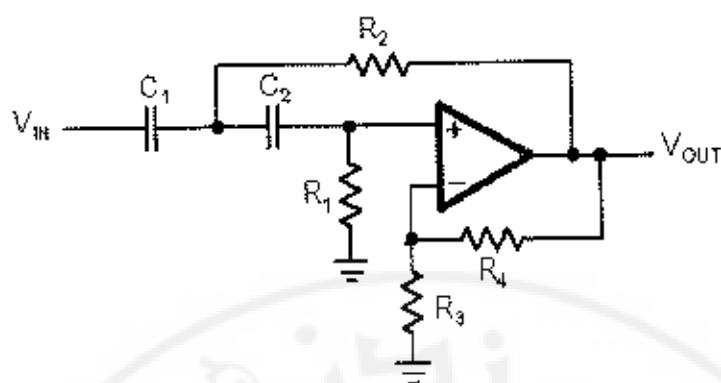
٥-٢- مرشح التمرير المرتفع من المرتبة الثانية:

يستخدم هذا المرشح كلا الدائرتين المخصصتين لبناء مرشح التمرير المنخفض أي Sallen-Key و MFB. أما الفارق الوحيد فهو التبادل في المقاومات والمكثفات لكل منهما .

٥-٢-١- دائرة Sallen-key :

تسمح الدارة المبينة بالشكل (٢٩-٦) بانتقاء قيمة الكسب من خلال

$$A_{\infty} = 1 + R_4 / R_3 \quad \text{العلاقة:}$$



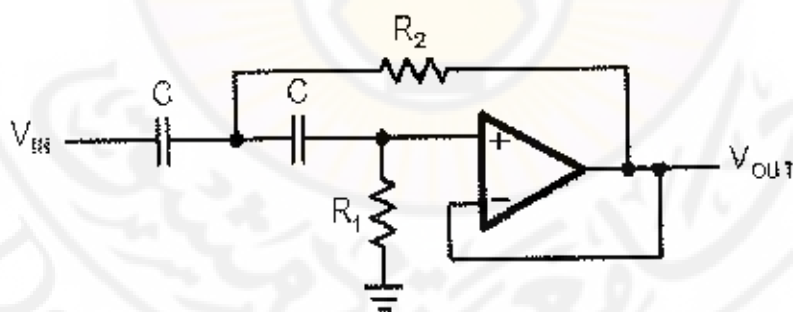
الشكل (٢٩-٦): مرشح Sallen-Key

ويعطى تابع التحويل لهذه الدارة بالعلاقة :

$$A(S) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1C_2(1 - \alpha)}{\omega_c R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2} \cdot \frac{1}{S^2}} \quad (٢٣-٦)$$

$$\alpha = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad \text{حيث:}$$

أما الدارة ذات الكسب الواحدي فهي مبينة بالشكل (٣٠-٦) وتستخدم للحصول على دقة عالية للكسب و Q منخفضة.



الشكل (٣٠-٦): مرشح Sallen-Key بكسب واحد.

ولتسهيل عملية التصميم نختار $\alpha = 1$ وكذلك $C_1 = C_2 = C$ وبالتالي يصبح

تابع التحويل :

$$A(S) = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_c R_1 C} \cdot \frac{1}{S} + \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C^2} \cdot \frac{1}{S^2}} \quad (٢٤-٦)$$

وبالمقارنة مع العلاقة (٢٠-٦) نجد :

$$A_\infty = 1, a_1 = \frac{2}{\omega_c R_1 C}, b_1 = \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C^2}$$

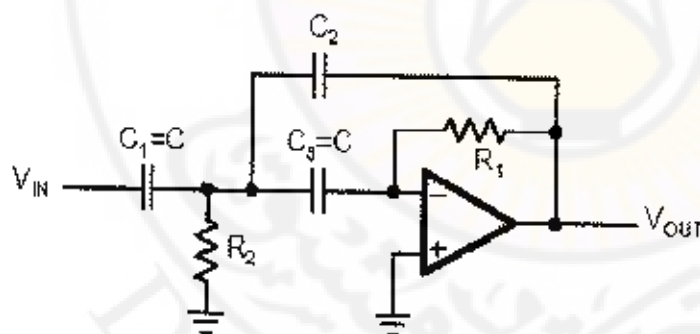
$$R_1 = \frac{1}{\pi f_c C a_1}, R_2 = \frac{a_1}{4 \pi f_c C b_1} \quad \text{حيث:}$$

٥-٢-٢-دائرة المرشح متعدد التغذية الخلفية MFB :

تستخدم هذه الدارة للمرشحات ذات الـ Q العالية والكسب المرتفع،

كما في الشكل (٣١-٦). للعمل على تبسيط حساب هذه الدارة نفرض

$C_1 = C_3 = C$ حيث نحصل على تابع التحويل :



الشكل (٣١-٦): مرشح MFB .

$$A(S) = \frac{C/C_2}{1 + \frac{2C + C_2}{\omega_c R_1 C C_2} \cdot \frac{1}{S} + \frac{2C + C_2}{\omega_c R_1 C C_2} \cdot \frac{1}{S^2}} \quad (٢٥-٦)$$

وبالتالي : $A_{\infty} = C / C_2$, $a_1 = \frac{2C + C_2}{\omega_c R_1 C C_2}$, $b_1 = \frac{2C + C_2}{\omega_c R_1 C C_2}$

وبفرض إعطاء قيم لكل من C و C_2 نحسب R_2 , R_1 :

$$R_1 = \frac{1 - 2A_{\infty}}{2\pi f_c C a_1} , R_2 = \frac{a_1}{2\pi f_c b_1 C_2 (1 - 2A_{\infty})} \quad (٦-٢٦)$$

نلاحظ أن الكسب A_{∞} في هذا المرشح (MFB) يمكن أن يتغير كثيراً بسبب التسامحات الكبيرة في قيم المكثفات C , C_2 مما يستوجب استخدام مكثفات ذات تسامح قليل إذا رغبتنا في الإقلال من هذا التعبير .

٥-٣- مرشح التمرير المرتفع ذو المرتبة الأعلى :

كما وجدنا في مرشح التمرير المنخفض فإن السبب نفسه (زيادة الانحدار بعد تردد القطع) يستدعي استخدام مراتب أعلى لمرشح التمرير المرتفع من خلال الربط التسلسلي لمراحل HPF من المرتبة الثانية والأولى. إن معاملات هذا المرشح هي ذاتها المستخدمة في مرشح التمرير المنخفض وهي المبينة في الجداول (٦-٤) حتى (٦-١٠).

مثال : (٦-٥)

المطلوب تصميم مرشح تمرير مرتفع من المرتبة الثالثة نوع بيسيل باستخدام مكبر واحد وتردد مرتفع $f_c = 1\text{KHz}$

الحل :

تؤخذ معاملات هذا المرشح من الجداول (٦-٤) حيث نجد أن $a_1 = 0.756$,

$b_1 = 0$ و $b_2 = 0.4772$, $a_2 = 0.9996$ ثم نحسب عناصر كل مرشح

بفرض أن $C_1 = 100\text{nF}$ للمرشح الأول فيكون :

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c a_1 C_1} = 2.105\text{K}\Omega$$

حيث نجد أقرب قيمة عملية نتسامح 1% هي $R_1 = 2.1\text{K}\Omega$

أما المرشح الثاني ومن أجل $C=100\text{nF}$ نجد أن:

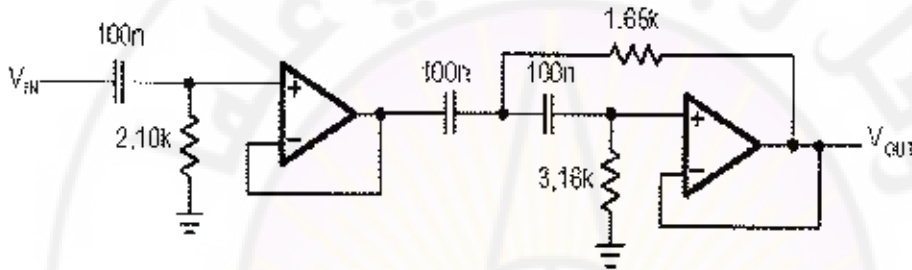
$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_c C a_1} = 3.18\text{K}\Omega$$

حيث أقرب قيمة هو $R_1 = 3.16\text{K}\Omega$ أما R_2 فهي:

$$R_2 = \frac{a_1}{4\pi f_c C b_1} = 1.67\text{K}\Omega$$

حيث أقرب قيمة عملية هي: $R_2 = 1.66\text{K}\Omega$

يبين الشكل (٦-٣٢) دائرة المرشح المطلوب .



الشكل (٦-٣٢): مرشح بيسول HPF من المرتبة الثالثة.

٦- تصميم مرشح تمرير مجال (BPF) :

يتم الحصول على مرشح تمرير المجال انطلاقاً من معادلة المرشح

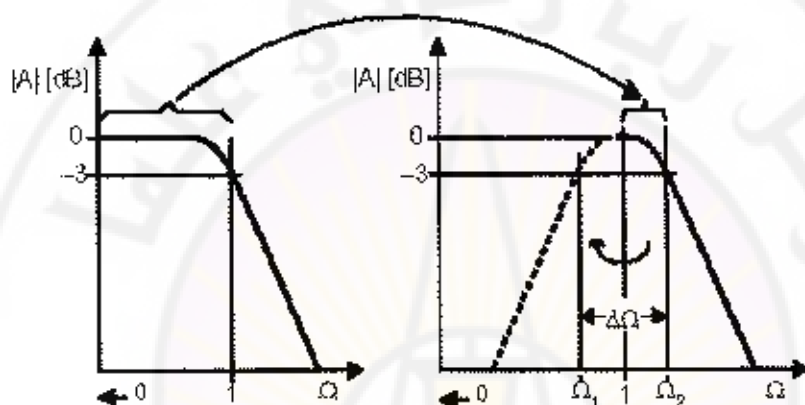
الأساسي (LPF) بعد استبدال المتحول S بالمقدار: $\frac{1}{\Delta\Omega} (S + \frac{1}{S})$

في هذه الحالة نلاحظ تحويل خصائص مجال التمرير بمرشح التمرير المنخفض إلى نصف مجال التمرير العلوي لمرشح تمرير الحزمة . ومن ثم فإن نصف هذا المجال يعكس بالنسبة لتردد وسط المجال $f_m (\Omega = 1)$ إلى نصف مجال التمرير المنخفض . أما تردد القطع لمرشح التمرير المنخفض فإنه يتحول إلى ترددي قطع (3dB) أحدهما علوي والآخر سفلي لمرشح

تمرير الحزمة (BPF) الشكل (٣٣-٦) . أما الفرق بين الترددین فيعرف بأنه عرض المجال المنظوم $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$.

وبالمقارنة مع دائرة الرنين حيث يحدد عامل الجودة Q بأنه نسبة التردد وسط مجال f_m إلى عرض المجال B أي :

$$Q = \frac{f_m}{B} = \frac{f_m}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} = \frac{1}{\Delta\Omega} \quad (٢٧-٦)$$



الشكل (٣٣-٦): التحول من LPF إلى HPF .

إن أسهل الطرق للوصول إلى مرشح تمرير مجال يتحقق بوصل تسلسلي بين مرشحين أحدهما LPF والثاني HPF وهو ما يؤخذ فعلاً عند تصميم مرشحات تمرير المجال ذات المجال العريض، وعليه فإن مرشحين من الدرجة الأولى أحدهما LPF والثاني HPF يعطيان مرشحاً لتمرير الحزمة من المرتبة الثانية بينما ترتفع درجة هذا المرشح إلى المرتبة الرابعة إذا كان كل من المرشحين المكونين له من المرتبة الثانية في مقابل ذلك فإن مرشح تمرير الحزمة الضيق من المرتبة الأعلى يتألف من عدة مراحل BPF من المرتبة الثانية تستخدم مرشح Sallen-key أو MFB .

٦-١- مرشح تمرير حزمة من المرتبة الثانية :

للتوصل إلى تابع تحويل مرشح BPF من المرتبة الثانية نطبق علاقة التحويل (٦-٢٦) على تابع تحويل المرشح الأساسي LPF من الدرجة

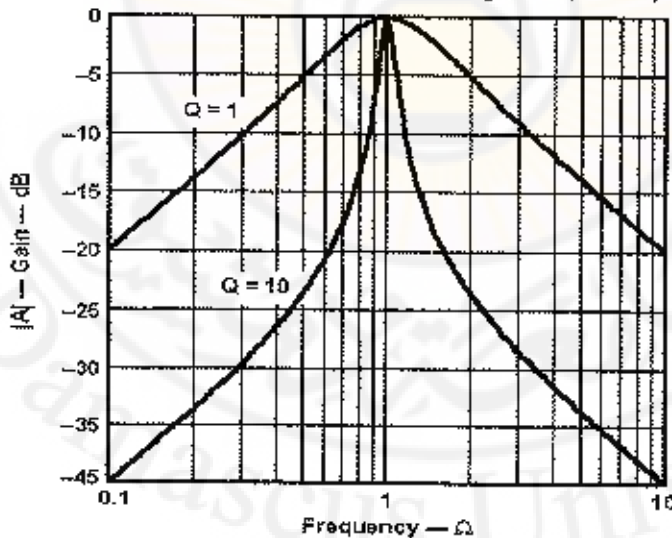
الأولى أي: $A(S) = \frac{A_0}{1+S}$ فنحصل على :

$$A(S) = \frac{A_0 \Lambda \Omega_c S}{1 + \Delta \Omega_c S + S^2} \quad (٦-٢٨)$$

أما أهم المحددات التي نتطلع إليها خلال تصميم هذا النوع من المرشحات فهي: كسب المرشح عند تردد وسط المجال f_m أي Λ_m ومعامل الجودة (Q) الذي يمثل انتقائية (Selectivity) هذا المرشح وبالتالي نجد العلاقة العامة لهذا المرشح :

$$A(S) = \frac{\frac{\Lambda_m}{Q} S}{1 + \frac{1}{Q} S + S^2} \quad (٦-٢٩)$$

يبين الشكل (٦-٣٤) منحنى الاستجابة المنظوم لهذا المرشح.



الشكل (٦-٣٤): استجابة مرشح تمرير الحزمة.

١-١-٦- مرشح Sallen-key :

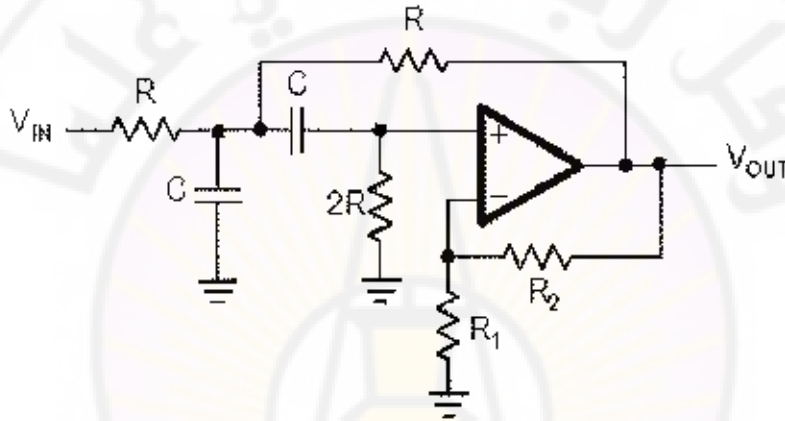
يبين الشكل (٦-٣٥) مرشحاً BPF باعتماد طريقة Sallen-Key

حيث يخضع لتابع التحويل التالي :

$$A(S) = \frac{G.RC\omega_m.S}{1 + RC\omega_m(3-G).S + R^2C^2\omega_m^2.S^2} \quad (٦-٣٠)$$

بمقارنة هذه المعاملات للمرشح مع العلاقة (٦-٢٩) نجد :

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}, \quad G = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad A_m = \frac{G}{3-G}, \quad Q = \frac{1}{3-G} \quad (٦-٣١)$$



الشكل (٦-٣٥): مرشح Sallen-Key BPF .

نتجلى فائدة هذه الدارة (Sallen - key) في إمكانية تغيير النسبة Q من خلال تغيير الكسب الداخلي G دون التأثير على التردد f_m .

مما يستوجب الإنتباه هنا أن قيمة A_m تقترب من اللانهاية عندما تقترب قيمة G من الـ 3 وهذا يحول المرشح إلى مهتز !

لحساب قيم عناصر المرشح نحدد قيمة f_m وكذلك المكثف C ومن ثم نوجد

$$\text{قيمة } R \text{ حيث : } R = \frac{1}{2\pi f_m C}$$

وبسبب الترابط بين A_m و Q فإن هناك مسارين لإيجاد R_2 ، يقضي

أحدهما بوضع قيمة الكسب A_m وبالتالي يكون :

$$R_2 = \frac{2A_m - 1}{1 + A_m}$$

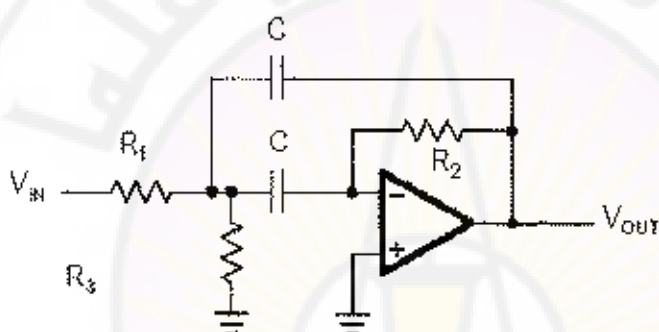
أو أن نضع قيمة Q وبالتالي نجد :

$$R_2 = \frac{2Q - 1}{Q}$$

٦-١-٢- مرشح MFB :

يبين الشكل (٦-٣٦) مرشح تمرير المجال من نوع MFB والذي له

تابع الترشيح التالي :



الشكل (٦-٣٦): مرشح MFB-BPF.

$$A(S) = \frac{-\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_m S}{1 + \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_m S + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega_m^2 S^2} \quad (٦-٣١)$$

وبالمقارنة مع العلاقة (٦-٢٨) نجد محددات هذا المرشح كما يلي :

$$f_m = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}}, \quad A_m = -\frac{R_2}{2R_1}, \quad Q = \pi f_m R_2 C, \quad B = \frac{1}{\pi R_2 C} \quad (٦-٣٢)$$

إن أهم خصائص هذا المرشح هي السماح بضبط قيم Q ، A_m ، f_m بشكل مستقل عن بعضها البعض . حيث تستخدم R_3 لضبط f_m بدون التأثير على عرض الجال B أو الكسب A_m . كما يمكن تشغيل المرشح بدون R_3

من أجل قيمة منخفضة لـ Q حيث ترتبط هذه الأخيرة مع الكسب بالعلاقة :

$$A_m = -2Q^2$$

مثال : ٦-٦

المطلوب تصميم مرشح BPF-MFB بتردد مركزي f_m وعامل جودة

$$Q=10 \text{ وكسب } A_m=-2$$

الحل :

بفرض $C=100\text{nf}$ نجد :

$$R_2 = \frac{Q}{\pi f_m C} = 31.8 K\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_2}{-2A_m} = 7.96 K\Omega$$

$$R_3 = \frac{-A_m R_1}{2Q^2 + A_m} = 80.4 K\Omega$$

٦-٢-مرشح تمرير مجال من المرتبة الرابعة (توليف متعاقب staggered

: (tuning

لقد بين الشكل (٦-٣٤) ازدياد انحدار مرشح تمرير الحزمة مع ارتفاع معاميل الجودة Q ، إلا أن هناك عدداً من التطبيقات التي تستدعي استجابة منبسطة للترددات المجاورة لـ f_m بالإضافة إلى انحدار حاد في الإستجابة خارج مجال التمرير للمرشح. إن مثل هذه المواصفة يمكن تحقيقها من خلال تمرير حزمة ذات مرتبة أعلى .

ويشكل تحويل مرشح التمرير المنخفض LPF من المرتبة الثانية إلى مرشح تمرير الحزمة BPF (ليصبح تابعاً من المرتبة الرابعة) ، أحد الطرق المستخدمة لتحقيق المطلوب. نبدل S في العلاقة (٦-١٠) بالحد المبين بالعلاقة (٦-٢٦) فنحصل على :

$$A(S) = \frac{S^2 \cdot A_0 (\Delta\Omega)^2}{b_1 \left(1 + \frac{a_1}{b_1} \Delta\Omega \cdot S + \left[2 + \frac{(\Delta\Omega)^2}{b_1} \right] \cdot S^2 + \frac{a_1}{b_1} \Delta\Omega \cdot S^3 + S^4 \right)} \quad (٣٢-٦)$$

وبشكل مشابه لمرشح التمرير المنخفض ذي المرتبة العليا يمكن هنا أيضاً اعتبار هذا التابع ناتجاً عن ربط تسلسلي لمرحلي BPF من المرتبة الثانية :

$$A(S) = \frac{\frac{A_{mi}}{Q_i} \cdot \alpha S}{1 + \frac{\alpha S}{Q_i} + (\alpha S)^2} \cdot \frac{\frac{A_{mi}}{Q_i} \cdot S}{1 + \frac{1}{Q_i} \left(\frac{S}{\alpha} \right) + \left(\frac{S}{\alpha} \right)^2} \quad (٣٣-٦)$$

حيث : A_{mi} هو الكسب عند التردد المتوسط f_{mi} لكل مرشح جزئي .

Q_i هو عامل جودة القطب لكل مرشح .

α و $\frac{1}{\alpha}$ عبارة عن معامل يعبر عن انزياح ترددي المركز .

للمرشحين f_{m1} و f_{m2} ، عن التردد المركزي لكامل المرشح f_m .

في حالة مرشح تمرير المجال من المرتبة الرابعة ومن أجل Q مرتفعة فإن

الترددين f_{m1} ، f_{m2} يبتعدان قليلاً عن التردد المركزي للمرشح f_m حيث تدعى

هذه العملية بالتوليف المتعاقب (Stagger tuning) .

أمسا المحدد α فيتم تحديده من خلال التقريب المتتالي باستخدام العلاقة

(٣٤-٦) التالية:

$$\alpha^2 + \left[\frac{\alpha \Delta\Omega a_1}{b_1 (1 + \alpha^2)} \right]^2 + \frac{1}{\alpha^2} - 2 - \frac{(\Delta\Omega)^2}{b_1} = 0 \quad (٣٤-٦)$$

حيث a_1, b_1 هي معاملات المرشح ذي المرتبة الثانية المستخدمة للمرشح

المطلوب . يبين الجدول (٢-٦) لائحة تلك المعاملات بالإضافة إلى قيم α

من أجل ثلاث قيم لـ Q هي على التوالي 100, 10, 1 وذلك لتسهيل تصميم هذه المرشحات .

Table 16-2. Values of α For Different Filter Types and Different Q s

Bessel				Butterworth				Tchebyscheff			
a_1	1.3617			a_1	1.4142			a_1	1.0850		
b_1	0.6180			b_1	1.0000			b_1	1.9305		
Q	100	10	1	Q	100	10	1	Q	100	10	1
ΔQ	0.01	0.1	1	ΔQ	0.01	0.1	1	ΔQ	0.01	0.1	1
α	1.0032	1.0324	1.439	α	1.0035	1.038	1.4428	α	1.0033	1.0339	1.39

الجدول (٢-٦) .

بعد تحديد قيمة α يمكن حساب كل المحددات للمرشحات الجزئية باستخدام العلاقات التالية :

$$f_{m1} = \frac{f_m}{\alpha} \quad (٢٥-٦)$$

$$f_{m2} = f_m \cdot \alpha \quad (٢٦-٦)$$

أما معامل الجودة الإفرادي للقطب Q_i ، فهو نفسه لكلا المرشحين أي :

$$Q_i = Q \cdot \frac{(1 + \alpha^2) b_i}{\alpha - a_i} \quad (٢٧-٦)$$

حيث Q عامل الجودة لكامل المرشح .

أما الكسب الإفرادي لكل مرشح A_{mi} فهو نفسه لكل من المرشحين :

$$A_{mi} = \frac{Q_i}{Q} \sqrt{\frac{A_m}{B_i}} \quad (٢٨-٦)$$

حيث A_m الكسب للمرشح الكلي عند التردد الرئيسي f_m .

مثال : ٧-٦

المطلوب تصميم مرشح تمرير مجال من المرتبة الرابعة نوع بتروث بالمحددات التالية :

$$f_m = 10 \text{ KHZ} , B = 1000 \text{ HZ} , A_m = 1$$

الحل :

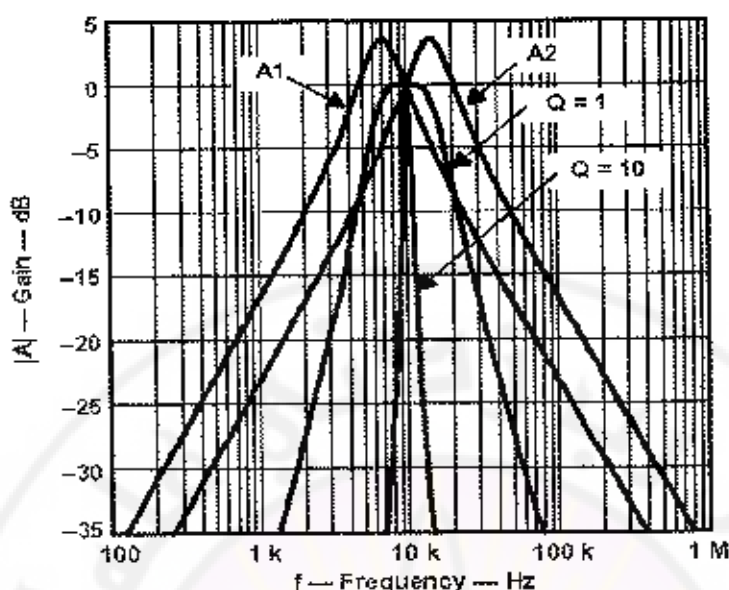
نستخرج من الجدول (٦-٢) القيم التالية : $\alpha = 1.036$, $b_1 = 1$, $a_1 = 1.4142$,
وبما أن $Q = \frac{f_m}{B}$ نرى أن $Q=10$ وبالتالي وبعد استخدام العلاقة (٦-٣٧)
نجد Q_i لكل من المرشحين : $Q_i = 14.15$ وبالتالي نحسب الكسب عند كل من
 f_{m1} و f_{m2} باستخدام العلاقة (٦-٣٨) : $A_{mi} = 1.415$ تبين العلاقتين (٦-٣)
و (٦-٣٨) أن ضبط كل من Q_i و A_{mi} يجب أن يكون مستقلاً، والدائرة
الواحدة التي يمكننا من فعل ذلك هي دائرة MFB وبالتالي يبين الحساب أدناه
كيفية إيجاد تلك المقاومات :

(١) المرشح $R_{21} = \frac{Q_i}{\pi f_{m1} C} = 46.7 K\Omega ,$ $R_{11} = \frac{R_{21}}{-2A_{mi}} = 16.5 K\Omega ,$ $R_{31} = \frac{-A_{mi} R_{11}}{2Q_i^2 + A_{mi}} = 58.1 K\Omega ,$	(٢) المرشح $R_{22} = \frac{Q_i}{\pi f_{m2} C} = 43.5 K\Omega$ $R_{12} = \frac{R_{22}}{-A_{mi}} = 15.4 K\Omega$ $R_{32} = \frac{-A_{mi} R_{12}}{2Q_i^2 + A_{mi}} = 54.2 K\Omega$
---	--

يبين الشكل (٦-٣٧) منحنى الإستجابة لمرشح BPF من المرتبة الرابعة
نسوع بثروث من أجل $Q=1$ وكذلك استجابة مرشحاته الجزئية المطلوبة
بالمثال (٦-٥) من أجل $Q=10$.

٧- تصميم مرشح منع مجال (BRF) :

يستخدم هذا المرشح لمنع تردد ما أكثر مما هو منع حزمة ترددية.
ومن أشهر هذه المرشحات تلك التي تستخدم دائرة T المضاعفة الفعالة ودائرة
واين - روينسون (wien-Robinson) الفعالة، وكلاهما من المرتبة الثانية.



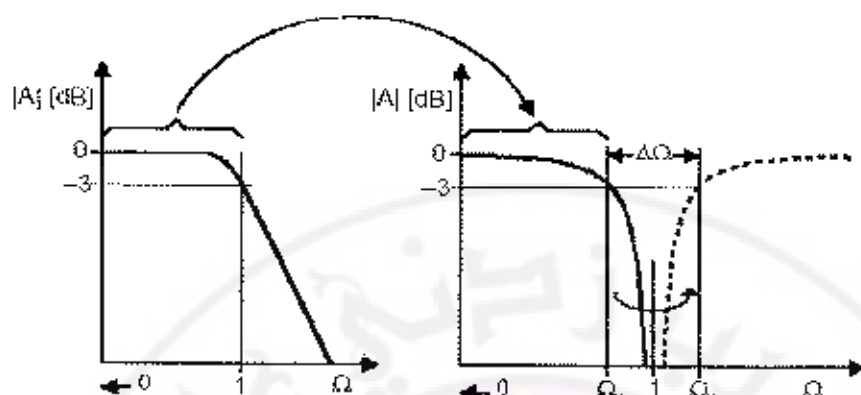
شكل (٦-٣٧): استجابة مرشح بترورث LPF من المرتبة الرابعة .

وللحصول على تابع مرشح منع حزمة من المرتبة الثانية نعتمد على تحويل المرشح الأسامي I.PF من الدرجة الثانية باستبدال المتحول S بالمقدار المبين بالعلاقة (٦-٣٩):

$$S \rightarrow \frac{\Delta\Omega}{S + \frac{1}{S}} \quad (٦-٣٩)$$

$$\Rightarrow A(S) = \frac{A_0(1+S^2)}{1+\Delta\Omega S+S^2} \quad (٦-٤٠)$$

أي أن مجال التمرير في مرشح التمرير المنخفض قد تحول إلى مجال التمرير الأدنى بمرشح تمرير الحزمة ومن ثم نعكس بمراة مجال التمرير الأدنى ، بالنسبة لتردد وسط المجال f_m ($\Omega=1$) إلى مجال التمرير الأعلى لنفس المرشح ؛ الشكل (٦-٣٨) .



الشكل (٦-٢٨): التحول من مرشح BPF إلى LPF.

أما تردد القطع لمرشح التردد المنخفض LPF فيتحول إلى تردد القطع العسوي والسفلي (3dB) لمرشح منع الحزمة ، Ω_2 ، Ω_1 . أما الفرق بين الترددين $\Delta\Omega$ فهو عرض المجال المنظوم :

$$\Delta\Omega = \Omega_{\max} - \Omega_{\min}$$

وبشكل مشابه لانتقائية مرشح تمرير الحزمة BPF فإن نوعية أو درجة التخميد للمجال الممنوع تعطى بالعلاقة :

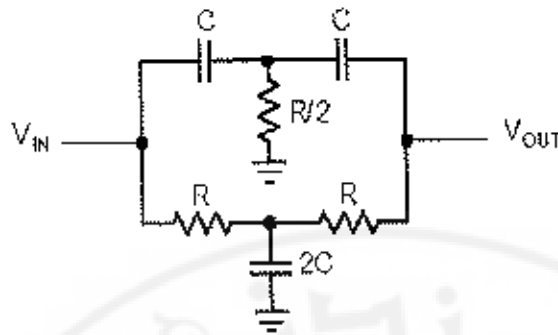
$$Q = f_m / B = 1 / \Delta\Omega$$

وبالتالي تصبح العلاقة (٦-٤٠) بعد التعويض $Q \rightarrow 1/\Delta\Omega$:

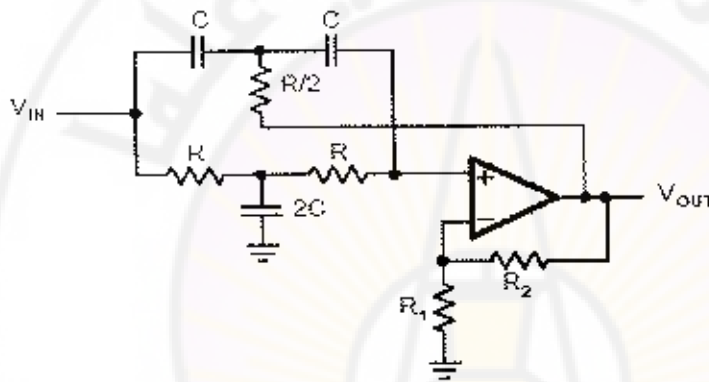
$$A(s) = \frac{A_0(1+s^2)}{1 + \frac{1}{Q}s + s^2} \quad (٦-٤١)$$

٧-١- مرشح T المضاعف (Twin-T) :

إن أساس مرشح T المضاعف -- المبين بالشكل (٦-٣٩) -- هو مرشح غير فعال (RC) ذو معامل جودة $Q=0,25$. ومن أجل زيادة هذا المقدار Q ، نضع هذه الدارة ضمن حلقة التغذية الخلفية لمكبر الأمر الذي يحوله إلى مرشح منع مجال فعال كما هو موضح بالشكل (٦-٤٠)



الشكل (٦-٣٩): مرشح جسر T المضاعف .



الشكل (٦-٤٠): مرشح جسر T المضاعف الفعال

يعطي تابع التحويل لمرشح T المضاعف الفعال بالعلاقة :

$$A(S) = \frac{K(1+S^2)}{1+2(2-K).S+S^2} \quad (٦-٤٢)$$

وبالمقارنة مع العلاقة (٦-٤١) نجد محددات هذا المرشح :

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}, \quad G = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad A_0 = G, \quad Q = \frac{1}{2(2-G)} \quad (٦-٤٣)$$

إن المزايا التي تتمتع بها دائرة T المضاعفة تتمثل في إمكانية تغيير عامل الجودة (Q) من خلال معامل الكسب (G) بدون التأثير على التردد

المركزي للمرشح f_m ، إلا أنه لا يمكن ضبط كلاً من Q و A_m بشكل مستقل. ولإيجاد التردد المركزي f_m نعطي قيمة هذا التردد وكذلك قيمة C ومن ثم

$$R = \frac{1}{2\pi f_m C} \quad \text{بحسب } R \text{ كما يلي :}$$

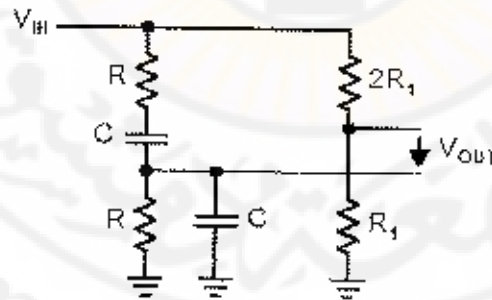
ومن ثم، وبسبب الترابط بين Q و A_m ، يمكن حساب R_2 إما عن طريق الكسب عند التردد الأساسي :

$$R_2 = R_1(A_0 - 1)$$

$$R_2 = R_1(1 - \frac{1}{2Q}) \quad \text{أو بدلالة } Q:$$

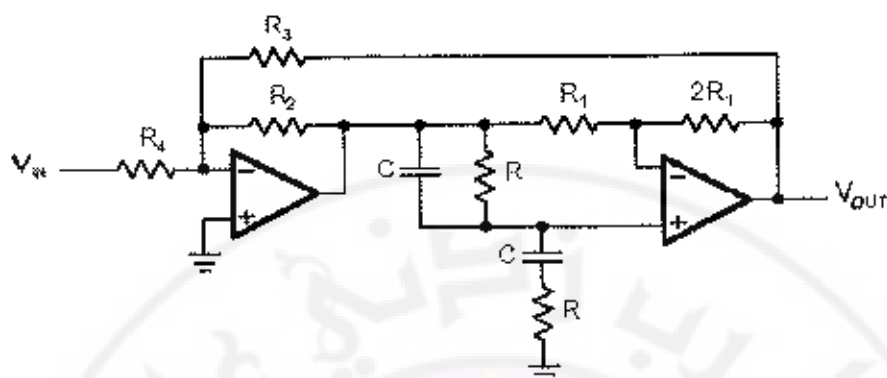
٧-٢- مرشح واين - روبنسون :

يبين الشكل (٦-٤١) مرشحاً غير فعال مانعاً للمجال ذا مخرج تفاضلي . حيث تتألف إشارة الخرج من الفرق بين كمون ثابتة ناجم عن مقسم جهد وبين مخرج مرشح تمرير مجال . إن عامل الجودة هنا (Q) يقترب من القيمة الموجودة في دائرة T المضاعف . وللحصول على قيم أعلى لـ Q نضع هذا المرشح في حلقة تغذية خلفية لمكبر .



الشكل (٦-٤١): مرشح واين - روبنسون مانع للمجال.

إن تابع التحويل لمرشح BRF المبين في المبين في الشكل (٤٢-٦) هو :



الشكل (٤٢-٦): مرشح فعال واين-روبنسون مانع للمجال .

$$A(S) = \frac{\frac{\beta}{1+\beta}(1+S^2)}{1 + \frac{3}{1+\alpha}S + S^2} \quad (٤٤-٦)$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_3}, \quad \beta = \frac{R_2}{R_4} \quad \text{حيث :}$$

إن مقارنة العلاقة (٤٤-٦) مع العلاقة (٤٢-٦) تعطينا العلاقة التي نستخرج منها محددات المرشح :

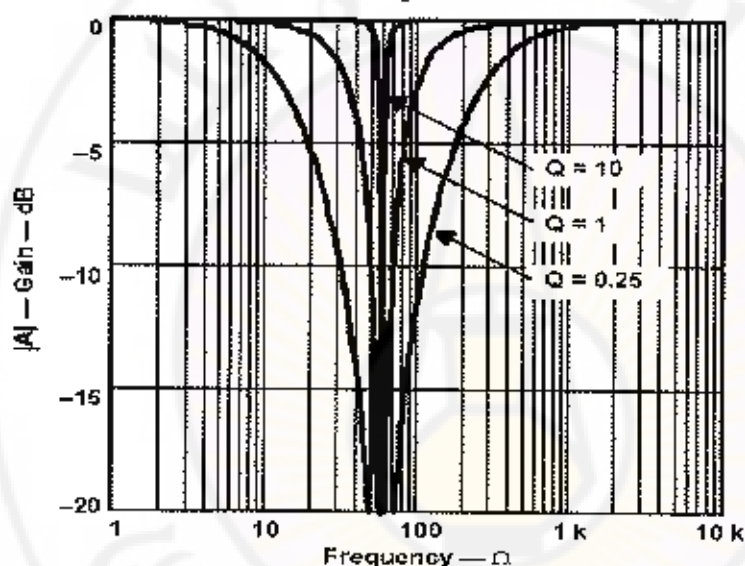
$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}, \quad A_0 = -\frac{\beta}{1+\alpha}, \quad Q = \frac{1+\alpha}{3}$$

ولحساب مكونات هذا المرشح نستخدم طريقة التصميم التالية :

- نحدد f_m و C ثم نحسب قيمة R : $R = \frac{1}{2\pi f_m C}$
- نحدد قيمة Q ونحسب α : $\alpha = 3Q - 1$
- نحدد A_0 ونحسب β : $\beta = -A_0 \cdot 3Q$
- نحدد R_2 ونحسب R_3 و R_4 : $R_3 = R_2 / \alpha$, $R_4 = R_2 / \beta$

إن مرشح وين-روبينسون يسمح بضبط قيمة (A_0) دون التأثير على قيمة Q . أما في حالة عدم توافر التخميد الكافي للتردد f_0 - بسبب تراكم التسممات على قيمة المكونات في الدارة - فإن ضبطاً قليلاً على قيمة $2R_2$ يمكن أن يسهم في تحقيق المطلوب .

يبين الشكل (٤٣-٦) مقارنة بين استجابة مرشح منع المجال غير الفعال $(Q=0,25)$ وبين مرشح منع مجال فعال بقيمة $Q=1$ و $Q=10$ يستخدمان دائرة وين-روبينسون في كل الحالات .



الشكل (٤٣-٦): مقارنة المرشحين (فعال وغير فعال).

٨- تصميم مرشح التمرير الكلي (APF) :

بالمقارنة مع بقية المرشحات فإن لهذا المرشح تكبيراً ثابتاً خلال مجال الترددات المطلوب ولكن استجابة الصفحة تتغير بشكل خطي مع التردد . وبسبب ذلك فإن هذا المرشح APF يستخدم في دارات تعويض فرق الصفحة أو التأخير .

ويتشابه مرشح التمرير الكلي مع المرشح الأساسي LPF من حيث
تكونه من دائرة مرشح من المرتبة الأولى والمرتبة الثانية ويمكن ربط
عسدد منها على التسلسل للحصول على المرتبة الأعلى للمرشح . وبغية
الانتقال من المرشح LPF إلى المرشح APF نبذل A_0 بالمرافق العقدي
للمقام وبالتالي نحصل على الشكل العام لمرشح التمرير الكلي :

$$A(S) = \frac{\prod_i (1 - a_i S + b_i S^2)}{\prod_i (1 + a_i S + b_i S^2)} \quad (٤٥-٦)$$

حيث a_i و b_i معاملات المرشح الجزئي وهي موضحة في الجدول
(٦-١٠).

يمكن أن نعبر عن العلاقة (٤٥-٦) بالمطال والطور فنجد :

$$A(S) = \frac{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{-j\phi}}{\prod_i \sqrt{(1 - b_i \Omega^2)^2 + a_i^2 \Omega^2} \cdot e^{+j\phi}} \quad (٤٦-٦)$$

وهذا يعطينا كسباً في المطال مقداره واحد مع إزاحة في الصفحة ϕ
حيث :

$$\phi = -2\alpha = -2 \sum_i \arctan \frac{a_i \Omega}{1 - b_i \Omega^2} \quad (٤٧-٦)$$

ونعلم أنه لكي نتمكن من نقل إشارة ما بأقل تشويه طوري فإن تأخير
المجموعة (group delay) لمرشح التمرير الكلي يجب أن يكون ثابتاً
ضمن المجال الترددي المطلوب . ونعرف تأخير المجموعة بأنه الوقت
الذي يؤخره مرشح التمرير الكلي لكل تردد يتواجد على دخله كي ينقله
إلى خرجه. ونعرف تردد القطع f_c لهذا المرشح بالتردد الذي تهبط فيه
قيمة تأخير المجموعة إلى $1/\sqrt{2}$ من القيمة الأصلية .
يعطى تأخير المجموعة بالعلاقة :

$$t_{gr} = -\frac{a\phi}{d\omega} \quad (٤٨-٦)$$

والكي نجرى عملية نظم لهذا المقدار (الحصول على القيمة المنظومة T_{gr})

$$\text{نسب } t_{gr} \text{ إلى مقلوب } f_c \text{ أي } T_c = \frac{1}{f_c} :$$

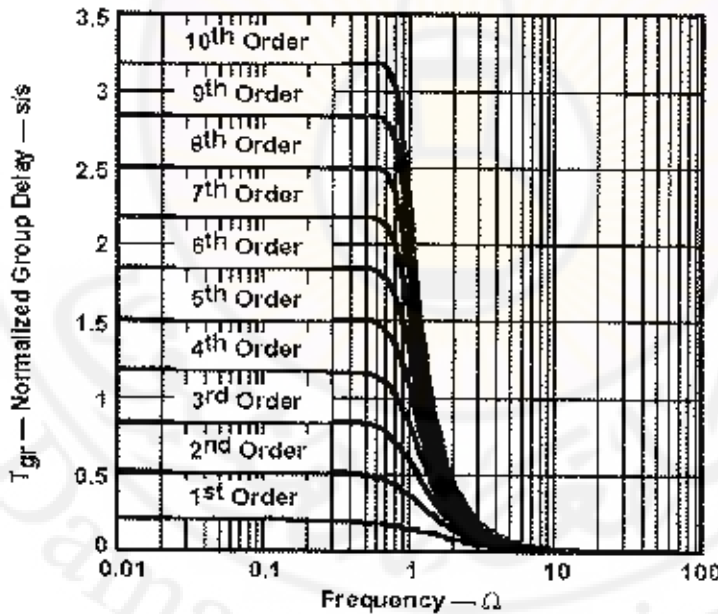
$$T_{gr} = \frac{t_{gr}}{T_c} = t_{gr} \cdot f_c = t_{gr} \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (٤٩-٦)$$

ومن العلاقة (٤٨-٦) أيضاً نجد :

$$T_{gr} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{d\Omega} \quad (٥٠-٦)$$

وباستخدام العلاقة (٤٧-٦) أيضاً نجد :

$$T_{gr} = \frac{1}{\pi} \sum_i \frac{a_i(1+b_i\Omega^2)}{1+(a_i^2-2b_i)\Omega^2+b_i^2\Omega^4} \quad (٥١-٦)$$



الشكل (٤٤-٦): الإستجابة الترددية لمرشح API .

فإذا جعلنا $\Omega = 0$ في العلاقة (٥١-٦) نحصل على تأخير المجموعة للترددات المنخفضة أي $\Omega > 0$ أي :

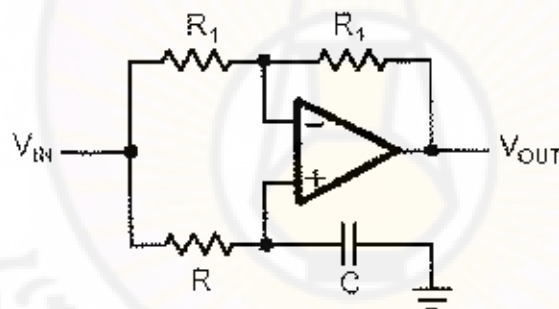
$$T_{gr0} = \frac{1}{\pi} \sum_i a_i \quad (٥٢-٦)$$

تعطى الجدول (١٠-٦) قيمة T_{gr0} من المرتبة الأولى حتى المرتبة العاشرة، كما أن الشكل (٤٤-٦) يبين الإستجابة الترددية لمرشحات التمرير الكلي APF (أي تأخير المجموعة هنا) من المرتبة الأولى حتى العاشرة .

٨-١- مرشح التمرير الكلي من المرتبة الأولى :

يبين الشكل (٤٥-٦) هذا المرشح ذا التكبير $+1$ عند الترددات الدنيا والتكبير -1 عند الترددات العليا .

وهكذا فإن التكبير المطالي يساوي الواحد بينما يتغير الطور من 0 إلى 180 درجة .



الشكل (٤٥-٦): استجابة مرشح APF من المرتبة الأولى .

يعطى تابع التحويل للدائرة أعلاه :

$$A(S) = \frac{1 - RC\omega_c S}{1 + RC\omega_c S} \quad (٥٣-٦)$$

ومن مقارنة المعاملات في العلاقة (٤٥-٦) حيث $b_1 = 1$ نجد :

$$a_i = RC.2\pi f_c \quad (٥٤-٦)$$

ولتصميم هذا المرشح نحدد قيمة f_c والمكثف C ونحسب R :

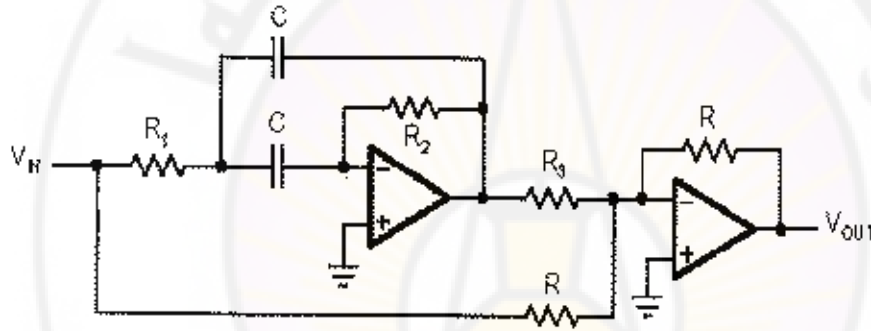
$$R = \frac{a_i}{2\pi f_c \cdot C} \quad (٥٥-٦)$$

ومن خلال العلاقتين الأخيرتين وبتعويض ω_c في العلاقة (٤٩-٦) نحصل على تأخير المجموعة الأعظمي APF من المرتبة الأولى :

$$t_{p0} = 2RC \quad (٥٦-٦)$$

٢-٨- مرشح التمرير الكلي من المرتبة الثانية :

يبين الشكل (٤٦-٦) إحدى الدارات الممكنة لمرشح APF من المرتبة الثانية حيث يتحقق ذلك من طرح خرج مرشح تمرير حزمة BPF من دخل ذلك المرشح .



الشكل (٤٦-٦): مرشح APF من المرتبة الثانية

أما تابع التحويل لهذا المرشح فيعطى بالعلاقة :

$$A(S) = \frac{1 + (2R_1 - \alpha R_2)C\omega_c S + R_1 R_2 C^2 \omega_c^2 S^2}{1 + 2R_1 C\omega_c S + R_1 R_2 C^2 \omega_c^2 S^2} \quad (٥٧-٦)$$

وبالمقارنة مع العلاقة (٤٥-٦) ننتج :

$$a_1 = 4\pi f_c R_1 C \quad (٥٨-٦)$$

$$b_1 = a_1 \pi f_c R_2 C \quad (٥٩-٦)$$

$$\alpha = \frac{a_1^2}{b_1} = \frac{R}{R_3} \quad (٦٠-٦)$$

ولتصميم هذا المرشح نحدد كلاً من f_c و R و C ومن ثم نحسب بقية قيم المقاومات :

$$R_1 = \frac{a_1}{4\pi f_c C}, R_2 = \frac{b_1}{a_1 \pi f_c C}, R_3 = \frac{R}{\alpha} \quad (٦١-٦)$$

وبالاستناد إلى العلاقة (٥٨-٦) والعلاقة (٥٩-٦) والعلاقة (٤٩-٦) نجد :

$$t_{gr0} = 4R_1 C \quad (٦٢-٦)$$

٨-٣- مرشح تمرير كلي ذو مرتبة أعلى :

يتم الحصول على هذا المرشح من خلال الربط التسلسلي لعدد من المرشحات من المرتبة الأولى والثانية .

مثال ٦-٨ :

المطلوب تصميم مرشح APF بتأخير مجموعة قدره (2ms) حيث :

$$1KHZ > f > 0$$

الحل :

لكي نحافظ على تشويه طور أصغري نختار تردد القطع لمرشح الـ APF بحيث $f_c \geq 1KHZ$ ومن العلاقة (٤٩-٦) نجد :

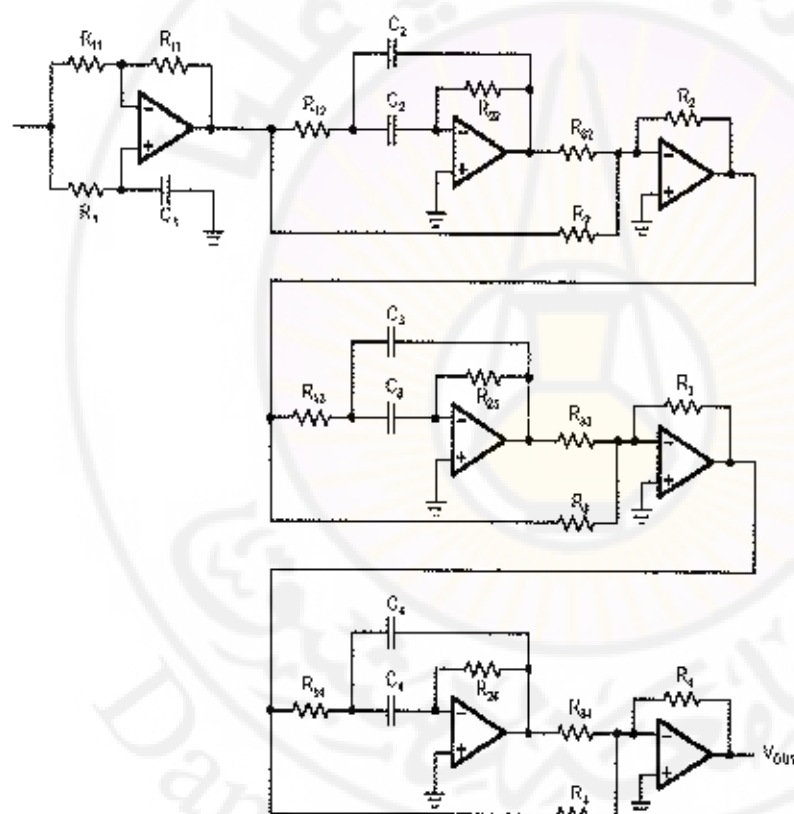
$$t_{gr0} = \frac{t_{gr0}}{T_c} = 2mS.1KHZ = 2$$

ومن الشكل (٤٤-٦) يتبين لنا أننا نحتاج إلى مرشح APF من المرتبة السابعة لتحقيق التأخير المطلوب .

ولكن القيمة بالضبط هي 2.1737 ولكن إذا رغبتنا في الحصول على 2ms بالضبط نحل العلاقة (٤٩-٦) بدلالة f_c فنحصل على تردد القطع :

$$f_c = \frac{t_{gr0}}{T_{gr0}} = 1.087 \text{ KHZ}$$

وبالتالي نكمل عملية التصميم بانتقاء معاملات المرشح APF من المرتبة السابعة ونحدد قيمة C ثم نحسب قيم المقاومات لكل مرشح جزئي ونحصل على الدارة المبينة بالشكل (٤٧-٦) .



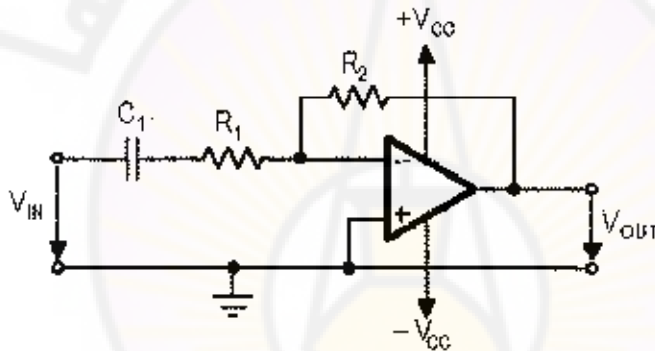
الشكل (٤٧-٦): مرشح APF من المرتبة السابعة .

٩- اعتبارات عملية للتصميم :

يتناول البحث في الفقرة جملة النقاط التالية : الإنحياز الساكن لمكبر العمليات بإستخدام تغذية وحيدة ، كيفية إنتقاء العناصر غير الفعالة المناسبة، كيفية إنتقاء مكبر العمليات المناسب .

٩-١- تأمين الإنحياز للمرشح :

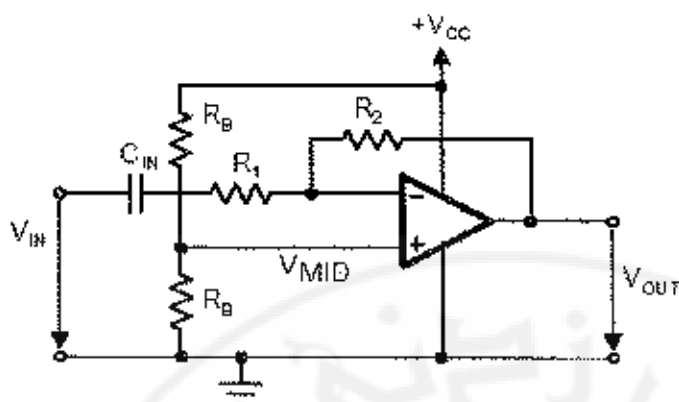
لقد أغفلت خطوط ومنابع التغذية في جميع الأشكال المبينة في هذا الفصل على إعتبار أن مكبر العمليات يتغذى من تغذية موجبة وتغذية سالبة $\pm V_{CC}$ بحيث تتسبب جهود الدخول والخرج إلى الأرض كما في الشكل (٤٨-٦) .



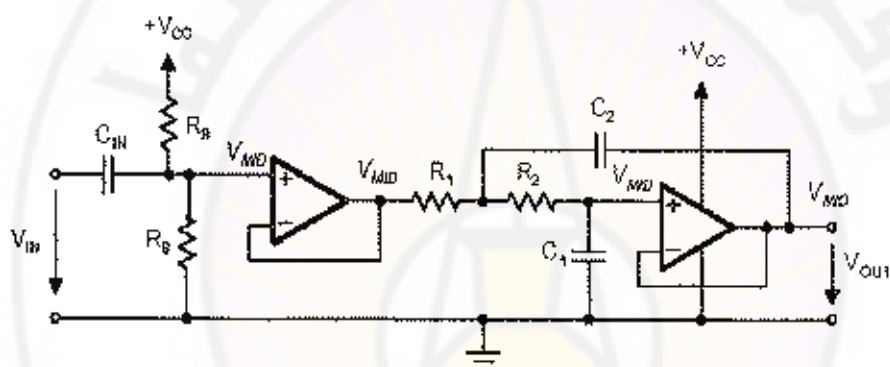
الشكل (٤٨-٦): تغذية المرشح .

إلا أن عدداً من التطبيقات يتطلب استخدام تغذية وحيدة ($+V_{CC}$) الأمر الذي يجعل كمون الأرض هو الأخفض في الدارة وبالتالي يعدل الشكل (٤٨-٦) بحيث يطبق على المأخذ غير العاكس لمكبر العمليات نصف الجهد V_{CC} كما في الشكل (٤٩-٦) .

إن من الضروري في هذه الحالة إدخال عناصر دارة التغذية في حسابات المرشح أو استخدام دارة عازل (تسمح بالإبقاء على الحساب السابق للمرشح) كما هو مبين بالشكل (٥٠-٦) .



الشكل (٦-٤٩): مرشح بتغذية وحيدة .

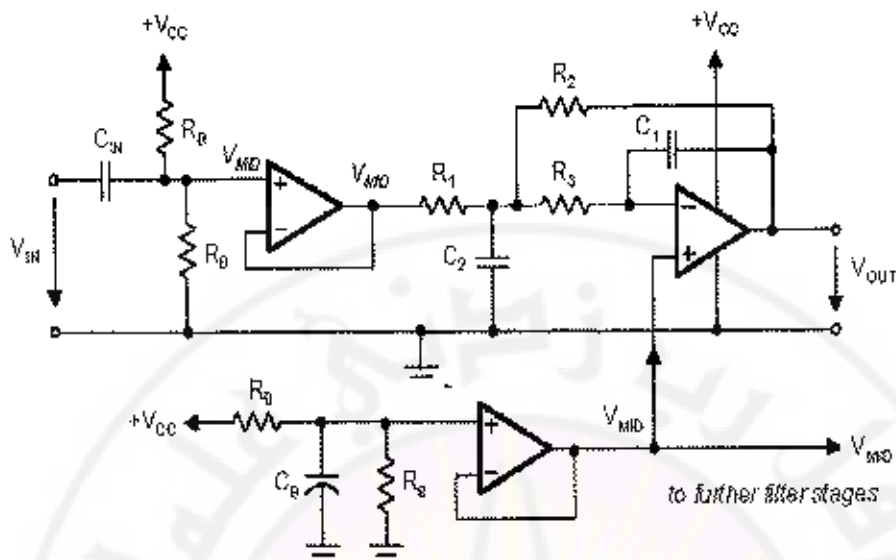


الشكل (٦-٥٠): العازل بدارة المرشح .

يلاحظ أن الدارة المكونة من R_B و C_{in} بشكل مرشح تمرير عالياً مما يستوجب جعل تردد القطع له أخفض بكثير من تردد القطع f_c للمرشح الأساسي من النوع LPF .

أما في حالة استخدام مرشح من مرتبة أعلى فإن مختلف مراحل الترشيح التالية تأخذ سوية الانحياز من مكبر المرشح السابق لها .

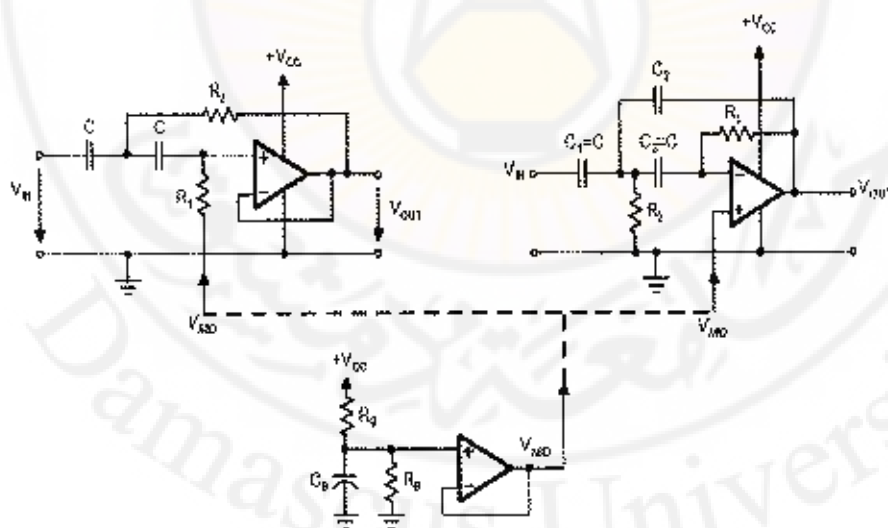
يبين الشكل (٦-٥١) كيفية استخدام منبع تغذية وحيدة مرشح تمرير منخفض نوع (MFB) .



الشكل (٦-٥١): منبع تغذية وحيد لدارة MFB .

أما الشكل (٦-٥٢) فيبين كيفية الإنحياز (بتغذية وحيدة) لمرشح HPF نوع

. Sallen-key



الشكل (٦-٥٢): مرشح Sallen-Key بتغذية وحيدة .

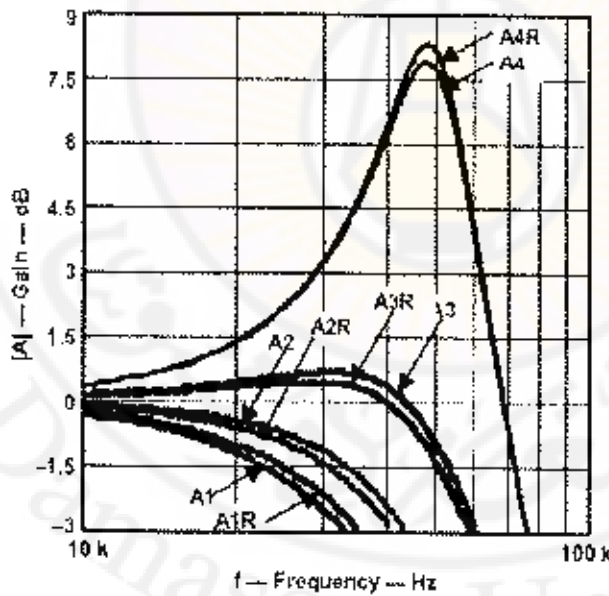
٢-٩ - انتقاء المكثفات والمقاومات :

تعتمد قيم التسامحات للمكثفات والمقاومات المطلوبة للمرشح المصمم على حساسية هذا المرشح وخصائصه .

حيث تعتبر الحساسية عن قابلية تغيير مواصفات ومحددات المرشح بدلالة التسامحات على قيم العناصر فعلاً.

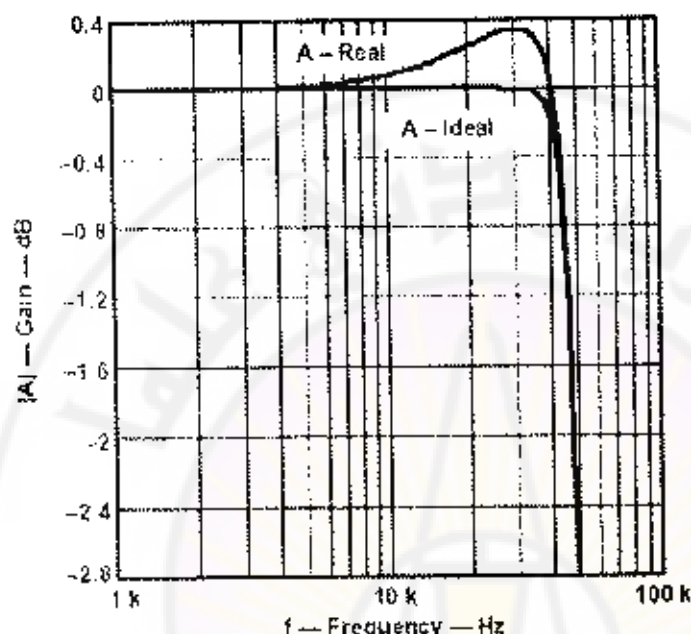
ويمكن القول أن قيمة الحساسية S_p^u - حيث P يمكن أن تكون تردد القطع f_c أو عامل الجودة Q أما X فهي المقاومة R أو المكثفة C - تأخذ القيمة 0,5 من أجل مرشح مرتبة ثانية من النوع MFB أو Sallen-key .

وهي قيمة مقبولة في هذه الحالة ، إلا أن تراكم التسامحات في حالة المرشح ذي المرتبة الأعلى يمكن أن يغير بشكل ملموس محدّدات المرشح المطلوب (Q, f_c) . يبين الشكل (٦-٥٣) و (٦-٥٤) مثلاً على مرشح LPF من نوع بترورث من المرتبة الثامنة .



الشكل (٦-٥٣): الفرق في Q و f_c بالمرشحات الجزئية لمرشح بترورث من المرتبة الرابعة LPF.

يلاحظ أن الإستجابة الكلية للمرشح القلعي تشابه تلك التي نحصل عليها من مرشح تشبيثيف بفعل الإنزياحات على خصائص المرشحات الجزئية المكونة للمرشح الكلي .



الشكل (٦-٥٤): تحول استجابة مرشح بتروث إلى تشبيثيف .

إذا ما أردنا استثمار هذا المرشح في نظام تحصيل معطيات فإن الأمر لن يتجاوز نظام الـ ٤ بت بسبب قيمة الخطأ الذي يظهره الشكل .

أما إذا أردنا العمل مع نظام ١٢ بت والخطأ الأعظمي $\frac{1}{2} LSB$ فإن على

الخطأ الأعظمي لمجال التمرير أن لا يزيد على 0,001dB أو 0,012 % .

ولتخفيض أثر الأخطاء ينصح باستخدام مكثفات نوع NPO السيراميكية (للحصول على مرشحات ذات مواصفات عالية) حيث تتمتع بدرجة عالية من الثباتية مع تغير درجات الحرارة (حوالي $30 ppm / ^\circ C$).

كما ان مكثفات دقيقة من البولي كربونات المطلوبة أو الميكا المفضضة تصلح لبناء مرشحات ذات دقة عالية .

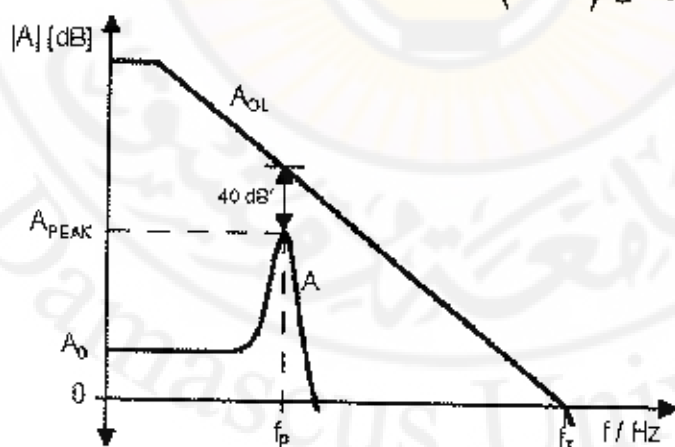
من جهة أخرى ينصح باستخدام مقاومات ذات دقة 0,1% للمرشحات ذات المواصفات العالية.

أمسا قيم المقاومات المستخدمة فتتراوح بين $1K\Omega$, $100K\Omega$ وخاصة عند استخدام تغذية وحيدة بينما تتراوح قيم المكثفات من $1nF$ إلى بضعة MF وذلك في الحالة العامة ولتجنب الإقتراب من قيم السعات الطفيلية الموجودة في الدارة المجمعة .

٩-٣- إنتقاء مكبر العمليات :

يعد رقم الجودة (الجداء : التكبير $\times$ عرض المجال) لمكبر العمليات f_T من أهم المحددات التي تؤخذ بالإعتبار أثناء انتقاء المكبر لبناء المرشح .

وبشكل عام، يمكن القول أن تكبير الحلقة المغلقة (A_{OL}) يجب أن يزيد ب 100 مرة (40dB) عن قمة كسب المرشح (Q) وذلك للسماح بخطأ في الكسب نحو 1%، الشكل (٦-٥٥) .



الشكل (٦-٥٥): تكبير الحلقة المفتوحة (A_{OL}) واستجابة المرشح.

تبيين العلاقات أدناه دليلاً عملياً مناسباً يساعد في اختيار مكبر العمليات (المحدد f_T له) وذلك لاستخدامه في خلية ترشيح من المرتبة الثانية .

١. مرشح من المرتبة الأولى (ذو كسب G) $f_T = 100.G.f_c$

٢. مرشح من المرتبة الثانية (حيث $Q < 1$) $k_i = \frac{f_c}{f_i}$, $f_T = 100.G.f_c.k_i$

مرشح من المرتبة الثانية (حيث $Q > 1$) $f_T = 100.G.\frac{f_c}{a_i} \sqrt{\frac{Q_i^2 - 0.5}{Q_i^2 - 0.25}}$

لنأخذ مثلاً لمرشح LPF من المرتبة الخامسة نوع تشبيثيف ذي تعرج قدره 3dB (ضمن مجال التمرير) وكسب $A_0=2$ ويتردد قطع $f_c=10\text{KHz}$ حيث توجد أسوأ حالة لـ (Q) عند المقطع الثالث للمرشح .

فمن أجل $Q_3=8.82$ و $a_3=0.1172$ فإن رقم الجودة لمكبر العمليات المطلوب يجب أن يكون (وفقاً للعلاقة المبينة أعلاه) مساوياً لـ 17MHz .

وبالمقارنة فإن مرشحاً مشابهاً من المرتبة الخامسة نوع بتروث وبنفس تردد القطع تكون الحالة الأسوأ له عند $Q_3=1.62$ وحيث $a_3=0.618$ نجد أن رقم الجودة المطلوب هو $f_T=1.5\text{MHz}$.

إلى جانب ما ذكر فإن معدل المتابعة (Slew Rate) يلعب دوراً أيضاً في انتقاء مكبر العمليات المناسب للتمكن من الحصول على الإستطاعة الكاملة من خرج المكبر وهذا يشترط تحقيق العلاقة : $SR = \pi.V_{pp}.f_c$

فعلى سبيل المثال ومن أجل مرشح يستخدم تغذية وحيدة لمرشح له

$V_{pp} = 5V$ $f_c=100\text{KHz}$ نحتاج إلى مكبر عمليات ذي معدل متابعة $SR = 1.57V / \mu s$

يبين الجدول (٦-٣) طيفاً من مكبرات العمليات ذات التغذية الوحيدة التي تنتجها إحدى الشركات (TI) .

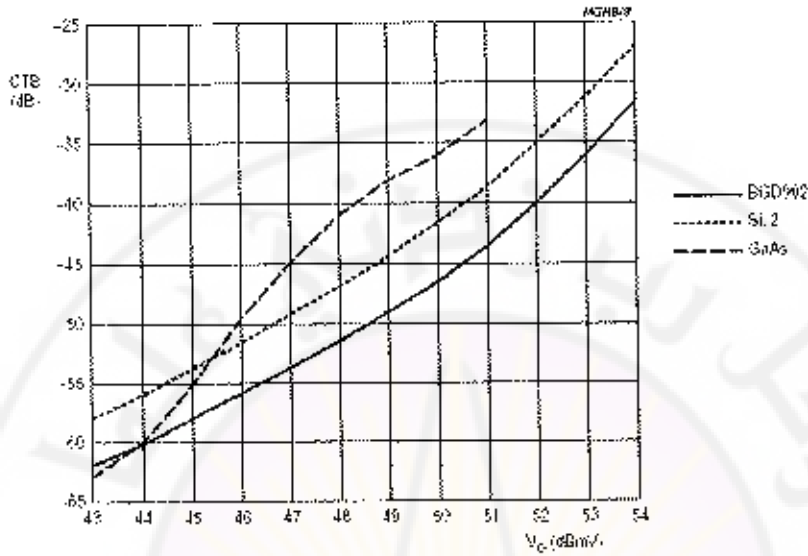
Table 16-3. Single-Supply Op Amp Selection Guide ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$)

OP AMP	BW (MHz)	FRR (kHz)	SR (V/ μs)	V_{IO} (mV)	Noise (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)
TLV2721	0.51	11	0.18	0.8	20
TLC2201A	1.8	159	2.5	0.8	8
TLV2773A	4.8	572	9	1.0	21
TLC071	10	1000	18	1.5	7
TLE2141	5.9	2800	45	0.5	10.5
THS4001	270	127 MHz (1Vpp)	400	6	7.5

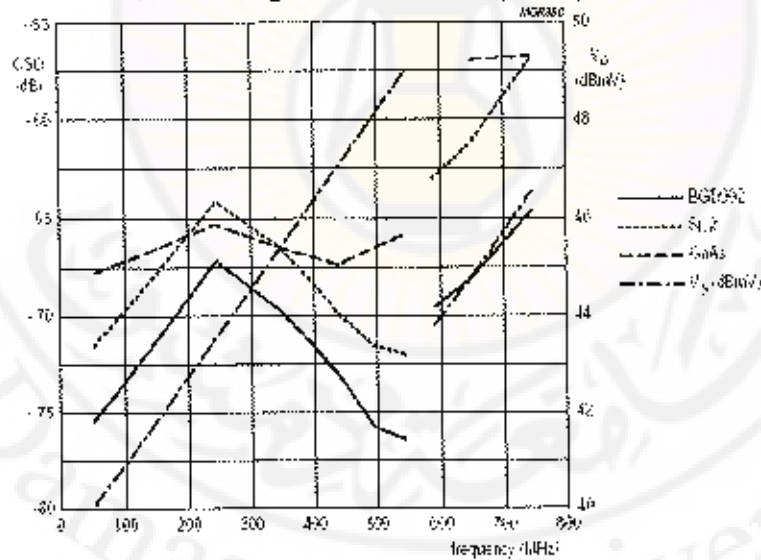
الجدول (٦-٣) .

ملاحق الكتاب

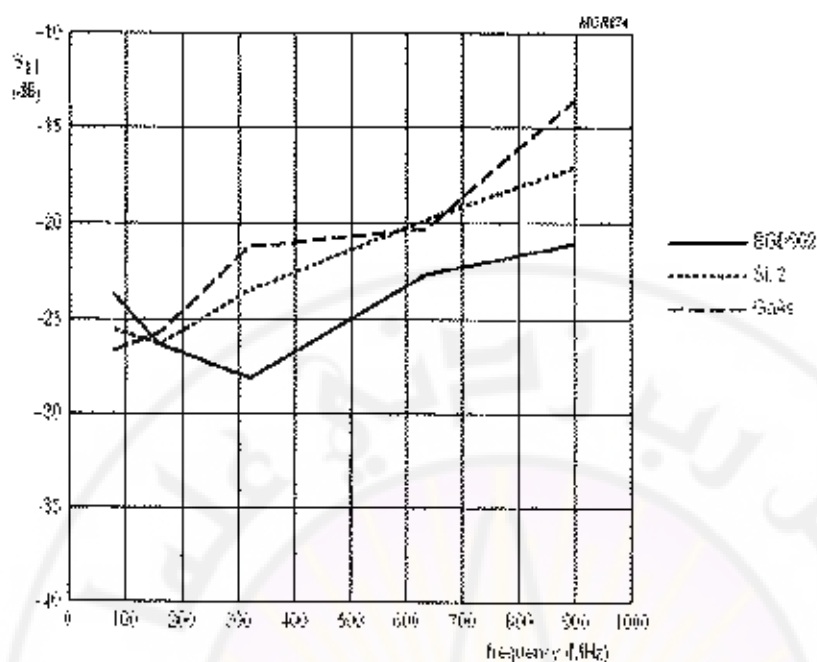
الملحق (١): مقارنة بعض محددات دائرة الـ BGD902 مع التقانات الأخرى.



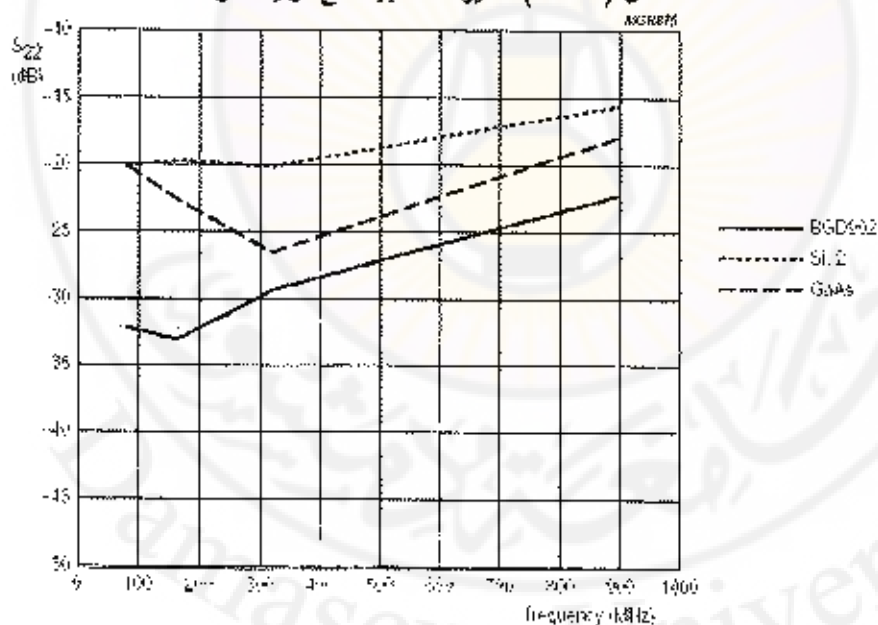
الشكل (٤-٣٩): تغير الـ CTB مع تزايد الـ V_0



الشكل (٤-٤٠): تغير الـ CSO مع تزايد التردد و V_0



الشكل (٤-١١): تغير الـ S_{11} مع تزايد التردد



الشكل (٤-١٢): تغير الـ S_{22} مع تزايد التردد

الملحق (٢): جداول معاملات المرشحات :

تبيّن الجدول التالية معاملات المرشحات الثلاثة المعروفة ببسيل ، بتزورث ، تشيبيشيف حيث قسمت جداول تشيبيشيف إلى عدة جداول تبعاً لتمرجات مجال التمرير التالية :

0,5dB ، 1dB ، 2dB ، 3dB .

أما الرموز المستخدمة فهي التالية :

n : مرتبة (أو درجة) المرشح .

i : عدد المرشحات الجزئية .

b_i ، a_i : معاملات المرشح .

k_i : هي نسبة تردد قطع المرشح الجزئي f_{ci} إلى تردد قطع المرشح الكلي f_c ، حيث تستخدم هذه .

النسبة لاختيار مكبر العمليات الملائم كما تستخدم لتسهيل اختبار خلايا المرشح ذو المرتبة المرتفعة .

Q_i : معامل الجودة للمرشح الجزئي (مقطع الترشيح) .

f_i / f_c : تستخدم هذه النسبة لاختيار مرشحات التمرير الكلي APF حيث f_i هو التردد السدي يبلغ عنده فرق الصفحة / 180 / درجة لمرشح من المرتبة الثانية و / 90 / درجة لمرشح من المرتبة الأولى.

T_{gr0} : زمن التأخير المنظوم (المقيس) لكامل مرشح التمرير الكلي APF .

* الجدول ٦-٤ : معاملات مرشح ببسيل

* الجدول ٦-٥: معاملات مرشح بتزورث

* الجدول ٦-٦: معاملات مرشح تشيبيشيف بتعرج ضمن المجال قدره 0.5dB .

* الجدول ٦-٧ : معاملات مرشح تشيبيشيف بتعرج ضمن المجال قدره 1dB .

* الجدول ٦-٨ : معاملات مرشح تشيبيشيف بتعرج ضمن المجال قدره 2dB .

* الجدول ٦-٩ : معاملات مرشح تشيبيشيف بتعرج ضمن المجال قدره 3dB .

* الجدول ٦-١٠ : معاملات مرشح التمرير الكلي APF .

Table 16-4. Bessel Coefficients

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f(c_i) - f(c)}{f(c_i) - f(c)}$	Q_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.3617	0.0160	1.000	0.58
3	1	0.7560	0.0000	1.323	—
	2	0.9996	0.4772	1.414	0.69
4	1	1.3397	0.4889	0.979	0.52
	2	0.7743	0.2890	1.797	0.81
5	1	0.6656	0.0000	1.502	—
	2	1.1407	0.4128	1.184	0.54
	3	0.6216	0.3245	2.139	0.92
6	1	1.2217	0.3887	1.063	0.51
	2	0.9686	0.3505	1.431	0.64
	3	0.5131	0.2756	2.447	1.07
7	1	0.6837	0.0000	1.648	—
	2	1.0944	0.3385	1.207	0.53
	3	0.8304	0.3011	1.695	0.66
	4	0.4332	0.2381	2.731	1.13
8	1	1.1112	0.3162	1.164	0.51
	2	0.9754	0.2979	1.381	0.56
	3	0.7262	0.2621	1.963	0.71
	4	0.3728	0.2007	2.692	1.23
9	1	0.5386	0.0000	1.857	—
	2	1.0244	0.2834	1.277	0.52
	3	0.8710	0.2636	1.574	0.69
	4	0.6320	0.2311	2.226	0.76
	5	0.3267	0.1854	3.237	1.32
10	1	1.0715	0.2850	1.264	0.50
	2	0.9393	0.2549	1.412	0.54
	3	0.7815	0.2351	1.780	0.62
	4	0.5604	0.2069	2.479	0.81
	5	0.2883	0.1665	3.466	1.42

الجدول ٦-٤ : معاملات مرشح بيسل.

Table 16-5. Butterworth Coefficients

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	θ_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.4142	1.0000	1.000	0.71
3	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.0000	1.0000	1.272	1.00
4	1	1.8478	1.0000	0.719	0.54
	2	0.7054	1.0000	1.290	1.31
5	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.6180	1.0000	0.859	0.62
	3	0.6180	1.0000	1.448	1.62
6	1	1.9319	1.0000	0.676	0.52
	2	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	3	0.5176	1.0000	1.479	1.73
7	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8019	1.0000	0.745	0.55
	3	1.2470	1.0000	1.117	0.80
	4	0.4450	1.0000	1.499	2.25
8	1	1.9616	1.0000	0.661	0.51
	2	1.6629	1.0000	0.829	0.60
	3	1.1111	1.0000	1.206	0.90
	4	0.3902	1.0000	1.512	2.56
9	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8794	1.0000	0.703	0.53
	3	1.5321	1.0000	0.917	0.65
	4	1.0000	1.0000	1.272	1.00
	5	0.3473	1.0000	1.521	2.88
10	1	1.9754	1.0000	0.656	0.51
	2	1.7820	1.0000	0.756	0.56
	3	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	4	0.9080	1.0000	1.322	1.40
	5	0.3129	1.0000	1.527	3.20

الجدول 6-5: معاملات مرشح بترورث

Table 16-6 Tchebyscheff Coefficients for 0.5-dB Passband Ripple

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	Q_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	---
2	1	1.3648	1.8827	1.000	0.86
3	1	1.7636	3.3060	0.537	---
	2	0.6449	1.1921	1.335	1.71
4	1	2.5263	5.4311	0.538	0.74
	2	0.3648	1.4569	1.419	2.81
5	1	2.9236	6.0000	0.342	---
	2	1.3026	2.3631	0.881	1.18
	3	0.7266	1.0833	1.460	4.54
6	1	3.8645	6.9797	0.366	0.68
	2	0.7509	1.8573	1.072	1.81
	3	0.1582	1.0711	1.495	6.61
7	1	4.9211	6.0000	0.249	---
	2	1.8729	4.1795	0.645	1.00
	3	0.4901	1.5670	1.208	2.58
	4	0.1156	1.0443	1.517	8.84
8	1	5.1117	11.060	0.276	0.68
	2	1.0634	2.9366	0.841	1.51
	3	0.2439	1.4206	1.284	3.47
	4	0.0485	1.0467	1.521	11.53
9	1	5.1318	0.0000	0.195	---
	2	2.4283	6.6307	0.506	1.06
	3	0.6839	2.2908	0.989	2.21
	4	0.2556	1.3133	1.341	4.48
	5	0.0696	1.0272	1.532	14.58
10	1	6.3648	18.369	0.222	0.67
	2	1.3582	4.3453	0.689	1.53
	3	0.4822	1.9440	1.091	2.89
	4	0.1994	1.2520	1.381	5.61
	5	0.0563	1.0263	1.533	17.99

الجدول ۶-۶ : معاملات مرشح تشبیهشیف بتعرج ضمن مجال قدره 0.5dB.

Table 16-7. Tschebyscheff Coefficients for 1-dB Passband Ripple

n	i	a _i	b _i	k _i = f _{ci} /f _c	Q _i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.2622	1.5615	1.000	0.96
3	1	2.2156	0.9000	0.451	—
	2	0.5142	1.2057	1.353	2.02
4	1	2.5904	4.1301	0.540	0.78
	2	0.3039	1.1697	1.417	3.56
5	1	3.5711	0.0000	0.280	—
	2	1.1280	2.4896	0.894	1.40
	3	0.1872	1.0814	1.486	5.06
6	1	3.0437	8.5529	0.366	0.76
	2	0.6262	1.9124	1.082	2.20
	3	0.1296	1.0766	1.493	6.00
7	1	4.9620	0.0000	0.209	—
	2	1.6238	4.4999	0.686	1.30
	3	0.3987	1.5334	1.213	3.16
	4	0.0937	1.0432	1.520	10.90
8	1	5.1019	14.760	0.276	0.75
	2	0.8916	3.0426	0.849	1.86
	3	0.2806	1.4334	1.285	4.27
	4	0.0717	1.0432	1.520	14.24
9	1	6.3415	0.0000	0.158	—
	2	2.1262	7.1711	0.514	1.26
	3	0.5624	2.3278	0.994	2.71
	4	0.2076	1.3160	1.346	5.53
	5	0.0562	1.0258	1.533	18.03
10	1	6.3624	22.746	0.221	0.75
	2	1.1399	4.5167	0.604	1.86
	3	0.3939	1.9665	1.093	3.56
	4	0.1616	1.2569	1.381	6.94
	5	0.0466	1.0277	1.532	22.36

الجدول ٦-٧ : معاملات مرشح تشيبشيف ضمن مجال تعرج قدره 1dB.

Table 16-8. Tschebyscheff Coefficients for 2-dB Passband Ripple

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	Q_i
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.1813	1.1775	1.000	1.13
3	1	2.7934	0.0000	0.357	—
	2	0.4300	1.2036	1.378	2.55
4	1	2.4025	4.9862	0.550	0.93
	2	0.2374	1.1896	1.413	4.59
5	1	4.6345	0.0000	0.216	—
	2	0.9050	7.6036	0.908	1.78
	3	0.1434	1.0750	1.493	7.23
6	1	3.5850	10.464	0.373	0.90
	2	0.4925	1.9622	1.085	2.84
	3	0.0995	1.0876	1.491	10.46
7	1	6.4760	0.0000	0.154	—
	2	1.3258	4.7649	0.665	1.05
	3	0.3067	1.5927	1.218	4.12
	4	0.0714	1.0384	1.573	14.28
8	1	4.7743	18.151	0.202	0.89
	2	0.6991	3.1353	0.853	2.53
	3	0.2153	1.4449	1.285	5.56
	4	0.0547	1.0461	1.518	18.39
9	1	8.3198	0.0000	0.120	—
	2	1.7299	7.6580	0.522	1.60
	3	0.4537	2.3549	0.998	3.54
	4	0.1583	1.3174	1.349	7.25
	5	0.0427	1.0232	1.536	23.68
10	1	5.9618	28.037	0.226	0.89
	2	0.8947	4.6644	0.697	2.41
	3	0.3023	1.9858	1.094	4.66
	4	0.1233	1.2614	1.380	9.11
	5	0.0347	1.0204	1.531	29.27

الجدول ٦-٨ : معاملات مرشح تشيبشيف ضمن مجال تعرج قدره 2dB.

Table 16-9. Tschescheff Coefficients for 3-dB Passband Ripple

n	l	a _l	b _l	k _l = f _{cl} /f _c	Q _l
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.0650	1.9305	1.000	1.30
3	1	3.2496	0.0000	0.209	—
	2	0.3559	1.1923	1.396	3.07
4	1	2.1853	5.5339	0.557	1.04
	2	0.1964	1.2009	1.416	5.58
5	1	5.6334	0.0000	0.178	—
	2	0.7620	2.6530	0.917	2.14
	3	0.1172	1.0606	1.500	8.82
6	1	3.2721	11.6773	0.379	1.04
	2	0.4077	1.9873	1.086	3.46
	3	0.0815	1.0861	1.489	12.78
7	1	7.0064	0.0000	0.126	—
	2	1.1169	4.8983	0.670	1.98
	3	0.2515	1.5944	1.222	5.02
	4	0.0582	1.0348	1.527	17.46
8	1	4.3583	20.2948	0.286	1.03
	2	0.6791	3.1808	0.855	3.08
	3	0.1705	1.4507	1.285	6.83
	4	0.0448	1.0478	1.517	22.87
9	1	10.1759	0.0000	0.098	—
	2	1.4585	7.8971	0.526	1.93
	3	0.3561	2.3651	1.001	4.32
	4	0.1294	1.3165	1.351	8.87
	5	0.0348	1.0210	1.537	29.09
10	1	5.4449	31.3798	0.230	1.03
	2	0.7411	4.7363	0.699	2.94
	3	0.2479	1.9952	1.094	5.70
	4	0.1008	1.2638	1.386	11.15
	5	0.0283	1.0304	1.530	35.85

الجدول ۹-۶ : معاملات مرشح تشبیهی ضامن مجال نعره 3dB.

Table 16-10. All-Pass Coefficients

n	l	a _l	b _l	f _l /f _c	Q _l	f _{gr0}
1	1	0.6436	0.0000	1.564	..	0.204 9
2	1	1.0278	0.8832	1.004	0.58	0.519 1
3	1	1.1415	0.0000	0.870	..	0.043 7
	2	1.5092	1.0877	0.969	0.69	
4	1	2.3370	1.4878	0.820	0.52	1.173 2
	2	1.3506	1.1837	0.919	0.81	
5	1	1.2974	0.0000	0.771	..	1.106 9
	2	2.2224	1.5085	0.798	0.66	
	3	1.2116	1.2330	0.961	0.92	
6	1	2.6117	1.7763	0.750	0.61	1.859 3
	2	2.0706	1.6816	0.790	0.61	
	3	1.0967	1.2596	0.891	1.02	
7	1	1.3735	0.0000	0.728	..	2.173 7
	2	2.5320	1.8165	0.712	0.53	
	3	1.9211	1.6116	0.788	0.66	
	4	1.0623	1.2743	0.886	1.13	
8	1	2.7541	1.9420	0.718	0.61	2.568 4
	2	2.4174	1.8300	0.730	0.56	
	3	1.7850	1.6101	0.788	0.71	
	4	0.9239	1.2822	0.883	1.23	
9	1	1.4186	0.0000	0.705	---	2.693 4
	2	2.6979	1.9659	0.713	0.52	
	3	2.2949	1.8282	0.740	0.59	
	4	1.6644	1.6027	0.796	0.76	
	5	0.8579	1.2862	0.882	1.32	
10	1	2.8406	2.0430	0.699	0.60	3.176 6
	2	2.6120	1.9714	0.712	0.61	
	3	2.1733	1.8104	0.742	0.62	
	4	1.5583	1.5923	0.792	0.81	
	5	0.8618	1.2877	0.881	1.42	

الجدول ٦-١٠ : معاملات مرشح التمرير الكلي APF.

المصطلحات الفنية المستخدمة

A

Absolute accuracy	الدقة المطلقة
Absolutely stable	مستقر إطلاقاً
Acquisition time	وقت التحصيل
Active load	حمل فعال
Adder	جامع
Admittance	السماحية
Advantage	مزية ، حسنة
All Pass Filter	مرشح تمرير كلي
Ambient temperature	درجة حرارة المحيط
Amplifier	مضخم ، مكبر
Amplitude	مطال
Analog I.c's	الدارات المتكاملة التماثلية
Anti-aliasing	مضاد للتزييف / للمزايعة
Antilog amplifier	المكبر عكس اللوغاريتمي
Aperture time	وقت الفتحة
Approximation	تقريب
Arrangement	تنظيم ، ترتيب
Attenuator	مخمد
Audio	سمعي
Avalanche	الانهيار
Average	متوسط

B

Balanced modulator	المعدل المتوازن
Band-Pass Filter	مرشح تمرير مجال
Band-Stop Filter	مرشح منع مجال
Band Width	عرض المجال
Base (Transistor)	القاعدة
Bias	انحياز ، استقطاب
Bipolar Junction Transistor	ترانزستور ثنائي القطبية
By-Pass Capacitor	مكثفة التمرير

C

Cancellation circuit	دائرة حذف
Capacitor-coupled	الترابط بمكثف
Carrier	حامل
Cascaded Amplifier	المضخم المترابط تسلسلياً
Cascod Amplifier	مكبر الكاسكود
Case	علبة التغليف / حالة
Central tap	نقطة التقريع الوسطى
Characteristics	الخاصية ، منحنى الخواص
Choke	ملف خانق
Chopper	مقطع
Class	صنف
Clipping	التحديد
Closed-loop gain	تكبير الحلقة المغلقة

Collector (Transistor)	مجمع ، محصل
Common	مشترك
Common Base	قاعدة مشتركة
Common mode	نمط مشترك
Commutation	الاستبدال
Compensation	تعويض
Complementary amplifier	مكبر متتام
Complex	مركب ، معقد
Component	مكون ، عنصر
Computer disk drive	سواقة قرص الحاسب
Conduction angle	زاوية التوصيل
Controlled Sources	المصادر المحكومة
Configuration	شكل ، هيئة
Convection	الحمل ، نقل الحرارة بالحمل
Converter	مبدل
Crossover distortion	التشويه العرضاني ، التقاطعي
CSO: 2 nd Order Distortion	تشويه التوافقية الثانية
CTB:3 rd Order Distortion	تشويه التوافقية الثالثة
Current Hogging	نقوس التيار
Current Source	مصدر تيار
Cut-In Voltage V_f	جهد التوصيل
Cycle	دورة

D

Darlington amplifier	مكبر دارلنغتون
Decade	وحدة عشرية
Decoupling Filter	مرشح فصل
Demodulation	فك التعديل (الكشف)
Dephasor	مزيج الطور
Depletion Layer	المنطقة المقفورة
Derating	التدهور (بالمواصفات)
Destructive temperature	درجة الحرارة الإتلافية
Differential	تفاضلي
Diffusion	انتشار
Digital	رقمي
Diode	ثنائي
Direct Coupled	ترابط مباشر
Dissipation	تبديد
Distortion	تشويه ، تشوه
Dividing circuit	دائرة تقسيم
Double tuned	مضاعف التوليف
Drain (FET)	مصرف
Drift	جرف
Driver	دائرة قيادة ، سواقة
Effect	تأثير

E

Efficiency	مردود
Emitter	باعث
Emitter Follower	تابع باعني
Envelop	مغلف ، غلاف
Equipments	معدات ، تجهيزات
Equivalent Circuit	الدائرة المكافئة
Error	خطأ
Even harmonics	التوافقيات الزوجية
Excess Noise	ضجيج الزيادة
Exponential	أسّي
F	
Feed Back	التغذية الخلفية
FET(Field Effect Transistor)	الترانزستور نوالثأثير الحقلّي
Filter	مرشح
Fin	جنيحة تبريد
Flat Response	الاستجابة المنبسطة
Float Load	حمل عائم
Fourier analysis	تحليل فورية
Frequency doubler	مضاعف التردد
G	
Gain	تكبير ، كسب ، ربح
Gain Margin	مجال الكسب
Gate (FET)	بوابة

Group Delay

تأخير المجموعة

H

Harmonics

توافقيات

Heat sink

مصرف الحرارة

High-Pass Filter

مرشح تمرير مرتفع

Hybrid

هجين ، مختلط

Hyperbola

قطع زائد

Hyperbolic tangent(tanh)

ظل القطع الزائدي

I

Impedance

ممانعة

Implementation

تنفيذ ، تحقيق

Inherent

متأصل

Instrumentation

خاص بالقياسات

Integrated Circuit

دارة متكاملة

Integrator

مكامل

Intermodulation-Distortion

تشويه التعديل البيني

Inverse hyperbolic tangent

ظل القطع الزائدي العكسي

Inverter

عاكس ، قالب

J

Junction FET (J FET)

الترانزستور FET ذي الوصلة

L

Lag Compensation

تعويض تأخيري

Lead Compensation

تعويض تقديمي

Leakage Current

تيار التسريب

Level-Shifting	إزاحة المستوى
Linear Model	نموذج خطي
Load Line	خط الحمل
Logarithmic Amplifier	مكبر لوغاريتمي
Logic	منطق
Loop Gain	تكبير الحلقة
Low-Pass Filter	مرشح تمرير منخفض
M	
Manipulation	تعاطي ، معالجة
Matching	التوافق ، المواءمة
Maximaly Flat	الاستجابة المنبسطة الأعظمية
Maximum	أعظمي
Mean square	المتوسط التربيعي
Mechanism	آلية
Mica washer	حلقة من الميكا
Mid-Band Frequency	منطقة الاستواء الترددي
Minimum	أصغري
Mirror, Current	مرآة تيار
Mismatch	سوء التوافق
Model	نموذج
Modulation	تعديل
Monolithic I.C	الدوائر المتكاملة المتجانسة
Multi Media Services(MMS)	خدمات الأوساط المتعددة

Multiplication constant	ثابت الضرب
Multiplier	ضارب
N	
Narrowband amplifier	مكبر ضيق المجال
Natural logarithm(ln)	
Network	شبكة ، دارة
Negative half-cycle	نصف الموجة السالب
Neutralisation	تحييد
Noise	ضجيج
Non Linear Distortion	تشويه لاخطي
Nonlinear	لاخطي
Normalized Values	قيم منظومة
O	
Offset-Current	تيار الإنزياح
Offset-Voltage	جهد الإنزياح
Open-Loop gain	تكبير الحلقة المفتوحة
Operational Amplifier	مكبر العمليات
Optimum	أمثلي
Out-of-phase	مخالفة بالطور
Output	خرج
Overshoot	نطاوول ، تدلي
P	
Parameter	محدد
Peak Detector	كاشف قمة

Phase	صفحة ، طور
Phase Margin	مجال الطور
Phase splitter	مفرق الطور
Pinch-Off Voltage	جهد الاختناق
Planar Technique	التقنية المسطحة
Pole	قطب
Power, Available	الاستطاعة المتاحة
Programmable transconductance	نوصيلية تبادلية قابلة للبرمجة
Pulse Quality Factor	معامل جودة النبضة
Push-pull amplifier	مكبر دفع وجذب
Quadrant	ربع
Quasi-complementary	شبه متتام
Quiescent Point	نقطة العمل الساكنة
Radiation	اشعاع
Radio frequency(RF)	تردد راديوي
Random	عشوائي
Rate	معدل ، وكيرة
Recombination	تضام
Recovery Time	زمن الاستعادة
Rectifier	مقوم

Regulator	منظم
Resistive load	حمل أومي
Resonant network	دائرة رنين
Reverse	عكسي
Root Locus Graph	المحل الهندسي للجذور
S	
Sampling	الإعتيان ، أخذ العينات
Sample And Hold (S/H)	التقطيع و الإمساك
Saturation	تشبع
Scale factor	معامل سلمي
Selectivity	الانتقائية
Settling Time	زمن الإقامة
Signal conditioning	تكيف ، تهيئة الإشارة
Shift	إزاحة
Single-side band	حزمة جانبية وحيدة
Shot Noise	ضجيج الإطلاق
Shunt Peaking	التقميم التفرعي
Simulation	تمثيل ، محاكاة
Slew Rate	معدل المتابعة
Source (FET)	منبع
Source Follower	التابع المنبعي
Spectral Density	كثافة الطيف
Square root	الجذر التربيعي

Stagger Tuned	التوليف المتعاقب
Step Function	تابع قفزي
Storage Time	وقت التخزين
Stray Capacitance	سعة شاردة
Suppressed carrier	حامل مكبوت ، مضغوط
Switch	مفتاح
Synchronously Tuned	متواقت التوليف
Synthesis, Filter	تصميم (تركيب) المرشح
T	
Terminology	مصطلح
Thermal compensation	تعويض حراري
Thermal runaway	الأنهيار الحراري
Threshold Voltage	جهد عتبة
Tolerance	التسامح ، الخلوص
Total Harmonic Distortion	تشويه التوافقيات الكلي
Tracking, Thermal	الملاحقة الحرارية
Transconductance	التوصيلية التبادلية (الاجتيازية)
Transducer	حساس
Transfer Function	تابع التحويل (الاستجابة)
Transformer Coupled	مترايط بمحول
Transient	عابر
Transition Frequency	تردد العيور
Trigonometric	مثلثي

Trimming	ضبط ، تهذيب
Tuned Amplifier	مكبر مولف
Twisted Pair	سلكين مجدولين
Typical	نموذجي

U

Uncompensated	غير معوض
Unipolar Transistor	ترانزستور أحادي القطبية
Under Damped	تحت التخميد
Unity Gain	تكبير واحد
Unstability	عدم الاستقرار

V

Video Amplifier	مكبر إشارة الرؤية
Virtual Ground	أرض وهمية
Voltage follower	تابع جهدي

W

Waveform	شكل الموجة
White Noise	ضجيج أبيض

Z

Zero	صفر (جذر)
------	-----------

1-" **CMOS Transconductance Multiplier: A Tutorial**" by: Gunhee Han and Edgar Sanshey-Sinencio, IEEE Transaction On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Processing, Vol. 45, No. 12, December 1998.

2- " **Wideband Linear Four-Quadrant Multiplier (MC1495)**" Motorola Analog IC Device Data, Motorola Company, Inc. 1996.

3-" **Wide Bandwidth Precision Analog Multiplier (MPY634)**" Burr-Brown Analog IC Device Data,, Burr-Brown Corporation, December 1995.

4-"**Analog Multiplier (RC4200)**" Fairchild Semiconductor product Specification, Fairchild semiconductor (IM), Rev. 1.2.1, 2001.

5-" **IC Multiplier Applications**", Notebook of School of Electronic And Communications Engineering, Dublin Institute of Technology. Sergio Franco, **Design With Operational Amplifiers And Analog**

Integrated Circuits, McGraw-Hill, 1998, PP. 538-548.

6-" **Log And Antilog Amplifier**", Notebook of School of Electronic And Communications Engineering, Dublin Institute of Technology. Pallas-Areny R. and Webster J. G., **Analog Signal processing**, Wiley, 1999, PP. 293-321.

7-" **Analog Multipliers**, Notebook of School of Electronic And Communications Engineering, Dublin Institute of Technology. Gray P. R. and Meyer R. G., **Analysis And Design Of Analog Integrated Circuits**, (3rd Edition), Wiley, 1992, PP. 667-681.

٢- مكبر الاستطاعة :

1-" Electronic Devices And Circuits" by: Theodore F. Bogart, Bell&Howell Company, Universal Book Stall, New Delhi, 1995.

٣-المكبر المؤلف:

1-"Electronic Circuits : Discrete & Integrated" by : D.L.Schilling & C.Belove, MCGrawHill (1968).

2-"Electronic Circuits : Physical Principles, Analysis & Design" by : P.M.Chirlian, MCGrawHill (1971).

٤- مكبر المجال العريض :

1-"Electronic Circuits : Physical Principles, Analysis & Design" by : P.M.Chirlian, MCGrawHill (1971).

2-"Pulse Digital & Switching Waveforms" by : J.Millman, H.Taub, MCGrawHill (1965).

3-"A hybrid WBA module for Digital CATV Networks with the BGD 902" APP.Note : An98109, Philips SC (1999).

4-"Wide Band AGC Amplifier as a differential Amp"App.Note.OA-16, National SC . (1993)

5-"Transconductance Amplifiers Simplify WB techniques" App.Note 692, MAXIM, (2000).

6-"Video Amplifier NE-592" Philips, (1992).

٥- المضجيج والتشويه:

1-"Analysis Design of Transistor Circuits" by: L.G.Cowles, Van-Nostrand (1966)

2-"Communication Systems" by: B.Carlson, McGraw-Hill, (1968)

3-"Analogand Switching Circuit Design" by: J.Watson , Wiley-Inter science, (1989)

4-"Nonlinear Audio Distortion" by:R.C.Cabot, B.Hofer & R.Metzler

5-"Audio Distortion Measurement" by:Steve Teme , Bruel & Kjeur, (1993)

6-"Inter-Modulation Distortion (IMD) Measurements" by: Anritsu, App.Note, (2000)

٦- المرشحات الفعالة :

1-"Design of Analog Filters" by : R.Schauman, M.S.Ghausi, K-R.Laker, Prentice-Hall (1990).

2-"Active Filter Design Techniques" App.Note.Texas Instrument (2001).

3-"Active Filters-An Overview" Quintenz Hybirdtechnik .



اللجنة العلمية :

- الأستاذ الدكتور حسن أبو السوار.
- الأستاذ الدكتور محمد سعيد صفدي.
- الأستاذ المساعد الدكتور عصام عبور

المدقق اللغوي :

- الأستاذ الدكتور شوقي المعري

حقوق الطبع والترجمة والنشر محفوظة لمديرية الكتب والمطبوعات

