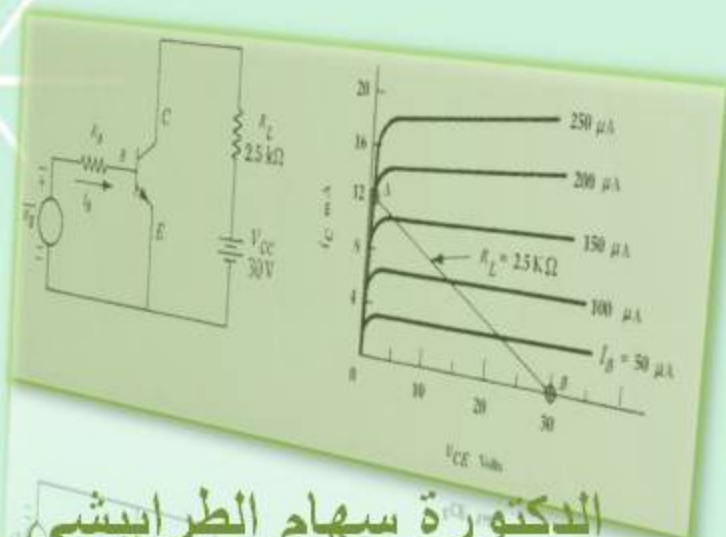


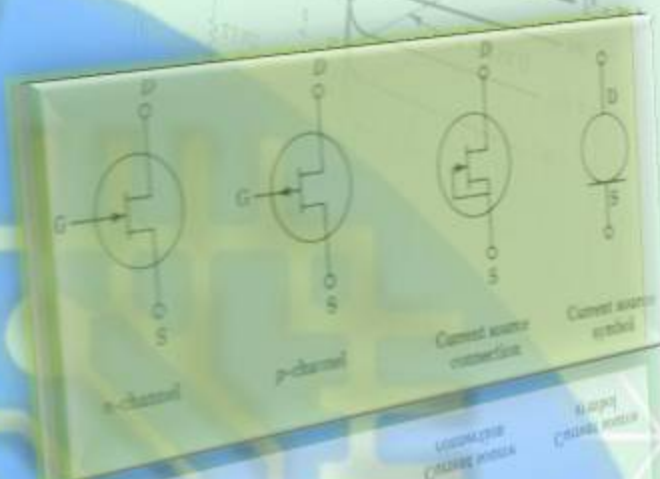


منشورات جامعة دمشق
كلية العلوم
قسم الفيزياء

الإلكترونيات 2



الدكتورة سهام الطرابيشي
أستاذ مساعد في قسم الفيزياء



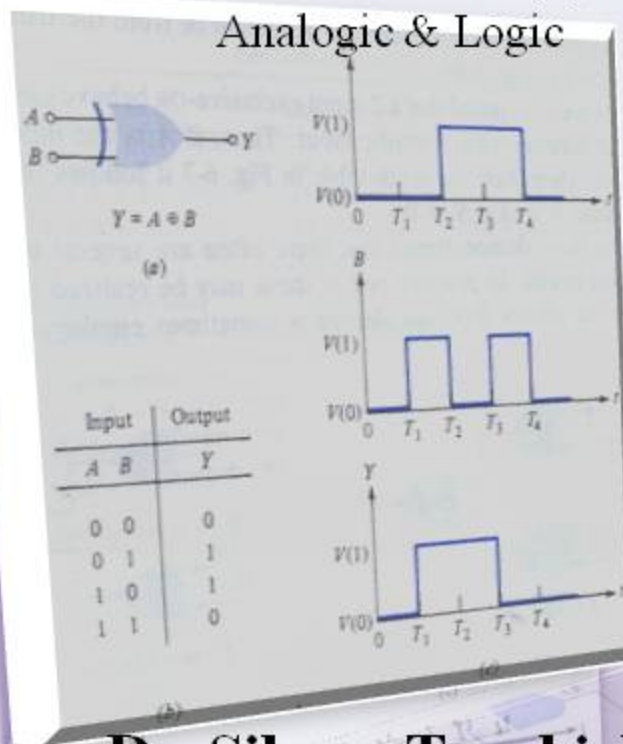
1431-1430 هـ

2010-2009 م

جامعة دمشق

Electronics (2)

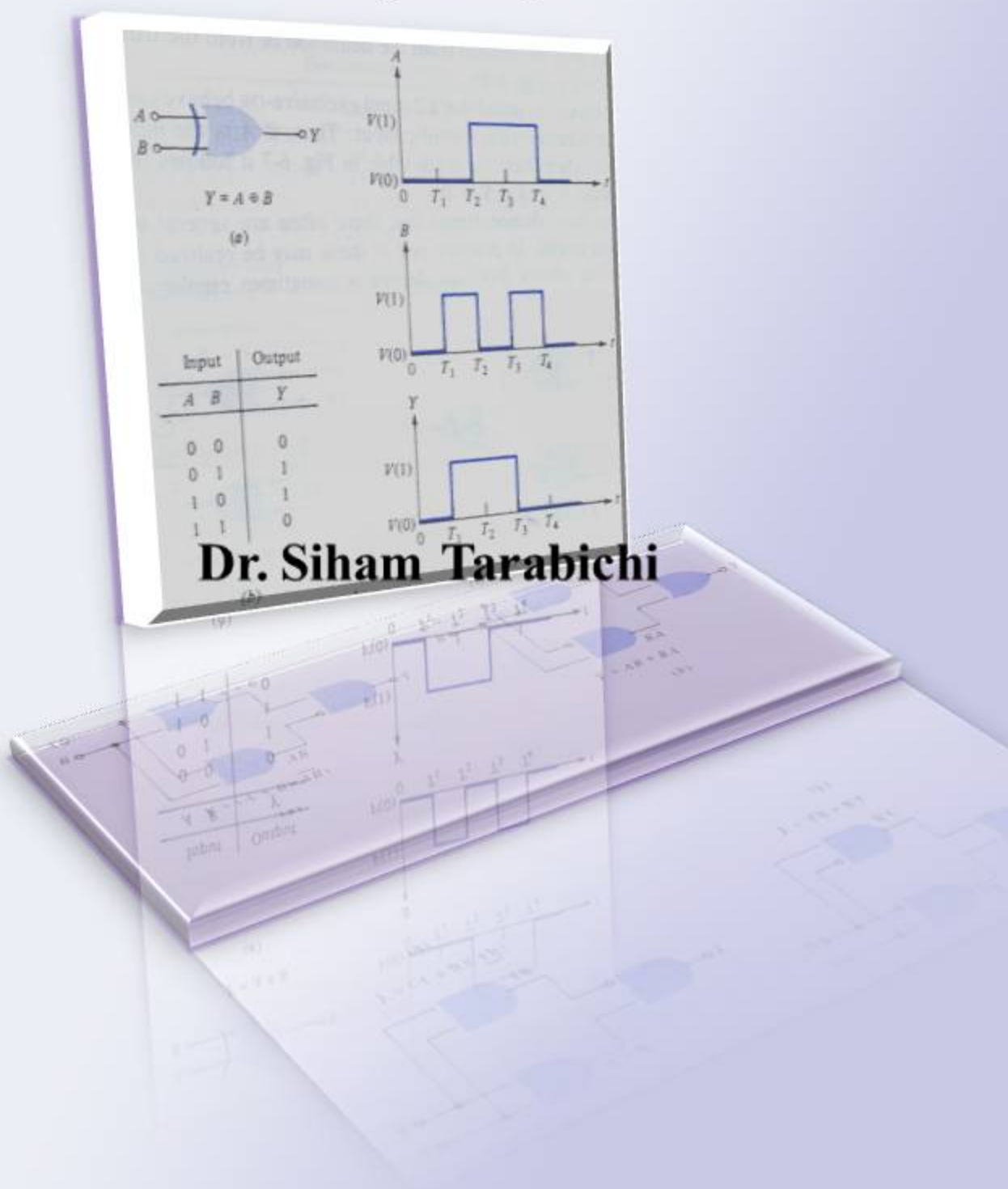
Analogic & Logic



Dr. Siham Tarabichi

Electronics (2)

Analogic & Logic



Dr. Siham Tarabichi



الإلكترونيات 2





منشورات جامعة دمشق
كلية العلوم

الإلكترونيات 2

الدكتورة سهام الطرابيشي
أستاذ مساعد في قسم الفيزياء

1431-1430 هـ

2010-2009 م

جامعة دمشق



الفهرس

9	مقدمة في أنصاف النواقل والثنائيات	الفصل الأول
29	الترانزستورات الثنائية القطبية BJT	الفصل الثاني
51	المنحنيات المميزة للترانزستور BJT وداراته المكافئة	الفصل الثالث
67	طرائق توصيل مضخم بالترانزستور الثنائي القطبية	الفصل الرابع
89	الترانزستورات ذات المفعول الحقلّي FET	الفصل الخامس
113	المضخمات بالربط المباشر	الفصل السادس
137	المضخمات المتعددة المراحل	الفصل السابع
163	التغذية الراجعة العكسية	الفصل الثامن
197	الدارات الخطية (التماثلية) المتكاملة	الفصل التاسع
231	المرشحات الفعالة	الفصل العاشر
255	مضخمات الاستطاعة	الفصل الحادي عشر
291	الدارات المهتزة	الفصل الثاني عشر
327	النظام الثنائي والبوابات المنطقية	الفصل الثالث عشر
355	دارات المنطق التركيبي (التجميعي)	الفصل الرابع عشر
407	دارات المنطق التعاقبي	الفصل الخامس عشر
439	المصطلحات	
447	المراجع	



المقدمة

يتناول هذا الكتاب الموجه إلى طلاب الفيزياء بالدرجة الأولى الخصائص الأساسية لكل من الترانزستورات الثنائية القطبية BJT والترانزستورات ذات المفعول الحقلي FET وأشكال توافرها وأهم الوظائف الإلكترونية التي تؤديها من تضخيم وترشيح وحساب عددي. يغطي هذا الكتاب إضافة إلى الترانزستور الثنائي القطبية BJT، والترانزستور ذي المفعول الحقلي FET كلاً من الدارات المتكاملة التماثلية والرقمية. ومن متطلبات هذا الكتاب حياة خلفية في التحليل المبدئي للدارات الكهربائية، بما فيها فهم كامل لتحليل الحلقات والعقد، وهذا ما يتحقق لدى طلابنا من خلال مقرر الإلكترونيات 1.

نؤكد في الكتاب على فهم عمل الثنائي وكل من الترانزستور الثنائي القطبية وخاصة النوع npn والترانزستور ذي المفعول الحقلي FET وتطبيقاتهما، مع التلميح إلى الأنواع الأخرى. نؤكد على عمل هذه المكونات في حالي الإشارات الصغيرة والكبيرة على السواء، ويجري شرح مفهوم الدارة المكافئة في تطبيقات الإشارات الصغيرة. أما في حال تطبيقات الإشارات الكبيرة فإنه يتم التأكيد على التحليل البياني باستخدام خط الحمل ومفهوم مميز انتقال التوتر. وقد جرى عرض تطبيق هذه المكونات (أو العناصر الإلكترونية) في الدارات التماثلية والرقمية. وقد أجريت محاولة للحفاظ على التوازن بين النظري والعملي.

تغطي الفصول الستة الأولى دارات الترانزستور عند الترددات المنخفضة. يمكن استخدام هذه الفصول في مجموعة أولى من المحاضرات نظراً لعدم حاجتها إلى معرفة بالمتحول الترددي العقدي والاستجابة الترددية. في حالة الفصول الستة الأخرى من المفيد معرفة شيء عن الاستجابة الترددية، ويمكن استخدام هذه الفصول في مجموعة أخرى من المحاضرات. أما الفصلان الثالث عشر والرابع عشر فيقدمان القارئ إلى أساسيات الدارات الرقمية التي تدعى البوابات المنطقية والقلابات والمؤقتات وبعض تطبيقاتها في الدارات والنظم الرقمية. يمكن تغطية مادة هذين الفصلين سابقاً أو لاحقاً وذلك حسب اهتمام القارئ. فإذا استخدمت في المجموعة الأولى فيجب حذف الخصائص التفصيلية للبوابات في الفصل الثالث عشر.

يقدم الفصل الأول لأنصاف النواقل ولأنواع الثنائيات الوصلية وتطبيقاتها في مجالات متعددة بما فيها الدارات المكافئة في حالي الإشارات الصغيرة والإشارات الكبيرة.

يتناول الفصل الثاني الترانزستورات الثنائية القطبية، وقد تمت فيه مناقشة مختلف منحنياتها المميزة I-V، في حين تناول الفصل الثالث الدارات المكافئة لهذه الترانزستورات في حالة الإشارات الصغيرة، والتي ستستخدم فيما بعد في الفصول اللاحقة. وقد تناول الفصل الرابع الطرائق المختلفة لتوصيل المضخمات بالترانزستورات الثنائية القطبية. يعنى الفصل الخامس بالترانزستورات ذات المفعول الحقلية؛ وتتضمن الترانزستورات الوصلية جفيت JFET والترانزستورات MOS (معدن أكسيد نصف ناقل) بنوعها الإغنائي والإقفاري. وقد تناول منحنياتها المميزة واستجابتها في حالة الإشارة الكبيرة والدارات المكافئة في حالة الإشارة الصغيرة وأنواع الاستقطاب.

يتناول الفصل السادس أنواع توصيل المضخمات بالربط المباشر والذي يتم اللجوء إليه في حالة الإشارات المنخفضة التردد. ويتناول الفصل السابع دراسة المضخمات المتعددة المراحل والتي يتم اللجوء إليها لدى الحاجة إلى أرباح كبيرة. أما التغذية الراجعة السالبة في المضخم والتي يمكن أن تخفف تشوه إشارته وأن تزيد عرض حزمته وأن تغير كلاً من ممانعة خرجة وممانعة دخله وتؤدي إلى استقرار ربحه فتشكل الموضوع الرئيسي للفصل الثامن. ويضم الفصل التاسع دراسة للرقاقات الأحادية التي يندمج في كل منها عدة مكونات إلكترونية. وقد خصص الفصل العاشر لدراسة المرشحات الفعالة التي تستخدم مضخمات العمليات، ويعد الفصل الحادي عشر الفصل الأخير الذي يتناول الإلكترونيات التماثلية وبخاصة مضخمات الاستطاعة، في حين يتناول الفصل الثاني عشر الدارات المهتزة بأنواعها ماعدا الدارات المولدة للاهتزازات التربيعية التي سيتم تناولها في مقرر الإلكترونيات العملية ضمن إطار القلايات التماثلية.

يؤدي الفصل الثالث عشر دور مقدمة للدارات الرقمية والبوابات المنطقية المتكاملة الدارات. تمت فيه مناقشة العمليات المنطقية الأساسية والبوابات المنطقية وخصائصها والتوصيل البيني. يتناول الفصلان الرابع عشر والرابع عشر كلاً من دارات المنطق التجميعي والمنطق التعاقبي على الترتيب إضافة إلى تطبيقاتهما. أرجو أن أكون قد وفقت في ذلك وأن ينتفع طلبتنا الأعزاء من هذا الكتاب والله من وراء القصد

د. سهام الطرايشي

الفصل الأول

مقدمة في أنصاف النواقل والثنائيات الوصلية

تشكل أنصاف النواقل أساس الإلكترونيات الحديثة وهي كما يدل اسمها، ليست نواقل جيدة ولا هي عوازل جيدة. ولفهم وظائف المكونات الإلكترونية نصف الناقلة، يتطلب الأمر الإلمام بالخصائص الفيزيائية لأنصاف النواقل التي تساعد في فهم آلية عمل مكوناتها الإلكترونية، وذلك بالعودة إلى مختلف المقررات التي تعالج هذا الأمر.

وأنصاف النواقل هي العناصر التي تحتل العمود الرابع من الجدول الدوري وتحوي بالتالي أربعة إلكترونات تكافؤ كالسيليسيوم والجرمانيوم. ترتبط الذرات في البلورات نصف الناقلة فيما بينها بأربع روابط مشتركة وبالتالي فهي لا تتضمن في درجة الحرارة العادية إلا عدداً قليلاً من الإلكترونات، الأمر الذي يجعل منها نواقل رديئة للتيار الكهربائي.

غير أنه يمكن للبلورة نصف الناقلة أن تصبح ناقلاً جيداً جداً، إذا ارتفعت درجة حرارتها إلى حد كاف لمنح عدد كبير من الإلكترونات طاقة كافية لتحطيم روابطها المشتركة وجعلها تتحرك بحرية. يجدر بالذكر أن هذه الطاقة تختلف من نصف ناقل إلى آخر. وهي الطاقة التي تعرفنا عليها من خلال دروس الجسم الصلب باسم العصابة الممنوعة والتي تمثل الطاقة الصغرى اللازمة لتحطيم الرابطة المشتركة وتحرير إلكترون من عصابة التكافؤ إلى عصابة النقل. تساوي هذه الطاقة في حالة السيليسيوم 1.20 وفي حالة الجرمانيوم 0.782 مقدرة بالإلكترون فولط. وقد تعلمنا من دروس الجسم الصلب أن طاقة العصابة الممنوعة تنخفض مع ارتفاع درجة الحرارة.

يمكن للفوتونات أو الطاقة الضوئية وللحقول الكهربائية الشديدة أيضاً أن تحطم الروابط المشتركة في هذه المواد وأن ترفع إلكترونات التكافؤ فيها إلى عصابة النقل وبالتالي زيادة ناقليتها. وعندما يترك الإلكترون عصابة التكافؤ يحدث نقصاً في الرابطة المشتركة يدعى ثقباً. يسمح هذا الثقب بحركة الشحنة ومن ثم النقل بالإلكترونات التكافؤ، حيث يمكن للإلكترون مجاور في عصابة التكافؤ أن يملأ الثقب محدثاً ثقباً آخر دون أي تبادل للطاقة عملياً. فإذا تمكن مراقب من رؤية الإلكترونات والثقوب فهو يلاحظ حركة الثقوب كما يلاحظ حركة الإلكترونات. يؤدي الثقب دور شحنة موجبة، تقدر بنحو $1.6 \times 10^{-19} C$ ، لأن الذرة التي يقع فيها الثقب ينقصها إلكترون. وهكذا ينجم النقل الكهربائي في نصف الناقل عن الإلكترونات الحرة والثقوب الحرة والمعروفة بحاملات الشحنة

المتحركة. وفي نصف الناقل النقي أو الأصيل intrinsic تتساوى كثافة الثقب p_i مع كثافة الإلكترونات الحرة n_i فيه لأن الإلكترون الحر يخلف ثقباً واحداً.

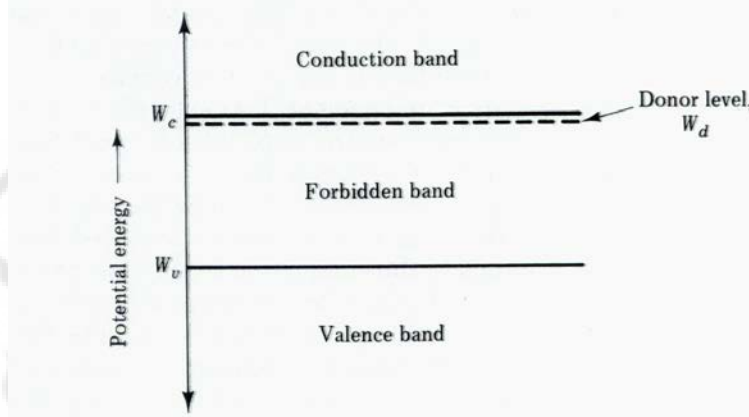
ترتبط الناقلية الكهربائية $conductance$ (أو المقاومة) لشريحة من مادة نصف ناقلة، بكثافة نوعي حاملات الشحنة المتوافرة فيها، وبحركية $Carrier mobility$ كل منها (تعرف حركية حاملات الشحنة المتحركة بأنها نسبة سرعة إزاحتها المتوسطة بفعل الحقل الكهربائي إلى الحقل الكهربائي). وقد تعلمنا من دروس الجسم الصلب أن حركية الإلكترونات في نصف الناقل أكبر من حركية الثقب، وأن كثافة حاملات الشحنة المتحركة فيه ترتبط بكل من درجة الحرارة وعرض العصابة الممنوعة. تقدّر كثافة الإلكترونات الحرة في السيليسيوم النقي عند الدرجة $300^\circ K$ مثلاً بنحو $1.7 \times 10^{16} \text{ electrons/m}^3$ ، كما تقدر ناقلية السيليسيوم النقي عند الدرجة نفسها بنحو $0.5 \times 10^{-3} \text{ S/m}$ ومقاوميته بنحو $200 \Omega m$.

تتولد حاملات الشحنة الحرة، كما هو متوقع، بشكل مستمر في نصف ناقل معين، وتزداد كثافتها باستمرار إذا لم تحدث عملية الاتحاد $recombination$ والاتحاد هو عملية ملء ثقب بالإلكترون حر وبالتالي اختفاء الحاملين كليهما. ونظراً لأن فرص الاتحاد تتناسب طردياً مع جداء عدد الإلكترونات الحرة والثقب فإن معدل اتحادهما يتناسب طردياً مع هذا الجداء np . يعتمد الترمستور $thermistor$ ، وهو مقاوم نصف ناقل حساس لدرجة الحرارة على تغير مقاومته مع درجة الحرارة.

1. نصف الناقل المشوب

يمكن أن ترتفع ناقلية بلورة نصف ناقلة بشكل كبير لدى إدخال كميات صغيرة من الشوائب فيها. فإذا أضيف بعض ذرات العناصر الخماسية التكافؤ كالزرنخ As أو الأنتيمان Sb إلى بلورة نصف ناقلة من السيليسيوم مثلاً، فإن كل ذرة شائبة تشكل أربع روابط مشتركة مع ذرات السيليسيوم المجاورة ويفيض إلكترون تكافؤ لا يسهم في البنية البلورية، وتدعى الشائبة في هذه الحالة بالذرة المانحة $donor$. يكون ارتباط الإلكترون الفائض بالذرة في درجة الصفر المطلق ضعيفاً ويتطلب قدراً صغيراً من الطاقة الحرارية ليصبح إلكترونًا حرًا. يتوضع هذا الإلكترون الفائض، في الواقع كما يتضح من الشكل 1 عند المستوى W_d الأقرب إلى عصابة النقل وأخفض منها بنحو 0.01 eV . ولهذا فإن الإلكترونات الفائضة كلها تقريباً في البلورة نصف الناقلة تكتسب طاقة إضافية لتصبح إلكترونات حرة في عصابة النقل عندما ترتفع درجة حرارة البلورة إلى أعلى من $50^\circ K$. لاحظ أن كل ذرة شائبة تسهم عملياً بإلكترون حر من دون إحداث أي ثقب. لاحظ أيضاً أنه

ينجم عن الذرة المانحة شحنة موجبة ثابتة في البنية البلورية لدى تحرر الإلكترون مع بقاء البلورة معتدلة كهربائياً. تعرف البلورة المشوبة بشائبة مانحة بأنها بلورة من النوع n لأن معظم حاملات الشحنة المتحركة سالبة.



الشكل 1. مخطط المستويات الطاقة في نصف ناقل من النوع n

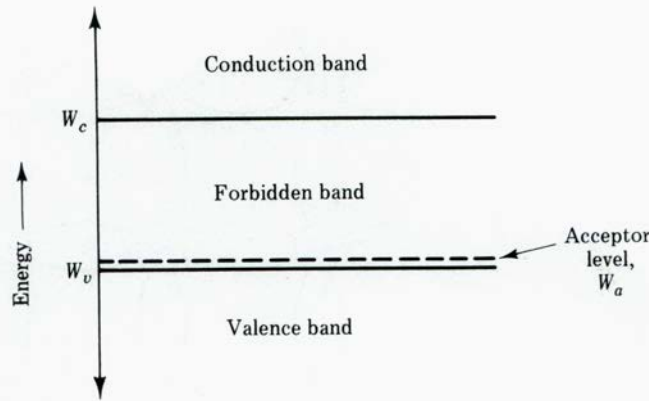
يطلق على الإلكترونات الحرة في بلورة مشوبة بشائبة مانحة اسم حاملات الشحنة الأكثرية *majority carriers*، كما يطلق على الثغوب اسم حاملات الشحنة الأقلية *minority carriers*. وأما كثافة حاملات الشحنة الأكثرية n_n فتساوي مجموع كثافة الشائبة المانحة N_d وكثافة الإلكترونات الحرة الأصلية n_i وبالتالي:

$$n_n = N_d + n_i$$

تسهم في ناقلية هذه البلورة أيضاً كثافة حاملات الشحنة الأقلية p_n . عندما تكون كثافة الذرات المانحة N_d كبيرة مقارنة بكثافة حاملات الشحنة الأصلية n_i ، فإن الكثافة الكلية لحاملات الشحنة عند درجات الحرارة العادية تساوي عملياً كثافة الشائبة N_d .

أما البلورات نصف الناقلة المشوبة من النوع p فيمكن الحصول عليها بإضافة آثار من مادة ثلاثية التكافؤ كالأنديوم أو الغاليوم إلى نصف الناقل النقي المصهور. تتوضع، في هذه الحالة، كل ذرة شائبة في بنية البلورة لدى تشكيلها ولكن ينقصها إلكترون واحد لتشكيل أربع روابط مشتركة مع أربع ذرات نصف ناقلة مجاورة. يمكن التعبير عن نقص إلكترون في البلورة نصف الناقلة بتوفير ثقب فيها. تمتلك الإلكترونات التكافؤ في درجات حرارة أعلى من نحو $50^\circ K$ طاقة كافية لتنتقل من الذرات المجاورة للثقب فتملؤه. وبذلك يتحرك الثقب بحرية في البلورة، وبحركته تتولد شحنة سالبة ثابتة على الذرة الثلاثية التكافؤ. ولذلك تعرف هذه الذرة بالمستقبلة *acceptor* أو الآخذة لأنها تستقبل إلكترونات من ذرة مجاورة ويرمز لتركيز أو كثافة هذه الشائبة بالرمز N_a .

لما كانت الطاقة اللازمة لتحريك إلكترون من عصابة التكافؤ لذرة رباعية التكافؤ إلى الثقب المتولد عن الذرة المجاورة المستقبلية ضئيلة جداً، فإن مستوى الاستقبال يكون قريباً جداً من عصابة التكافؤ كما هو مبين من خلال مخطط مستويات الطاقة في الشكل 2. وهكذا تتحرك الثقوب المتولدة عن الذرات المستقبلية في درجات من الحرارة تزيد على $50^\circ K$ ، بحرية وتسلك سلوك شحنات موجبة حرة. ولذلك فإن احتمال امتلاء ثقب الذرات المستقبلية في درجات الحرارة العادية يساوي تقريباً احتمال امتلاء ثقب عصابة التكافؤ. وهكذا تكون الثقوب المرافقة للذرات المستقبلية ممتلئة كلها تقريباً وتتحرك عشوائياً في البلورة وذلك عند مستويات الإشابة العادية التي تقدر ببضعة أجزاء في المليون فقط.



الشكل 2. مخطط المستويات الطاقة والذي يظهر مستوى الذرات المستقبلية (الآخذة)

من الدراسة السابقة يمكن كتابة العلاقات التالية في حالة نصف ناقل مشوب من النوع p :

$$p_p \approx N_d$$

$$n_p = \frac{n_i^2}{N_a} = \frac{p_i^2}{N_a}$$

لما كان يمكن التحكم بناقلية نصف ناقل، وخاصة السيليسيوم، ضمن مجال واسع عن طريق الإشابة، فيمكن تحضير دائرة كاملة (تضم المقاومات والمكثفات والنواقل) على شريحة أو رقاقة واحدة من المادة من خلال التحكم بمساحة المنطقة المشوبة وتركيز الإشابة. سوف نتعلم في الفصول القادمة كيفية تشكيل الثنائيات والترانزستورات من نوعي نصف الناقل المشوب n والمشوب p ، وكيف يمكن دمجها على رقاقة أحادية.

يمكن تشكيل بلورات نصف ناقلة مركبة من عنصرين تعرف بالمركبات III-V يتكون كل منها من اتحاد ذرات ثلاثية التكافؤ وذرات خماسية التكافؤ. يعتبر زرنيخ الغاليوم GaAs المثال الرئيسي لهذا النوع من المركبات، وهو يشكل بلورة تشبه كثيراً بلورة السيليسيوم أو الجرمانيوم فيما عدا تناوب

المواضع بين ذرات الغاليوم والزرنيخ في البنية البلورية حيث تحاط كل ذرة غاليوم بأربع ذرات من الزرنيخ وكل ذرة من الزرنيخ بأربع ذرات من الغاليوم. تتشكل الروابط المشتركة في زرنيخيد الغاليوم بالطريقة نفسها كما في بلورة الجرمانيوم أو السيليسيوم، حيث يقوم إلكترون ذرة الزرنيخ الخماسية التكافؤ الفائض بملء الثقب الناتج عن ذرة الغاليوم الثلاثية التكافؤ بحيث تتسم بلورة GaAs بالخصائص العامة نفسها لنصف الناقل النقي المكون من ذرات رباعية التكافؤ.

تستخدم بلورة زرنيخيد الغاليوم في تحضير مكونات نصف ناقلة تفوق في بعض الجوانب مكونات السيليسيوم أو الجرمانيوم، نظراً لارتفاع طاقة عصابته الممنوعة التي تساوي 1.4eV في الدرجة 25°C (مقارنة بـ 1.1eV في حالة السيليسيوم و 0.67eV في حالة الجرمانيوم)، الذي يجعل أداء مكوناته مقبولاً حتى إلى الدرجة 300°C بالنسبة للتكنولوجيا الحالية ويمكن زيادة هذا الحد إلى القيمة 400°C أو أعلى من ذلك إذا أمكن التغلب على بعض مشاكل التقادم. يقتصر الحد الحراري العلوي لمكونات السيليسيوم على نحو 200°C ولمكونات الجرمانيوم على نحو 100°C . من مزايا بلورة GaAs النقية الناجمة عن ارتفاع عصابتها الممنوعة أيضاً أنها تشكل في درجات الحرارة العادية عازلاً أفضل منه في حالتي السيليسيوم أو الجرمانيوم، وهي خاصة تشجع على تحضير دارات مدموجة عالية الجودة وثنائيات متغيرة المقاومة - الضياع فيها ضئيل *Low-loss varactor diodes* والتي نتناولها في الفقرة التالية.

تتميز الترانزستورات المحضرة من زرنيخيد الغاليوم بارتفاع حدها التواتري العلوي نظراً لارتفاع الحركية الإلكترونية في نصف الناقل الموافق مقارنة بها في حالة السيليسيوم أو الجرمانيوم. 3. يتحول فائض الطاقة الناجم عن عودة الإلكترونات من عصابة النقل إلى عصابة التكافؤ إلى إشعاع كهربي، يقع طوله الموجي في حالة GaAs ضمن المجال تحت الأحمر (أو الحراري). ولهذا يمكن استخدام هذا الأخير في أدوات العرض الصلبة المنخفضة الكمون. من الأمثلة على هذه الأدوات الثنائي المصدر للضوء *Light Emitting Diode (LED)* التي تدرس لاحقاً في هذا الفصل.

ثمة مركب III-V آخر واعد هو فوسفيد الأنديوم InP. يتميز هذا المركب، كزرنيخيد الغاليوم، بارتفاع حركية حاملات الشحنة فيه وبخصائص أخرى تشجع على تحضير مكونات إلكترونية من هذا المركب، تقوم بتضخيم ومعالجة الإشارات في مجال تواتر الـ GHz أو الأمواج الملمتية. إن كفاءة المكونات المحضرة من هذا المركب أعلى بمرتين منها في حالة الأدوات المحضرة من زرنيخيد الغاليوم في

هذا المجال من التواترات العالية. غير أن الأدوات المحضرة من هذا المركب ما تزال في بدايات خروجها من المختبرات، وهناك مركبات III-V أخرى مهمة أيضاً.

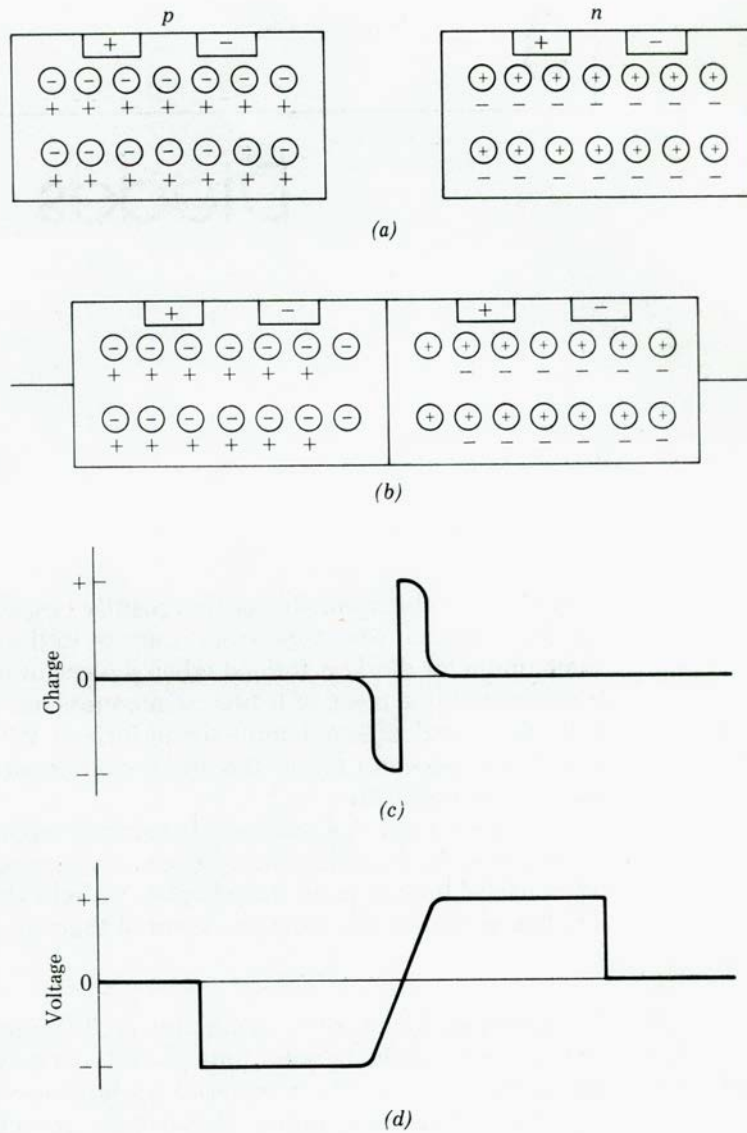
2. الثنائيات

إن الثنائي *diode* مكوّن إلكتروني يمرر بسهولة التيار في أحد الاتجاهين ولا يمرر تياراً ملحوظاً في الاتجاه المعاكس. يتكوّن الثنائي نصف الناقل عندما توصل شريحة نصف ناقلة من النوع n بشريحة نصف ناقلة من النوع p ، ولكنه يحضّر بتشكيل بلورة أحادية نصف ناقلة، جزء منها مشوب بشائبة مستقبلية (آخذة) والآخر بشائبة مانحة.

للثنائيات عدد من التطبيقات الإلكترونية كتحويل التيار المتناوب إلى تيار مستمر والكشف عن الإشارات الراديوية وتنفيذ وظائف الحاسب المنطقية. ندرس في هذا الفصل المنحنيات المميزة الأساسية للثنائيات بالإضافة إلى بعض تطبيقاتها.

3. الوصلة p-n

يوضح الشكل 1 الآلية الأساسية للوصلة $p-n$. لنفترض وجود شريحتين من مادة نصف ناقلة (إحدهما من النوع p والأخرى من النوع n)، كما هو مبين في الشكل 1a. يحوي نصف الناقل p كثافة معينة N_a من الذرات المستقبلية الثلاثية التكافؤ. تُمثّل هذه الذرات في المخطط بإشارات سالبة، تحيط بها دوائر. هذه الذرات ثابتة في مواقع معينة في البنية البلورية. يرافق كل ذرة مستقبلية ثقب حر يُمثّل بشحنة موجبة في المخطط. هذا وإن بعض الذرات الأصيلية تفقد طبعاً إلكتروناتها بفعل التهيّج الحراري. تمثل هذه الإلكترونات والثقوب التي تخلفها على الشكل بإشارة سالبة في مربع وإشارة موجبة في مربع آخر على الترتيب. هذا ولا يمكن طبعاً تمييز حاملات الشحنة المتحركة المتولدة حرارياً عن حاملات الشحنة المتحركة الناجمة عن الشوائب، وبالتالي فإن الكثافة الكلية لحاملات الشحنة المتحركة الأكثرية p_n تساوي مجموع كثافتي الذرات المستقبلية N_a والثقوب الحرارية p_i (الحرف i من *intrinsic*). لما كان $p_i \gg N_a$ كما أشرنا سابقاً فإن $p_p \approx N_a$. تعود كثافة حاملات الشحنة المتحركة الأقلية للإلكترونات المتولدة حرارياً، ولو أن $n_i \ll n_p$. أما نصف الناقل n (الشكل 3a) فيحوي كثافة معينة N_d من ذرات مانحة (خماسية التكافؤ). تُمثّل الذرات المانحة (الثابتة في البنية البلورية)، في المخطط، بإشارات موجبة تحيط بها دوائر، بينما تمثل الإلكترونات الحرة المرافقة بإشارات سالبة، كما تمثل الإلكترونات والثقوب المتولدة حرارياً بإشارات سالبة وموجبة في المربعات.



الشكل 3. الوصلة $p-n$. (a) تمثيل نوعي نصف الناقل p و n ، (b) تمثيل الوصلة $p-n$ ،

(c) توزيع الشحنة في الوصلة $p-n$ ، (d) توزيع الكمون في الوصلة $p-n$

إن كثافة حاملات الشحنة الأكثرية في نصف الناقل n ، $n_n = N_d + n_i$ ، ولما كان $n_i \gg N_a$ ، فإن $n_n \approx N_d$. تعود حاملات الشحنة p (أو الأقلية) كلياً لحاملات الشحنة المتولدة حرارياً. غير أن $p_n < p_i$ إذا كان $N_a \gg p_i$. يجدر بالذكر أن الشريحتين البلوريتين كلتيهما معتدلتان كهربائياً طبعاً.

عندما تلحم بلورتا النوع p والنوع n معاً، بحيث تكون البنية البلورية لإحدهما استمراراً للبنية البلورية للأخرى، تحدث إعادة توزيع للشحنة كما هو مبين في الشكل 3b. إذ إن بعضاً من الإلكترونات الحرة من نصف الناقل n يهاجر عبر الوصلة ويتحد مع الثقوب الحرة في نصف الناقل p . كما أن بعضاً من الثقوب الحرة من نصف الناقل p يهاجر عبر الوصلة ويتحد مع الإلكترونات

الحرّة في نصف الناقل n . وبالتالي يكتسب نصف الناقل p ، شحنة إجمالية سالبة، بينما يكتسب نصف الناقل n شحنة إجمالية موجبة نتيجة لإعادة توزيع الشحنات الكهربائية كما هو مبين في الشكل 3c، إن هذه الشحنة الكهربائية تولد حقلاً كهربائياً وفرق كمون بين نوعي نصف الناقل، كما هو مبين في الشكل 3d. إن عملية تحضير الشوائب لا تستخدم في الواقع، تقنية الالتحام، كما ذكرنا سابقاً، ولكنها تستخدم عادة إشابة اصطفاية لبلورة مستمرة.

4. انتشار حاملات الشحنة واتحادها

إن الآلية التي تعبر الشحنات وفقها الوصلة تدعى الانتشار diffusion. يمكن إظهار هذه العملية من خلال دراسة نصف الناقل n . تكون كمية الإلكترونات الحرّة، لدى التهام الشريحتين، كبيرة في نصف الناقل n ولكنها ضئيلة جداً في نصف الناقل p . تؤدي الحركة العشوائية للإلكترونات لأن يعبر بعضها من المنطقة n إلى المنطقة p . ونظراً لضعف تركيز الإلكترونات في المنطقة p فإن عدداً أقل منها يسعى لعبور الوصلة من المنطقة p إلى المنطقة n . تستمر عملية الانتشار إذا لم تعترضها أي قوة أخرى إلى أن يصبح تركيز الإلكترونات متجانساً خلال نصف الناقل. إن هذه العملية هي ذاتها التي تحدث عندما يلتحم وعاءان يحويان غازين مختلفين. إلا أن هذه الإلكترونات تعود، بسبب شحنتها، لتنجذب نحو المنطقة n ، التي تصبح مشحونة إيجابياً عندما تغادرها الإلكترونات. وبالمثل، تنجذب الثقوب نحو المنطقة p المشحونة سلبياً. وهكذا، ينشأ نتيجة لظاهرة الانتشار حقل كهربائي يمنع انتشار حاملات الشحنة المتحركة.

5. تيار الانتشار وتيار الانزياح

نظراً لأن الانتشار ظاهرة عامة أصبحت معادلاتها الرياضية راسخة. وإن معدل عبور الإلكترونات مستوياً مرجعياً معيناً مساحته وحدة المساحة يتناسب طردياً مع تدرج توزيع الإلكترونات (سرعة تغير كثافة الإلكترونات بدلالة البعد). يمكن التعبير عن هذه العلاقة رياضياً على النحو:

$$\frac{dn}{dt} = D_n \frac{dn}{dx} \quad (1)$$

حيث: dn/dt معدل الإلكترونات التي تعبر وحدة مساحة المقطع، D_n ثابت التناسب ويدعى ثابت الانتشار و dn/dx تدرج توزيع الإلكترونات. ولما كان التيار الكهربائي هو معدل مرور الشحنة، فيمكن استخدام المعادلة 1 لإيجاد كثافة تيار الانتشار، وبالتالي:

$$J_n = q \frac{dn}{dt} = q D_n \frac{dn}{dx} \quad (2)$$

حيث J_n كثافة التيار العائد للإلكترونات بالوحدة (A / m^2) و q شحنة الإلكترون مقدرة بالكولون (C) ، و D_n ثابت انتشار الإلكترونات (m^2/s) .

يضم الجدول 1 ثوابت انتشار الإلكترونات في كل من السيليسيوم والجرمانيوم وزرنيخيد الغاليوم. تنتشر الثقوب كذلك في نصف الناقل. وبذلك يمكن كتابة علاقة لسريان التيار العائد لانتشار الثقوب مماثلة للمعادلة 2. ولما كان يجب على dp/dx أن يكون سالباً في حالة سريان التيار في الاتجاه الموجب x ، نكتب:

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} \quad (3)$$

حيث J_p كثافة تيار الثقوب A/m^2 ، و D_p ثابت انتشار الثقوب m^2/s ، و dp/dx تدرج توزع الثقوب. وبالتالي يساوي تيار الانتشار الكلي:

$$I_{diff} = qA(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx}) \quad (4)$$

الجدول 1. ثوابت الانتشار في الدرجة $300^\circ K$ مقدرة بالوحدة m^2/s

	Ge	Si	Ga As
D_n	98.8×10^{-4}	33.8×10^{-4}	174×10^{-4}
D_p	46.8×10^{-4}	13.0×10^{-4}	17.4×10^{-4}

حيث A مساحة مقطع نصف الناقل. ويضم الجدول (1) كذلك ثوابت انتشار الثقوب في كل من السيليسيوم والجرمانيوم وزرنيخيد الغاليوم. وإن ثابت الانتشار تابع طبعاً، لكل من درجة الحرارة إضافة إلى نوع حامل الشحنة المتحركة.

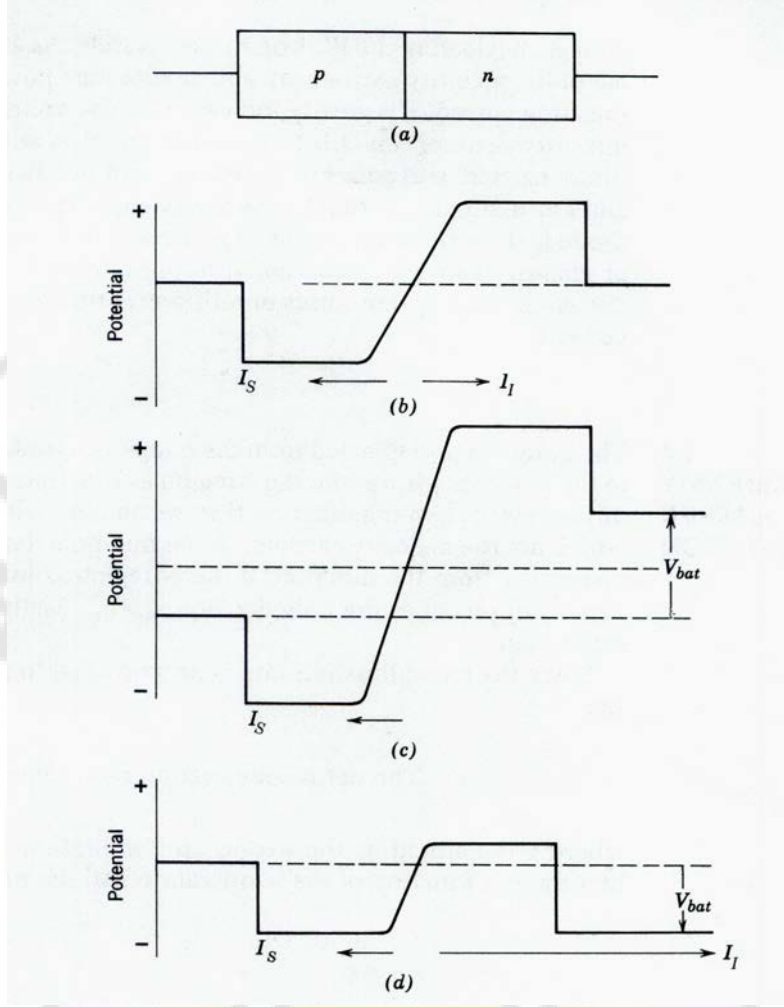
إن نوعي نصف الناقل كليهما في الوصلة $n-p$ الفعلية، كما ذكرنا سابقاً، معتدلاً الشحنة قبل تحضير الوصلة. وبعد تحضير الوصلة يخسر نصف الناقل n الإلكترونات بفعل الانتشار وتكتسب الثقوب. غير أنه عندما تدخل الإلكترونات المنطقة p ، تعود فتتحد مع العديد من الثقوب، وتخلو عملياً المنطقة المجاورة للوصلة من الثقوب فيطلق عليها اسم "المنطقة الخالية أو الناضبة depletion region"، نظراً لأن جميع ثقوبها قد امتلأت بالإلكترونات، وتتحول الذرات الثلاثية التكافؤ المعتدلة الشحنة في هذه المنطقة الرقيقة إلى أيونات سالبة. وبالمثل تزول كل الثقوب التي تهاجر (أو التي تحقق) نحو نصف الناقل n فور اتحادها مع الإلكترونات الحرة في جوار الوصلة، وتتحول الذرات الخماسية التكافؤ المعتدلة الشحنة إلى أيونات موجبة بعد نفاذ إلكتروناتها في تلك المنطقة الرقيقة جداً. يصبح نصف الناقل p ، نتيجة لذلك سالباً في الجوار المباشر للوصلة، كما يصبح نصف

الناقل n موجباً، كما هو مبين في الشكل 3d، وينشأ حقل كهربائي أو حاجز كموني عند الوصلة. إن هذا الحقل، في الحالة المستقرة، شديد إلى حد يكفي لمنع انتشار المزيد من الإلكترونات من نصف الناقل n والمزيد من الثقوب من نصف الناقل p .

ينتج الحاجز الكموني عند الوصلة عن انتشار حاملات الشحنة الأكثرية، في حين تسعى حاملات الشحنة الأقلية التي تنزلق عبر الوصلة بفعل الحقل الكهربائي إلى تخفيض ارتفاع الحاجز الكموني، تحدث نتيجة لذلك حالة من التوازن يتساوى فيها سريان حاملات الشحنة الأقلية مع سريان حاملات الشحنة الأكثرية. يدعى التيار الناتج عن انتشار حاملات الشحنة الأكثرية تيار الحقن *Injection current* أو تيار حاملات الشحنة الأكثرية كما يدعى التيار الناتج عن حاملات الشحنة الأقلية "تيار الإشباع" *Saturation current* أو تيار حاملات الشحنة الأقلية. يعرف تيار الإشباع أو الأقلية بـ "تيار الانزياح" *drift current* لأن حاملات الشحنة المتحركة الأقلية تنزاح خلال المنطقة الخالية من حاملات الشحنة المتحركة بفعل الحقل الكهربائي، وهو السبب نفسه الذي يؤدي إلى سريان التيار في أي ناقل يطبق عليه كمون.

إن توزع الشحنات في الشكل 3c يسبب، كما ذكرنا سابقاً، فرقاً في الكمون عبر الوصلة $p-n$ (الشكل 3d). يقدر هذا الكمون ببضعة أعشار الفولط في درجة حرارة الغرفة. يبين الشكل 4b اتجاهي تيار الحقن I_I و تيار الإشباع I_S ، يدل طولاً سهمي التيارين على الشدتين النسبيتين لهذين التيارين، وتكون محصلة التيارين في هذه الحالة مساوية للصفر، $|I_I| = |I_S|$. يجب على حاملات الشحنة المتحركة الأكثرية أن تمتلك طاقة حركية كافية لتسلك الحاجز الكموني، بينما لا يترتب على حاملات الشحنة المتحركة الأقلية إلا الانزلاق على هذا الحاجز، الأمر الذي يكسبها طاقة حركية لدى عبورها الوصلة.

إذا وصل القطب الموجب لبطارية خارجية بمادة النوع n والقطب السالب بمادة النوع p ازداد فرق الكمون عبر الوصلة، كما هو مبين في الشكل 4c. حيث يزداد ارتفاع الكمون عبر الوصلة بمقدار كمون البطارية الخارجية. في هذه الحالة لن يتمكن من تسلك حاجز الكمون إلا حاملات الشحنة الأكثرية التي تمتلك قدراً كبيراً من الطاقة الحركية. ونتيجة لذلك يلغى تيار الحقن I_I عملياً كما هو مبين في الشكل 4c. لما كانت حاملات الشحنة الأقلية لا تحتاج لأي قدر من الطاقة لتعبر الوصلة، يظل التيار I_S كما هو الحال في الشكل 4b ومن ثم يعود سريان التيار الخارجي بشكل رئيسي إلى حاملات الشحنة المتحركة الأقلية المتولدة في نصف الناقل. يدعى التيار I_S "تيار الشئائي العكسي" *reverse current*.



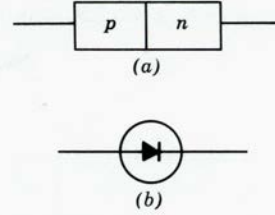
الشكل 4. تأثير الكُمون الخارجي على توزع كمون الوصلة (a) الوصلة p-n، (b) توزع الكمون من دون تطبيق استقطاب خارجي، (c) توزع الكمون بوجود استقطاب خارجي عكسي، (d) توزع الكمون بوجود استقطاب خارجي مباشر

وعندما يوصل المرابط السالب لبطارية بمادة النوع n والمرابط الموجب بمادة النوع p ، ينخفض فرق الكمون عبر الوصلة كما هو مبين في الشكل 4d وينخفض الحاجز الكموني بمقدار كمون البطارية الخارجية، إذا أهملنا هبوط الكمون IR في بلورتي الوصلة. وبالتالي يتمكن عدد كبير من حاملات الشحنة الأكثرية من عبور الوصلة، فيزداد تيار الحقن I_f بشدة كما هو مبين في الشكل 4d. لما كانت حاملات الشحنة الأقلية ما تزال قادرة على عبور الوصلة دون أن تخسر طاقة (ما تزال حاملات الشحنة هذه تكتسب الطاقة الحركية، ولكن ليس بالقدر الذي تحققه في حالتي الشكلين 4b و 4c، فإن تيار الإشباع I_s لا يتغير. ولهذا فإن تيار الاستقطاب الأمامي *forward current* (المباشر) للثنائي $I_f - I_s$ كبير جداً، وعادة أكبر بآلاف بل بملايين المرات من التيار العكسي.

6. انتشار حاملات الشحنة الأقلية

إن الثقوب التي تحقن خلال المنطقة الناضبة من المنطقة p نحو المنطقة n ، تنتشر في المنطقة n وتعود فتتحد مع الإلكترونات الحرة التي تشكل حاملات الشحنة المتحركة الأكثرية عندما تنتشر بعيداً عن الوصلة، وبالتالي تنخفض كثافتها مع الابتعاد عن الوصلة. فإذا كانت المنطقة N طويلة إلى حد كاف اقتربت كثافة الثقوب من القيمة $p_{n0} = n_i^2 / N_D$ العائدة للتوليد الحراري. ويتناسب معدل اتحاد الثقوب طردياً مع فائض كثافتها. ويحدث الأمر نفسه بالنسبة للإلكترونات الأقلية في المنطقة p

إن كل ما ذكرناه أعلاه عن المنطقة n صحيح في حالة المنطقة p ما عدا اختلافهما في نوع حاملات الشحنة. يبين الشكل 5 رمز الشئائي $p-n$. يشير السهم إلى الاتجاه الموجب لسريان التيار في الشئائي لدى تطبيق الاستقطاب المباشر عليه.



الشكل 5. الشئائي $p-n$ ،

(a) التمثيل الفيزيائي للشئائي، (b) رمز الشئائي

7. معادلة الشئائي

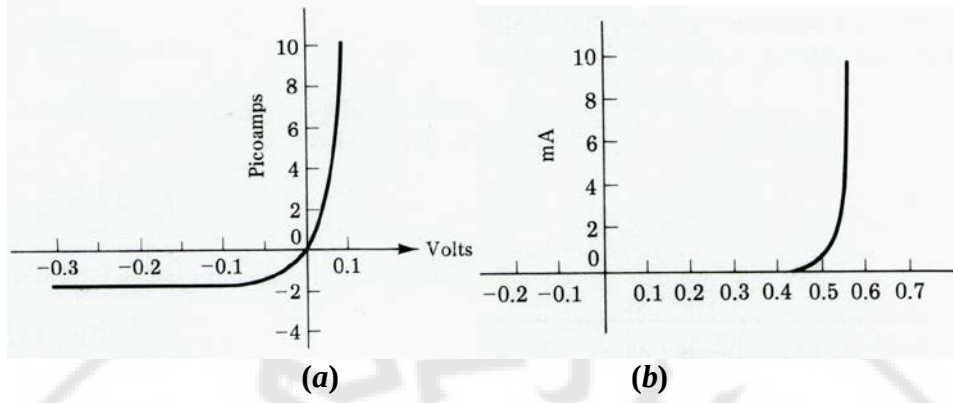
في غياب أي كمون أو استقطاب خارجي على الشئائي، لا يسري في دارته الخارجية أي تيار، حيث يتساوى تيارا الحقن والإشباع ويتعاكسان في الاتجاه. أما في حال تطبيق استقطاب خارجي فيسري في دارته الخارجية تيار يخضع للعلاقة التالية:

$$I = I_s (e^{qV/kT} - 1) \quad (5)$$

حيث I_s تيار الإشباع العكسي الذي يسري في الشئائي لدى تطبيق استقطاب عكسي (تطبيق كمون سالب على نصف الناقل من النوع p) كافي عملياً لحذف تيار الحقن، حيث يصبح $e^{qV/kT}$ في هذه الحالة مهماً، $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ ثابت بولتزمان، وفي درجة حرارة الغرفة $T = 290^\circ\text{K}$ يكون:

$$\frac{q}{kT} \approx 40V^{-1} \quad (6)$$

يبين الشكل 6 التيار I بدلالة V في حالة سلميّن للتيار.



الشكل 6. تيار الثنائي بدلالة كمون الاستقطاب، (a) في مجال البيكو أمبير، (b) في مجال الملي أمبير

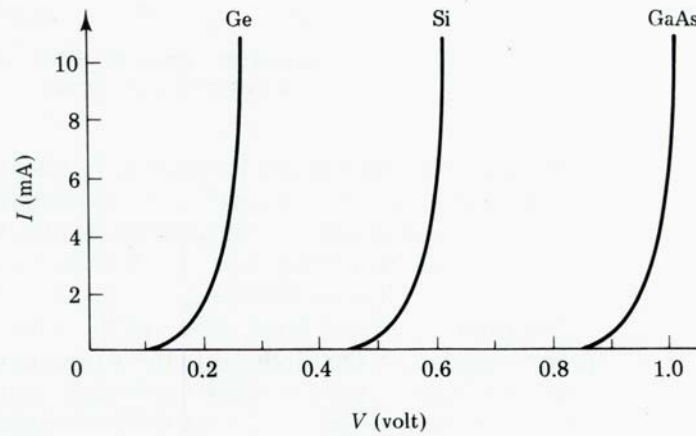
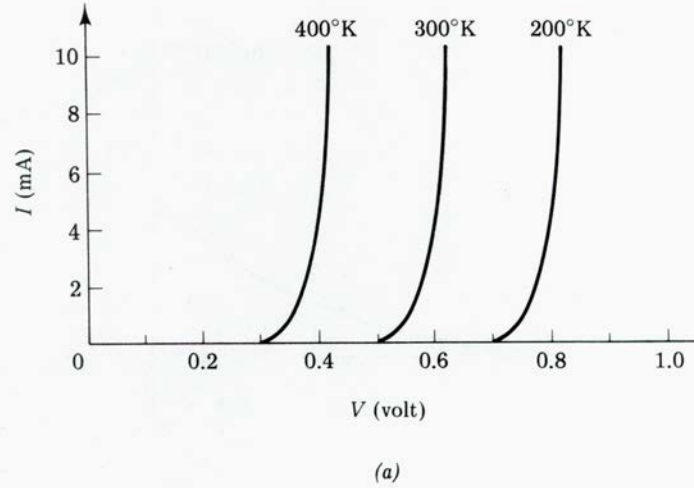
8. الاستقطاب المباشر للثنائي

لا تكون معادلة الثنائي دقيقة إلاّ ضمن شروط الحقن الضعيف المستوى لأنه يفترض أن كثافة حاملات الشحنة الأكثرية ثابتة في كل من منطقتي الثنائي. لما كان تيار الثنائي تابعاً لتيار الإشباع الذي يتناسب طردياً مع n_i^2 فهو تابع لدرجة الحرارة، وغالباً ما تتحكم فيه مقاومة الدارة الخارجية بشكل رئيسي، ويتغير كمون الاستقطاب المباشر بدلالة درجة الحرارة مع بقاء التيار ثابتاً نسبياً، كما هو مبين في الشكل 7a. فإذا ظل التيار ثابتاً تناقص كمون الاستقطاب المباشر بنحو $2mV$ لكل ارتفاع في درجة الحرارة قدره درجة واحدة.

يمكن مقارنة منحنيات الاستقطاب المباشر النموذجية المميزة لكل من Ge و GaAs و Si في الشكل 7b. لما كانت كثافة حاملات الشحنة الأصلية في Ge أكبر بنحو 1000 مرة منها في السيليسيوم، ينخفض الاستقطاب الأمامي اللازم لتيارات متماثلة في ثنائيات متماثلة في حالة Ge بمقدار $0.35V$ عنه في حالة السيليسيوم. ومن جهة أخرى يحوي الـ GaAs نحو 10^{-4} من حاملات الشحنة الأصلية Si وبالتالي فإن استقطابه المباشر اللازم أكبر بنحو $0.4 V$ منه في حالة Si.

تبين منحنيات الشكلين 6 و 7 أن الثنائي أداة لخطية. ولهذا يجب استخدام إما التحليل البياني في حل الدارات أو دارة مكافئة خطية تقريبية. يمكن لهذه الدارة أن تكون بسيطة جداً إذا فرض أن الثنائي مثالي. أي يفترض أنه لا يمر فيه أي تيار عندما يستقطب عكسياً ولا يوجد عبره أي كمون في حال استقطابه استقطاباً مباشراً. يؤدي الثنائي في هذه الحالة دور قاطعة مثالية تعمل بالكمون، وترسم دارة خطية لكل من وضعيتي القاطعة. إن الدارة المكافئة للثنائي المثالي تكون دقيقة إلى حد كافٍ عندما يكون الكمون عبره في حالة الاستقطاب المباشر مهملاً مقارنة بالكمونات عبر عناصر الدارة الأخرى، ولا يسبب التيار العكسي فيه ظهور كمونات ملحوظة عبر عناصر الدارة الأخرى. فإذا لم يتحقق هذان الشرطان، تستخدم دارة مكافئة خطية لتمثيله.

يظهر في الشكل 8 الدارة المكافئة الخطية في حالة الثنائي المستقطب استقطاباً مباشراً. يفترض بأن الثنائي غير ناقل في حالة كمونات الاستقطاب المباشر التي تقل عن V_0 ، كما هو مبين في الشكل 8a. يفترض أن تيار الثنائي في هذه الحالة يزداد خطياً على طول الخط المماسي لمنحني الثنائي الفعلي عند القيمة المتوسطة للتيار المباشر I_F . يمكن أن تستخدم الدارة المكافئة الخطية في الشكل 8b في هذه الحالة لتمثيل الثنائي عندما تتغير التيارات حول القيمة الوسطية I_F .



الشكل 7. تغير المنحني المميز المباشر للثنائي (a) باختلاف درجة الحرارة، (b) باختلاف المادة نصف الناقلة عند الدرجة $300^\circ K$ ، في حالة كثافات متماثلة للإشابة

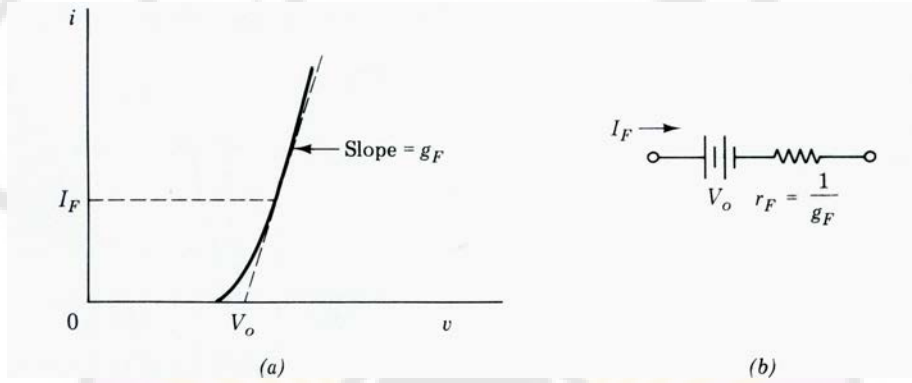
تقدر قيمة V_0 في الدارة المكافئة في الشكل 8b عادة بنحو $0.55V$ إلى $0.6V$ في السيليسيوم ونحو $0.2V$ إلى $0.25V$ في الجرمانيوم عند الدرجة $300^\circ K$. وأما قيمة النقل الأمامي g_F في هذه الدارة المكافئة فتساوي ميل المنحني المميز للثنائي $\Delta I / \Delta V$ عند النقطة $i = I_F$. ولهذا يمكن الحصول

على g_F من مشتق معادلة الشئائي 36 بالنسبة للكمون الذي يحسب عند قيمة V_F التي تعطي $I = I_F$ ، ومنه:

$$g_F = \left. \frac{d(I_S e^{qV/kT} - I_S)}{dV} \right|_{V=V_F} = \frac{q}{kT} I_S e^{qV_F/kT} \Big|_{V=V_F} \quad (7)$$

ولما كان $I_F \gg I_S$ في حالة القيم المعتادة، فإن $I_F \approx I_S e^{qV_F/kT}$ ويمكن كتابة المعادلة 7 بالشكل:

$$g_F = \frac{q}{kT} I_F \quad (8)$$

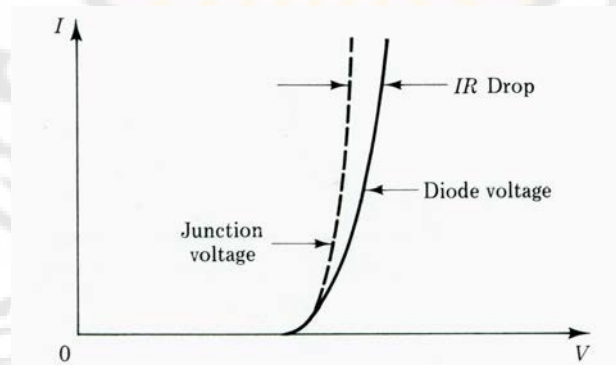


الشكل 8. النموذج الخطي للشئائي في حالة الاستقطاب المباشر (a) النموذج البياني، (b) الدارة المكافئة

في درجة حرارة الغرفة يكون $q/kT \approx 40V^{-1}$ وبالتالي يكون لدينا عند هذه الدرجة من الحرارة:

$$g_F \approx 40 I_F \quad (9)$$

$$r_F \approx \frac{25}{I_F (mA)} \quad (10)$$



الشكل 9. مقارنة بين كمون الشئائي وكمون الوصلة

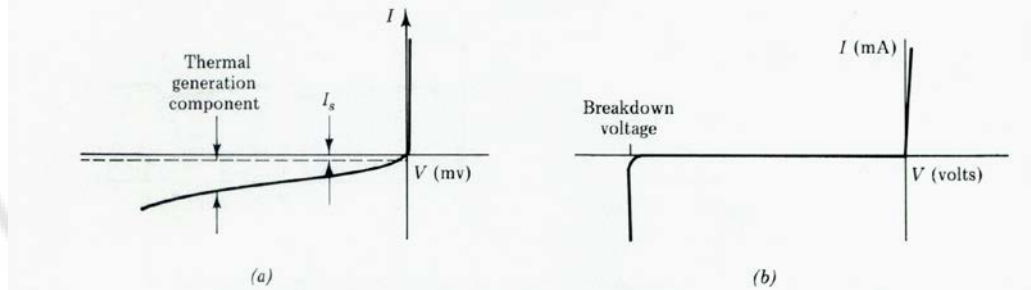
كنا نفرض حتى الآن أن الكمون عبر الوصلة هو نفسه الكمون المطبق على الشئائي. ومع ذلك فإن نصف الناقل المشوب يتمتع بمقاومة أومية بسبب ناقليته المحدودة، والكمون الخارجي المطبق يساوي

10. حاصل جمع كمون الوصلة وهبوطي الكمون IR في المنطقة p والمنطقة n كما هو موضح في الشكل

تتوافر الثنائيات في مجال واسع لإمكانات التيارات، حيث تتناسب إمكانية التيار المباشر و تيار الإشباع كلاهما طردياً مع مساحة المقطع.

9. الاستقطاب العكسي للثنائي

تبين معادلة الثنائي 5 أن تيار الثنائي النظري يظل ثابتاً عملياً عند I_s عند جميع قيم كمونات الاستقطاب العكسي الأعلى من $0.1V$ ، ولو أنه لم يؤخذ في الحسبان تأثير حاملات الشحنة المتولدة حرارياً في المنطقة الناضبة لدى اشتقاق المعادلة 5 ولم تدرس إلاّ حاملات الشحنة الأقلية في المنطقتين p و n المعتدلتين كهربائياً، والتي تنتشر إلى حافتي المنطقة الناضبة وتُجرّف خلالها. إن حاملات الشحنة التي تتولد حرارياً ضمن المنطقة الناضبة تُجرّف عنها بالحقل الكهربائي الشديد في هذه المنطقة، لتنضم إلى الحاملات الأقلية التي تنتشر في الوصلة وبالتالي تسبب مركبة تيار عكسي متولدة حرارياً بالإضافة إلى تيار الإشباع كما هو مبين في الشكل 10a. عندما يزداد كمون الاستقطاب العكسي يزداد عرض المنطقة الناضبة وبالتالي حجمها. وبالتالي تزداد كما ذكرنا مركبة تيار الإشباع المتولدة حرارياً مع زيادة الاستقطاب العكسي.



الشكل 10. منحنيان مميزان عكسيان لثنائي السيليسيوم يظهر في (a) المركبة الحرارية للتيار العكسي وفي (b) كمون الانهيار. لاحظ التغير بالمقياس

إن التيار المتولد حرارياً كبير مقارنة بتيار الإشباع في ثنائيات السيليسيوم وزرنيخيد الغاليوم إلاّ عند القيم الصغيرة جداً للاستقطاب العكسي. أضف إلى ذلك، وجود بعض التهريب السطحي للتيار عبر الوصلة نتيجة لتحطم الروابط المشتركة عند سطح المادة. ولذلك يمكن أن يكون التيار العكسي لثنائي نموذجي صغير من السيليسيوم من مرتبة النانو أمبير. ومع ذلك تظل المعادلة 6 صالحة؛ حيث يتعين I_s بالاعتماد على خصائص نصف الناقل. تقدر القيم النموذجية لتيارات الإشباع في ثنائيات الجرمانيوم من مرتبة الميكروأمبير ولهذا تسود على تيار توليد حراري والتهريب

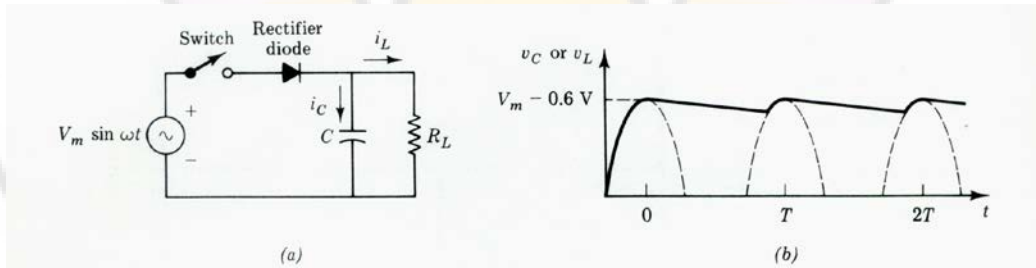
السطحي. وبالتالي يكون التيار العكسي في ثنائيات الجرمانيوم مستقلاً تقريباً عن الكمون بالقرب من القيمة I_S إلى أن يقترب من كمون الانهيار.

لدى زيادة كمون الاستقطاب العكسي، نصل إلى مرحلة يزداد فيها التيار بسرعة مع الكمون، في بادئ الأمر، ثم يزداد بشكل مفاجئ كما هو مبين في الشكل 10b، وكمون الانهيار ثابت في حالة ثنائي معين، ولكنه يختلف كثيراً من ثنائي إلى آخر وذلك حسب كثافات الشوائب، يطلق على هذه الظاهرة اسم الانهيار *breakdown*. إن الانهيار الكموني في الثنائي لن يؤدي إلى تلفه، ما لم يؤد التيار الذي يمر فيه إلى تجاوز الاستطاعة المتبددة العظمى.

10. دارات التقويم والترشيح

تؤدي الثنائيات كثيراً من الوظائف المفيدة في الدارات الإلكترونية ومن تطبيقاتها الأكثر شيوعاً تحويل التيار المتناوب إلى التيار المستمر اللازم لتشغيل المضخمات والأدوات الرقمية الإلكترونية. تعرف هذه المحولات باسم منابع التغذية المستمرة أو منابع التغذية.

يظهر في الشكل 11a العنصر الأساسي في منبع التغذية الذي يتكون من مقوم ثنائي *diode* *rectifier* ومن دائرة ترشيح. يتميز ثنائي التقويم بقدرته على تحمل تيارات عالية مقارنة بالثنائيات التي درسناها سابقاً والتي لا تتحمل إلا تيارات من مرتبة الملي أمبيرات حيث تتناسب قدرة الثنائي على حمل التيارات كما أسلفنا طردياً مع مساحة مقطعه.

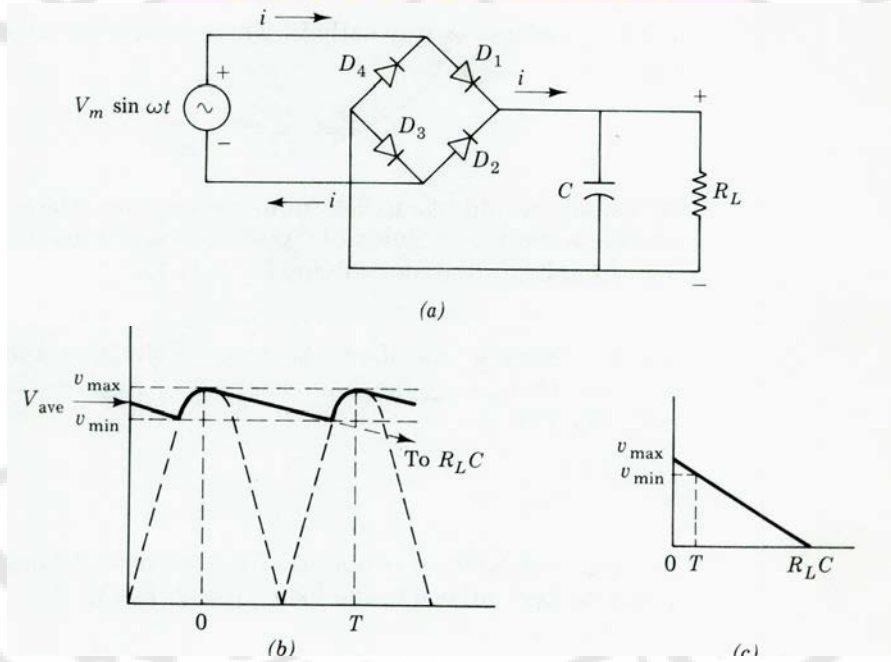


الشكل 11. (a) دائرة تقويم وترشيح نصف الموجة. (b) شكل موجة الكمون عبر المكثفة

لنفترض أن القاطعة مغلقة لحظة مرور كمون المنبع بالصفر في الاتجاه الموجب. يستقطب الثنائي في هذه الحالة استقطاباً مباشراً ويمر فيه التيار الذي يتفرع إلى i_L الذي يسري في مقاومة الحمل R_L والتيار i_C الذي يشحن المكثفة، يكون الكمون بين طرفي الحمل والمكثفة أقل بنحو $0.6V$ من كمون المنبع في حال استخدام مقوم من السيليسيوم، وبالتالي فإن المكثفة تنشحن لتصل إلى $0.6V$ من قمة منبع الكمون في النصف الأول من الدورة، كما هو مبين في الشكل 11b. غير أن كمون المنبع يتناقص ويصبح أقل من كمون المكثفة فيستقطب المقوم استقطاباً عكسياً فلا تستطيع المكثفة أن تنفرغ فيه ولا تنفرغ إلا في الحمل. فإذا كان الثابت الزمني $R_L C$ طويلاً مقارنة بدور منبع الدخل T ، فإن الكمون عبر الحمل لن يتناقص بشكل ملحوظ قبل أن يعيد النصف الموجب التالي

من دورة كمون الدخل، شحن المكثفة إلى $V_m - 0.6V$. يبين الشكل 11b، أن $R_L C \approx 6T$. عندما يكون الثنائي غير ناقل، يعكس التيار i_C اتجاهه و $i_C = i_L$ ، تخزن المكثفة الطاقة من المنبع عندما يكون الثنائي ناقلًا وتسوقها إلى الحمولة عندما يكون غير ناقل.

تعرف تغيرات الكمون عبر الحمولة خلال دورة الدخول بالتموج. يمكن تخفيض كمون التمرج في حالة مكثفة ومقاومة حمولة مفروضتين إذا استبدل مقوم جسري لكامل الموجه كما هو مبين في الشكل 12a بمقوم نصف الموجة الأحادي (الشكل 11a). يسري التيار في هذا المقوم في أثناء نصف الدورة الموجب من الثنائي D_1 إلى مجموعة الحمولة المكثفة ويعود من خلال D_3 ، كما هو مبين في الشكل 12a، إلى المربط السالب للمنبع. في أثناء نصف الدورة التالي يسري التيار خلال الثنائي D_2 وفي الاتجاه السابق نفسه نحو الحمولة ثم يعود من خلال الثنائي D_4 إلى المنبع.



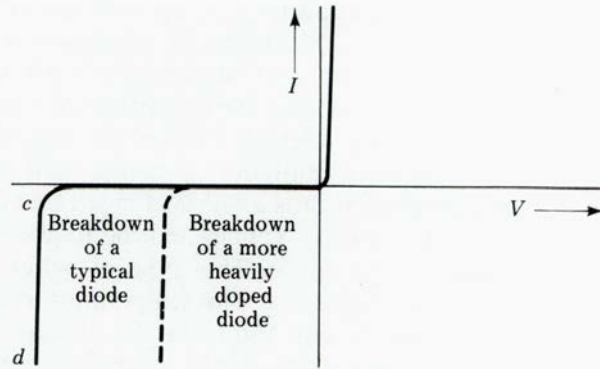
الشكل 12. (a) دائرة تقويم جسرية لكامل الموجة، (b) كمون الخرج المقوم،

(c) علاقات الكمون والزمن في الدائرة

يظهر في الشكل 12b كمون خرج كامل الموجة المقومة. تشير الخطوط المنقطعة إلى الكمون الذي يمكن أن يظهر عبر الحمولة R_L لو رفعت المكثفة لاحظ أن دور هذا الكمون T نصف دور خرج مقوم نصف الموجة، في حين يدل الخط المتصل على كمون الخرج بوجود مكثفة التنعيم أو الترشيح. إن مركبة كمون التيار المستمر عبر الحمولة هي القيمة المتوسطة التي تساوي تقريباً $(v_{\max} + v_{\min})/2$ في حين يساوي كمون التمرج من القمة إلى القمة $(v_{\max} - v_{\min})$. يمكن اللجوء إلى تقريب جذر متوسط المربعات rms (القيمة المنتجة) بفرض أن كمون التمرج جيبي نوعاً ما. فيكون جذر متوسط مربعات التمرج في هذه الحالة $(v_{\max} - v_{\min})/2\sqrt{2}$.

11. ثنائيات زنر المرجعية

يجب في معظم تطبيقات الثنائيات، تجنب تشغيلها في منطقة انهيارها العكسي. ولو أنه يتوافر صنف من الثنائيات المعروفة بثنائيات زنر أو الثنائيات المرجعية تصمم لتعمل في هذه المنطقة. يبين الخط المستمر في الشكل 13 المنحني المميز لثنائي زنر. عندما يزداد الكمون العكسي بين مربطي هذا الثنائي يتم الوصول إلى نقطة يحدث فيها انهيار لوصلته، يعرف بانهيار زنر *Zener* *breakdown*، يزداد التيار العكسي فيه بشكل مفاجئ. ويجدر بالذكر أن هذا الانهيار عكوسي. هناك عدة نظريات لتفسير هذا الانهيار. تتعلق قيمة كمون انهيار زنر بكثافة إشابة نصف الناقل. يكون كمون انهيار الوصلة $p-n$ ، التي تكون فيها كثافة الإشابة عالية، أخفض منه في حالة الوصلة التي تكون كثافة الإشابة فيها منخفضة، كما يظهر من الشكل 13.

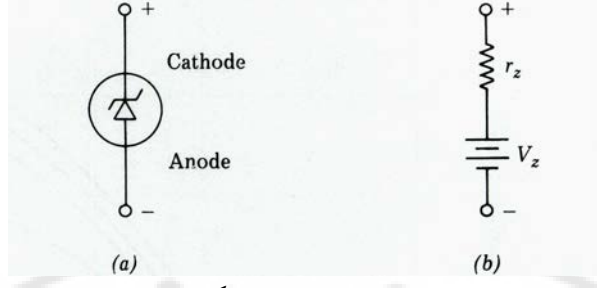


الشكل 13. تأثير كثافة الشائبة على كمون انهيار الوصلة

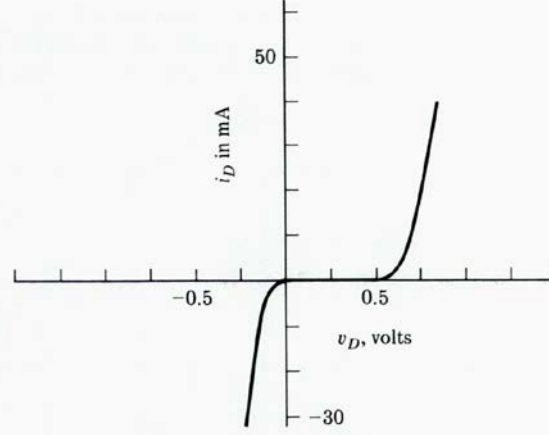
تعمل ثنائيات زنر أو الثنائيات المرجعية في منطقة (من c إلى d على منحنى الشكل 13) حيث يكون الكمون مستقلاً عملياً عن التيار. تتوافر الثنائيات المرجعية بكمونات انهيار تقع بين نحو $3V$ إلى أعلى بكثير من $100V$.

يعطي الشكل 14a رمز ثنائي زنر أو الثنائي المرجعي، حيث r_z مقاومته التفاضلية، بينما يعطي الشكل 14b الدارة المكافئة لهذا الثنائي والتي تفيد ضمن مجال تشغيله النظامي.

يمكن للثنائي أن يكون مشوباً بشدة بحيث تخضع المنطقة الناضبة لانهيار زنر عند V_{h0} (من دون تطبيق استقطاب-خارجي) فقط عبر الوصلة. يبين الشكل 15 المنحني المميز لهذا الثنائي، الذي يطلق عليه اسم الثنائي العكسي *backward diode* لأنه ينقل في اتجاه الاستقطاب العكسي بسهولة أكبر منها في الاستقطاب المباشر.



الشكل 14. (a) رمز الثنائي المرجعي، (b) الدارة المكافئة المناسبة لمجال تشغيله المفيد



الشكل 5. المنحني المميز للثنائي العكسي

12. وسعية الوصلة

ثمة تشابه كبير بين الوصلة $p-n$ والمكثفة المشحونة . تنتج الشحنة الجاهزة في منطقة الوصلة، كما لاحظنا سابقاً، من انتقال الإلكترونات الحرة من المنطقة n ، والتي تُخلّف ذرات مانحة موجبة وثابتة. وبالمثل يحدث ملء الروابط المشتركة الناقصة في الذرات المستقبلية في البلورة p ، شحنات سالبة وثابتة. يؤدي انتقال حاملات الشحنة الحرة والمتحركة بالتالي إلى إحداث منطقة خالية من الشحنات المتحركة تضم شحنات ثابتة، تولّد حقلاً كهربائياً. تتعلق وسعية هذه الوصلة بأبعادها وبالحاجز الكموني، ويمكن التعبير عنها في حالة الوصلة المفاجئة بالعلاقة:

$$C \approx k V_h^{-1/2} \quad (12)$$

حيث k ثابت في ثنائي معين ويتناسب طردياً مع مساحة مقطع الوصلة ويزداد مع كثافة الشائبة، و V_h ارتفاع الحاجز الكموني. يمكن لهذه الوصلة أن تؤدي في حالة الاستقطاب العكسي دور مكثفة متغيرة. تبدي الوصلة $p-n$ أيضاً ما يدعى وسعية الانتشار *diffusion capacitance*، حيث تزداد حاملات الشحنة n التي تحقن من نصف الناقل n إلى نصف الناقل p لدى تطبيق كمون استقطاب مباشر على الوصلة. (بالطبع تزداد أيضاً حاملات الشحنة p في المنطقة n لتعديل الحقل في المنطقة p). يطلق على حاملات الشحنة الأقلية الإضافية التي تنتج من الاستقطاب المباشر اسم الشحنات الجاهزة.

الفصل الثاني

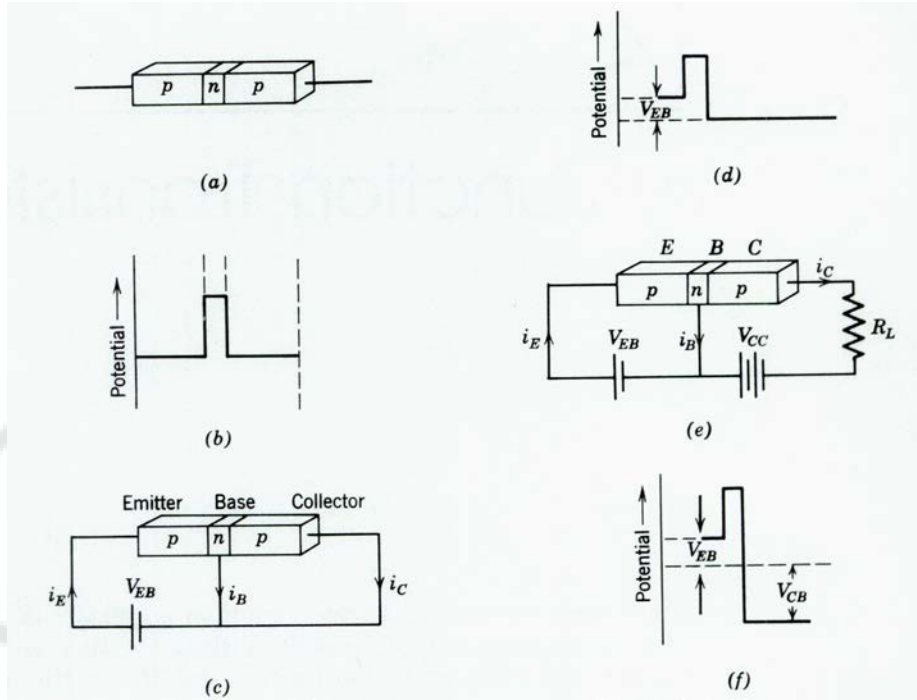
الترانزستورات الوصلية الثنائية القطبية

تستخدم الترانزستورات الوصلية *Junction Transistors* في العديد من التطبيقات، بما فيها التلفزيون والتحكم الآلي ومعدات الأقمار الصناعية والإلكترونيات الطبية. إن قدرة الترانزستور على تضخيم الإشارات الكهربائية تفسر كثرة هذه التطبيقات. إن المضخم، في الواقع، محول للطاقة، لا تؤدي إشارة الدخول فيه إلا دور التحكم بالتيار الذي يسري من منبع التغذية أو البطارية. وهكذا يقوم المضخم بتحويل طاقة منبع التغذية إلى طاقة للإشارة.

1. الترانزستورات الوصلية الثنائية القطبية

يطلق اسم الترانزستور الوصلي الثنائي القطبية *Bipolar Junction Transistor* على نصف الناقل الذي يحوي وصليتين $p-n$ ، كما هو مبين في الشكل 1a، وله نوعان $n-p-n$ أو $p-n-p$ والأول هو الأكثر انتشاراً. يظهر في الشكل 1b الكمون الكهربائي في الترانزستور بدلالة البعد وفق محوره.

لاحظ أن هذا الكمون هو نفسه الكمون المتوقع للوصليتين الثنائيتين. غير أن الأداء الكهربائي للترانزستور يختلف كثيراً عن الأداء الكهربائي لثنائيتين موصولتين بتركييب مشابه. ولإيضاح هذا السلوك الكهربائي نعتبر ترانزستوراً موصولاً كما هو مبين في الشكل 1c، نجد أن الحاجز الكموني ينخفض عند الوصلة اليسرى فتصبح مستقطبة استقطاباً مباشراً ويتغير توزيع الكمون على النحو المبين في الشكل 1d، وتحقق حاملات الشحنة الأكثرية في المنطقة n التي يطلق عليها اسم القاعدة. تجعل القاعدة رقيقة جداً، بحيث تنتشر جميع حاملات الشحنة المحقونة عبرها وتسرع من خلال الوصلة اليمنى نحو منطقة الجمع. يطلق على المنطقة اليسرى اسم الباعث لأنها تؤمن أو تبعث حاملات الشحنة المحقونة. إن التيار الذي يخرج من سلك القاعدة ينتج من اتحاد حاملات الشحنة في القاعدة. ولهذا يُجعل تركيز الشوائب في القاعدة ضئيلاً لجعل عملية الاتحاد في حدها الأدنى. يطلق اسم عامل تضخيم تيار الباعث α على نسبة حاملات الشحنة التي تسري في الجمع إلى حاملات الشحنة المحقونة عبر وصلة الباعث - القاعدة. يقع هذا العامل في الترانزستورات الحديثة بين 0.90 و 0.998 .



الشكل 1. الكمونات والتيارات في ترانزستور $p-n-p$. (a) الترانزستور $p-n-p$ (b) الكمون المثالي قبل تطبيق أي استقطاب، (c) الوصلة $E-B$ مستقطبة استقطاباً مباشراً (d) الكمون المثالي في (c)، (e) مقاومة الحمولة ووصلة المجمع المستقطبة عكسياً (f) الكمون المثالي في (e)

يجدر بالذكر أنه لا جدوى من الترانزستور كمضخم ما لم توضع مقاومة حمولة كسماعي الرأس مثلاً، في دائرة مجمعه أو خرجه. ولكن وجود مقاومة في دائرة المجمع (الشكل 1c) يجعل مرتبطه موجباً بالنسبة للقاعدة ويجعل وصلة القاعدة - المجمع مستقطبة استقطاباً مباشراً. يسعى تيار الحقن الناجم عن هذا الاستقطاب إلى إلغاء تيار المجمع الأولي. غير أنه إذا وضعت بطارية في دائرة المجمع على النحو المبين في الشكل 1e تظل وصلة المجمع - القاعدة مستقطبة استقطاباً عكسياً، الأمر الذي يجعل هبوط الكمون في الحمولة أصغر من كمون منبع تغذية المجمع V_{CC} . يؤدي الاستقطاب العكسي لوصلة المجمع - القاعدة، كما هو مبين في الشكل 1f، إلى زيادة ارتفاع الحاجز الكموني فيها وبالتالي تكسب الإلكترونات أو حاملات الشحنة المزيد من الطاقة الحركية لدى تسارعها من القاعدة نحو منطقة المجمع. ينجم عن هذه الاستطاعة المتبددة ارتفاع في درجة حرارة الترانزستور. نلاحظ من الشكل 1e، أنه يمكن لكمون تغذية مجمع الترانزستور V_{CC} ، وكذلك الكمون عبر مقاومة حمولة المجمع أن يكون كبيراً جداً مقارنة بكمون الدخول عبر وصلة الباعث - القاعدة المستقطبة استقطاباً مباشراً، وبالتالي فإن دائرة الترانزستور هي دائرة تضخيم نظراً لأنها تؤدي إلى تضخيم الكمون.

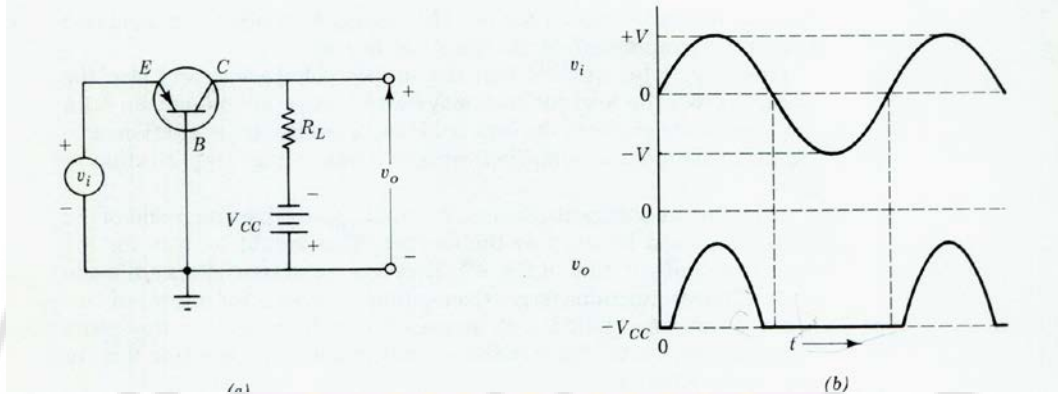
يبدو من المناقشة أعلاه أنه يمكن استخدام أي طرف للترانزستور كباعث. يصح هذا الأمر في حالة ترانزستور الشكل 1، غير أن معظم الترانزستورات تحضر بحيث تكون وصلة المجمع أعرض من وصلة الباعث، لتحسين تبديد استطاعة المجمع وزيادة عامل تضخيم تيار الباعث α (الذي ندرسه لاحقاً) وبالتالي يكون α في الاتجاه المباشر أو الأمامي أعلى منه في حالة الاتجاه العكسي.

عند هذه النقطة يجب قول بعض الكلمات عن اتجاهي التيار والكمون الافتراضيين. يبين الشكل 1 الاتجاهات الفعلية لكل من التيار واستقطاب الكمون في الترانزستور غير أن معايير الشركة IEEE تفترض أن التيارات التي تتجه نحو الترانزستور موجبة والتي تخرج منه سالبة. ولذلك يعتبر تيارا المجمع والقاعدة اللذان يخرجان من الترانزستور $p-n-p$ سالبين عادة لأنهما يسريان في الاتجاه المعاكس للتيارات الموجبة الاصطلاحية. وكذلك يُعتبر الكمون موجباً إذا كان موجباً بالنسبة للمربط المشترك أو الأرضي والذي هو مربط القاعدة في الشكل 1. تعطى قطبيتا الكمون بالإشارتين (+) و (-). يدل وجود الإشارة (+) على أحد مربطي منبع الكمون المتناوب على أن هذا المربط يكون موجباً عندما يكون $\sin \omega t$ موجباً.

يجب على معظم المضخمات أن تضخم إشارات توتر أو تيار متغيرة مع الزمن كالإشارات الصوتية أو الموسيقية أو المرئية التلفزيونية. من خلال استخدام تحليل فورييه، يمكن رد هذه الإشارات المتغيرة بدلالة الزمن إلى مجموع سلسلة من الأشكال الموجية الجيبية. وبالتالي سوف نستخدم الإشارات الجيبية في الكثير من الأمثلة؛ ولو أنه يمكن التعامل مع أشكال موجية أكثر تعقيداً. ضمن هذا المفهوم ندرس سلوك ترانزستور بكمون دخل جيبي عندما يكون موصولاً على النحو المبين في الشكل 2a، الذي يظهر فيه الرمز التقليدي للترانزستور $p-n-p$.

تتغير إشارة الدخل مع الزمن وفقاً للعلاقة $v_i = V_m \sin \omega t$. يكون التوتر عبر وصلة الباعث - القاعدة مساوياً للصفر في اللحظة $t = 0$ ، وبالتالي يكون تدفق التيار عبرها مساوياً للصفر، وأما التيار الذي يسري عبر وصلة القاعدة إلى المجمع فليس إلا تيار الإشباع العكسي لهذه الوصلة، وهو من الصغر بحيث يمكن إهماله، وبالتالي يكون هبوط الكمون في مقاومة الحمولة R_L معدوماً نظراً لعدم مرور أي تيار ملحوظ فيها وبالتالي فإن $v_o = V_{CC}$. عندما يصبح توتر الدخل أكثر إيجابية تصبح وصلة الباعث - القاعدة مستقطبة استقطاباً مباشراً، وبالتالي تستمر الثقوب بالانتقال خلال القاعدة نحو المجمع السالب. يُحدث تيار المجمع الذي يسري في مقاومة الحمولة R_L في هذه الحالة هبوطاً في الكمون في هذه المقاومة. تتميز إشارة الخروج v_o بالشكل المبين في الشكل 2b. وعندما يكون v_i سالباً لن يكون ثمة تيار في أي من الوصلتين و $v_o = V_{CC}$.

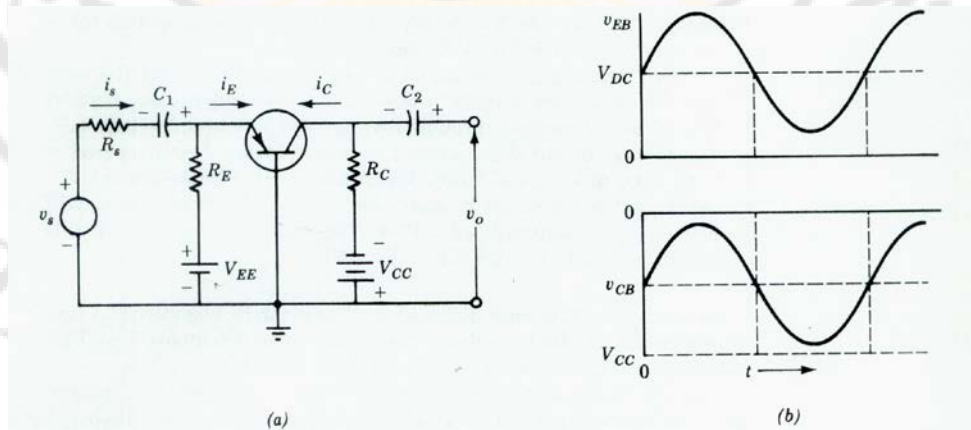
يجب أن يكون لموجة توتر الخرج في مضخم خطي الشكل نفسه لموجة توتر الدخل، ولا يتغير فيها إلاّ الاتساع، وبالتالي يجب تغيير طريقة التوصيل في الشكل 2 إذا رغبتنا بمضخم خطي. تبرز المشكلة في هذا التوصيل عندما، تصبح وصلة الدخل مستقطبة استقطاباً عكسياً.



الشكل 2. مضخم بترانزستور من دون تطبيق كمون استقطاب (a) الدارة،

(b) الشكلان الموجيان لتوتر كل من إشارتي الدخل والخرج

للتغلب على هذه المشكلة يمكن استخدام دائرة الشكل 3a. حيث يطبق في هذه الدارة استقطاب تيار مستمر على وصلة الدخل. تقوم إشارة التيار المتناوب في هذه الحالة بامتطاء إشارة التيار المستمر (قانون الانضمام) وتظل وصلة الباعث_القاعدة، دائماً مستقطبة استقطاباً مباشراً. عندما تصبح إشارة الدخل كبيرة جداً تُقصّ موجة الخرج طبعاً حيث تصبح وصلة الدخل في هذه الحالة مستقطبة استقطاباً عكسياً عند القمم السالبة أو يصبح الكمون عبر R_L مساوياً V_{CC} ، ولن يكون أي توتر عبر وصلة المجمع _ القاعدة عند نهايات كمون الدخل الموجبة.



الشكل 3. ترانزستور p-n-p بتوصيل القاعدة المشتركة (a) الدارة

(b) شكلاً موجتي كمون دخل الترانزستور وكمون خرجه

تستخدم المكثفة C_1 في الشكل 3 لمنع تيار الاستقطاب المستمر من أن يسري نحو مولد الإشارة، ولو أنه يمكن للإشارة الصادرة عن مولد الإشارة v_s أن تمر بسهولة عبرها. وبالمثل تستخدم المكثفة

C_2 لفصل مركبة التيار المستمر عن إشارة الخرج. يجب على المكثفات أن تكون كبيرة إلى حد يكفي لأن تكون مقاومتها لإشارات التيار المتناوب مهملة. لاحظ أنه يجب على مقاومة دارة الباعث R_E أن تكون كبيرة بالنسبة إلى مقاومة الدخول للترانزستور لتجنب تفريغ جزء كبير من تيار الإشارة i_s إلى الأرض. يجب أن يكون V_{EE} في هذه الحالة أكبر من V_{EB} نظراً لهبوط الكمون I_E عبر R_E . ندرس المثال التالي لتأكيد هذا المفهوم:

مثال 1. ترانزستور موصول على النحو المبين في الشكل 3 والمطلوب تعيين عناصر الدارة المناسبة

عندما يكون تيار الاستقطاب $I_E = 2.0 \text{ mA}$.

لما كانت وصلة الباعث - القاعدة $p-n$ مستقطبة استقطاباً مباشراً فإن مقاومة الدخل الديناميكية r_e من الباعث إلى القاعدة هي نفسها مقاومة الثنائي الديناميكية في حالة الاستقطاب المباشر r_f . لدينا من المعادلة 6 في الفصل السابق $r_e \approx 25 / I_E (\text{mA}) = 25 / 2 = 12.5 \Omega$. فإذا اخترنا المقاومة R_E أكبر بنحو 100 مرة من r_e فلن يمر في R_E إلا 1% فقط من تيار الإشارة i_s . تكون قيمة R_E في هذه الحالة $12.5 \times 100 = 1250 \Omega$ ويكون هبوط التوتر الوسطي (أو dc) عبرها $I_E R_E = 1250 \times 0.002 = 2.5 \text{ V}$. يُقدَّر الكمون الوسطي بين القاعدة والباعث في حالة ترانزستور من السيليسيوم بنحو 0.6 V . وبالتالي يجب أن يكون كمون البطارية مساوياً $0.6 \text{ V} + 2.5 \text{ V} = 3.1 \text{ V}$. يمكن تعيين قيمة مناسبة لمقاومة المجموع R_C إذا اخترنا أولاً قيمة لكمون التغذية V_{CC} ، أخفض من القيمة المقدرة لتلف وصلة المجموع. لنختَر $V_{CC} = -20 \text{ V}$. فإذا كان معامل تضخيم تيار الباعث في هذا الترانزستور يساوي 0.95 كانت القيمة الوسطية لتيار المجموع (تيار المجموع الفعلي الذي يخرج من المجموع) $I_C = -\alpha I_E = -0.95 \times 2 = -1.9 \text{ mA}$. يتم اختيار هبوط الكمون عبر R_C عادة بحيث يساوي نصف V_{CC} . (تكون تغيرات توتر إشارة المجموع في هذه الحالة تناظرية)، وبالتالي يكون معدل هبوط الكمون في R_C نحو 10 V . في هذه الحالة يكون:

$$R_C = 10 \text{ V} / I_C = 10 \text{ V} / 1.9 \text{ mA} \approx 5.25 \text{ k}\Omega$$

ربما تستخدم المقاومة المتوفرة $5.1 \text{ k}\Omega$ ، والتي تقدر دقتها بنحو 10%.

إذا كانت القيمة العظمى لتيار الإشارة $i_s = 0.5 \text{ mA}$. يكون التوتر الأعظمي للإشارة في هذه الحالة بين الباعث والقاعدة (بإهمال جزء تيار الإشارة الضائع في R_E والذي يُقدَّر بنحو 1%)

$$v_{eb} = i_s r_e = 5 \times 10^{-4} \times 12.5 = 6.25 \text{ mV}$$

وأما تيار إشارة المجمع فيساوي $i_c = -\alpha i_s = -0.95 \times 0.5 \text{ mA} = -0.475 \text{ mA}$ ويكون هبوط التوتر الأعظمي عبر R_C لدى سريان التيار فيها وبالتالي توتر الخرج الأعظمي $v_o = 2.37 \text{ V}$ ويكون ربح توتر الإشارة في هذا المضخم $2.37 \text{ V} / 6.25 \times 10^{-3} \text{ V} = 380$.

يضم الجدول 1 إيجازاً لمدلول الرموز المستخدمة في المثال السابق.

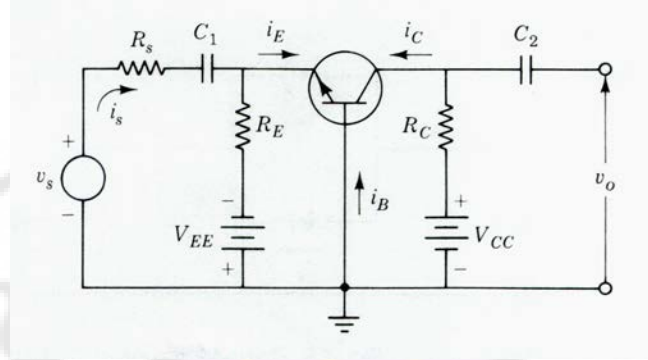
الجدول 1. رموز التوتر والتيار العيارية

المركبة	الرمز	الدليل	مثال
المتوسطة أو dc	كبير	كبير	I_C و V_{CB}
مجال s أو مجال ω	كبير	صغير	I_c و V_{cb}
التيار أو الكمون الكلي (dc) + التغير مع الزمن	صغير	كبير	i_{CB} و v_{CB}
المتغيرة مع الزمن	صغير	صغير	i_c و v_{cb}
كمون منبع الاستقطاب	كبير	كبير مضاعف	V_{EE} و V_{CC}

إن الرموز المضاعفة التي ترافق رموز الكمون (ما عدا رموز بطارية الاستقطاب) تشير إلى المبرطين اللذين يقاس الكمون بينهما. يدل الرمز V_{BC} مثلاً على القيمة الوسطية أو dc لفرق الكمون بين القاعدة والمجمع. ولذلك فإن $V_{BC} = -V_{CB}$. يستخدم أحياناً دليل وحيد عندما يكون الكمون بالنسبة للأرض أو الهيكل حيث يدل الرمز V_C على الكمون الكلي بين المجمع والأرضي (أو الهيكل أو أي مرجع أرضي) في أي لحظة. فإذا كان مربوط القاعدة موصولاً بالأرض $V_C = V_{CB}$ ، يكون التيار الذي يسري في الترانزستور كما ذكرنا أعلاه موجباً إذا كانت إشارته موجبة بينما تدل الإشارة السالبة على أن التيار يخرج من الترانزستور. تشير أسهم التيارات دائماً إلى الاتجاه الموجب لسريان التيار، وبالتالي تتجه رؤوس أسهم التيار نحو الترانزستور. وبالطبع يمكن تمثيل مركبات الإشارة ac أو المتغيرة بدلالة الزمن بأسهم أو بإشارات قطبية حيث تدل الأسهم أو الإشارات القطبية إلى اتجاه الكمون أو التيار عندما يكون موجباً.

لم ندرس حتى الآن إلا الترانزستورات من النوع $p-n-p$. في الترانزستورات النوع $n-p-n$ ، تحقق الإلكترونات في منطقة قاعدة النوع p . وتتقدم نحو المجمع. وبسبب عكسية الإشابة تنعكس

الكمونات والتيارات جميعها. في الشكل 4 رمز الترانزستور $n-p-n$ ودارته النموذجية. يكون I_E في هذه الدارة سالباً و I_C و I_B كلاهما موجبين.



الشكل 4. مضخم بترانزستور $n-p-n$ قاعدته مشتركة

2. دائرة إبير - مول المكافئة Ebers- Moll

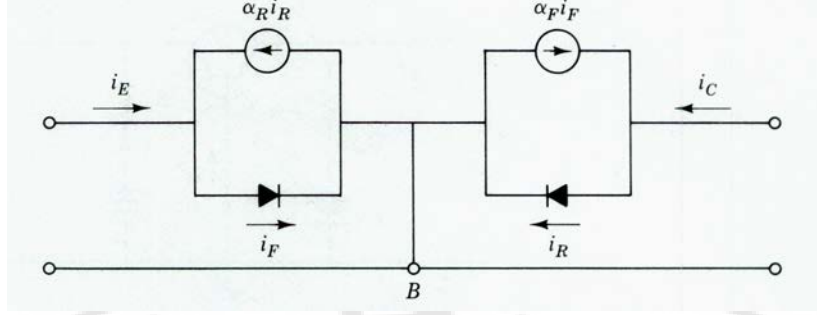
تستخدم الترانزستورات كمبدلات فضلاً عن استخدامها كمضخمات. تكون وصلتا الترانزستور في حالة استخدامه كمبدل، إما مستقطبتين استقطاباً مباشراً أو استقطاباً عكسياً. يمكن أن يستخدم الترانزستور أيضاً في الاتجاه العكسي بحيث تكون وصلة المجمع مستقطبة استقطاباً مباشراً ووصلة الباعث مستقطبة استقطاباً عكسياً.

يضم الشكل 5 الدارة المكافئة الأساسية لترانزستور من النوع $p-n-p$ ، وتدعى دائرة إيرمول المكافئة والتي يمكن تطبيقها على جميع طرائق توصيل الترانزستور وتطبيقاتها. يمكن اعتبار أن رمزي الثنائين في هذه الدارة يدلان على ثنائيين حقيقيين أو مثاليين وذلك حسب الدقة المطلوبة. وبالمثل فإن مولد التيار $\alpha_F i_F$ الذي يرتبط بهذه الدارة يأخذ في الحسبان التيار الذي يسري في دائرة المجمع على أنه نتيجة لوصلة الباعث - القاعدة المستقطبة. لاحظ أن كلاً من الوصلتين في هذه الدارة المكافئة يمكن أن يكون مستقطباً استقطاباً مباشراً أو عكسياً. يمكن التعبير عن تيار المجمع والباعث كما هو ملاحظ في الشكل 5 على النحو:

$$i_C = i_R - \alpha_F i_F \quad (1)$$

$$i_E = -\alpha_R i_R + i_F \quad (2)$$

التياران i_R و i_F هما تيارا الثنائيين اللذان ينجمان عن كموني الاستقطاب عبر وصليتي الباعث والمجمع على الترتيب. يمكن التعبير عن هذين التيارين بالشكل المألوف لمعادلة الثنائي على النحو:



الشكل 5. دائرة إيمومول المكافئة للترانزستور $p-n-p$

$$i_C = I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) - \alpha_F I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (3)$$

$$i_E = -\alpha_R I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) + I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (4)$$

حيث I_{ES} و I_{CS} تيارا الإشباع في الوصلتين، في حال قصر دارتيهما:
 إن دائرة إيمر - مول المكافئة عامة جداً ويمكن أن تكون دقيقة جداً إذا أمكن تضمين مقاومتي
 الثنائيتين فيها. يجدر بالذكر أن برامج المحاكاة الحاسوبية مثل $SCEPTR$ و $TRAC$ و $SPICE$
 تستخدم هذه الدارة المكافئة بنتائج ممتازة.

يمكن التعبير عن معادلتى إيمر - مول 3 و 4 بشكل أكثر شيوعاً إذا ضربنا المعادلة 4 بالعامل α_F
 وأضفنا الناتج إلى المعادلة 3 للحصول على:

$$i_C + \alpha_F i_E = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (5)$$

وبالمثل، بضرب المعادلة 3 بالمعامل α_R وإضافة الناتج للمعادلة 4 نحصل على:

$$i_E + \alpha_R i_C = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (6)$$

يمكن إعادة ترتيب المعادلتين (5) و (6) وفق الشكل:

$$i_C = -\alpha_F i_E + I_{CO} (e^{qV_{CB}/kT} - 1) \quad (7)$$

$$i_E = -\alpha_R i_C + I_{EO} (e^{qV_{EB}/kT} - 1) \quad (8)$$

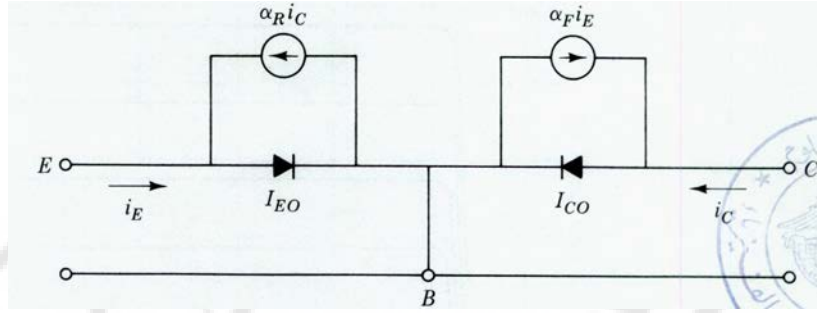
حيث يتعين تيارا الإشباع I_{CO} و I_{EO} في الوصلتين في حال فتح دارتيهما ويتعينان على النحو:

$$I_{CO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \quad (9)$$

$$I_{EO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} \quad (10)$$

يضم الشكل 6 دائرة إيمر - مول مكافئة بديلة للترانزستور $p-n-p$ باستخدام المعادلتين (7) و (8)،
 وهي أكثر ملاءمة من دائرة الشكل 5 لأنها تعبر عن منبع التيار المرتبط بدلالة تيارى المربطين i_C و i_E
 وليس تيارى الثنائيتين i_F و i_R . يدعى تيارا الإشباع I_{EO} و I_{CO} بتيارى الإشباع في الدارة المفتوحة
 بينما يدعى I_{ES} و I_{CS} بتيارى الإشباع لكل من وصليتي الباعث والمجمع على الترتيب في حال قصر
 دارتيهما. يمكن التحقق بسهولة من هذه التعاريف بتطبيق الشروط المناسبة للمرباط على المعادلتين
 (7) و (8) والمعادلتين (3) و (4). (على الطالب التحقق من ذلك من خلال المسألة 3). يوضح

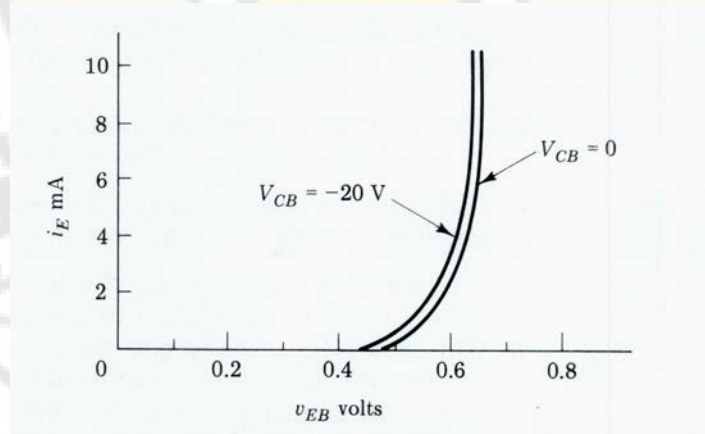
هذا التمرين أن I_{EO} و I_{CO} هما تيارا الإشباع الحقيقيان للشائين في حين أن I_{ES} و I_{CS} أكبر من تيارى الإشباع بفعل الترانزستور.



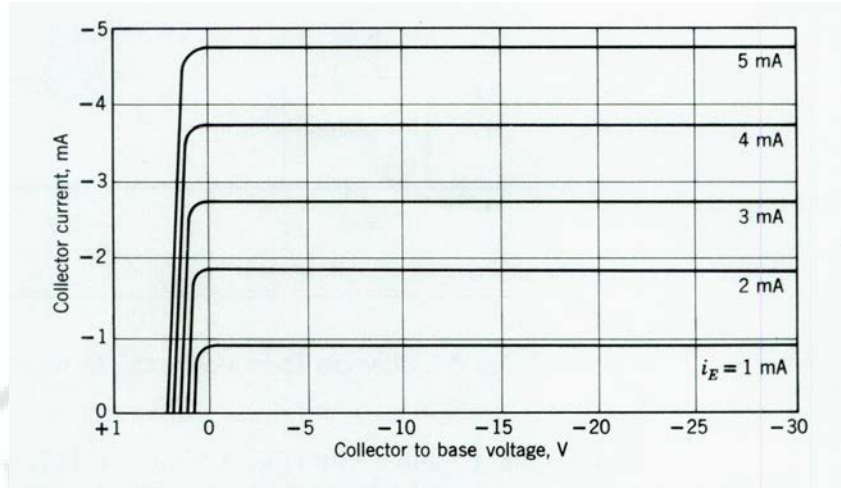
الشكل 6. دائرة إبير - مول المكافئة للترانزستور $p-n-p$

3. المنحنيات المميزة للترانزستور

يمكن فهم الترانزستور بشكل أوضح بمراقبة مميزات الكمون - التيار لكل من وصليتي الدخل والخرج فيه. يضم الشكل 7 المنحنيات المميزة للدخول لترانزستور نموذجي من السيليسيوم وفق توصيل القاعدة المشتركة، يظهر فيه تيار الدخل i_E بدلالة كمون الدخل v_{EB} مع ثبات كمون المجمع v_{CB} . وهي كما هو متوقع منحنيات نموذجية للشائيات. مع ذلك يمكن ملاحظة أن i_E يزداد بشكل ضعيف، من أجل أي قيمة للكمون v_{EB} لدى زيادة كمون المجمع v_{CB} من 0 إلى $-20V$. تدرس سبب هذه الظاهرة لاحقاً في الفقرة 5.



الشكل 7. منحنيات الدخل المميزة لترانزستور نموذجي من السيليسيوم قاعدته مشتركة



الشكل 8. طائفة منحنيات المجمع المميزة في حالة ترانزستور من النوع $p-n-p$

يتم الحصول على منحنيات الخروج المميزة للترانزستور بتثبيت تيار الباعث لدى رسم تيار المجمع i_C بدلالة كمون المجمع V_{CB} يدعى المنحني الناتج المنحني المميز للمجمع. كل قيمة أخرى لتيار الباعث تعطي منحنيًا مميزًا مختلفًا للمجمع. إن مجموعة المنحنيات المتعددة التي يتم الحصول عليها من عدة قيم تمثيلية لتيار الباعث تدعى طائفة المنحنيات المميزة للمجمع. يظهر في الشكل 8 طائفة من المنحنيات المميزة النموذجية لترانزستور من النوع $p-n-p$. تدل الإشارة السالبة للتيار على أن التيار يسري خارجاً من الترانزستور. في حين أن الاتجاه المرجعي للتيار يكون نحو الترانزستور. إن مجموعة المنحنيات المميزة لترانزستور من النوع $n-p-n$ يمكن أن تكون مطابقة لهذه المنحنيات ما عدا انعكاس قطبيتي التيار والكمون.

من الشكل 8 يجب ملاحظة أن:

1. تيار المجمع يساوي تقريباً تيار الباعث لدى تطبيق استقطاب عكسي على وصلة المجمع.
2. تيار المجمع مستقل تقريباً عن كمون المجمع لدى تطبيق الاستقطاب العكسي على وصلة المجمع.
3. تيار المجمع ينخفض بسرعة نحو الصفر ثم ينعكس عندما يطبق استقطاب مباشر على وصلة المجمع. يحدث هذا السلوك لأن تيار الحقن أو الأكثرية عبر وصلة المجمع يعاكس تيار الأكثرية عبر وصلة الباعث. يشكل تيار المجمع عملياً المجموع الجبري لتياري الأكثرية هذين.

يُطلق على المنحنيات المميزة أعلاه اسم المنحنيات السكونية لأن أي نقطة على هذه المنحنيات تمثل العلاقة بين التيار والكمون dc أو السكونيين للترانزستور. غير أنه عندما تطبق إشارة على مضخم ترانزستوري، تتغير معظم التوترات والتيارات مع الزمن. ولهذا يمكن أن يبدو أن المنحنيات السكونية قليلة الفائدة في تعيين مميزات عمل المضخم. لحسن الحظ إن هذا الفرض غير صحيح لأنه يمكن الحصول على المنحنيات المميزة الديناميكية بمجرد رسم خط للحمل على المنحني المميز

السكوني للمجمع . تعطى علاقة الكمون - التيار في دائرة المجمع بالمعادلة $v_{CB} = V_{CC} - i_C R_C$ ، وبالتالي فإن خط الحمل يقطع محور v_{CB} عند $(I_C = 0)$ ويقطع المحور I_C عند $(v_{CB} = 0)$ عند $i_C = V_{CC} / R_C$. يطلق على هذا الخط اسم خط الحمل dc ، لأنه يجب على التيار المستمر أن يسري في مقاومة حمولة المجمع R_C . ولقد رسم على مجموعة المنحنيات المميزة للمجمع في الشكل 9a خط الحمل dc عندما $V_{CC} = -20V$ مثلاً الموافق للمقاومة $R_C = 5k\Omega$. سنعتبر الحمولة dc على أنها الحمولة الوحيدة حتى الآن . يتم اختيار أي نقطة استقطاب dc أو نقطة سكونية q *quiescent* على خط الحمل . يعمل الترانزستور عند هذه النقطة في غياب أي تيار للإشارة . فإذا كانت إشارات الدخل المتوقعة تناظرية حول النقطة السكونية q (*quiescent point*) كالإشارات الجيبية ، يقع أفضل اختيار للنقطة السكونية قرب منتصف خط الحمل . وقع الخيار في هذا المثال على النقطة السكونية $I_E = 2.0mA$.

يمكن تعيين المنحنيات المميزة الديناميكية عند نقطة عمل المضخم بسهولة بيانياً . ولإيضاح هذا الإجراء ندرس المثال التالي .

مثال 2. في الشكل 9 المنحنيات المميزة لترانزستور ، والمطلوب تعيين خصائص هذا المضخم في الحالة $V_{CC} = -20V$ و $R_C = 5k\Omega$.

يرسم في بادئ الأمر خط الحمل على المنحنيات المميزة للمجمع ، كما هو مبين . ثم تختار على هذا الخط نقطة سكونية q . ليكن $I_{Eq} = 2mA$ هي القيمة المرغوبة في هذا المثال . يمكن رسم موجة تيار الإشارة في هذه الحالة عمودياً على خط الحمل .

نختار تيار الإشارة في هذا المثال من الشكل $i_s = 10^{-3} \sin \omega t$. يعمل الترانزستور في الحالة $\omega t = 0$ عند النقطة السكونية التي يلاحظ من الشكل 9b أنها تقع عند $I_C = -1.9mA$ و $v_{CB} = -10.5V$. وعندما $\omega t = (\pi/2) \text{ radians}$ يكون $i_s = 1mA$. تتمثل هذه القيمة بالنقطة A على إشارة الدخول ، بينما يمثل مسقطها على خط الحمل بالنقطة B . نلاحظ عند هذه النقطة $i_E = 3mA$ و $i_C = -2.85mA$ و $v_{CB} = -6V$. بهذه الطريقة يمكن الحصول على رسوم لكل من i_C و v_{CB} و i_E بدلالة الزمن . تساوي إشارة تيار المجمع من القمة إلى القمة هنا :

$$\Delta i_C = 2.85 - 0.95 = 1.9mA$$

ويكون ربح تيار هذا المضخم : $\Delta i_C / \Delta i_E = 1.9mA / 2mA = 0.95$

والذي يمثل α عامل تضخيم تيار الباعث في الترانزستور . في حين أن قيمة توتر المجمع من القمة إلى

$$\Delta v_{CB} = 15 - 6 = 9V$$

القمة تساوي :

4. توصيل الباعث المشترك

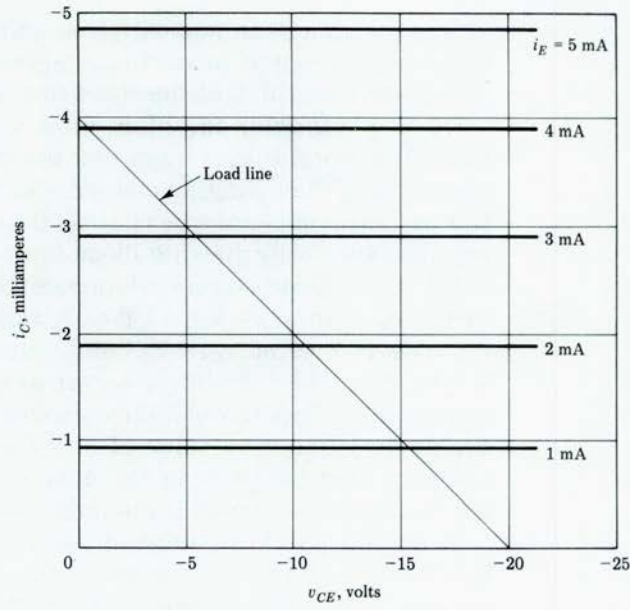
يمكن اختصار الكثير من متطلبات تيار الدخول وبالتالي استطاعة الدخول لمضخم ترانزستوري بتوصيل الباعث المشترك أو المؤرض كما هو مبين في الشكل 10. عندما يستخدم الترانزستور كمضخم، تجعل وصلة الباعث - القاعدة مستقطبة استقطاباً مباشراً ووصلة المجمع - القاعدة مستقطبة استقطاباً عكسياً كما في السابق.

نحصل باستخدام المعادلة 7 ضمن هذه الشروط على:

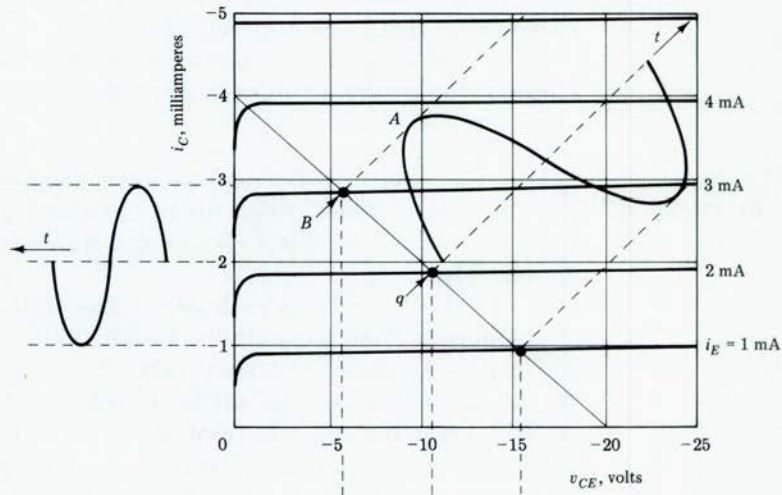
$$i_C = -\alpha_F i_E + I_{CO} \quad (11)$$

من قانون تيارات كيرشوف لدينا:

$$-i_E = i_C + i_B \quad (12)$$



(a)



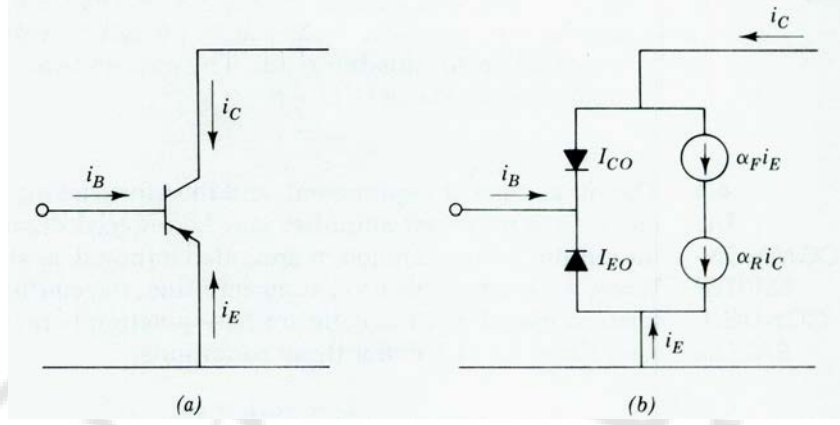
(b)

الشكل 9. (a) خط الحمل $5k\Omega$ على المنحنيات المميزة للمجمع في الشكل 8،
(b) المنحنيات المميزة الديناميكية للترانزستور عند نقطة عمله، وفق خط الحمل

بتعويض I_E من المعادلة 12 في المعادلة 11 نحصل :

$$i_C = \alpha_F (i_C + i_B) + I_{CO} \quad (13)$$

وبحل المعادلة من أجل i_C نجد:



الشكل 10. ترانزستور من النوع $p-n-p$ بتوصيل الباعث المشترك
(a) رمز الترانزستور (b) دائرة إبير- مول المكافئة للترانزستور

$$i_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} i_B + \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_F} \quad (14)$$

يمكن كتابة المعادلة 14:

$$i_C = \beta_F i_B + (\beta_F + 1) I_{CO} \quad (15)$$

حيث β_F عامل تضخيم التيار الأمامي أو ربح تيار الدارة المقصورة لمضخم الباعث المشترك المعروف على النحو:

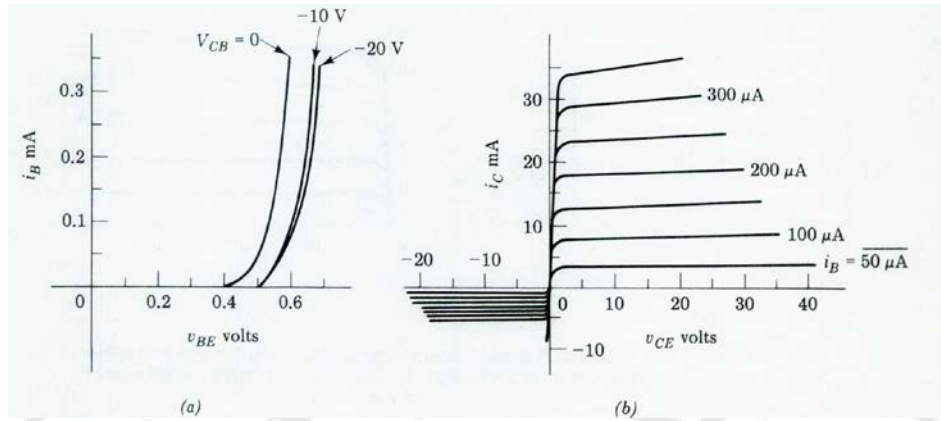
$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (16)$$

عندما يعمل الترانزستور في النمط العكسي يستبدل الدليل E بالدليل C والدليل R بالدليل F في المعادلتين 15 و 16 ولما كان يستخدم الترانزستور عادة في الاتجاه المباشر، يستخدم كل من α و β دون أدلة عندما يفهم ذلك ضمناً.

يضم الشكل 11 منحنيات الدخول والخروج المميزة لترانزستور $n-p-n$ نموذجي من السيليسيوم في توصيل الباعث المشترك. يمكنك ملاحظة أن منحنى دخل الثنائي النموذجي يعتمد قليلاً على قيمة v_{CE} ، وخاصة عندما تقترب من الصفر. وسبب ذلك أن الوصلتين تكونان مستقطبتين استقطاباً مباشراً لدى اقتراب v_{CE} من الصفر ويكون β_R أصغر من β_F ولهذا يزداد تيار القاعدة بشكل كبير لدى اقتراب v_{CE} من الصفر. لاحظ أن الوصلتين تتساويان في استقطابهما عند $v_{CE} = 0$.

إن مميزات الجمع في الشكل 11b تشبه مجموعة مميزات القاعدة المشتركة في الشكل 8 باستثناء الاختلافات التالية:

1. إن تيار القاعدة i_B هو وسيط الباعث المشترك عوضاً عن i_E .



الشكل 11. (a) المنحنيات المميزة للدخول في ترانزستور $n-p-n$ نموذجي من السيليسيوم،

(b) المنحنيات المميزة للمجمع في الترانزستور نفسه بتوصيل الباعث المشترك

2. تيار المجمع يساوي الصفر عملياً عند $v_{CE} = 0$ من أجل كل قيم تيار القاعدة نظراً لتساوي كموني الاستقطاب الأمامي في الوصلتين الأمر الذي يسبب مرور تيارين متساويين في اتجاهين متعاكسين عبر وصلة المجمع. عندما يزداد v_{CE} في اتجاه الاستقطاب العكسي، يزداد تيار المجمع بسرعة عندما يتناقص تيار حقن وصلة المجمع إلى الصفر.

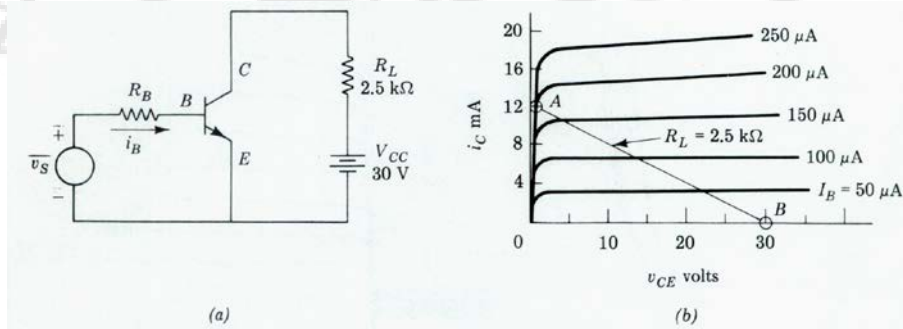
3. إن التباعد بين المنحنيات المميزة للمجمع ليس متجانساً وإن ميول هذه المنحنيات أكبر في مجموعة الباعث المشترك. تعود هذه الآثار إلى التغيرات الصغيرة في α_F الناجمة عن تكيف عرض القاعدة، وإلى آثار أخرى (ندرسها في الفقرة 6) وتسبب تغيرات أكبر في β_F .

5. مجالات عمل الترانزستور

يمكن استخدام الترانزستور بتوصيل الباعث المشترك إما كمضخم أو كمبدل. يبين الشكل 12a

12b الدارة البسيطة التي يمكن استخدامها في التبديل أو في التضخيم، في حين يضم الشكل المنحنيات المميزة للمجمع بما فيها خط الحمل وقد درسنا في الفقرة 3 استخدام الترانزستور

كمضخم بتوصيل القاعدة المشتركة وبالمثل يمكن استخدام توصيل الباعث المشترك في الشكل 12a كمضخم خطي إذا لم يكن منبع الإشارة v_s كبيراً جداً ووحيد الاتجاه.



الشكل 12. (a) دائرة ترانزستور أساسية يمكن استخدامها إما في التضخيم أو في التبديل

(b) المنحنيات المميزة للمجمع وخط الحمل في الدارة (a)

إذا كان $(v_{s \max} - 0.6V) / R_B \leq 156 \mu A$ مثلاً بفرض أن الهبوط v_{BE} في الشئائي يساوي نحو $0.6V$ و $(v_{s \min} - 0.6V) / R_B \geq 10 \mu A$ ، يعمل الترانزستور كمضخم خطي أو في المجال الخطي على خط الحمل.

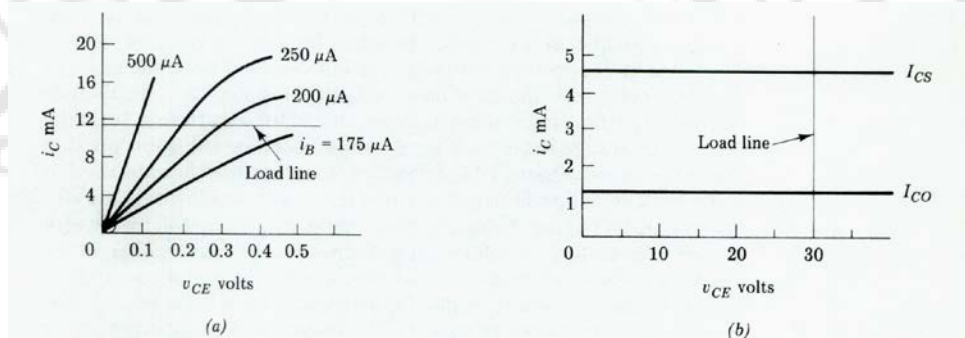
يسلك الترانزستور سلوك مبدل وليس مضخم إذا كان $v_{s \min} < 0.5V$ و $(v_{s \max} - 0.6V) / R_B \geq 175 \mu A$.

وبفرض الناقل من السيليسيوم، وبالتالي $i_{B \min} \approx 0$ في أثناء النصف الأول من دورة v_s يكون الترانزستور مشبعاً عند الطرف العلوي من خط الحمل في جوار A ، الشكل $12b$. ويستهلك الكمون V_{CC} كله تقريباً في R_L ويكون المبدل الترانزستوري مغلقاً ON . ومن جهة أخرى يكون الترانزستور في أثناء النصف السالب من v_s مسطوماً $cut OFF$ عند النهاية السفلية من خط الحمل في جوار B . لا يسري أي تيار عملياً في R_L ، وبالتالي يستهلك الكمون كله في المبدل الترانزستوري المسطوم OFF .

تدعى المنطقة A في الشكل $12b$ منطقة الإشباع لأن i_C يكون مستقلاً تقريباً عن i_B في هذه المنطقة نظراً لأن الوصلتين مستقطبتان استقطاباً مباشراً. إن مقاومة المبدل الترانزستوري في وضع الإغلاق ON تابع لتيار القاعدة، ولهذا لا تمر المنحنيات المميزة للمجمع في حالة الإشباع من النقطة التي نعتقد أنها تمر بها بحسب الشكل $12b$ عندما يكون i_B أكبر من اللازم. يمكن ملاحظة هذا الأمر في الشكل $13a$ حيث تتوسع منطقة الإشباع A بتغيير مقياس v_{CE} .

يتم الحصول على مقاومة الإغلاق من العلاقة:

$$r_{ON} = \frac{v_{CE}}{i_C} \bigg|_{I_B} \quad \text{عند خط الحمل } I_B \text{ و الإشباع} \quad (17)$$



الشكل 13. (a) منظر موسّع لمنطقة الإشباع (b) منظر موسّع لمنطقة السطم

في مثالنا $r_{ON} \approx 0.3 / 0.012 = 25 \Omega$ عندما $I_B = 200 \mu A$ و $r_{ON} \approx 0.1 / 0.012 = 8.3 \Omega$ عندما $I_B = 500 \mu A$ بحسب الشكل $13a$. يتم الحصول على هذه المنحنيات المميزة بسهولة من المنحنيات المميزة للترانزستور، كما يمكن أن تقدمها الشركات المصنعة للترانزستورات.

إن تيار المجمع لا ينخفض إلى الصفر عندما ينخفض v_{BE} للصفر. إن أصغر قيمة لتيار المجمع i_C تساوي I_{CO} تقريباً عندما تكون وصلة الباعث مستقطبة عكسياً وتزداد من خلال I_{CS} عندما يزداد v_{BE} من الصفر إلى قيم موجبة، كما هو موضح في الشكل 13b. وبذلك يعتمد تيار التبديل في منطقة القطع على استقطاب القاعدة بالإضافة إلى نوع الترانزستور. تتعين مقاومة الفتح OFF من العلاقة:

$$r_{OFF} = \frac{v_{CE}}{i_C} \quad (18) \quad \text{عند منطقة السطم من خط الحمل}$$

إذا كان $i_C = I_{CO} = 4.5 \times 10^{-9} A$ ، في مثالنا، و $v_{CE} \approx 30V$ ، نحصل من الشكل 13b، على $r_{OFF} = 30 / 4.5 \times 10^{-9} = 6.7 \times 10^9 \Omega$. ونظراً لارتفاع قيم I_{CO} نسبياً في ترانزستورات الجرمانيوم تكون مقاومة الفتح r_{OFF} ، أخفض بكثير منها في حالة السيليسيوم أو GaAs.

6. مميزات الترانزستورات حسب المصنع

تمثل الحرارة السبب الوحيد الذي يؤدي إلى تدهور أداء المكونات نصف الناقلة وتلفها، حيث يمكنها أن تصهر اتصالات اللحام وتلف المواد العازلة، وتغير بنية البلورة نصف الناقلة. ولذلك تصنّف الشركات المصنعة منتجاتها نصف الناقلة وفقاً لاستطاعتها المتبددة ودرجة الحرارة العظمى المسموحة كما تعطي قيم الكمون التي يجب عدم تجاوزها وأحياناً التيار الأعظمي الذي يسمح به. سوف ندرس في هذه الفقرة هذه القيم وتطبيقاتها في تصميم الدارات. يضم الجدول التالي القيم العظمى في ترانزستور نموذجي منخفض الاستطاعة $n-p-n$ من السيليسيوم.

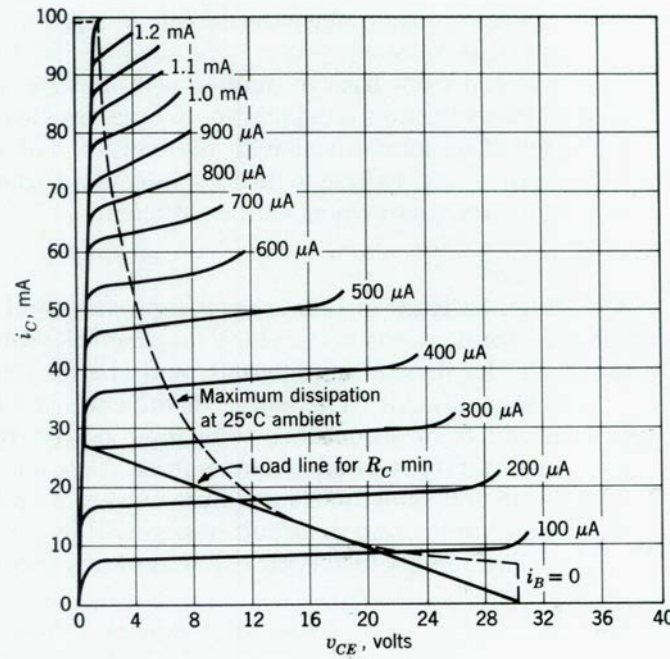
التقديرات المطلقة العظمى في الدرجة $25^\circ C$	
V_{CEO}	30V
I_C	100 mA
P_D^* الاستطاعة المتبددة	200 mW
T_j درجة حرارة الوصلة	$85^\circ C$
عامل النقل الحراري يساوي $3.33 mW / ^\circ C$ فوق الدرجة $25^\circ C$	

يمكن إظهار مجال عمل الترانزستور المأمون على شكل خطوط متقطعة على المنحنيات المميزة لمجمعه كما هو مبين في الشكل 14. حيث يقتصر عمل الترانزستور على هذا المجال إذا ظل خط الحمل

dc أخفض من منحنى الاستطاعة العظمى المتبددة، والذي يرسم بحيث يمر من كافة النقاط التي يكون

$$P_{Dmax} = v_{CE} i_C, \text{ فإذا كان } V_{CC} = 30V \text{ مثلاً فإن } R_{Cmin} = 1.11k\Omega.$$

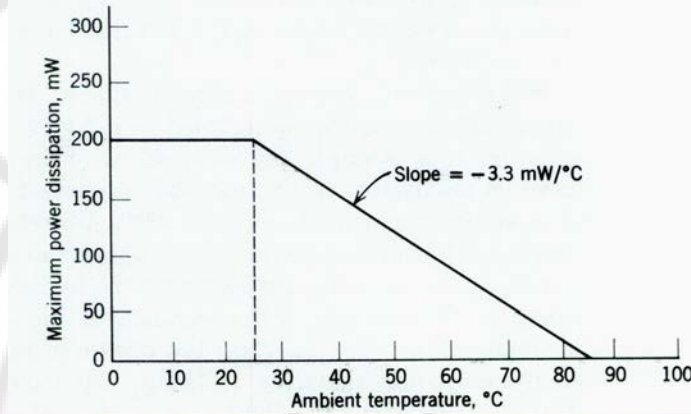
إذا كانت درجة حرارة الوسط المحيط أعلى من $25^\circ C$ ، فلا بد أن ينخفض معدل النقل الحراري الأعظمي، على النحو الذي تحدده الشركات المصنعة. فالترانزستور الذي يتميز بالمعدلات الواردة أعلاه مثلاً لا بد أن تنخفض الاستطاعة الحرارية المتبددة العظمى بنحو $3.3mW$ لكل زيادة في درجة حرارة الوسط قدرها درجة مئوية واحدة عن $25^\circ C$. ولذلك يمثل منحنى التبدد الأعظمي المدرج على المنحنيات المميزة للمجمع الاستطاعة العظمى المتبددة التي يسمح بها عند أعلى درجة متوقعة للوسط المحيط. فإذا كان يترتب على ترانزستور الشكل 14 أن يوضع داخل غلاف معدني وأن يستخدم في الصحراء صيفاً مثلاً، فإنه يمكن لدرجة الحرارة أن ترتفع إلى $55^\circ C$ ($131^\circ F$) تكون الاستطاعة المتبددة العظمى في هذه الحالة $P_{Dmax} = 200 - 3.33 \times 30 = 100mW$.



الشكل 14. المنطقة الآمنة لعمل ترانزستور نموذجي استطاعته $200mW$

يعطى أحياناً منحنى تناقص الاستطاعة المتبددة عوضاً عن عامل انخفاض الاستطاعة المتبددة. يضم الشكل 15 منحنى تناقص الاستطاعة المتبددة لترانزستور الشكل 14. لاحظ أن ميل منحنى تناقص الاستطاعة المتبددة يساوي عامل انخفاض الاستطاعة المتبددة، حيث نجد أن ميل منحنى الشكل 15 (فوق $25^\circ C$) $-3.33mW/^\circ C = -200mW/60^\circ C$. تنجم الإشارة السالبة عن الميل السالب. ومع ذلك غالباً ما يعطى عامل انخفاض الاستطاعة المتبددة كعدد موجب.

ينجم معظم الاستطاعة المتبددة في الترانزستور عن وصلة المجمع نظراً لارتفاع الكمون نسبياً عند تلك الوصلة. حيث ترتفع درجة حرارة الوصلة فوق درجة حرارة الوسط المحيط بسبب هذه الاستطاعة المتبددة. يمكن تقدير الارتفاع في درجة حرارة الوصلة بتقسيم الاستطاعة المتبددة على عامل النقل الحراري. فإذا كان ترانزستور الشكل 14 يعمل عند $v_{CE} = 10V$ و $i_C = 10mA$ مثلاً يكون ارتفاع درجة حرارة الوصلة عن درجة حرارة الوسط المحيط:



الشكل 15. منحنى تناقص الاستطاعة المتبددة في ترانزستور الشكل 14

$$v_{CE} i_C / \text{عامل النقل الحراري} = 100 \text{ mW} / 3.3 (\text{mW} / ^\circ \text{C}) \approx 30^\circ \text{C}$$

إن انتقال الحرارة من الترانزستور إلى الوسط الخارجي نتيجة لاختلافهما في درجة الحرارة، يشبه سريان التيار الكهربائي بين نقطتين كموناهما مختلفان. وبالتالي تعرف المقاومة الحرارية θ_T بأنها حاصل قسمة ارتفاع درجة الحرارة على الاستطاعة المتبددة ، أو:

$$\theta_T = \frac{\Delta T}{P_D} \quad (19)$$

$$\Delta T = \theta_T P_D \quad (20)$$

لاحظ أنه إذا استبدلنا V بـ ΔT و R بـ θ_T و I بـ P_D في المعادلتين السابقتين نجد أنهما تعبران عن قانون أوم. تبين هاتان المعادلتان أن المقاومة الحرارية هي مقلوب عامل انخفاض الاستطاعة المتبددة وبالتالي مقلوب ميل منحنى الانخفاض. وتكون المقاومة الحرارية بين وصلة الترانزستور

$$\theta_T = 1/3.33 = 0.3^\circ \text{C} / \text{mW}$$

والوسط المحيط $\theta_T = 1/3.33 = 0.3^\circ \text{C} / \text{mW}$ إن درجة حرارة الوصلة تساوي مجموع درجة حرارة الوسط المحيط T_a وارتفاع درجة الحرارة الناجم عن الاستطاعة المتبددة. وبالتالي باستخدام المعادلة 19.

$$T_j = T_a + \Delta T = T_a + \theta_T P_D \quad (21)$$

إذا كانت درجة حرارة الوسط المحيط تساوي 40°C ، وكان الترانزستور الشكل 15 يبدد 100 mW مثلاً فإن درجة حرارة وصلة المجمع $T_j = 40^\circ \text{C} + 0.3 \frac{^\circ \text{C}}{\text{mW}} \times 100 \text{ mW} = 70^\circ \text{C}$. لاحظ وتحقق من

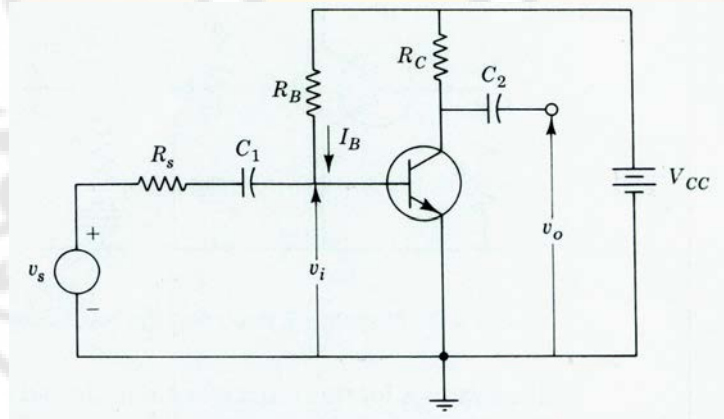
أن حاصل جمع درجة حرارة الوسط المحيط وحاصل ضرب الاستطاعة المتبددة بالمقاومة الحرارية θ_T عند أي نقطة على منحنى انخفاض الاستطاعة المتبددة يعطي درجة حرارة الوصلة العظمى المسموح بها.

يشير معدل التيار الأعظمي لترانزستور عادة، في حال توافره، إمّا إلى التيار الذي عنده يقطع منحنى الاستطاعة العظمى المتبددة، كمون الإشباع، كما هو مبين في الشكل 14، أو التيار الذي تحبط β عنده إلى أخفض من القيمة التي تعطيها الشركات المصنعة.

7. المضخمات الأساسية

كنا نعلم في دارات الترانزستور بتوصيل الباعث المشترك والتي درسناها سابقاً على بطارية استقطاب مباشر لوصلة الباعث ومقاومة للتحكم في تيار الاستقطاب. يكون للبطارية V_{BB} التي تؤمن الاستقطاب المباشر للقاعدة، القطبية نفسها للبطارية V_{CC} بالنسبة إلى الباعث، والتي تؤمن الاستقطاب العكسي للمجمع، وبالتالي يمكن لمنبع واحد للتغذية، أن يؤمن الاستقطاب المناسب للوصلتين كما هو مبين في الشكل 16. لما كان الكمون dc عبر مقاومة الاستقطاب R_B يساوي $V_{CC} - V_{BE}$ ، فيمكن تعيين هذه المقاومة من قانون أوم، على النحو:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \quad (22)$$



الشكل 16. مضخم بتوصيل الباعث المشترك يتم استقطابه بكمون تغذية المجمع V_{CC} . يعرف هذا النوع من الاستقطاب بالاستقطاب الثابت، لأن تيار استقطاب القاعدة يكون ثابتاً بكمون المنبع V_{CC} ومقاومة الاستقطاب R_B نظراً لأن V_{BE} يكون عادةً صغيراً جداً بالنسبة للكمون V_{CC} بحيث يكون تأثيره على تيار القاعدة مهملاً. لاكتساب خبرة إضافية وفهم الترانزستور كمضخم بباعث مشترك ثابت الاستقطاب ندرس بالتفصيل المنحنيات المميزة لدارة الشكل 16.

مثال 3. لنفرض أن الشكل 12b يمثل المنحنيات المميزة لترانزستور الدارة في الشكل 16 وأن

مقاومة حمولة المجمع $R_C = 2.5k\Omega$. والمطلوب تعيين قيم الوسطاء الأخرى اللازمة لعمل الدارة كمضخم للترددات السمعية بشكل مقبول. للحصول على إشارات خرج ذات اتساعات عظيمة، بفرض إشارات الدخول جيبيية أو تناظرية، نختار نقطة عمل تقع في منتصف خط الحمل حيث $I_C = 6mA$ و $V_{CE} = 15V$ و $I_B = 90\mu A$. وتستخدم المعادلة 25 للحصول على قيمة R_B اللازمة لتحقيق هذه النقطة ونفرض أن الترانزستور من السيليسيوم حيث $V_{BE} = 0.6V$

$R_B = (30 - 0.6)/9 \times 10^{-5} = 327k\Omega$. نستخدم المقاومة $330k\Omega$ وهي أقرب قيمة للمقاومات المتوفرة بدقة 10%، وهي تحديداً القيمة التي يمكن الحصول عليها لو أهملنا V_{BE} . يمكن أن تكون سماعتنا الأذن في هذه الحالة هي حمولة المضخم R_C أو ربما نريد فقط مراقبة توتر الخرج v_o براسم اهتزاز عندما تكون R_C مقاومة. يمكن تعيين مقاومة دخول الإشارة الصغيرة أو اللامتناهية في الصغر للترانزستور من خلال معرفتنا بالمقاومة الديناميكية للشئائي المستقطب استقطاباً مباشراً في المعادلة 6 من الفصل السابق. يساوي تيار النقطة السكونية عبر وصلة الباعث المستقطبة استقطاباً مباشراً $I_E \approx 6mA$ وبالتالي تساوي المقاومة بين مربطي الباعث والقاعدة كما ترى من خلال الباعث $r_e = 25/6mA = 4.16\Omega$. عندما ترى من مربط القاعدة يكون تيار النقطة السكونية $I_B = 90\mu A$ ومن ثم $r_b = 25/0.09mA \approx 277\Omega$ بفرض أن الترانزستور في درجة حرارة الغرفة. وبالتالي يكون ضياع تيار الإشارة خلال مقاومة الاستقطاب $R_B = 330k\Omega$ مهماً ويساوي تضخيم التيار أو ربح التيار تقريباً $\beta = 67 = 6mA/90\mu A$. وبالاتماد على علاقتي توتر الخرج $v_o = i_c R_C$ وتوتر الدخل $v_i = i_b r_b$ ، نجد أن ربح التوتر

$$v_o/v_i = i_c R_C / i_b r_b = \beta R_C / r_b = 67(2.5k\Omega) / 277\Omega = 605$$

غير أن ربح التوتر من منبع الإشارة إلى الحمولة :

$$v_o/v_s = i_c R_C / i_b (R_s + r_b) = \beta R_C / (R_s + r_b)$$

لنفرض أن $R_s = 500\Omega$ فيكون ربح التوتر

$$v_o/v_s = 67(2.5k\Omega) / (277 + 500) = 216$$

يجب على أي مكثفة ربط أو مانعة للتيار المستمر في دائرة أن تكون كبيرة إلى حد كاف لإهمال رديتها بالنسبة للمقاومة الكلية R_T الموصولة معها على التسلسل إذا أريد أن يكون تأثيرها مهماً على ربح المضخم. يمكن تحقيق هذا الطلب بجعل $X_C = 0.1R_T$ عند أخفض تردد مفيد. لنفرض في هذا المثال أن أخفض تردد مفيد هو 50 Hz. في هذه الحالة:

$$C_1 = 1/\omega(0.1)(R_s + r_b) = 10/314(777) = 41\mu F \quad \text{و} \quad X_{C1} = 1/\omega C_1 = 0.1(R_s + r_b)$$

يفترض أن يمتد مجال الترددات المفيد للمضخم نحو أخفض تردد f_ℓ يكون عنده $X = R_T$ أو $\omega_\ell = 1/R_T C$. إن المقاومة الكلية التي تخضع لها الإشارة v_s تساوي $\sqrt{2}(R_s + r_b)$ بالمقدار وبالتالي ينخفض تيارا الإشارة i_b و i_c كلاهما بالعامل $1/\sqrt{2}$ عند التردد f_ℓ مقارنة بالترددات البينية التي يكون X_C من أجلها مهماً ونجد أن استطاعة الخرج $i_c^2 R_C$ تنخفض إلى النصف عند f_ℓ والذي يعرف بتردد الاستطاعة النصفية المنخفض أو تردد القطع المنخفض. في حالة هذا المثال:

$$f_\ell = 1/2\pi R_T C = 1/2\pi(777)(41 \times 10^{-6}) = 5\text{Hz}$$

9. وسعيات الترانزستور

رأينا في الفصل الأول أن الثنائي يترافق بنوعين مختلفين من الوسعيات. تعرف إحداها بوسعية الوصلة وتنتج من الشحنة الجاهزة في المنطقة المفرغة من حاملات الشحنة المتحركة أي المنطقة الناضبة وتعتمد على ارتفاع حاجز الكمون عبر الوصلة. وقد رأينا في الفصل السابق أن العلاقة بين وسعية الوصلة المفاجئة وكمونها

$$C_j = kV_h^{-1/2} \quad (23)$$

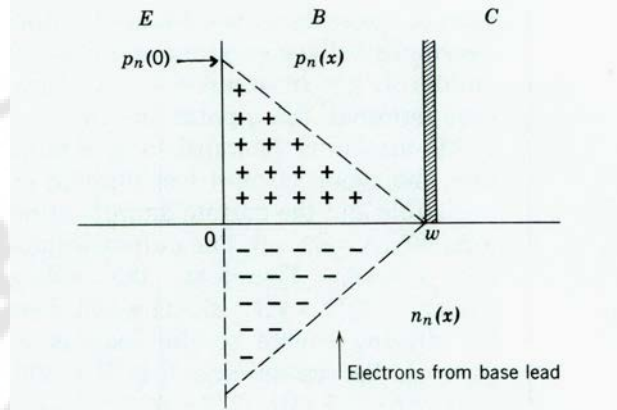
تسلك وصلة باعث الترانزستور سلوك ثنائي مفاجئ الوصلة وفقاً للعلاقة (23). أما وصلة مجمع الترانزستور فهي وصلة تدرجية عموماً حيث تتغير كثافة الشائبة تدريجياً في المنطقة الناضبة. ولا نهتم هنا إلا بتغير وسعية الوصلة بدلالة الكمون المطبق عليها، وهي تخضع للعلاقة:

$$C'_j = k'V_h^{-1/3} \quad (24)$$

لما كان حاجز الكمون لدى تطبيق الاستقطاب العكسي على وصلة المجمع في الترانزستور أعلى بكثير منه في حالة الاستقطاب المباشر، وكثافة الشائبة في منطقة المجمع أقل بكثير منها في منطقة الباعث، تكون وسعية وصلة المجمع لدى استخدام الترانزستور كمضخم صغيرة عادة بالنسبة إلى وسعية وصلة الباعث.

درسنا في الفصل السابق نوعاً آخر من الوسعيات هو وسعية الانتشار التي تنجم عن حاملات الشحنة المحقونة خلال الوصلة. تتناسب هذه الوسعية طردياً مع التيار المار في الوصلة. تصدر جميع حاملات الشحنة تقريباً في الترانزستور الوصلي من الباعث نحو منطقة القاعدة كما هو مبين في الشكل 17. تسعى حاملات الشحنة المحقونة لتوليد فائض موجب في الشحنة في القاعدة في حالة $p-n-p$ ولكن الحقل الكهربائي الذي يبدأ في التزايد، يؤدي إلى سريان الإلكترونات خلال السلك الموصل بالقاعدة لتعديل الشحنة. لاحظ أن شحنات التعديل هذه لا تتحد بالضرورة مع حاملات الشحنة المحقونة. فهي لا تزيد بالضرورة معدل الاتحاد مادامت كثافتها صغيرة مقارنة

بكثافة شائبة القاعدة الضرورية لمستوى الحقن المنخفض. إن تيار المكثفة الذي يسري في دائرة الباعث القاعدة لا يسهم في تيار الجمع. وبالتالي يصبح هذا التيار السعوي ملحوظاً لدى تزايد التردد فينخفض α .



الشكل 17. تمثيل الشحنات الجاهزة والتي تنجم عنها وسعية الانتشار

تتكون الوسعية الكلية التي ترافق وصلة معينة من حاصل جمع وسعية الوصلة ووسعية الانتشار. هاتان الوسعتان هما وسعيتا قصر *shunt* وبالتالي فهما تحدان من استجابة المضخم الترانزستوري للترددات العالية ومن سرعة تبديل المبدل الترانزستوري. ندرس في الفصل التالي (الفقرة الثامنة) مميزات استجابة المضخم للترددات العالية.

الفصل الثالث

المنحنيات المميزة للترانزستور الثنائي القطبية

وداراته المكافئة

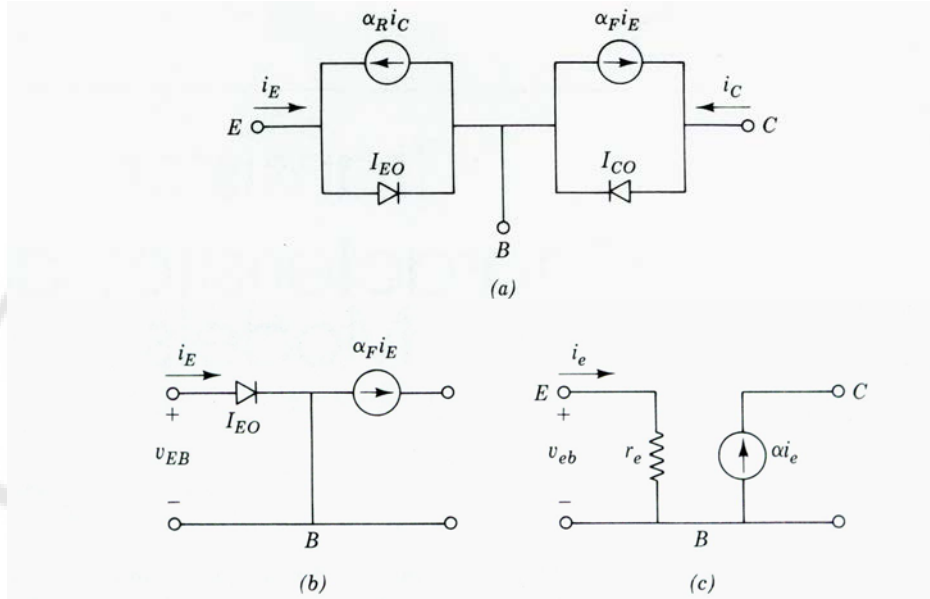
عرضنا في الفصل السابق الترانزستور الثنائي القطبية، وشرحنا استخدامه كمضخم أو كمبدل بالاعتماد على دائرة إيبير-مول المكافئة ومنحنياته المميزة السكونية، وركزنا الاهتمام على المبادئ الأساسية لتشغيله. غير أن دراسة كل من آثاره اللاحطية وتكييف عرض قاعدته ووسعيته ومقاوماته الأومية لم تتم بشكل جدي لعدم دخولها في دائرة إيبير-مول المكافئة الأساسية، ولم تكن واضحة مباشرة من المنحنيات المميزة. ولهذا نخصص هذا الفصل لشرح الدارات المكافئة للترانزستور الوصلي التي تشمل كل هذه الآثار لدى استخدامه كمضخم خطي. تسمح هذه الدارات المكافئة بتصميم مختلف أنواع المضخمات الترانزستورية الوصلية بشكل معقول.

1. الدارة المكافئة للترانزستور في حالة الإشارات الصغيرة

إن دائرة إيبير-مول المكافئة ليست دائرة مكافئة خطية نظراً لأنها تتضمن الثنائيات وهي مكونات لاختطية. وبالتالي لا يمكن تطبيق أدوات تحليل الدارات الخطية الفعالة على هذه الدارة. غير أنه، لدى استخدام الترانزستور كمضخم واقتصار تشغيله على مجاله الخطي، يمكن ابتكار دارات خطية مكافئة تسمح باستخدام نظرية الدارات الخطية في تحليل داراته الإلكترونية وتصميمها على السواء. وقد قمنا في الفصل السابق بأول خطوة في إنشاء دائرة مكافئة خطية للترانزستور كمضخم عندما اعتمدنا على ميل المنحني المميز لدخوله عند نقطة تشغيله، في تعيين ناقلية أو مقاومة دخله في حالة الإشارات الصغيرة. حيث يمكن لهذه المقاومة أن تحل محل ثنائي الباعث المستقطب استقطاباً مباشراً في توصيل القاعدة المشتركة في دائرة إيبير-مول المكافئة كما يبين الشكل 1.

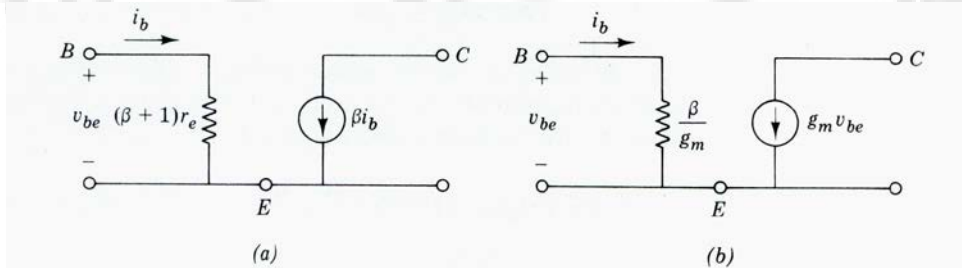
يمثل الشكل 1a دائرة إيبير-مول المكافئة في توصيل القاعدة المشتركة والذي جاء في الشكل 6 من الفصل السابق. يمكن تبسيط هذه الدارة المكافئة 1b للترانزستور كمضخم، نظراً لأن وصلة الباعث مستقطبة استقطاباً مباشراً ووصلة الجمع مستقطبة عكسياً. يمثل الشكل 1c الدارة المكافئة للترانزستور والتي تحل فيها المقاومة المكافئة $r_e = \Delta v_{BE} / \Delta i_E$ ، في حالة الإشارات الصغيرة، محل ثنائي الباعث المستقطب استقطاباً مباشراً. كما تستخدم الأدلة الصغيرة للتيارات وللتوترات في أسفل الرموز، لأن هذه الدارة غير صالحة إلا من أجل التغيرات الصغيرة لكل من التيار والتوتر

وليس قيمها الكلية. كما أن ترتيب عناصر الدارة قد تغير إلى الترتيب المثالي الذي يرتبط بمنبع الإشارة وقد أسقط الحرف F عن α لأنه يفهم ضمناً أن المضخم يعمل وفق النمط الأمامي.



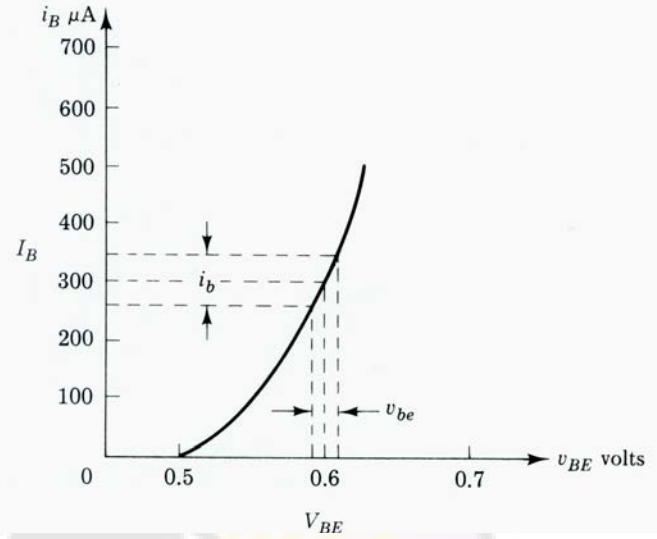
الشكل 1. (a) دارة إبير مول المكافئة الواردة في الشكل 6 من الفصل السابق، (b) دارة إبير - مول المكافئة في حالة وصلة الباعث المستقطبة استقطاباً مباشراً، ووصلة المجمع المستقطبة عكسياً وقد أهمل تيار الإشباع I_{CO} ، (c) الدارة المكافئة للإشارات الصغيرة أو التفاضلية وقد استبدلت المقاومة r_e بوصلة الباعث المستقطبة استقطاباً مباشراً

يمكن الحصول على الدارة المكافئة للإشارات الصغيرة للمضخم بتوصيل الباعث المشترك بإجراء تعديل بسيط على الدارة المكافئة بتوصيل القاعدة المشتركة وذلك على النحو المبين في الشكل 2a، بالمبادلة بين مربطي القاعدة والباعث فيصبح تيار الدخول i_b أصغر بالعامل $\beta + 1$ منه في الحالة السابقة. يمثل الشكل 2b الشكل الآخر لدارة الشكل 2a المكافئة، كمنبع للتيار يتحكم فيه التوتر، حيث يعطى تيار المجمع بدلالة توتر الدخل v_{be} وناقلية الانتقال أو g_m transconductance التي تعرف على أنها نسبة تيار إشارة الخرج i_c على توتر إشارة الدخل v_{be} . يجب على $g_m v_{be}$ أن تساوي طبعاً βi_b . يترك للطالب البرهان على أن $\beta / g_m = (\beta + 1) r_e$.



الشكل 2. (a) الدارة المكافئة للترانزستور في توصيل الباعث المشترك، كمنبع للتيار يتحكم فيه تيار (b) الدارة المكافئة كمنبع للتيار يتحكم فيه التوتر

لا يمكن دراسة المضخم وفقاً لهذه الدارة إلا في حالة إشارات الدخل الصغيرة بحيث يظل منحنى الثنائي في جوار نقطة التشغيل خطأً مستقيماً تقريباً، كما في الشكل 3. نقوم فيما يلي بدراسة رياضية لهذه الخطية وذلك لأخذ فكرة عن مجال توتر الإشارة v_{be} الذي يمكن اعتبار i_b من أجله تابعاً خطياً للتوتر، ولفهم عملية النمذجة بشكل أفضل.



الشكل 3. توضيح المجال الذي يكون فيه i_b ، عملياً، تابعاً خطياً للتوتر v_{be}

يمكن تحليل تغيرات كل من توتر وتيار الترانزستور عند نقاط تشغيله بسهولة بمساعدة تنسور سلسلة تايلور Taylor الذي يمكن التعبير عنه بالشكل:

$$f(x) = f(a) + (x-a)f'(a) + \frac{(x-a)^2}{2!}f''(a) + \frac{(x-a)^3}{3!}f'''(a) + \dots \quad (1)$$

وبتطبيق هذه السلسلة على متحوّلَي الدخل للترانزستور

$$i_B(v_{BE}) = I_B + (v_{BE} - V_{BE}) \frac{di_B}{dv_{BE}} \Big|_{I_B} + \frac{(v_{BE} - V_{BE})^2}{2!} \frac{d^2 i_B}{dv_{BE}^2} \Big|_{I_B} + \dots \quad (2)$$

ولكن $i_B - I_B = i_b$ و $v_{BE} - V_{BE} = v_{be}$ وبالتالي يمكن كتابة المعادلة (2) بالشكل:

$$i_b = v_{be} \frac{di_B}{dv_{BE}} \Big|_{I_B} + \frac{v_{be}^2}{2!} \frac{d^2 i_B}{dv_{BE}^2} \Big|_{I_B} + \frac{v_{be}^3}{3!} \frac{d^3 i_B}{dv_{BE}^3} \Big|_{I_B} + \dots \quad (3)$$

وباستخدام معادلة الثنائي:

$$i_B = (1-\alpha)I_{EO}(e^{qv_{BE}/kT} - 1) \quad (4)$$

$$\frac{d^2 i_B}{dv_{BE}^2} = \left(\frac{q}{kT}\right)^2 i_B \quad \text{و} \quad \frac{di_B}{dv_{BE}} = \frac{q}{kT} i_B \quad \text{حيث}$$

وهكذا... وبالتالي يمكن كتابة المعادلة (3) بالشكل:

$$i_b = v_{be} \left(\frac{q}{kT}\right) I_B + \frac{v_{be}^2}{2!} \left(\frac{q}{kT}\right)^2 I_B + \frac{v_{be}^3}{3!} \left(\frac{q}{kT}\right)^3 I_B + \dots \quad (5)$$

لاحظ أن الحد الأول إلى يمين المعادلة (5) يشكل الحد الخطي و

$$(q/kT)I_B = (q/kT)I_E(1-\alpha) = g_e(1-\alpha) = 1/r_e(\beta+1)$$

وبالتالي تكون الدارة المكافئة في الشكل 2a دقيقة شريطة أن يكون مجموع حدود المراتب العليا في الطرف الأيمن من المعادلة (5) صغيراً بالنسبة إلى الحد الخطي.

لنحدد مقدار v_{be} الذي يجعل حد المرتبة الثانية إلى يمين المعادلة (5) عُشر الحد الخطي أي:

$$\frac{v_{be}^2}{2!} \left(\frac{q}{kT}\right)^2 I_B = 0.1 v_{be} \left(\frac{q}{kT}\right) I_B \quad (6)$$

وبالاختصار:

$$v_{be} = \frac{0.2}{q/kT} \quad (7)$$

عند درجة حرارة الغرفة يكون $q/kT \approx 40V^{-1}$ وبالتالي فإن $v_{be} = 0.2/40 = 5\text{ mV}$ كحد أعظمي لجعل حد المرتبة الثانية في العلاقة (5) يقتصر على عُشر الحد الخطي.

عندما تكون إشارة الدخل جيبية يؤدي حد المرتبة الثانية إلى إظهار التوافقيات الثانوية، كما يؤدي حد المرتبة الثالثة إلى إظهار التوافقي الثالث... الخ، في خرج المضخم. كما يؤدي تغير β إلى إحداث تشوه في تيار المجمع يمكن أن ينضم إلى التشوه الناجم عن لاختية الشائي أو يُطرح منه. إن التشوه الناجم عن كامل المضخم أقل بكثير من التشوه الناجم عن الشائي بسبب مقاومة منبع الإشارة والمقاومة الأومية للشائي. حيث تسعى هاتان المقاومتان لجعل العلاقة بين توتر منبع الإشارة وتيار القاعدة خطية. وبالتالي إذا كان β ثابتاً عملياً خلال مجال الإشارة فيمكن أن يكون تشوه كل من توتر وتيار الخرج ضعيفاً حتى لو كان v_{be} شديد التشوه. غير أن الدارة المكافئة الخطية لن تكون دقيقة إلا في حالة الإشارات الصغيرة.

2. الدارة المكافئة للترانزستور في حالة الترددات المنخفضة

إن الدارتين المكافئتين للترانزستور (كمضخم) الواردتين في الفقرة السابقة، تحضان الترددات المنخفضة أيضاً لأنهما لم تتضمننا وسعيتي الترانزستور اللتين من شأنهما تخفيض ربح المضخم في حالة الترددات العالية. نقوم في هذه الفقرة بشرح أدق للدارات المكافئة للترانزستور من خلال إدخال آثار تكييف عرض القاعدة *base-width modulation*.

إن تكييف عرض قاعدة الترانزستور يجعل كلاً من تيار القاعدة وتيار المجمع تابعاً لكل من توتر المجمع وتوتر القاعدة بالنسبة للباعث. وبفرض كون الإشارات صغيرة وباستخدام مفهوم المشتقات الجزئية يمكن أن ننشر الحد الأول من الطرف الأيمن في المعادلة (3) لتشمل v_{ce} :

$$i_b = v_{be} \left(\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right)_{I_B} + v_{ce} \left(\frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right)_{I_B} \quad (8)$$

وبالمثل يمكن كتابة علاقة في حالة i_c

$$i_c = v_{be} \left(\frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \right)_{I_C} + v_{ce} \left(\frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \right)_{I_C} \quad (9)$$

من المناسب إدخال وسطاء الناقلية g

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left(\frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right)_{I_B} & g_\mu &= \left(\frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right)_{I_B} \\ g_m &= \left(\frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right)_{I_C} & g_o &= \left(\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right)_{I_C} \end{aligned} \quad (10)$$

وبالتالي يمكن كتابة المعادلتين (8) و (9) بالشكل:

$$i_c = g_m v_{be} + g_o v_{ce} \quad \text{و} \quad i_b = g_\pi v_{be} + g_\mu v_{ce} \quad (11)$$

من تعريف هذه الوسطاء في المعادلات (10) يمكن ملاحظة أن:

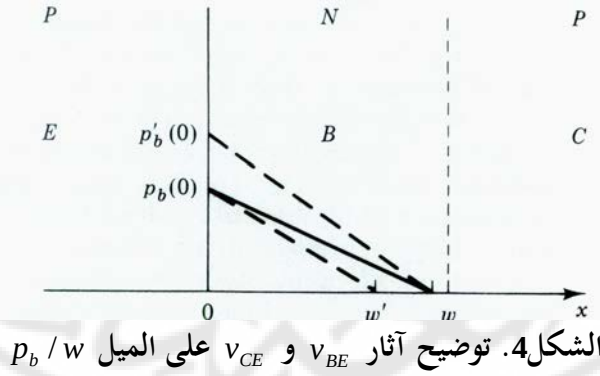
$$g_\pi = \left(\frac{q}{kT} \right) I_B \quad (12)$$

$$g_m = \left(\frac{q}{kT} \right) I_C \quad \text{وأن:} \quad (13)$$

وبالتالي ولما كان $I_C = \beta I_B$

$$g_m = \beta g_\pi \quad (14)$$

من الجدير بالذكر أنه سبق استخدام هذه الوسطاء في الدارة المكافئة للترانزستور كمنبع بسيط للتيار في الشكل 2b.



ينتج الوسيطان g_μ و g_o من تكيف عرض القاعدة كما هو مبين في الشكل 4. لما كان تيار المجمع يساوي عملياً تيار انتشار حاملات الشحنة الأقلية في القاعدة الذي يتناسب طردياً مع $dp/dx = p_b(0)/w$ ، فيمكن أن يزداد هذا التيار بالنسبة $(p'_b(0)/w')/(p_b(0)/w) = w/w'$ لدى زيادة v_{CE} إلى حد يكفي لتخفيض عرض القاعدة من w إلى w' . يمكن الحصول على الزيادة نفسها لتيار المجمع بزيادة v_{BE} بحيث يزداد $p_b(0)$ إلى $p'_b(0)$ مع المحافظة على ثبات توتر المجمع للمحافظة على عرض القاعدة عند القيمة w بحيث يتساوى الميلان $p'_b(0)/w$ و $p_b(0)/w'$.

يعرّف عامل تكييف عرض قاعدة الترانزستور η بأنه نسبة فعالية v_{CB} إلى فعالية v_{EB} في التحكم بتيار المجمع. ولأخذ فكرة عن قيمة هذا العامل نفترض بأن عرض القاعدة يتغير بنحو 10% عندما يتغير كمون المجمع بجوار نقطة تشغيل الترانزستور بمقدار 5V. وبالتالي يتغير تيار المجمع i_C بنحو 10% مع المحافظة على ثبات v_{BE} ، ويكون $(di_C/dv_{CE})v_{ce} = 0.1i_C$. يجب على التغير في v_{BE} اللازم ليحدث التغير نفسه في تيار المجمع مع ثبات v_{CE} أن يحقق

$$\Delta v_{BE} = (q/kT) I_C \Delta v_{CE} = 0.1 I_C (q/kT) \Delta v_{CE} \quad \text{ومن ثم} \quad \Delta v_{BE} = 0.1/(q/kT) \Delta v_{CE}$$

في درجة حرارة الغرفة يكون $q/kT = 40 \text{ V}^{-1}$ و بالتالي $\Delta v_{BE} = 0.1/40 = 2.5 \times 10^{-3} \text{ V}$ ، ومنه:

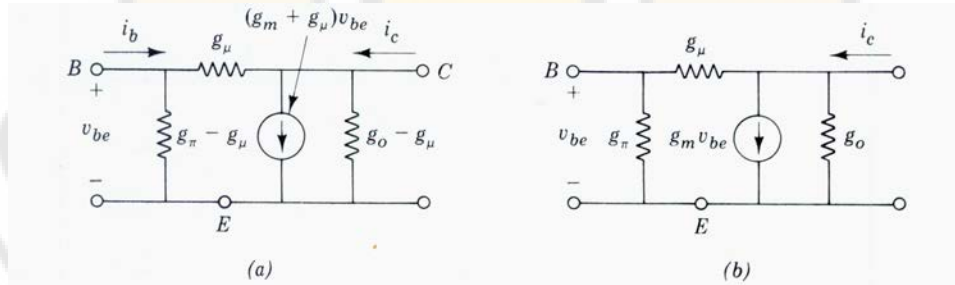
$$\eta = \Delta v_{BE} / \Delta v_{CE} = 2.5 \times 10^{-3} / 5 = 0.5 \times 10^{-3} \quad \text{أن:}$$

$$g_\mu = \eta g_\pi \quad (15)$$

$$g_o = \eta g_m \quad (16)$$

وذلك نظراً لأن $g_m = \beta g_\pi$ و $g_o = \beta g_\mu$.

إن تطبيق التحليل العقدي على الدارة المكافئة في الشكل 5a يعطي المعادلتين 11، غير أن $g_\mu \ll g_o \ll g_\pi \ll g_m$ كما يظهر من المعادلات 14 و 15 و 16 بحيث يمكن تبسيط الدارة المكافئة في الشكل 5a إلى الدارة المكافئة في الشكل 5b مع فقدان بعض الدقة. يرمز لهذه الدارة بالحرف اليوناني π لشبهها به.



الشكل 5. (a) الدارة المكافئة التي تعتمد على المعادلات 11، (b) الدارة المكافئة التقريبية π

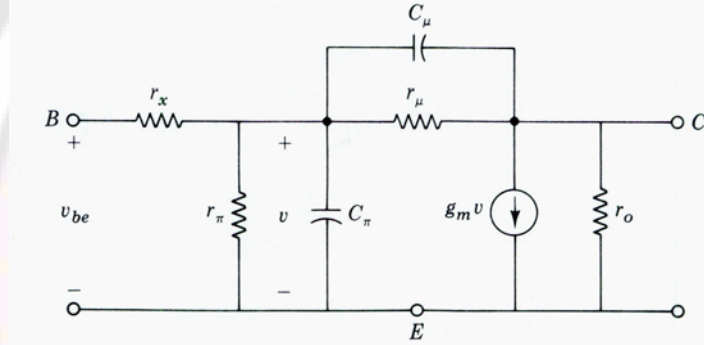
مثال 1. ترانزستور فيه $\beta = 100$ عند نقطة تشغيل q بحيث $I_C = 2 \text{ mA}$ عند درجة حرارة الغرفة بحيث $q/kT = 40$ فإذا أردنا تعيين وسطاء الناقلية g للترانزستور، لدينا $g_m = 40I_C = 0.085$ و $g_\pi = g_m / \beta = 0.08/100 = 0.8 \text{ mS}$ وبتعويض قيمة η التي سبق حسابها نجد:

$$g_\mu = \eta g_\pi = g_o / \beta = 4 \times 10^{-7} \text{ S} \quad \text{و} \quad g_o = \eta g_m = 0.5 \times 10^{-3} (0.8) = 4 \times 10^{-5} \text{ S}$$

3. الدارة المكافئة الهجينة π

على الرغم من أن هذه الدارة تتضمن آثار تكييف عرض قاعدة الترانزستور فهي لا تشمل وسعيتي الترانزستور وبالتالي فهي تمثل الدارة المكافئة للترانزستور في حالة الترددات المنخفضة حصراً. كذلك لم تدخل فيها المقاومات الأومية للمناطق الفعالة. يمكن عادة إهمال المقاومات الأومية

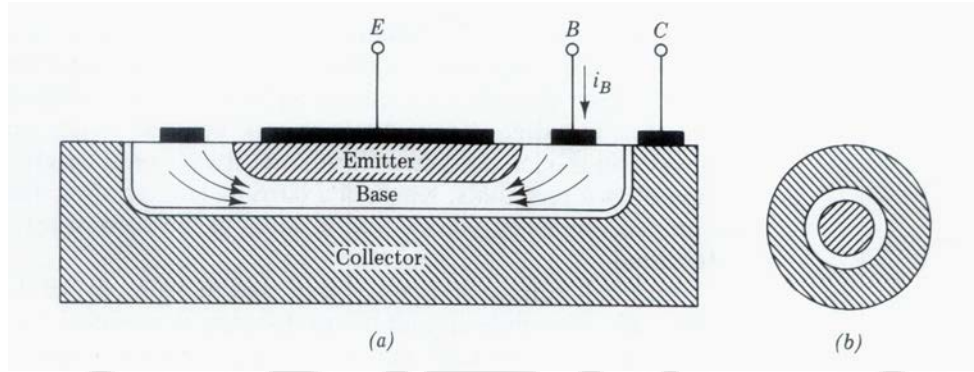
لمنطقتي الباعث والمجمع. ولكن المقاومة الأومية لمنطقة القاعدة غير مهمة عموماً نظراً لضعف إشارتها، والصغر الشديد لسطح مقطعها في الاتجاه العرضي لسريان التيار فيها. لقد أضيف إلى الدارة المكافئة في الشكل 5b كل من مقاومة القاعدة الأومية الفعالة r_x ووسيعتي الترانزستور C_μ و C_π للحصول على الدارة المكافئة الهجينة π في الشكل 6. يمكن استخدام هذه الدارة المكافئة للترانزستور للتنبؤ عن أدائه بدقة كافية خلال كامل مجال التردد المفيد للترانزستور عندما يوصل بمنبع وحملتين معينين. في هذه الدارة المكافئة تمثل C_μ سعة وصلة المجمع، في حين تتضمن C_π سعة وصلة الباعث وسعة الانتشار معاً. لاحظ أن التوتر v هو توتر الوصلة الفعلي الذي يتحكم في تيار المجمع، والتوتر v_{be} يساوي حاصل جمع توتر الوصلة الفعلي وهبوط التوتر $i_b r_x$ في منطقة القاعدة.



الشكل 6. الدارة المكافئة الهجينة π - للترانزستور الوصلي الثنائي القطبية

تعرف المقاومة r_x على أنها مقاومة القاعدة الانتشارية، قيمتها ليست ثابتة ولكنها تابع لكل من تيار المجمع والتردد في حالة ترانزستور معين. يمكن فهم هذا التغير بمساعدة الشكل 7 الذي يوضح مقطع الترانزستور الأسطواني الشكل النموذجي فيه، اتجاه سريان تيار حاملات الشحنة الأكثرية في القاعدة. لاحظ أن أطول مسار سريان من طرف القاعدة يكون نحو مركز الترانزستور أو محوره. وهكذا يحدث أكبر هبوط $i_B r$ على طول هذا المسار ويحدث أقل استقطاب مباشر لوصلة الباعث عند مركز الترانزستور. تكون الهبوطات $i_B r$ صغيرة عندما تكون تيارات نقطة التشغيل صغيرة، وبالتالي تكون كثافة التيار متجانسة تماماً في وصلة الباعث. غير أنه عندما يتزايد تيار نقطة التشغيل يزداد الهبوط $i_B r$ وتزداد كثافة تيار الحقن بالقرب من محيط منطقة القاعدة بسرعة أكبر منها في المركز، وبالتالي تتناقص قيمة r_x مع تزايد تيار نقطة التشغيل لأن التيار المحوري الذي يمثل التيار بين الباعث والمجمع يزداد نحو محيط الترانزستور حيث تكون مسارات سريان تيار القاعدة أقصر.

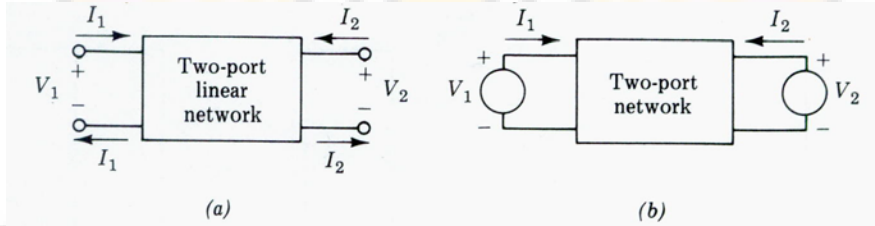
عند تيار تشغيل معين، تزداد تيارات الترانزستور عندما يصبح التردد كبيراً إلى حد كاف بحيث يصبح التياران الوسعيان خلال C_μ و C_π كبيرين. ومن ثم يزداد التزامح المحيطي، حيث تنخفض قيمة r_x مع تزايد التردد بالطريقة نفسها عندما تزداد تيارات نقطة التشغيل. غير أن هذه المقاومة تعتبر ثابتة عادة، يمكن تعيين قيمتها بسهولة بعد دراسة الفقرة التالية.



الشكل 7. (a) مقطع في ترانزستور نموذجي، (b) منظر مستوي يبين الشكل الأسطواني

4. نظرية الشبكة الثنائية البوابة (رباعي الأقطاب)

يمكن استخدام الدارة المكافئة المهيمنة π في إيجاد كل من ربح التوتر و ربح التيار والاستجابة الترددية وعرض الحزمة لأي دائرة إلكترونية صغيرة الإشارة وهي من أكثر الدارات المكافئة شيوعاً. غير أنه تتوافر دارات أخرى تستخدم بسهولة أكبر في بعض التطبيقات النوعية. نعرض في هذه الفقرة مفهوم نظرية الشبكة الثنائية البوابة (رباعي الأقطاب) التي توسع فهمنا لعملية نمذجة الدارات الإلكترونية وتعطي نماذج أخرى لدارات مكافئة أكثر فائدة.



الشكل 8. (a) شبكة خطية ثنائية البوابة، (b) شبكة ثنائية البوابة تساق بمنبعين للتوتر مثاليين

لنفترض أن الصندوق في الشكل 8a يحوي شبكة خطية مكونة من عناصر خطية خاملة وربما منبعاً أو أكثر من المنابع المرتبطة بها مثل $g_m v$ أو βi_b على أن لا تحوي منابع (تغذية) فعالة مستقلة لها تردد المنابع المطبقة خارجياً نفسه. تسمح هذه القاعدة بوجود منابع التغذية المستمرة ($\omega = 0$) مثل V_{CC} و منابع الاستقطاب الأخرى. يطلق على شبكة المرباط المذكورة اسم الشبكة الثنائية البوابة لأن لها **بوابتان** إحداهما للدخول وتقع دائماً إلى اليسار والأخرى للخروج وتقع دائماً إلى اليمين، يتكون كل من البوابتين من مربطين. ينص قانون كيرشوف على أن التيار الذي يدخل أحد مربطي البوابة يساوي التيار الذي يغادر المربط الآخر.

يوصل منبع مثالي للتوتر بكل من بوابتي الشبكة في الشكل 8b. هذا الأمر لا يمنع استخدام منابع غير مثالية نظراً لأنه يمكن لممانعة المنبع أن توضع داخل الصندوق. يفترض بأن المنابع الخارجية مولدات جيبيه لها التردد نفسه ω ولهذا يمكن أن يكون استخدام مفهوم المعاوقات في

حالة العناصر داخل الصندوق مهماً. يمكن في هذه الحالة استخدام نظرية الانضمام لحساب التيارات عند المربطين بدلالة التوترين المطبقين. يعطي هذا الانضمام:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_i V_1 + y_r V_2 \\ I_2 &= y_f V_1 + y_o V_2 \end{aligned} \quad (17)$$

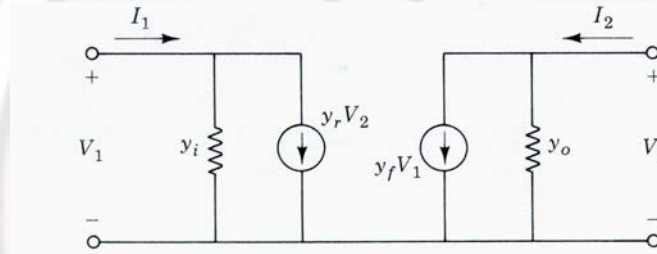
يضم الشكل 9 الدارة المكافئة التي تمثل المعادلتين 17. ولما كانت جميع حدود المعادلتين تتكون من تيارات فلا بد أن تكون المركبات y قبوليات تعرّف على النحو:

قبولية الدخول ودارة الخروج مقصورة y_i

قبولية الانتقال العكسي I_1/V_2 ودارة الدخول مقصورة y_r

قبولية الانتقال الأمامي I_2/V_1 ودارة الخروج مقصورة y_f

قبولية الخروج ودارة الدخول مقصورة y_o



الشكل 9. الدارة المكافئة للترانزستور كمضخم للترددات العالية باستخدام الوسطاء y

يمكن التأكد من هذه التعاريف بملاحظة إما المعادلتين 17 أو الدارة المكافئة في الشكل 9، التي يطلق عليها اسم دارة المكافئة باستخدام القبوليات y . وهي تفيد بشكل خاص في تحليل وتصميم مضخمات الترددات الراديوية والتي تضم دارات توليف. تعطي الشركات المصنّعة للترانزستورات عادة القبوليات كتوابع للترددات وتيار نقطة تشغيل الترانزستورات لاستخدامها كمضخمات للترددات الراديوية.

اعتمدنا على التوترين V_1 و V_2 كمتحولين مستقلين لدى كتابة المعادلتين 17 وحليتهما من أجل i_1 و i_2 كمتحولين تابعين لهما. يمكن أيضاً استخدام التيارين كمتحولين مستقلين والتوترين كمتحولين تابعين يجب الحصول عليهما باستخدام مفهوم الانضمام

$$\begin{aligned} V_1 &= z_i I_1 + z_r I_2 \\ V_2 &= z_f I_1 + z_o I_2 \end{aligned} \quad (18)$$

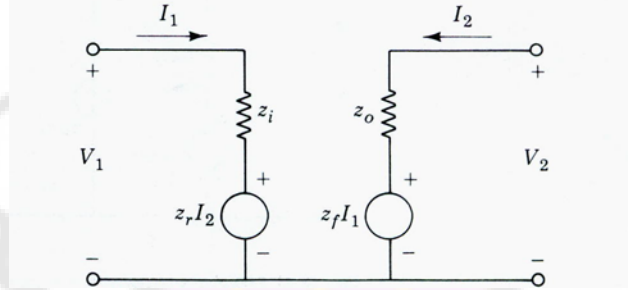
تظهر في الشكل 10 الدارة المكافئة التي يمكن أن تنتج عن هاتين المعادلتين ويطلق عليها اسم الدارة المكافئة للترانزستور باستخدام الوسطاء z (المعاوقات) نظراً لأن كافة وسطائها معاوقات، يمكن تعريف كل منها إما من خلال المعادلتين 18 أو الشكل 10.

ممانعة الدخول ودارة الخروج مفتوحة z_i

ممانعة الانتقال العكسي V_1 / I_2 ودارة الدخول مفتوحة z_r

ممانعة الانتقال الأمامي V_2 / I_1 ودارة الخروج مفتوحة z_f

ممانعة الخروج ودارة الدخول مفتوحة z_o



الشكل 10. الدارة المكافئة للترانزستور باستخدام الوسطاء z

يمكن أن يتخيل المرء لأول وهلة بأنه يمكن الحصول على منابع التوتر في الدارة المكافئة التي تعتمد الوسطاء z بمجرد تحويل منابع التيار في تلك الدارة إلى منابع توتر. إن هذا الأمر غير صحيح لأنه يجب إما قياس القبوليات أو حسابها ضمن شروط الدارة المقصورة المربطين في حين أن المعاوقات يجب قياسها أو حسابها في شروط الدارة المفتوحة المربطين.

ثمّة طرائق أربع أخرى لاختيار المتحولات المستقلة والمربطة عند مرابط الترانزستور ولكن اثنتين منها فقط مهمتان كدارتين مكافئتين لهذا الأخير. يمكن تمثيل هاتين الدارتين المكافئتين بالإضافة إلى دارتي القبوليات والمعاوقات بشكل مصفوفي لأغراض المقارنة بين هذه الدارات.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_i & g_r \\ g_f & g_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} z_i & z_r \\ z_f & z_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

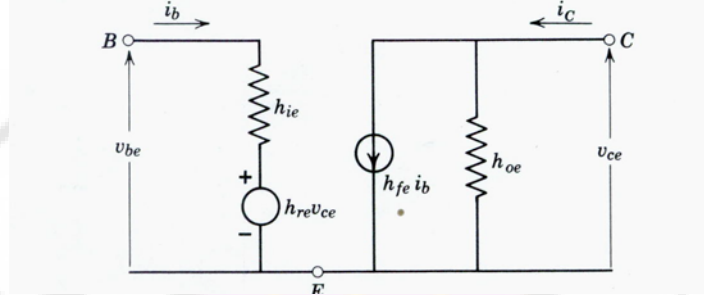
تحتل الدارة المكافئة المهجنة h التي ندرسها في الفقرة التالية بأهمية خاصة بين هذه الدارات.

5. الدارة المكافئة الهجينة H

يمكن استخدام وسطاء الشبكة الثنائية البوابة (رباعي الأقطاب) في نمذجة أي شبكة خطية خاملة كانت أم فاعلة والتي تحقق الشروط المذكورة في الفقرة السابقة، والتي تشمل توصيلات الترانزستور جميعها شريطة أن تكون إشارات الترانزستور صغيرة. ثمّة دليل آخر يستخدم في الدارات المكافئة للترانزستور يدل على المربط المشترك. حيث يمكن كتابة معادلات الدارة المكافئة الهجينة h في الترانزستور بتوصيل الباعث المشترك على النحو:

$$\begin{aligned} V_{be} &= h_{ie} I_b + h_{re} V_{ce} \\ I_c &= h_{fe} I_b + h_{oe} V_{ce} \end{aligned} \quad (20)$$

يمثل الشكل 11 الدارة المكافئة الهجينة. يمكن ملاحظة أن هذه الدارة تضم منبعاً للتوتر وآخر للتيار ولهذا فهي دارة هجينة بين الدارة المكافئة التي تعتمد المعاوقات والدارة المكافئة التي تعتمد القبوليات ولهذا فإن الحرف h يشير إلى الحرف الأول من كلمة *hybrid* التي تعني هجين.



الشكل 11. الدارة المكافئة للترانزستور بتوصيل الباعث المشترك بالاعتماد على الوسطاء الهجينة

إن الوسطاء الهجينة مهمة لأنه يمكن الحصول عليها بسهولة باستخدام المنحنيات المميزة للترانزستور التي تطرحها الشركات المصنعة عند نقاط التشغيل النموذجية. يمكن فهم سهولة الحصول عليها من المنحنيات المميزة للدخل وللمجمع من تعريف الوسطاء الهجينة التي نحصل عليها من خلال ملاحظة كل من المعادلات 20 أو الشكل 11. وهي تكتب في حالة الباعث المشترك على النحو:

$$h_{ie} = \left(\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right)_{v_{ce}=C} = \left(\frac{V_{be}}{I_b} \right)_{V_{ce}=0} = r_i \text{ ممانعة الدخول ودارة الخروج مقصورة}$$

$$h_{re} = \left(\frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right)_{i_B=C} = \left(\frac{V_{be}}{V_{ce}} \right)_{I_b=0} = \frac{1}{\eta} \text{ مقلوب ربح التوتر ودارة الدخول مفتوحة}$$

$$h_{fe} = \left(\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right)_{v_{ce}=C} = \left(\frac{I_c}{I_b} \right)_{V_{ce}=0} = \beta \text{ ربح التيار الأمامي ودارة الخروج مقصورة}$$

$$h_{oe} = \left(\frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right)_{i_B=C} = \left(\frac{I_c}{V_{ce}} \right)_{I_b=0} = \frac{1}{\rho} \text{ قبولية الخرج ودارة الدخول مفتوحة}$$

في المثال التالي توضيح لطريقة الحصول على هذه الوسطاء من المنحنيات المميزة.

مثال 2. لنعين الوسطاء الهجينة لترانزستور بتوصيل الباعث المشترك. يمثل الشكل 12 المنحنيات

المميزة النموذجية للترانزستور. لما كانت التوترات والتيارات الجيبية هي تغيرات صغيرة حول نقطة التشغيل فإنه يمكن تفسير $h_{ie} = V_{be} / I_b$ على أنه $\Delta v_{BE} / \Delta i_B$ مع ثبات v_{CE} عند نقطة التشغيل. تقدر إحداثيات نقطة التشغيل المختارة في هذا المثال على النحو: $I_B = 30 \mu A$ و $I_C = 3 mA$ و $V_{CE} = 20V$. غير أنه لا يتوافر لدينا مميز دخول عند هذه القيمة لكمون المجمع في الشكل 12a. ولكننا نلاحظ أن ميل المنحني عند $V_{CE} = 1V$ هو نفسه عملياً في الحالة $V_{CE} = 40V$. وبالتالي يمكن استخدام أي من المنحنيين بفرض أن ميل المنحني البيني هو نفسه. في هذه الحالة يساوي

$$\text{الوسيط } h_{ie} \approx \Delta v_{BE} / \Delta i_B \text{ عند } I_B = 30 \mu A$$

$$(0.62V - 0.58V)/(40\mu A - 20\mu A) = 0.04V / 20\mu A = 2,000\Omega$$

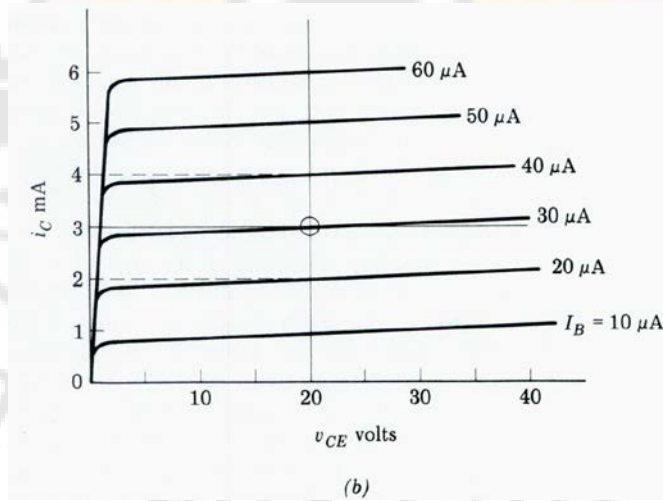
لما كان $h_{re} = V_{be} / V_{ce}$ عند $I_b = 0$ هو نفسه $\Delta v_{BE} / \Delta v_{CE}$ مع ثبات i_B عند نقطة التشغيل فيمكن أيضاً الحصول على هذا الوسيط من طائفة المنحنيات المميزة للدخول. في الشكل 12a ليس لدينا إلاّ منحنيين ويجب أن نستخدمهما. وبالتالي فإن:

$$h_{re} = (0.62 - 0.60)V / (40V - 1V) = 0.02 / 39 = 5.1 \times 10^{-4}$$

لاحظ أن h_{re} هي نفسها η المعرفة في الفقرة الثانية من هذا الفصل.

إن ربح تيار الدارة القصيرة $h_{fe} = I_c / I_b$ عند $v_{ce} = 0$ هو نفسه $\Delta i_C / \Delta i_B$ مع ثبات v_{CE} عند نقطة التشغيل. في هذا المثال نجد باستخدام الشكل 12b أن:

$$h_{fe} \approx (4mA - 2mA) / (40\mu A - 20\mu A) = 100$$



الشكل 12. (a) المنحني المميز النموذجي للدخول للترانزستور بتوصيل الباعث المشترك (b) المنحنيات المميزة النموذجية لمجمع الترانزستور نفسه

لاحظ أن $h_{fe} = \beta$. إن القيم المأخوذة في هذا المثال هي قيم لإشارات صغيرة حول نقطة التشغيل. لقد جرى تعريف عامل تضخيم التيار β في حالة النظام المستمر أو h_{FE} بالشكل I_C / I_B . في هذا المثال $h_{FE} = 3mA / 30\mu A = 100$ وهو نفسه h_{fe} ولكن لا يساويه عادة.

إن قبولية الخرج $h_{oe} = I_c / V_{ce}$ عند $v_{be} = 0$ هي نفسها $\Delta i_c / \Delta v_{ce}$ مع ثبات i_B عند نقطة التشغيل. ولهذا يمثل هذا الوسيط ميل المنحني المميز للمجمع الذي يمر من نقطة التشغيل السكونية. في هذا المثال نرى من الشكل 12b أن ميل مميز المجمع عند $I_B = 30 \mu A$ يساوي

$$h_{oe} = (3.2 - 2.8) mA / (40 - 2) V = 0.4 mA / 38 V = 1.05 \times 10^{-5} mho$$

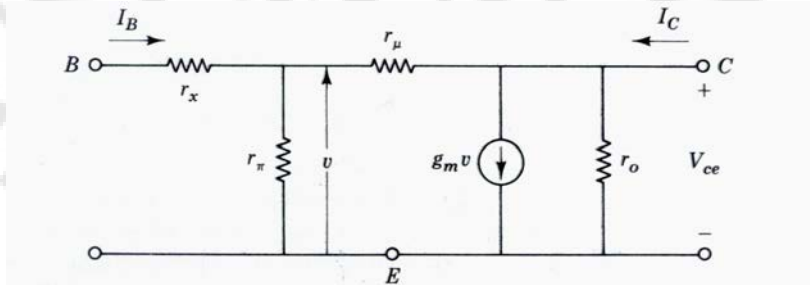
يمكن الحصول على الوسطاء المهجنة بشكل أدق بتطبيق إشارات صغيرة على الترانزستور وقياس استجابات التيار والتوتر المشار إليهما بتعريف الوسطاء. من الجدير بالذكر أن الوسطاء المهجنة عقدية وتتغير مع التردد عندما يكون التردد شديد الارتفاع بحيث لا يمكن إهمال وسعيتي الوصلة والانتشار. يجب اللجوء إلى القياسات المباشرة للحصول على كل من الوسطاء المهجنة والقبوليات والمعاوقات، عند هذه الترددات. غير أنه لا يتم الحصول على الوسطاء المهجنة h عادة أو تعطى إلا في حال الترددات المنخفضة فقط لمضخم معين، في حين يتم الحصول على الوسطاء المهجنة π من الوسطاء المهجنة المذكورة لتسمح باستخدام الدارة المهجنة π أعلاه في حالة الترددات العالية.

6. تعيين الوسطاء الهجينة π

يمكن الحصول على وسطاء أي دارة مكافئة بدلالة وسطاء أي دارة مكافئة أخرى ولإيضاح ذلك نحاول الحصول على الوسطاء المهجنة h للباعث المشترك بدلالة الوسطاء المهجنة π بتطبيق تعاريف الوسطاء h على الدارة المهجنة π في الشكل 13 في حالة الترددات المنخفضة. لإيجاد h_{ie} نقوم بإظهار قصر على مربطي الخرج في الشكل فنرى بأن ممانعة الدخول في هذه الحالة تتكون من المقاومة r_x بالإضافة إلى محصلة المقاومتين المتوازيتين r_μ و r_π . ولما كان $r_\mu \gg r_\pi$ فيمكن إهمال r_μ وبالتالي:

$$h_{ie} = r_x + r_\pi \quad (21)$$

إن مراجعتنا للشكل 5 تذكرنا بأن التقريب الذي قمنا به في المعادلة 21 يلغي التقريب الذي قمنا به لدى تبسيط الدارة المكافئة 5a إلى 5b وبالتالي فإن تلك المعادلة صحيحة تماماً.



الشكل 13. الدارة المكافئة للترانزستور باتخاذ الوسطاء الهجينة عند الترددات المنخفضة

يمكن الحصول على h_{re} بملاحظة أن النسبة $v_{be} / v_{ce} = r_\pi / (r_\pi + r_\mu)$ من خلال مجزئ الكمون الذي تشكله r_μ و r_π في حالة دارة الدخول المفتوحة. ولكن باعتبار التقريب الذي جرى على المقاومة r_μ في الشكل 5:

$$h_{re} = r_{\pi} / r_{\mu} = \eta \quad (22)$$

إن منبعي التيار في دارتي الوسطاء المهجنة h و π هما ذاتهما.

$$h_f i_b = g_m v \quad (23)$$

ولكن $v = i_b r_{\pi}$ وبالتالي فإن

$$h_{fe} = g_m r_{\pi} = \beta \quad (24)$$

أخيراً نطبق التوتر v_{ce} على مربطي الخروج، في حالة دائرة الدخول المفتوحة، فنجد أن

$$i_c = g_o v_{ce} + g_m v \quad (25)$$

ولكن $v = h_{re} v_{ce} = \eta v_{ce}$ وبالتالي فإن

$$i_c = g_o v_{ce} + \eta g_m v_{ce} \quad (26)$$

ولكن من المعادلة 16 لدينا $\eta g_m = g_o$ وبالتالي

$$h_{oe} = i_c / v_{ce} = 2g_o \quad (27)$$

بإعادة ترتيب المعادلات أعلاه يمكن الحصول على الوسطاء المهجنة π بدلالة الوسطاء المهجنة h .

من المعادلة 21 لدينا

$$r_x = h_{ie} - r_{\pi} \quad (28)$$

ومن المعادلة 24 لدينا

$$r_{\pi} = h_{fe} / g_m = \beta / g_m \quad (29)$$

من المعادلة 22 لدينا :

$$r_{\mu} = r_{\pi} / h_{re} \quad (30)$$

ومن المعادلة 27 :

$$r_o = 2 / h_{oe} \text{ أو } g_o = h_{oe} / 2 \quad (31)$$

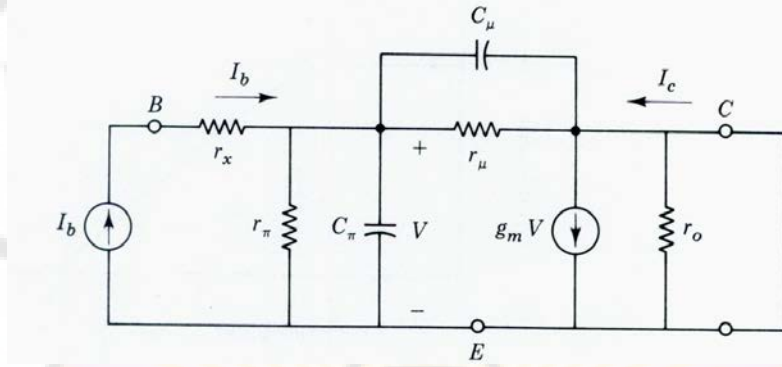
وبالتالي يمكن إذا علمنا أن $g_m = (q/kT)I_C \approx 40I_C$ في درجات الحرارة العادية، الحصول على كل الوسطاء المهجنة π عند الترددات المنخفضة باستخدام المنحنيات المميزة للترانزستور أو الوسطاء المهجنة h التي تطرحها الشركات المصنعة.

7. الدارة المكافئة للترانزستور في حالة الترددات العالية

لم نوجد في الفقرة الخامسة قيمتي الوسعتين C_{π} و C_{μ} لأنهما لا تظهران صراحة في الدارات المكافئة المهجنة h أو في أي من الدارتين المكافئتين المرتبطتين بالمنبع. تكمن الميزة الرئيسية للدارة المكافئة المهجنة π في الارتباط الوثيق بين عناصرها ومناطق الترانزستور الفيزيائية، الأمر الذي يسمح بإدخال وسعتي الوصلة والانتشار فيها بشكل صريح. تشرح هذه الفقرة طريقة لتحسين قيمة

كل من هاتين الوسعتين بالإضافة إلى صياغة علاقة مميزات الترددات العالية للترانزستور الوصلي الثنائي القطبية.

في الشكل 14 الدارة المكافئة π - الكاملة. فهي تساق بمنبع تيار جيبي I_b ودارة الخروج مقصورة. عندما يزداد تردد I_b ، ينخفض توتر وصلة الباعث v بسبب مفعول القصر لكل من C_π و C_μ . وبالتالي ينخفض تيار المجمع $I_c = g_m V$ وتقصر دارة الخروج. تكون r_μ على التوازي مع r_π و C_μ ، وحيث $V = I / y$ نحصل على:



الشكل 14. نموذج الدارة المكافئة الهجينة π ، وقد قصرت فيها دارتا الدخل والخروج

$$v = \frac{i_b}{g_\pi + j\omega(C_\pi + C_\mu)} \quad (32)$$

حيث أهمل g_μ نظراً لأن $g_\mu \ll g_\pi$. يعرف تردد القطع f_β بأنه التردد الذي ينخفض عنده معامل تضخيم التيار في الدارة المقصورة إلى $0.707 \beta_0$ حيث β_0 عامل تضخيم التيار عند الترددات المنخفضة. يحدث هذا التردد عندما يتساوى الحدان التخيلي والحقيقي في المعادلة 32، أي

$$\omega_\beta (C_\pi + C_\mu) = g_\pi = (g_m / \beta_0) \quad (33)$$

$$\omega_\beta = \frac{g_m}{\beta_0 (C_\pi + C_\mu)} \quad (34)$$

يبين الشكل 15 تغير β بدلالة التردد. يعرف التردد الذي يكون عنده $|\beta| = 1$ على أنه تردد العبور f_T . ولما كانت ردية $(C_\pi + C_\mu)$ تتناسب عكسياً مع التردد فكذلك $|\beta|$ تتناسب عكسياً مع التردد في حالة الترددات الأعلى بكثير من f_β التي تكون الردية عندها صغيرة مقارنة بالمقاومة r_π . وبالتالي يكون جزء المنحني الخاص بالترددات العالية خطأً مستقيماً لدى استخدام السلم اللوغاريتمي. فإذا مدد هذا الخط المستقيم إلى الأعلى بحيث يتقاطع مع خط β_0 ، يحدث التقاطع عند f_β . ومن ثم، بينما يتناقص β بالعامل β_0 يزداد التردد بالعامل نفسه ويكون

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (35)$$

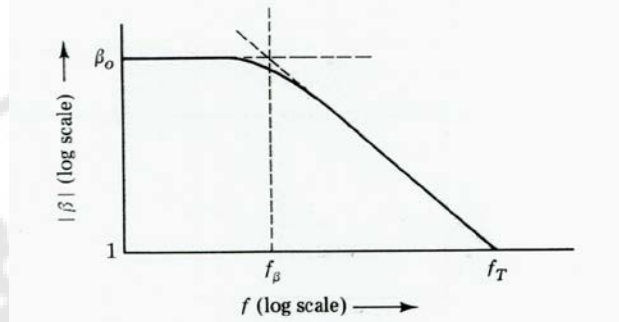
من المعادلة 34 يمكن أن ندرك أن:

$$\omega_T = \beta_0 \omega_\beta = \frac{g_m}{(C_\pi + C_\mu)} \quad (36)$$

غالباً ما يعرف تردد العبور f_T بأنه جداء ربح التيار بعرض الحزمة كما يظهر في الشكل 15

$$f_T = \beta f|_{f_\beta < f < f_T} \quad (37)$$

من المعادلة 36 يمكن أن نكتب:



الشكل 15. مخطط β بدلالة التردد

$$C_\pi + C_\mu = (g_m / \omega_T) \quad (38)$$

تعطي الشركات المصنّعة f_T بدلالة I_C و C_{ob} بدلالة V_{CE} . تعرف السعة C_{ob} على أنها سعة الخروج في توصيل القاعدة المشتركة وتساوي مجموع سعة وصلة المجمع C_μ بالإضافة إلى $transistor\ header$ وسعة أسلاك التوصيل وبالتالي فإنها C_{ob} البديل العملي للسعة C_μ ، كما يمكن إيجاد C_π من إعادة ترتيب المعادلة (38)

$$C_\pi = \frac{g_m}{\omega_T} - C_{ob} \quad (39)$$

من المفيد أحياناً الفصل بين سعة الانتشار وسعة وصلة الباعث، اللتين يعطي مجموعهما C_π . يمكن إنجاز ذلك بالحصول على f_T في حالة قيمتين مختلفتين للتيار I_C وحساب C_π من أجل كل من هاتين القيمتين. بمعرفة أن سعة الوصلة C_{je} مستقلة أساسياً عن التيار I_C بينما تتناسب سعة الانتشار C_d تناسب طردياً مع I_C فيمكن كتابة معادلتين آتيتين تتضمنان C_{je} و C_d معاً من أجل قيمة معينة للتيار I_C . وكما هو متوقع تقترب C_π من C_{je} عندما يقترب I_C من الصفر، وتقترب C_π من C_d عندما يصبح I_C كبيراً.

يعطى أحياناً تردد القطع ألفا β_α عوضاً عن f_T . يحدث القطع ألفا عندما $\alpha = 0.707\alpha_0$ بسبب سعات القصر. عند ذلك التردد

$$f_T \approx 2.3 f_\alpha$$

الفصل الرابع

طرائق توصيل مضخم

بالترانزستور الثنائي القطبية

يخصّص هذا الفصل لتحليل طرائق توصيل الترانزستور الأساسية الثلاث، لدى استخدامها كمضخمات. تستخدم الدارة المكافئة π للترانزستور في حالة الوسطاء المهجنة لتعيين كل من ربح التوتر وربح الاستطاعة ومنحنيات الاستجابة الترددية لكل طريقة في التوصيل ومن ثم إجراء مقارنة بين هذه الوسطاء في مختلف طرائق التوصيل.

إن الغرض من المضخم عادة استقبال إشارة ضعيفة الاستطاعة من أحد منابع الإشارة كالمكرفون أو اللاقط الصوتي أو هوائي الاستقبال أو ترحام جهاز معين وزيادة مستوى استطاعة هذه الإشارة بحيث تصبح قادرة على تشغيل حمولات مفيدة مثل مكبر الصوت أو أنبوب الصور التلفزيونية أو أجهزة التسجيل الصوتية.

يحتاج الأمر عادة عدة مراحل تضخيم ليكون ربح التضخيم عالياً. تتضمن كل مرحلة من مراحل التضخيم في هذا الفصل ترانزستوراً وحيداً ومكوناته المرافقة.

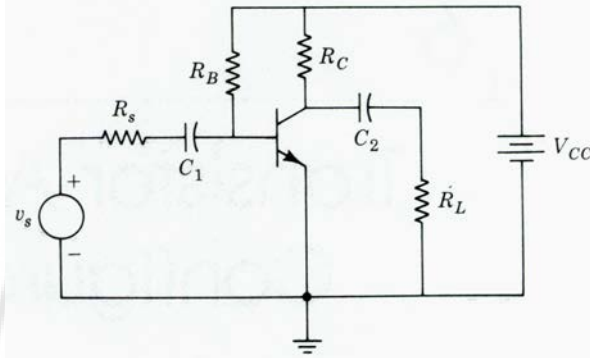
يمكن في الفصول اللاحقة استخدام زوج من الترانزستورات في مرحلة معينة. من شأن مرحلة الخرج أن تزود الحمولة الفعلية بالاستطاعة المطلوبة وأن تستقبل استطاعة دخلها أو تشغيلها من مرحلة ترانزستورية سابقة. أما مرحلة تضخيم الدخل فتستقبل استطاعتها من ترحام استطاعته منخفضة المستوى كالمكرفون وحمولتها مرحلة التضخيم التالية. ولأي مرحلة تضخيم بينية مرحلة تضخيم سابقة تؤدي دور منبع الإشارة ومرحلة تضخيم لاحقة تؤدي دور الحمولة. تُمثّل الحمولة عادة بمقاومة ويُمثّل منبع التشغيل إما بمنبع توتر أو بمنبع تيار.

يمكن تصنيف المضخمات إما مضخمات ac أو مضخمات dc . تستخدم الأولى مكثفات ربط أو معيقة للتيار المستمر في فصل مركبات توتر وتيار الإشارة عن مركبات الاستقطاب. يجب، من جهة أخرى، استخدام مضخمات الربط المباشر $direct-coupled DC$ أو التيار المستمر dc عندما تتغير الإشارات ببطء شديد جداً بحيث يتعذر استخدام المكثفات في الدارة.

لن ندرس في هذا الفصل إلا المضخمات ac ، في حين تعالج مضخمات الربط المباشر dc في الفصل السادس من هذا الكتاب.

1. تحليل المضخم ذي الباعث المشترك

إن توصيل المضخم وفق الباعث المشترك هو التوصيل الأكثر شيوعاً نظراً لارتفاع ربحه. يبين الشكل 1 مخططاً لمضخم بباعث مشترك، يستخدم للسهولة قيمة ثابتة للاستقطاب.



الشكل 1. شكل تخطيطي لدارة مضخم
بترانزستور باعته مشترك

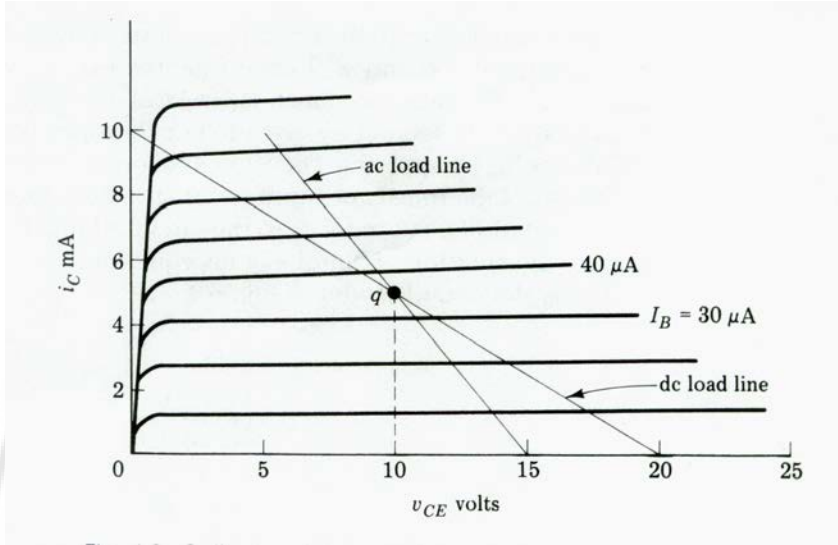
عندما ترتبط مقاومة الحمولة R_L سعيوياً بالترانزستور تكون على التوازي مع مقاومة المجمع R_C من أجل كافة الترددات التي تكون ردية C_2 عندها مهملة بالنسبة إلى R_L . تعرف هذه المقاومة المحصلة بأنها مقاومة حمولة التيار المتناوب R_{ac} حيث:

$$R_{ac} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (1)$$

غير أنه عندما يكون $\omega = 0$ لا يسري أي تيار في C_2 ، وبالتالي تكون حمولة التيار المستمر هي R_C فقط. نعرّف مجال التردد الذي تكون X_{C2} خلاله محدودة ولكن غير مهملة بأنه مجال الترددات المنخفضة ونقوم بمعالجته لاحقاً.

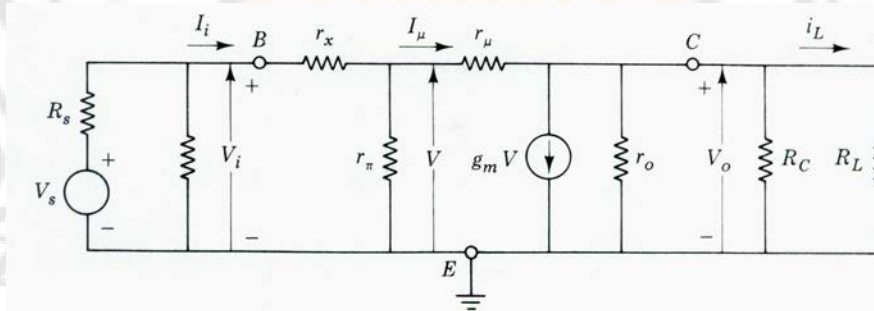
يمكن رسم خط حمل التيار المتناوب على المنحنيات المميزة للمجمع كما هو مبين في الشكل 2. أما خط حمل التيار المستمر فيرسم كما في السابق من نقطة التقاطع مع المحور x - عند V_{CC} إلى نقطة التقاطع مع المحور y - عند V_{CC}/R_C . ثم تختار عليه نقطة التشغيل السكونية المرغوبة ويرسم منها خط حمل التيار المتناوب $\Delta v_{CE} / \Delta i_C = R_{ac}$ في الشكل 2، نجد أن $V_{CC} = 20V$ و $R_{dc} = 2k\Omega$ وبالتالي $20V / 2k\Omega = 10mA$ يمثل التيار الذي يوافق نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور y - يتم اختيار النقطة السكونية عند $v_{CE} = 10V$ و $i_C = 5mA$. ولما كانت الحمولة R_L المرتبطة سعيوياً بالمجمع تساوي أيضاً $2k\Omega$ ، فإن حمولة التيار المتناوب تساوي $1k\Omega$ ، وبالتالي يرسم من النقطة المختارة خط حمل التيار المتناوب $-2/R_L = -1/R_{ac} = 10^{-3}$. يتحقق هذا الأمر بسهولة من خلال نقطة تقاطعه مع المحور x - عند التوتر $V_{CE} + I_C R_{ac}$ ، حيث V_{CE} و I_C إحداثيا النقطة

السكونية ومن ثم رسم خط مستقيم من نقطة التقاطع مروراً بالنقطة السكونية. يحدث التقاطع مع المحور x- (الشكل 2) عند النقطة $10V + 5mA(1k\Omega) = 15V$.



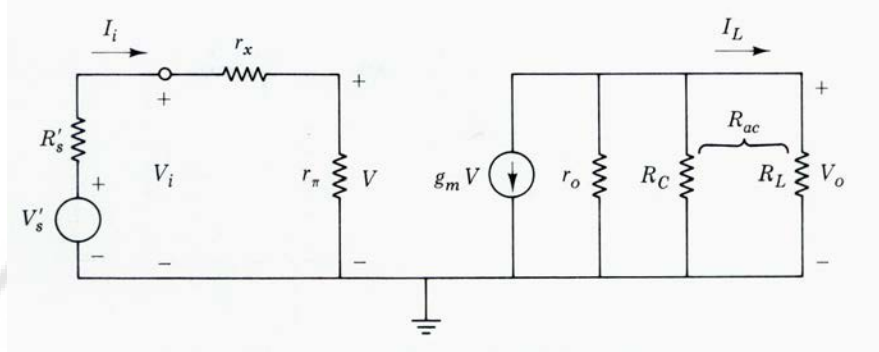
الشكل 2. المنحنيات المميزة للمجمع وقد ظهر عليها خطا حمل التيار المستمر والتيار المتناوب

يبين الشكل 3 الدارة المكافئة π لترانزستور الشكل 1 باستخدام الوسطاء الهجينة، وفي حالة الترددات المتوسطة. يعرف مجال الترددات المتوسطة (النصفية) بأنه المجال الترددي الذي يمكن من أجله إهمال جميع ردّيات مكثفات الربط (في الدارة المكافئة المذكورة) التي تكون من الصغر بحيث تظهر المكثفات على أنها تسلك سلوك دارات قصيرة. في حين تكون ردّيات مكثفات القصر $shunt$ في الدارات المكافئة الهجينة π كبيرة جداً وتبدو كدارة مفتوحة. يتطلب الوصف الكامل للمضخم أن نعين كلاً من ربح التوتر $K_v = V_o / V_i$ و ربح التيار $K_i = I_L / I_i$ ومقاومة الدخول $Z_i = V_i / I_i$ ومقاومة الخروج $X_o = V_o / I_o$.



الشكل 3. الدارة المكافئة π لترانزستور الشكل 1 باستخدام الوسطاء الهجينة في حالة الترددات المتوسطة يتطلب حل دارة الشكل 3 طريقة تحليلية كالمعادلات العروية. ونظراً لأن r_{μ} كبيرة جداً بالنسبة إلى المقاومات الأخرى في الدارة المكافئة نفترض أن $r_{\mu} = \infty$ ونحدد فيما بعد مدى صحة هذا الفرض، كما تكون مقاومة الاستقطاب R_B كبيرة في حالة ثبات الاستقطاب بحيث يمكن إهمالها ولو أنه يمكن تضمينها كجزء من مقاومة منبع الإشارة R'_s driving source بتطبيق نظرية تيفنين على

جزء الدارة الواقع إلى يسار مربطي دخل الترانزستور. تختزل دارة الشكل 3 بوجود هذه التبسيطات إلى دارة الشكل 4 التي لا تحتاج إلى حل آني للمعادلات.



الشكل 4. الدارة المكافئة π المبسطة للمضخم CE في حالة الوسطاء الهجينة

باستخدام الدارة المكافئة في الشكل 4

$$r_i = r_x + r_\pi \quad (2)$$

$$I_i = \frac{V_i}{r_i} = \frac{V_i}{r_x + r_\pi} \quad (3)$$

$$V = \frac{V_i r_\pi}{r_x + r_\pi} \quad (4)$$

$$V_o = -\frac{g_m V}{g_o + G_C + G_L} = -\frac{g_m V_i r_\pi}{(r_x + r_\pi)(g_o + G_C + G_L)} \quad (5)$$

$$K_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m r_\pi}{(r_x + r_\pi)(g_o + G_C + G_L)} = -\frac{\beta_o}{h_{ie}(g_o + G_{ac})} \quad (6)$$

$$I_L = V_o G_L = -\frac{g_m V_i r_\pi G_L}{(r_x + r_\pi)(g_o + G_C + G_L)} \quad (7)$$

$$K_i = \frac{I_L}{I_i} = -\frac{g_m r_\pi G_L}{g_o + G_C + G_L} = -\frac{\beta_o G_L}{g_o + G_C + G_L} \quad (8)$$

ويكون تضخيم الاستطاعة:

$$K_p = \frac{V_o I_L}{V_i I_i} = K_v K_i \quad (9)$$

إن ربح التوتر V_o/V_i كما جاء أعلاه هو الأنسب عندما تستخدم مراحل تضخيم متتالية لأن توتر خرج مرحلة تضخيم معينة V_o هو توتر الدخل لمرحلة التضخيم التالية V_i . غير أن مضخم الدخول يساق عادة بترجام يختلف فيه منبع التوتر V_s عن V_i كما يتضح من الشكل 4، ولذلك يمكن أن يكون ربح التوتر V_o/V_s أكثر فائدة من الربح V_o/V_i . نلاحظ من الشكل 4 أن:

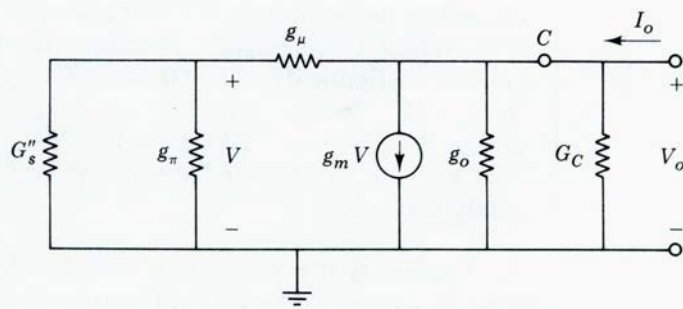
$$K_v = \frac{I_L R_L}{I_i (R_s + r_x + r_\pi)} \quad (10)$$

غير أنه عند الترددات المتوسطة يكون $I_L = \beta_o I_i R_{ac} / R_L$ و $\beta_o = g_m r_\pi$ وبالتالي:

$$K_v = \frac{g_m r_\pi}{(R_s + r_x + r_\pi)(g_o + G_C + G_L)} \quad (11)$$

غالباً ما يكون $g_o \ll (G_C + G_L)$. في هذه الحالة يمكن إهمال g_o .

يمكن تعيين قبولية الخروج y_o بتطبيق توتر V_o إلى مربطي الخروج لدى إيقاف منبع الإشارة V_s ، ثم حساب التيار I_o الذي يسري بين مربطي الخروج، كما هو مبين في الشكل 5. يتم في هذه الدارة تضمين $g_\mu = 1/r_\mu$ لإظهار تأثيرها على R_o . كما يتم تضمين R_C للحصول على مقاومة خرج المضخم. هذا وقد استخدمت $G_s'' = 1/(r_x + R_s')$ لتبسيط الرياضيات. باستخدام المعادلات عند العقد:



الشكل 5. الدارة المكافئة لتعيين R_o

$$I_o = (G_C + g_o + g_\mu)V_o + (g_m - g_\mu)V \quad (12)$$

$$0 = -g_\mu V_o + (G_s'' + g_\pi + g_\mu)V \quad (13)$$

باستخدام المتراجحات $g_\mu \ll g_m$ و $g_\mu \ll g_\pi$ و $g_\mu \ll g_o$ نحصل على V بدلالة V_o في المعادلة (13) ونحل 12 من أجل I_o/V_o للحصول على:

$$y_o = \frac{I_o}{V_o} = G_C + g_o + \frac{g_m g_\mu}{G_s'' + g_\pi} \quad (14)$$

يمكن أن نرى من المعادلة 14 أن مقاومة خرج المضخم هي حاصل جمع كل من R_C و r_o و $(G_s'' + g_\pi)/g_m g_\mu$ على التوازي. يمكن أن نرى كذلك من المعادلة 14 أن قبولية خرج الترانزستور نفسه تتغير من g_o عندما تكون مقاومة منبع الإشارة مساوية الصفر حيث تقترب G_s'' من اللانهاية إلى $2g_o = h_{oe}$ ، عندما تكون دارة الدخل مفتوحة و $G_s'' = 0$ نظراً لأن $g_m/g_\pi = \beta_o$ و $\beta_o g_\mu = g_o$.

ندرس فيما يلي مثال مضخم الباعث المشترك ونعين شروط استخدام دارة الشكل 4 المبسطة.

مثال 1. إن الترانزستور الذي يتصف بالمنحنيات المميزة الواردة في الشكل 2 يستخدم في دارة الشكل 1، حيث $R_C = 2k\Omega$ و $R_L = 2k\Omega$. تقع نقطة التشغيل عند $I_C = 5mA$ و $I_B = 36\mu A$ و $V_{CE} = 10V$ حيث $V_{CC} = 20V$ و $R_B = (20 - 0.6)V / 36\mu A = 544k\Omega$ وهي كبيرة جداً

بالنسبة إلى h_{ie} . ويكون $h_{oe} = \Delta i_C / \Delta v_{CE} \approx 0.2mA / 20V = 10^{-5} S$ و $g_m = 40I_C = 200 mS$

$\beta_o \approx h_{FE} \approx 5mA / 36\mu A = 139$ بفرض إجراء الدراسة في درجة حرارة الغرفة، ومن ثم

$$r_\pi = \beta_o / g_m = 139 / 0.2 = 695\Omega \quad \text{و} \quad g_o = 10^{-5} / 2 = 5 \times 10^{-6} S$$

$$\eta = h_{re} = g_o / g_m = 5 \times 10^{-6} / 0.2 = 2.5 \times 10^{-5}$$

$$g_\mu = g_o / \beta_o = g_\pi h_{re} = 5 \times 10^{-6} / 139 = 3.6 \times 10^{-8} S$$

ولتعيين r_x ، يجب توافر h_{ie} أو تعيينها من المنحنيات المميزة أو الحصول عليها بطريقة أخرى.

لنفرض أن $h_{ie} = 850\Omega$ وبالتالي فإن $r_x = 850 - 695 = 155\Omega$. لنفرض أيضاً أن مقاومة منبع

الإشارة $R_s = 1k\Omega$. يمكن أن نحسب ربح التوتر و ربح التيار و ربح الاستطاعة في حالة الترددات

المتوسطة من المعادلات 6 و 8 و 9 .

$$K_v = -139 / (850)(5 \times 10^{-6} + 10^{-3}) = -164$$

$$K_i = -(139)(5 \times 10^{-4}) / (5 \times 10^{-6} + 10^{-3}) = -69$$

$$K_p = 164 \times 69 = 11,316$$

تدل الإشارات السالبة على أن توتر أو تيار إشارة الخروج ينعكس في الطور بالنسبة إلى إشارة

الدخل. يمكن أن نلاحظ أن تأثير كل من r_o أو g_o في حساب أرباح التيار كان مهماً لأن

$g_o \ll (G_L + G_C)$. لندرس في هذه الحالة الأثر الناجم عن إهمال r_μ على أرباح الدارة. لاحظ

من الشكل 3 أن توتر وصلة الباعث $V = (I_i - I_\mu)r_\pi$. وبالتالي يكون تأثير r_μ على أرباح الدارة

مهماً إذا كان $I_\mu \leq I_\pi / 10$ ولما كان $I_\pi = g_\pi V = V / 695 = 1.44 \times 10^{-3} V$ و

$I_\mu = (V - V_o)g_\mu$ حيث $V_o = -g_m V R_{ac}$ من الشكل 3 فإن:

$$I_\mu = (1 + g_m R_{ac})g_\mu V = (1 + 200)3.6 \times 10^{-8} V = 7.24 \times 10^{-6} V$$

ومن ثم: $I_\mu / I_\pi = 7.24 \times 10^{-6} V / 1.44 \times 10^{-3} V = 5 \times 10^{-3} = 0.5\%$ وهي بالتأكيد مهمة.

لاحظ جيداً أنه على الرغم من أن $g_\mu = h_{re}g_\pi$ حيث $h_{re} = 2.5 \times 10^{-5}$ في المثال السابق فإن

نسبة التيارين اللذين يسريان في هاتين الناقليتين كانت $(1 + g_m R_{ac})g_\mu / g_\pi = 5 \times 10^{-3}$ لأن كلاً

من توتر الخرج وتوتر وصلة الباعث يسهم في إمرار التيار خلال g_μ ، في حين لا يسهم في إمرار

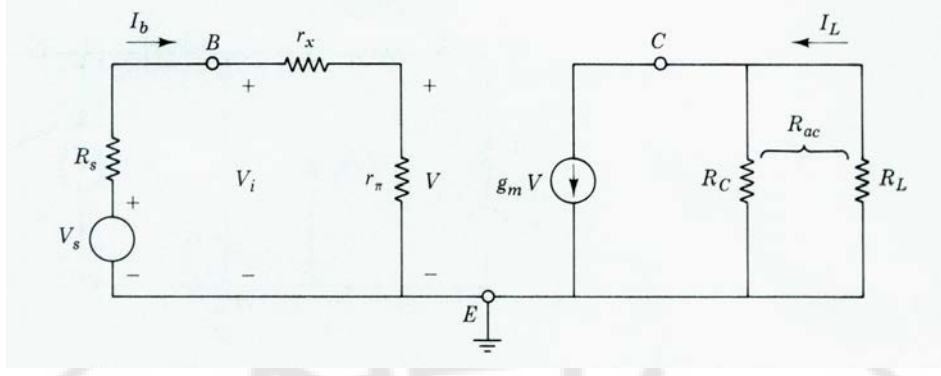
التيار في g_π إلا توتر وصلة الباعث. ولذلك فإن معيار إهمال r_μ هو تحقيق الشرط:

$$(1 + g_m R_{ac})g_\mu / g_\pi < 0.1 \quad (15)$$

يتحقق المعيار دائماً إذا كان $R_{ac} < 0.1r_o$ ، وهي دائماً تقريباً الحالة. ولذلك تستخدم عادة الدارة

المكافئة في الشكل 4 مع حذف r_o كما هو مبين في الشكل 6 وباستخدام هذه الدارة تصبح

معادلات الربح:



الشكل 6. الدارة المكافئة المبسطة π في حالة استخدام الوسطاء

الهجينة والتي تكون دقيقة عندما $R_{ac} \ll r_o$

$$K_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m r_\pi R_{ac}}{r_x + r_\pi} = -\frac{\beta_o R_{ac}}{r_x + r_\pi} \quad (16)$$

$$K_i = \frac{I_L}{I_b} = -\frac{g_m r_\pi R_C}{R_C + R_L} = -\frac{\beta_o R_C}{R_C + R_L} \quad (17)$$

يمكن تعيين تردد القطع العلوي أو تردد الاستطاعة النصفية للمضخم إذا أضفنا وسعيات الترانزستور إلى الدارة المكافئة في الشكل 6، كما هو مبين في الشكل 7. يمكن تبسيط هذه الدارة إذا لاحظنا أن التيار السعوي الكلي الذي يخرج من العقدة V يساوي:

$$I_C = j\omega C_\pi V + j\omega C_\mu (V - V_o) \quad (18)$$

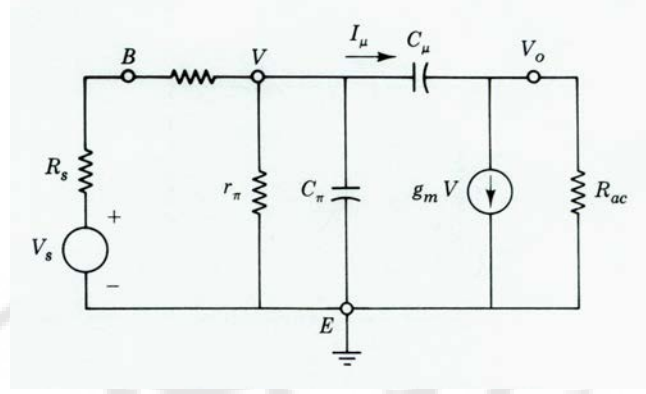
غير أن $V_o = -g_m V R_{ac}$ ولهذا

$$I_C = j\omega (C_\pi + (1 + g_m R_{ac}) C_\mu) V \quad (19)$$

لاحظ أن تأثير الوسعية C_μ بين عقدتي دخل المضخم وخرجه تضاعف بالعامل $(1 + g_m R_{ac})$ بالطريقة نفسها التي تضاعف فيها g_μ في المثال 1، إن هذا التضاعف الفعال للوسعية بين عقدتي الدخل والخرج لمضخم متناسب طردياً مع ربح التوتر بين هاتين العقدتين.

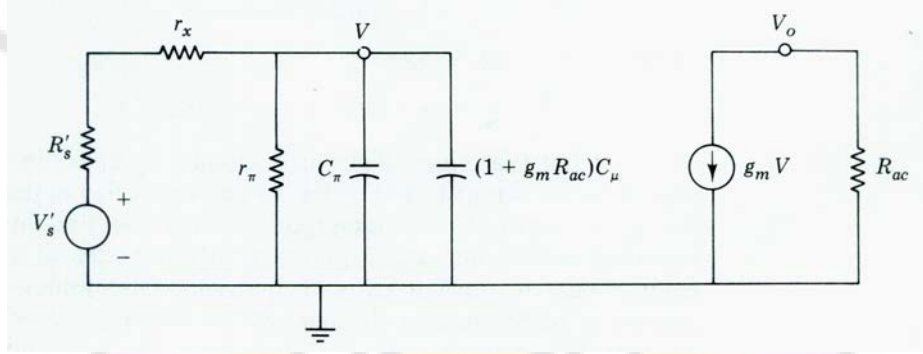
يطلق على هذا المفعول اسم مفعول ملر *Miller effect* لأن ملر أول من اكتشف أنه كان يسبب التشويش *detuning* في أجهزة الراديو الأولى كلما تغير ربح توتر مضخم التردد الراديوي فيها.

إن تأثير C_μ على توتر عقدة الدخل V لا يتغير إذا وصلنا وسعية فعالة $(1 + g_m R_{ac}) C_\mu$ بين العقدة V والعقدة المشتركة كما هو مبين في الشكل 8. يمكن زيادة الدقة إذا كان يترتب علينا أيضاً أن نصل وسعية C_μ بين عقدة الخرج V_o والعقدة المشتركة، ولكن تحسن الدقة يكون مهماً بسبب صغر قيمة C_μ عموماً.



الشكل 7. الشكل 6 بعد إضافة وسعيتي الترانزستور له

يحدث تردد القطع العلوي أو تردد الاستطاعة النصفية العلوي ثانية f_h عندما تتساوى ردية الوسعية الفعالة بين عقدتي الدخل والمشاركة، والمقاومة بين هاتين العقدتين. ولهذا :



الشكل 8. الدارة المكافئة التبسيطية في حالة الترددات العالية

$$\omega_h = \frac{G_s'' + g_\pi}{C_\pi + (1 + g_m R_{ac}) C_\mu} \quad (20)$$

حيث $G_s'' = 1/(R'_s + r_x)$ كالسابق .

لنفترض بأن الشركات المصنعة للترانزستور قد أوردت $f_T = 300\text{MHz}$ و $C_{ob} = 3\text{pF}$ في حالة الترانزستور المستخدم في المثال 1 عند نقطة التشغيل المفروضة. سوف نعين تردد القطع العلوي للمضخم المستخدم في ذلك المثال من المعادلة 5 فنجد أن:

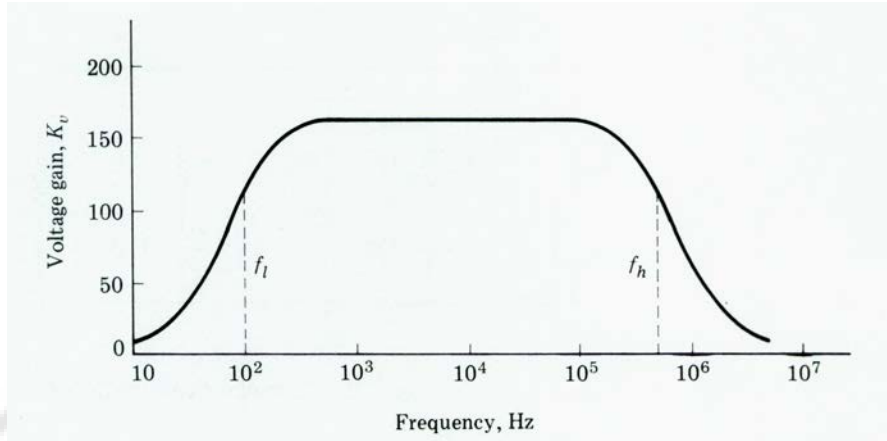
$$C_\pi = g_m / 2\pi f_T - 3\text{pF} = 0.2 / 6.28 \times 3 \times 10^8 - 3 \times 10^{-12} \approx 10^{-10} \text{ F}$$

في هذه الحالة، كما كان $G_s'' = 1/1.55 = 8.66 \times 10^{-4} \text{ S}$ و $g_\pi = 1/695 = 1.44 \times 10^{-3}$

$$\omega_h = \frac{(8.66 + 14.4)10^{-4}}{10^{-10} + (1 + 200)3 \times 10^{-12}} = \frac{2.304 \times 10^{-3}}{7 \times 10^{-10}} = 3.2 \times 10^6 \text{ r/s} \quad \text{فإن}$$

و $f_h = \omega_h / 2\pi = 5.24 \times 10^5 \text{ Hz} = 524\text{kHz}$ ، لاحظ أن الوسعية الفعالة C_μ أكبر من C_π

بنحو 6 مرات بسبب ارتفاع ربح التوتور V_o/V_i .



الشكل 9. مخطط الاستجابة الترددية لمضخم المثال 1

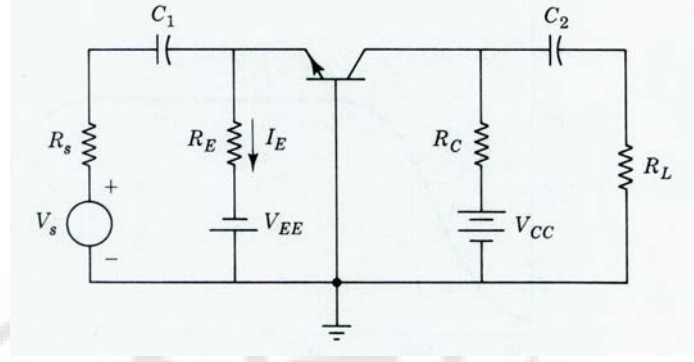
يظهر في الشكل 9 مخطط الاستجابة الترددية لمضخم المثال السابق. وقد اتخذ في هذا المخطط مقياس لغارتمي للتردد بحيث يمكن رؤية كامل طيف ربح التوتر بدلالة التردد بين قيمتي التردد العالي والتردد المنخفض. يتعين تردد القطع المنخفض أو تردد الاستطاعة النصفية السفلي f_l من خلال مكثفتي الربط C_1 و C_2 في الشكل 1. وإن تعيين f_l أكثر تعقيداً من تعيين f_h نظراً لوجود مكثفتي الربط وبالتالي تدخل ثابتين زمنيين. لن نقوم في هذا الفصل بتعيين f_l ولكنه يعطى في الشكل 9 على أنه يساوي 100Hz.

على الرغم من أن عرض الحزمة يساوي $f_h - f_l$ ، فيمكن اعتباره مساوياً f_h نظراً لصغر f_l بالنسبة إلى f_h . كما يمكن اعتبار أن مجال الترددات المتوسطة يمتد من $0.1f_h$ وحتى $10f_l$.

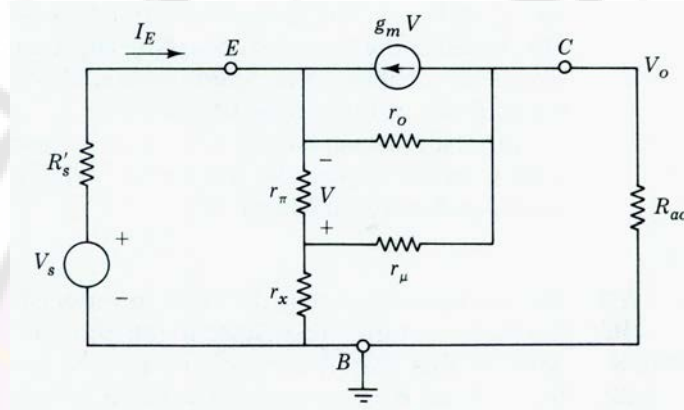
2. المضخم بتوصيل القاعدة المشتركة

جرى في الفصل الثاني من هذا الكتاب تقديم المضخم بتوصيل القاعدة المشتركة للترانزستور الوصلي لإيضاح مبادئ عمله الأساسية. سنقوم لاحقاً بدراسة المنحنيات المميزة لهذا المضخم. يضم الشكل 10 الدارة الأساسية لمضخم ac . على الرغم من الحاجة إلى منبعين للتغذية في هذه الدارة، فإنه يمكن اتباع طريقة للتوصيل بالاعتماد على منبع واحد للتغذية.

يمكن رسم خطي الحمل على المنحنيات المميزة للمجمع، بالطريقة المتبعة في الشكل 2 بشأن مضخم الشكل 1. غير أنه مجرد استيعاب هذه الطريقة، فإنه يمكن استحضارها ذهنياً من دون رسم عملياً. لنفترض أنه يطبق على الترانزستور في هذه الحالة كمونا الاستقطاب ذاتهما وتسري فيه التيارات نفسها في حالة الباعث المشترك. تعتبر مقاومات الحمولة أيضاً نفسها في الفقرة السابقة. يمكن تعيين المقاومة R_E من العلاقة: $I_E R_E = V_{EE} - V_{BE}$ حيث يفترض أن $V_{BE} \approx 0.6V$ في ترانزستور السيليسيوم.



الشكل 10. المضخم بتوصيل القاعدة المشتركة



الشكل 11. الدارة المكافئة للمضخم بالقاعدة المشتركة في حالة الوسطاء الهجينة

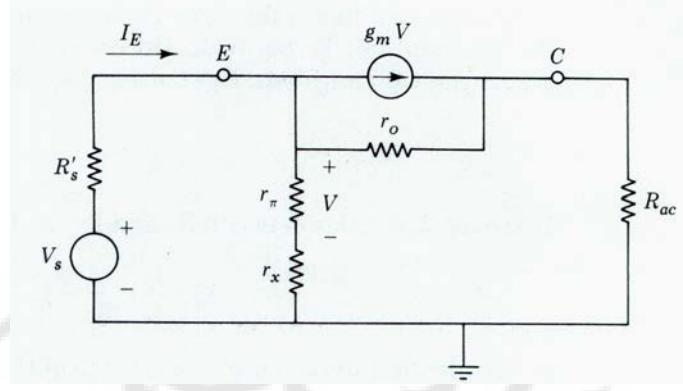
دعنا نستخدم الدارة المكافئة π للوسطاء الهجينة في تحليل المضخم بالقاعدة المشتركة CB لعلنا نعين منحنى الاستجابة الترددية لهذا المضخم. نعين في بادئ الأمر منحنى الاستجابة للترددات المتوسطة باستخدام الدارة المكافئة في الشكل 11. تتكون هذه الدارة من ثلاث عقد ولكن يمكن اختصارها إلى عقدتين في جميع الحسابات ما عدا مقاومة الخروج إذا لاحظنا أن r_μ كبيرة جداً بالنسبة إلى جميع المقاومات الأخرى في الدارة بحيث يمكن إهمالها كما هو مبين في الشكل 12. وقد تم جمع R_E و R_s للحصول على R'_s في الدارتين، كما انعكست قطبية V في الشكل 12 لتنسجم مع اتجاه I_E وبكتابة المعادلات عند العقد في الشكل 12.

$$I_E = ((1/r_\pi + r_x) + g_o)V_E + g_m V - g_o V_C$$

$$g_m V = -g_o V_E + (g_o + G_{ac})V_C \quad (21)$$

ولما كان $V = V_E r_\pi / (r_\pi + r_x)$ فيمكن كتابة المعادلتين 21 على النحو:

$$I_E = \left(\frac{1}{r_x + r_\pi} + g_o + \frac{g_m r_\pi}{r_x + r_\pi} \right) V_E - g_o V_C$$



الشكل 12. دائرة الشكل 11 بعد حذف r_μ

$$0 = -\left(\frac{g_m r_\pi}{r_x + r_\pi} + g_o\right) V_E + (g_o + G_{ac}) V_C \quad (22)$$

لنحل المعادلات (22) من أجل V_E واستخدام $g_m r_\pi = \beta_o$ و $g_o \ll (g_o + G_{ac})$

$$V_E = \frac{r_\pi + r_x}{\beta_o + 1} I_E \quad (23)$$

$$R_i = \frac{V_E}{I_E} = \frac{r_\pi + r_x}{\beta_o + 1} \quad (24)$$

وبحل المعادلة 22 من أجل V_C ومن ثم نحصل بتقسيم V_C على V_E على:

$$K_v = \frac{V_C}{V_E} = \frac{\frac{\beta_o}{r_x + r_\pi}}{\frac{\beta_o}{r_x + r_\pi} + g_o + G_{ac}} \approx \frac{\beta_o R_{ac}}{r_x + r_\pi} \quad (25)$$

لاحظ أن هذا الربح هو نفسه ربح التوتر الذي حصلنا عليه بتوصيل الباعث المشترك في المعادلة 16. غير أنه لا يوجد انعكاس في القطبية في المضخم بالقاعدة المشتركة. ويكون ربح التيار من الباعث إلى المجمع:

$$I_c / I_e \approx \alpha_o \quad (26)$$

غير أن I_c يتوزع بين R_C و R_L بحيث: $I_L = I_c R_C / (R_C + R_L)$ و

$$K_i = \frac{I_L}{I_e} = \frac{\alpha_o R_C}{R_C + R_L} \quad (27)$$

ولإيجاد مقاومة خرج الترانزستور بتوصيل القاعدة المشتركة، نقوم بتبسيط دائرة الشكل 11 بنقل الطرف الأيسر من المقاومة r_μ من الوصلة بين r_x و r_π نحو المربط المشترك أو الأرضي كما هو مبين في الشكل 13.

تسبب هذه الحركة خطأ صغيراً لأن الكمون عبر r_x صغير جداً بالنسبة إلى الكمون عبر r_μ .

سنوجد أولاً العلاقة بين I_C و V_C . بكتابة معادلة العقد لدينا:

$$I'_C = g_o V_C - g_m V - g_o V_E$$

$$0 = -g_o V_C + \left(\frac{1}{r_\pi + r_x} + G'_s + g_o \right) V_E + g_m V \quad (28)$$

ولما كان $V = V_E r_\pi / (r_\pi + r_x)$ ، يمكن كتابة المعادلتين 28 بالشكل:

$$I'_C = g_o V_C - \left(g_o + \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + r_x} \right) V_E$$

$$0 = -g_o V_C + \left(\frac{g_m r_\pi + 1}{r_\pi + r_x} + G'_s + g_o \right) V_E \quad (29)$$

وباستخدام $g_m r_\pi = \beta_o$ وحل المعادلتين (29) من أجل V_C

$$V_C = \frac{\left(\frac{\beta_o + 1}{r_\pi + r_x} + G'_s + g_o \right) I'_C}{g_o \left(\frac{\beta_o + 1}{r_\pi + r_x} + G'_s + g_o \right) - g_o \left(g_o + \frac{\beta_o}{r_\pi + r_x} \right)} \quad (30)$$

ولما كان $g_o \ll \beta_o / (r_\pi + r_x)$ فيمكن تبسيط المعادلة 30 لتصبح:

$$V_C = \frac{I'_C}{g_o \left(1 - \frac{\beta_o}{\beta_o + 1 + G'_s (r_\pi + r_x)} \right)} \quad (31)$$

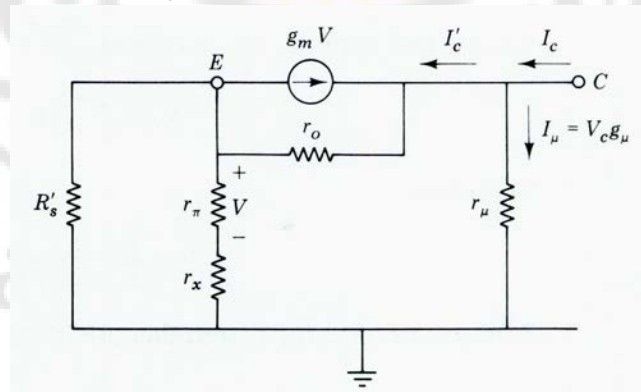
$$G'_o = \frac{I'_C}{V_C} = g_o \left(1 - \frac{\beta_o}{\beta_o + 1 + G'_s (r_\pi + r_x)} \right) \quad (32)$$

وبإضافة g_μ تصبح الناقلية الكلية:

$$G_o = G'_o + g_\mu = g_\mu + g_o \left(1 - \frac{\beta_o}{\beta_o + 1 + G'_s (r_\pi + r_x)} \right) \quad (33)$$

عندما تكون دائرة الدخول مفتوحة، تقترب G'_s من الصفر وتصبح ناقلية الخروج:

$$G_o |_{G'_s=0} = (g_\mu + g_o) / \beta_o + 1 = 2g_\mu \quad (34)$$



الشكل 13. الدارة المكافئة من أجل تعيين مقاومة خرج الترانزستور بتوصيل القاعدة المشتركة

عندما تقترب R'_s من الصفر،

$$G_o |_{G'_s \rightarrow \infty} = g_\mu + g_o = g_o \quad (35)$$

مثال 2. لنعين قيم كل من R_o و R_i و K_p و K_i و K_v الموافقة للترددات المتوسطة في مضخم بتوصيل القاعدة المشتركة يستخدم الترانزستور نفسه والنقطة السكونية نفسها ومقاومتي الحموله ومنبع الإشارة في حالة المضخم بتوصيل الباعث المشترك في المثال 1. فيكون $K_v = V_o/V_i$ لمضخم قاعدته مشتركة هو نفسه لمضخم باعته مشترك ويساوي 164 من دون أن يكون ثمة انعكاس في القطبية. وباستخدام المعادلة 27 يكون $\alpha_o = 139/140 = 0.993$ وبالتالي $K_i = 0.496$ و $K_p = 164(0.496) = 81$ وتكون مقاومة الدخول:

$$R_i = (r_x + r_\pi)/(1 + \beta_o) = \frac{850}{140} = 6.1\Omega$$

لاحظ أن الصغر الشديد لمقاومة الدخول يجعل V_i صغيراً بالنسبة إلى V_s نظراً لأن $R_s = 1000\Omega$ في هذا المثال. وباستخدام المعادلة 33 نحصل على:

$$G_o = 3.6 \times 10^{-8} + 5 \times 10^{-6} [1 - 139/(140 - 0.85)] \\ = 3.6 \times 10^{-8} + 5 \times 10^{-6} (1 - 0.987) = 10^{-7} \text{ mhos}$$

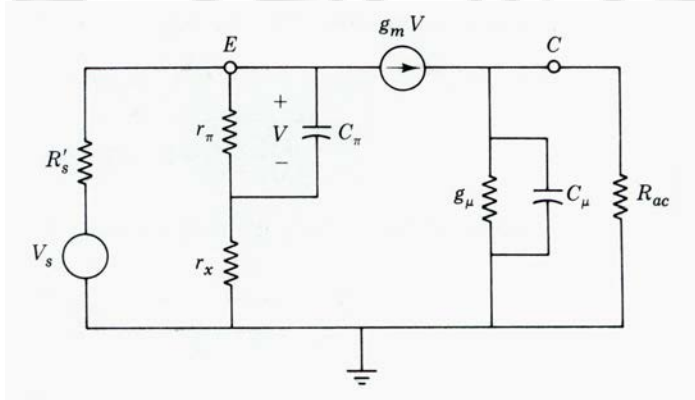
وبالتالي فإن $R_o = 10M\Omega$

دعنا أخيراً نشق علاقة لتردد القطع المرتفع ω_h لمضخم قاعدته مشتركة CB ونقارنها بعلاقة المضخم ذي الباعث المشترك CE ، يظهر في الشكل 14 دائرة الشكل 13 المكافئة بعد حذف r_o وإضافة وسعيتي الترانزستور يتحول منبع الإشارة إلى منبع للتيار وقد استخدم كل من $y_\pi = g_\pi + j\omega c_\pi$ و $y_\mu = g_\mu + j\omega c_\mu$ في الشكل 15 لتسهيل كتابة المعادلات العقدية. وبكتابة هذه العلاقات:

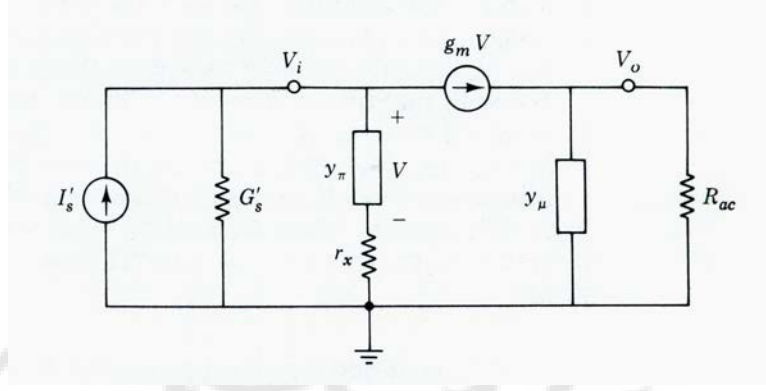
$$0 = -\frac{g_m z_\pi}{z_\pi + r_x} V_i + (y_\mu + G_{ac}) V_o \quad \text{و} \quad I'_s = (G'_s + \frac{1}{z_\pi + r_x} + \frac{g_m z_\pi}{z_\pi + r_x}) V_i \quad (36)$$

وبحل المعادلة 36 من أجل V_o نحصل على:

$$V_o = \frac{g_m z_\pi I'_s}{[(r_x + z_\pi)G'_s + 1 + g_m z_\pi](y_\mu + G_{ac})} \quad (37)$$



الشكل 14. الدارة المكافئة لمضخم قاعدته مشتركة من أجل تحديد خصائصه الترددية



الشكل 15. شكل أنسب للدائرة المكافئة في الشكل 14

وبالتبسيط

$$\frac{V_o}{I'_s} = \frac{g_m / (g_\mu + G_{ac} + j\omega C_\mu)}{(r_x G'_s + 1)(g_\pi + j\omega C_\pi) + G'_s + g_m} \quad (38)$$

ولما كان $g_\mu \ll G_{ac}$ ، فيمكن إعادة ترتيب المعادلة 38 لتأخذ الشكل:

$$\frac{V'_o}{I'_s} = \frac{g_m}{[(r_x G'_s + \beta_o + 1)g_\pi + G'_s + j(r_x G'_s + 1)\omega C_\pi](G_{ac} + j\omega C_\mu)} \quad (39)$$

وجدنا في حالة القطب الواحد أو الزمن الثابت T ، أن توتر الاستطاعة النصفية العلوي يساوي

$\omega_h = 1/T$ أو $\omega_h C = G$. لدينا قطبان أو ثابتان زمنيان T_1 و T_2 في المعادلة 39، حيث:

$$T_2 = \frac{C_\mu}{G_{ac}} \quad \text{و} \quad T_1 = \frac{(r_x G'_s + 1)C_\pi}{(r_x G'_s + \beta_o + 1)g_\pi + G'_s}$$

يمكن أن يبدو أن $\omega_h \approx 1/(T_1 + T_2)$. ولهذا

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{(r_x G'_s + 1)}{(r_x G'_s + \beta_o + 1)g_\pi + G'_s} + \frac{C_\mu}{G_{ac}}} \quad (40)$$

مثال 3. سوف نستخدم في هذا المثال قيم عناصر الترانزستور الواردة في المثالين 1 و 2 في إيجاد

ω_h و f_h لمضخم قاعدته مشتركة ثم نقارن عرض حزمته بعرض حزمة مضخم باعته مشترك وباستخدام المعادلة 40، حيث $G'_s = 0.001$ و $\beta_o = 139$ و $r_x = 155$ و $g_\pi = 1.44 \times 10^{-3}$ و

$G_{ac} = 10^{-3}$ و $C_\mu = 3 \times 10^{-12} F$ نجد:

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{0.155 + 1}{(140.155)1.44 \times 10^{-3} + 10^{-3}} + \frac{3 \times 10^{-12}}{10^{-3}}}$$

$f_h = 2.8 \times 10^8 / 6.28 = 44.6 \text{ MHz}$. يكون عرض الحزمة في حالة القاعدة المشتركة أكبر بنحو

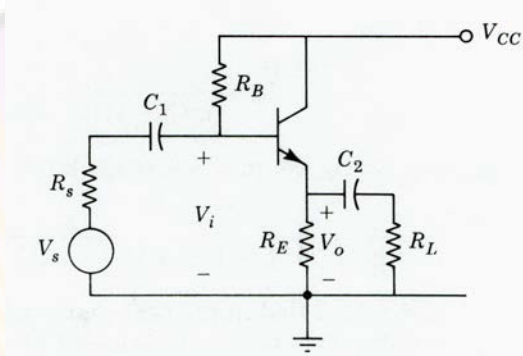
$44.6 / 0.524 = 85$ مرة من عرض الحزمة في حالة الباعث المشترك.

3. مضخم بتوصيل المجمع المشترك

يمكن استخدام المجمع كعنصر مشترك في مضخم بالترانزستور. يبين الشكل 16 دائرة نموذجية لمضخم مجمعه مشترك *Common-collector CC*. ربما لا يظهر كون المجمع عند الكمون المشترك أو الأرض نظراً لوصله بالكمون V_{CC} . ومع ذلك يقع V_{CC} عند كمون أرضي الإشارة وبالتالي فإن الدارة المكافئة التفاضلية يكون المجمع عند الكمون المشترك أو الأرضي. يمثل مرتبط القاعدة الدخل ومربط الباعث الخرج. يمكن أن نلاحظ من الشكل 16 أن:

$$V_i = V_o + V_{be} \quad (41)$$

الشكل 16. مضخم بتوصيل المجمع المشترك



لما كان V_{be} صغيراً بالنسبة إلى V_o عادة، حيث V_o يساوي V_i تقريباً وريح التوتر $V_o/V_i \approx 1$. وبالتالي تشيع معرفة المضخم *CC* بأنه تابع الباعث لأن توتر الباعث أو الخرج يتبع توتر القاعدة أو توتر الدخل.

إن تيار الباعث I_e يشكل تيار الخرج كما يمثل تيار القاعدة I_b تيار الدخل، وبالتالي يساوي وريح التيار خلال الترانزستور $I_e/I_b = (\beta + 1)$ تقريباً، غير أن تيار إشارة الباعث يتجزأ بين R_E و R_L وبذلك يكون I_L/I_b أقل من $\beta + 1$.

تستخدم الدارة المكافئة π -للوسطاء الهجينة في الشكل 17 للحصول على العلاقات بين وسطاء الدارة وريح التوتر K_v وريح التيار K_i ومقاومة الدخل R_i وممانعة الخرج R_o عند الترددات المتوسطة. سوف نحمل التيار في r_μ في بادئ الأمر ونكتب:

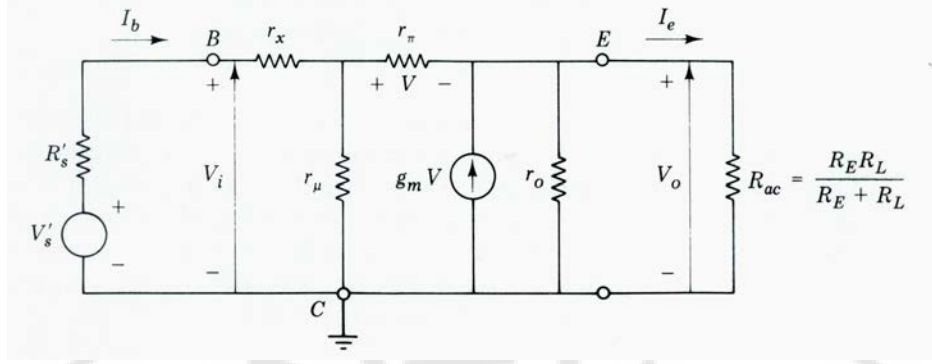
$$V_i = I_b(r_x + r_\pi) + \frac{(I_b + g_m V)}{g_o + G_{ac}} \quad (42)$$

يكون $G_{ac} \gg g_o$ عادة. وباستخدام هذا التقريب تصبح العلاقتان $g_m = \beta_o g_\pi$ و $V = I_b r_\pi$:

$$V_i = I_b[r_x + r_\pi + (\beta_o + 1)R_{ac}] \quad (43)$$

وتصبح ممانعة الدخل من المعادلة 43 على النحو:

$$R_i = \frac{V_i}{I_b} = r_x + r_\pi + (\beta_o + 1)R_{ac} \quad (44)$$



الشكل 17. الدارة المكافئة π للوسطاء الهجينة في حالة مضخم المجمع المشترك

في حالة القيم المعتادة لكل من R_{ac} و $(r_x + r_\pi) \gg (\beta_o + 1)R_{ac}$ و $R_i \approx (\beta_o + 1)R_{ac}$. ولما كان $\beta_o r_o = r_\mu$ كان مقاومة الدخل تساوي $r_\mu / 2$.
نجد ثانية، في حالة القيم العادية للمقاومة R_{ac} وباستخدام الشكل 17.

$$K_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(\beta_o + 1)R_{ac}}{r_x + r_\pi + (\beta_o + 1)R_{ac}} \quad (45)$$

$$K_i = \frac{I_L}{I_b} = \frac{I_e}{I_b} \frac{R_E}{R_E + R_L} = \frac{(\beta_o + 1)R_E}{R_E + R_L} \quad (46)$$

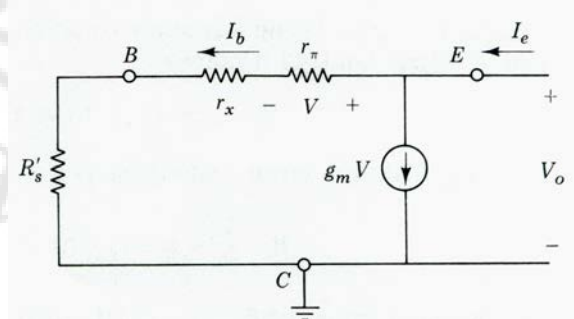
يمكن تعيين مقاومة خرج مرتبط باعث الترانزستور من الشكل 18 حيث يمكن أن نرى أن :

$$I_e = \frac{V_o}{R'_s + r_x + r_\pi} + g_m V \quad (47)$$

نجد أن: $V = V_o r_\pi / (R'_s + r_x + r_\pi)$ و $g_m = \beta_o r_\pi$ وبالتالي:

$$I_e = V_o \left(\frac{1}{R'_s + r_x + r_\pi} + \frac{\beta_o}{R'_s + r_x + r_\pi} \right) = V_o \left(\frac{\beta_o + 1}{R'_s + r_x + r_\pi} \right) \quad (48)$$

$$R_o = \frac{V_o}{I_e} = \frac{R'_s + r_x + r_\pi}{\beta_o + 1} \quad \text{و} \quad (49)$$



الشكل 18. الدارة المكافئة لتعيين مقاومة الخرج R_o بإهمال كل من r_μ و r_o .

لاحظ من المعادلتين 49 و 44 أن الترانزستور CC يسلك سلوك محول للممانعة، ممانعة خرجة تساوي ممانعة دائرة القاعدة مقسومة على $(\beta_o + 1)$ ، وممانعة دخله تساوي حاصل ضرب ممانعة دائرة

الباعث و $(\beta_o + 1)$. إن تضاعف الممانعة الناتج عن تضاعف التيار يحدث غالباً في الدارات الإلكترونية.

إن ربح الاستطاعة في المضخم CC يساوي عملياً $K_p = (\beta + 1)R_C / (R_C + R_L)$.

لنستخدم الدارة المكافئة في الشكل 19 لابتكار علاقة لعرض المضخم CC.

يكون $G_s'' = 1/(r_x + R_s')$ و $y_\mu = j\omega C_\mu$ في هذه الدارة نظراً لأن g_μ صغيرة بحيث يمكن إهمالها. وكتابة المعادلتين العقديتين:

$$I'_s = (G_s'' + y_\mu + y_\pi)V_i - y_\pi V_o \quad (50)$$

$$g_m V = -y_\pi V_i + (y_\pi + G_{ac})V_o$$

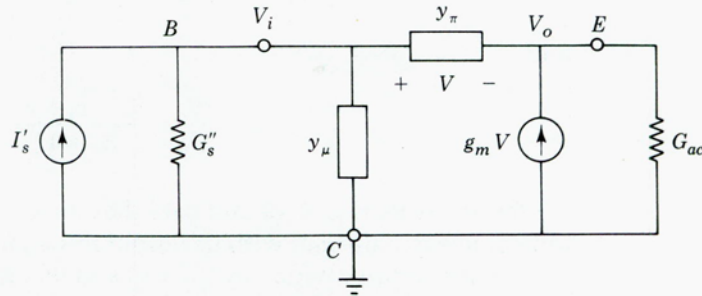
غير أننا نرى من الشكل 19 أن $V = V_i - V_o$ بحيث تصبح المعادلة 50:

$$I'_s = (G_s'' + y_\mu + y_\pi)V_i - y_\pi V_o \quad (51)$$

$$0 = -(g_m + y_\pi)V_i + (g_m + y_\pi + G_{ac})V_o$$

وبحل المعادلة 51 من أجل V_o

$$V_o = \frac{(g_m + y_\pi)I'_s}{(G_s'' + y_\mu + y_\pi)(g_m + y_\pi + G_{ac}) - y_\pi(g_m + y_\pi)} \quad (52)$$



الشكل 19. الدارة المكافئة من أجل تحديد عرض حزمة المضخم CC

وبالتقسيم على $(g_m + y_\pi)$ نحصل على:

$$V_o = \frac{I'_s}{(G_s'' + y_\mu + y_\pi)(1 + \frac{G_{ac}}{g_m + y_\pi}) - y_\pi} \quad (53)$$

وبإعادة ترتيب المعادلة 53 وبفرض أن $y_\pi \ll g_m$ ، ولما كان $y_\pi = g_m / \beta$

$$V_o = \frac{I'_s}{(G_s'' + y_\mu)(1 + \frac{G_{ac}}{g_m}) + \frac{G_{ac}}{g_m} y_\pi} \quad (54)$$

وبمعرفة أن $G_{ac} / g_m \ll 1$ وجعل $y_\pi = g_\pi + j\omega C_\pi$ و $y_\mu = j\omega C_\mu$

$$V_o = \frac{I'_s}{(G_s'' + \frac{G_{ac}}{g_m} g_\pi + j\omega(C_\mu + \frac{G_{ac}}{g_m} C_\pi))} \quad (55)$$

وبالتالي:

$$\omega_h = \frac{G}{C} = \frac{G_s'' + \frac{G_{ac}}{g_m} g_\pi}{C_\mu + \frac{G_{ac}}{g_m} C_\pi} \quad (56)$$

مثال 4. لنعين عرض حزمة المضخم CC الذي يستخدم ترانزستور ومكونات المضخمات السابقة حيث $G_{ac} = 1mS$ و $G_s'' = 1/(1155) = 0.866mS$ و $g_\pi = 1.44nS$ و $g_m = 0.2 S$ و $C_\mu = 3 \times 10^{-12} F$.

$$\begin{aligned} \omega_h &= \frac{0.866 \times 10^{-3} + (5 \times 10^{-3}) 1.44 \times 10^{-3}}{3 \times 10^{-12} + (5 \times 10^{-3}) \times 10^{-7}} \\ &= \frac{8.7 \times 10^{-4}}{3.5 \times 10^{-12}} = 2.49 \times 10^8 \text{ r / S} \\ f_h &= \frac{2.49 \times 10^8}{6.28} = 39.6 \times 10^6 \text{ Hz} \end{aligned}$$

إن عرض هذه الحزمة يساوي نحو عرض حزمة المضخم CB وأعرض بنحو $39.6/0.524 = 76$ مرة منه في حالة المضخم CE. لاحظ أن حاصل ضرب عرض الحزمة بربح الاستطاعة يساويه تقريباً في كل أشكال التوصيل

$$CE (K_P f_h) = 11.316 \times 5.24 \times 10^5 = 5.93 \times 10^9$$

$$CB (K_P f_h) = 82 \times 44.6 \times 10^6 = 3.66 \times 10^9$$

$$CC (K_P f_h) = 70 \times 39.6 \times 10^6 = 2.77 \times 10^9$$

4. مقارنة بين المضخمات CE و CB و CC

تم استخلاص النتائج وإجراء مقارنات بين التوصيلات الثلاثة الأساسية للمضخم لدى تحليلها في الفقرات السابقة. وقد تم إيجاز هذه المقارنات في الجدول 1 بفرض قيم نموذجية لمقاومتي الحموله والمنبع. تعرف قيم K_i بأنها نسبة التيار المساق إلى الحموله الكلية ac إلى تيار الدخل، وقد وجدنا كذلك أن انعكاس قطبية الإشارة يحدث بين دخل المضخم CE وخرجه وليس في حالة المضخمين CB و CC.

يبين الشكل 20 تغيرات كل من K_v و K_i و Z_i و Z_o بدلالة مقاومة الحموله R_{ac} ومقاومة منبع الإشارة R_s' . وأما القيم العددية لوسطاء الترانزستور المستخدم في الأمثلة السابقة من هذا الفصل

عند النقطة السكونية فهي: $r_o = 200k\Omega$ و $\beta_o = 139$ و $r_x = 155\Omega$ و $r_\mu = 28M\Omega$ و

$$g_m = 0.2mho \text{ و } r_\pi = 695\Omega$$

نجد مرة أخرى أن أرباح التيار تكون لكامل الحمولة R_{ac} وليس للمقاومة R_L فحسب. على الرغم من أن القيم الكبيرة جداً لمقاومة الحمولة R_{ac} أعلى من نحو $10^5 \Omega$ ليست عملية في المضخمات الترانزستورية، فهي متضمنة على محاور R_{ac} لإظهار القيم المحدودة للتوابع.

الجدول 1. مقارنة بين خصائص المضخمات CE و CB و CC عند قيم نموذجية لمقاومتي الحمولة والمنبع.

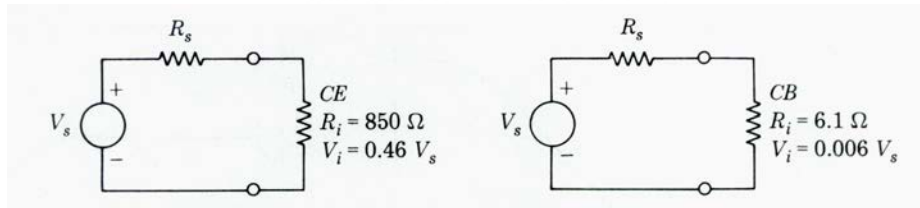
النوع	K_v	K_i	Z_i	Z_o	f_h
CE	مرتفع	β	متوسطة	متوسطة	متوسط
CB	مرتفع	α	منخفضة	مرتفعة	مرتفع
CC	1	$\beta + 1$	مرتفعة	منخفضة	مرتفع

5. ربح المضخم بالنسبة إلى الترجام (منبع الإشارة)

كانت أرباح التوتر والاستطاعة تتعين حتى الآن من دخل المضخم إلى حمولته التي يمكن أن تشكل المضخم التالي. غير أن المرحلة لمضخم أو دخله، كما ذكرنا سابقاً تساق عادة بمنبع كهروضغطي مثلاً مقاومته R_s . تتعلق الاستطاعة المتوفرة من المضخم، في هذه الحالة، إلى حد كبير بالعلاقة بين مقاومة المنبع R_s ومقاومة دخل المضخم R_i .

فقد استخدم مثلاً ترانزستور معين ومكونات دائرة مماثلة واستقطابات في طرائق التوصيل الثلاث، وذلك بهدف مقارنة خصائصها ووجدنا أن أرباح التوتر في المضخمين CE و CB كانت نفسها، غير أنه من أجل القيمة نفسها لتوتر المنبع V_s يكون خرج الاستطاعة من المضخم CE أكبر بكثير منه في حالة المضخم CB لأن الممانعة الأفضل تلائم بين مقاومة دخل CE ومقاومة منبع الإشارة.

وقد وجد أن توتر دخل المضخم CE ومن ثم توتر خرجه أكبر بنحو 77 مرة منه في حالة المضخم CB . لما كان ربح توتر المضخم CB يساوي 164 فإن توتر خرجه يساوي $0.98V_s$ وبالتالي لن يكون المضخم CB مهماً في هذا التطبيق.



الشكل 20. مقارنة بين توتر الدخل في المضخمين CE و CB عندما $R_s = 1000\Omega$

تقاس القيمة الحقيقية لمضخم معين بنسبة استطاعة حملته إلى الاستطاعة المتوافرة من منبع الإشارة. إن الاستطاعة التي يسوقها منبع الاستطاعة، كما يظهر من الشكل 21، إلى حمولة مقاومة تساوي $P_L = I^2 R_L$ حيث I التيار المنتج. ولكن $I = V_s / (R_L + R_s)$ وبالتالي تساوي استطاعة الحمولة:

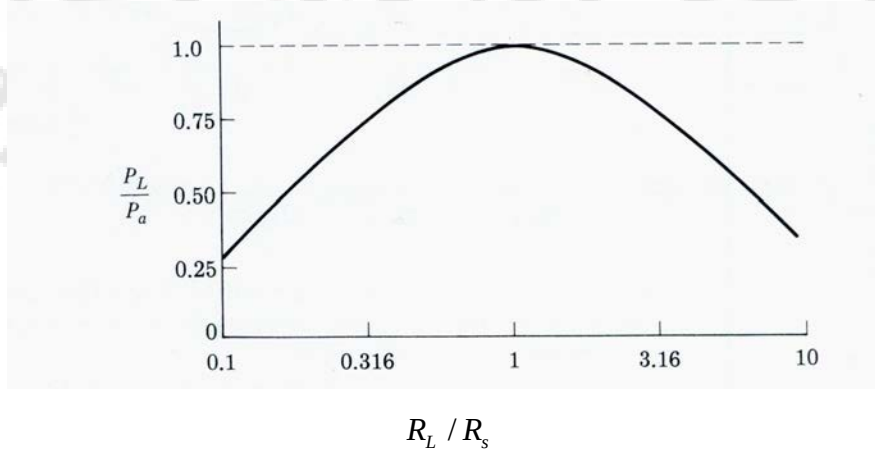
$$P_L = \frac{V_s^2 R_L}{(R_L + R_s)^2} \quad (57)$$

تنص فرضية انتقال الاستطاعة العظمى على أن الاستطاعة العظمى تساق للحمولة من منبع معين عندما $R_L = R_s$ كما هو مبين في الشكل 21. يمكن البرهان على هذه النظرية بمفاضلة P_L بالنسبة إلى R_L (المعادلة 57) وجعل المشتق مساوياً للصفر أو برسم منحنى الشكل 21. فإذا كان المنبع أو الحمولة (أو كلاهما) عقدياً، تنضم ردية من نوع مناسب إلى الحمولة لتخفيض الردية إلى الصفر. يتم الحصول على الاستطاعة العظمى المتوافرة P_a من منبع معين من المعادلة 57 بجعل $R_L = R_s$.

$$P_a = \frac{V_s^2}{4R_s} \quad (58)$$

لما كان يمكن استخدام محول لتلقيم الممانعتين، فإنه يمكن الحصول على الاستطاعة الضرورية من أي منبع بمساعدة محول من دون ضياع، وبالتالي فإن القياس الواقعي لقيمة مضخم هو نسبة خرج استطاعة المضخم إلى الاستطاعة الجاهزة P_a من المنبع. تعرف هذه النسبة على أنها ربح الترجام G_T ، حيث:

$$G_T = \frac{P_o}{P_a} \quad (59)$$



الشكل 21. تغير استطاعة الحمولة بدلالة مقاومة الحمولة المعدلة

تأخذ G_T في الحسبان مفعول عدم توافق معاوقات بين المنبع والمضخم. نظراً لأن أرباح المضخم تحسب عادة عند الترددات المتوسطة، تكون كل المعاوقات مقاومة عادة ويمكن كتابة المعادلة 59 باستخدام المعادلة 58 على النحو:

$$G_T = \frac{I_o^2 R_L}{V_s^2 / 4R_s} \quad (60)$$

غير أن تيار دخل المضخم $I_i = V_s / (R_s + R_i)$ وبالتالي يجعل $V_s = I_i (R_s + R_i)$ في المعادلة 60 لدينا:

$$G_T = \frac{I_o^2 4R_s R_L}{I_i^2 (R_s + R_i)^2} = \frac{4R_s R_L K_i^2}{(R_s + R_i)^2} \quad (61)$$

يكون ربح ترحام في حالة مضخم CB فيه $R_i = 6.1\Omega$ و $K_i = 0.96$ مثلاً عند الحمولة $R_L = 2k\Omega$ ، لدى وصله إلى منبع للإشارة فيه $R_s = 1k\Omega$:

$$G_T = \frac{4(10^3)(2 \times 10^3)}{(1.006)^2} (0.496)^2 = 1.94$$

إن هذا الربح للترجام في حالة المضخم CB ضئيل بسبب ضعف تلاؤم الممانعة بين منبع الإشارة والمضخم.

يعبر عادة عن ربحي الترحام والمضخم بالديسيبل (dB) حيث:

$$dB = 10 \log \frac{P_o}{P_{ref}} \quad (62)$$

يمكن بالتالي الحصول على ربح المضخم الكلي (dB) بإضافة أرباح كافة مراحل التضخيم بالأخرى وليس ضرب أرباح مختلف المراحل للحصول على الربح العددي الكلي. إن الربح dB للمضخم CB في المثال أعلاه يساوي $dB = 10 \log(1.94) = 2.9 dB$.

وقد دلت التجربة أن المضخم CE يتفوق كثيراً على المضخمين CB و CC لتعاقب مرحلتين تضخيم متماثلين أو أكثر لأن كلاً من R_i و R_o له مرتبة المقدار نفسها في المضخم CE. وبالتالي يمكن الوصول إلى توافق جيد بالممانعة بين مختلف مراحل التضخيم. يتصف المضخمان CB و CC من جهة أخرى باختلاف المقاومتين R_i و R_o فيهما اختلافاً كبيراً وبالتالي يكون ربحا ترجمهما مساوياً 0dB لدى تعاقبها. غير أن مقاومة خرج المضخم CC توافق مقاومة دخول المضخم CB ولهذا يشيع كثيراً المضخم الجامع CB - CC باسم المضخم المقترن بالباعث لخصائصه المرغوبة، بما فيها اتساع عرض حزمة. يدرس المضخم المقترن بالباعث في الفصل السادس.

يتم الحصول على الربح الأعظمي الممكن من مضخم فيما إذا استخدم توصيل CE وكانت مقاومة الحمولة R_L توافق مقاومة خرج الترانزستور $r_o \approx$ باستخدام محول نسبة عددي لفاته

$\sqrt{r_d/R_L} =$ غير أن هذه التقنية غير عملية بسبب أبعاد وكلفة المحول الذي يمكن أن يؤمن مثل هذه المقاومة المرتفعة للأولية وعرض حزمة مناسب.

إن الطريقة العملية لبلوغ ربح الاستطاعة الأعظمي في مرحلة تضخيم تكمن في استخدام توصيل CE بحيث يكون $R_C \approx R_L$ في المضخم المقترن سعويًا ومن ثم استخدام منبع للإشارة يؤمن توافقاً جيداً في الممانعة من أجل R_i . تؤدي هذه التقنية إلى التوافق بين منبع الإشارة والحمولة ومقاومة خرج مرحلة مضخم أو المنبع تساوي تقريباً R_C نظراً لأن $R_C \gg r_o$ عادة.

الفصل الخامس

الترانزستورات الحقلية

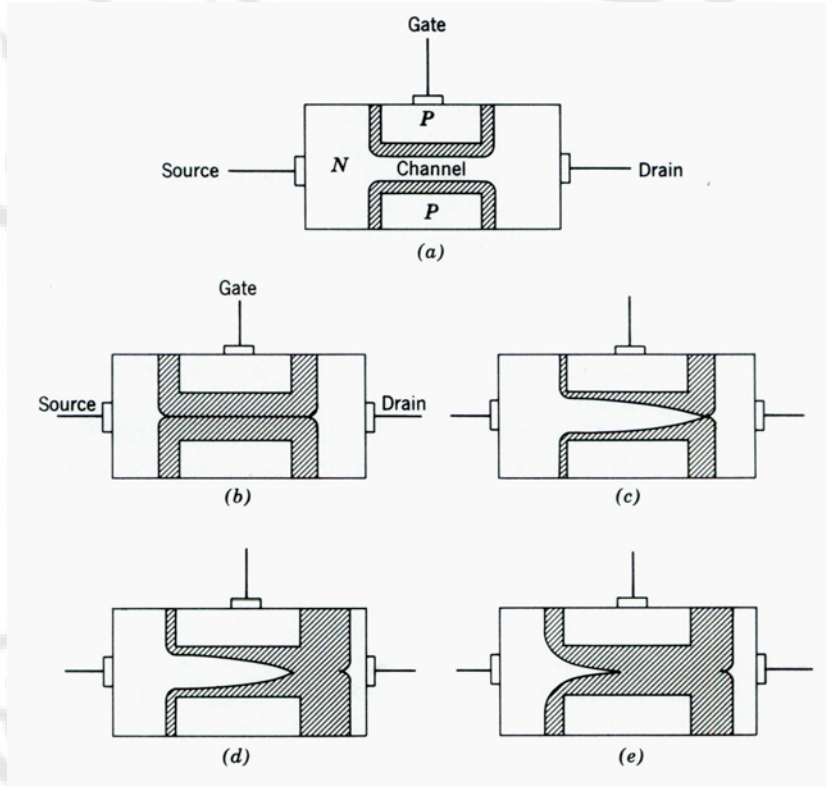
إن الترانزستور الحقلية (*Field-Effect Transistor (FET)*، نصف ناقل يتحكم فيه الكمون، ممانعة دخله كبيرة وخاصة عند إشارات التردد المنخفض حيث تكون وسعية الوصلة غير فعّالة في إمرارها. يضم الترانزستور الحقلية وصلتين $p-n$ متماثلتين لهما الدور نفسه، لهذا يدعى أحياناً الترانزستور الحقلية الأحادي القطبية (*Unipolar Field-Effect Transistor (UNIFET)* . وللتمييز بوضوح بين الترانزستور ذي الوصلتين المختلفتين الأكثر شيوعاً والترانزستور الحقلية، غالباً ما يُعرف الترانزستور ذو الوصلتين المختلفتين بالترانزستور الوصلة الثنائية القطبية (*Bipolar (BJT Junction Transistor* . وقد اكتفينا في دراستنا السابقة للترانزستور الثنائي القطبية، بالإشارة فقط إلى هذه التسمية *BJT* لأنه كان الترانزستور الوحيد على الساحة الإلكترونية لمدة طويلة. لكل من الترانزستور الحقلية و الترانزستور الثنائي القطبية مزاياه. فالترانزستور الحقلية يتلاءم مع ضخامة كثافة وضّالة استهلاك عناصر الدارات التكاملية الرقمية المستخدمة في الساعات الرقمية والحاسبات اليدوية وغيرها. يمكن أن يكون التشويش في الترانزستور الحقلية، لدى استخدامه كمضخم، أخفض منه في الترانزستور الثنائي القطبية، وخطيته أفضل . يمتاز الترانزستور الثنائي القطبية من جهة أخرى بارتفاع ربحه وزيادة عرض حزمته الترددية ولهذا غالباً ما يستخدم في المضخمات والدارات الرقمية العالية السرعة. تتوافر عدة أنواع من الترانزستورات الحقلية، نبدأ بالترانزستور الحقلية الوصلة: الجفيت (*Junction FET (JFET* لأنه أشبه بالترانزستور الثنائي القطبية.

1. الترانزستور الحقلية الوصلة

يبين الشكل 1 البنية النموذجية للترانزستور الحقلية الوصلة (الجفيت) *JFET* . يستخدم التمثيل التخطيطي في الشكل 2 لشرح مبادئ عمل الترانزستور الحقلية الوصلة. يبين الشكل 2 وجود قناة *Channel* نصف ناقلة ضيقة تؤمن مساراً ناقلاً بين المنبع *Source* والمصب *Drain* . يمكن لهذه القناة أن تكون بلورة من النوع n - أو من النوع p - . نستخدم في دراستنا هذه بلورة من النوع n - . يمكن، في حال غياب أي استقطاب للترانزستور التعبير عن نقل القناة بالعلاقة : $G_C = \sigma(wt/l)$ حيث σ الناقلية النوعية للبلورة و w و t و l عرض القناة وثخانتها وطولها على الترتيب. إذا كان $\sigma = 100 \text{ S/m}$ و $w = 10^{-3} \text{ m}$ و $t = 10^{-6} \text{ m}$ و $l = 10^{-5} \text{ m}$ فإن ناقلية القناة ومقاومتها يساويان $G_C = 0.01 \text{ S}$ ، $r_C = 100 \Omega$ على الترتيب.

الشكل 1. البنية النموذجية للترانزستور

الحقلي الوصلي (الجفت)



الشكل 2. شكل تخطيطي للترانزستور الحقلي الوصلي الجفت، (a) $v_{GS} = 0$ و $v_{DS} = 0$

(b) $v_{GS} = V_p$ (الاختناق)، (c) $v_{GS} = 0$ و $v_{DS} = V_p$ (d) $v_{GS} = 0$ و $v_{DS} > V_p$

(e) $v_{GS} < 0$ و $v_{DS} > V_p$

يزداد عرض المنطقة الناضبة عندما يطبق استقطاب عكسي بين البوابة والمنبع، وتقل ثخانة القناة وبالتالي تقل ناقليتها. يدعى كمون استقطاب البوابة الذي من شأنه تخفيض ثخانة القناة إلى الصفر بكمون الاختناق أو الإيقاف V_p Pinch-off voltage.

عندما يكون كمون البوابة v_{GS} المنبع مساوياً للصفر ويجعل المصب موجباً بالنسبة إلى المنبع، تتدفق الإلكترونات في القناة بفعل الحقل الكهربائي، حيث يساوي تيار المصب i_D حاصل ضرب كمون المصب - المنبع بناقلية القناة G_C شريطة أن يكون v_{DS} صغيراً جداً. غير أن كمون المصب

الموجب يجعل الوصلة $p-n$ مستقطبة استقطاباً عكسياً قرب حافة القناة عند المصب، وعندما يصبح كمون المصب مساوياً لكمون الإيقاف، تنخفض ثخانة القناة إلى الصفر عند حافتها التي تؤلف المصب كما يظهر في الشكل 2c. لكن تيار المصب لا يتوقف عندما يبلغ المصب كمون الإيقاف نظراً لوجود الحقل الكهربائي بين نقطة الاختناق والمنبع والناجم عن الكمون المطبق، والذي يؤدي إلى دفع حاملات الشحنة لأن تسري في القناة من المنبع نحو المصب.

عندما يزيد كمون المصب على V_p ، يزداد عرض المنطقة الناضبة بين المصب والبوابة كما هو مبين في الشكل 2d. غير أن تزايد الحقل الكهربائي في منطقة الاختناق الأعرض يلغي تأثير هذه الزيادة، ويظل الحقل الكهربائي بين نقطة الاختناق الأصلية والمنبع ثابتاً عملياً. ولهذا يظل تيار القناة ومن ثم تيار المصب ثابتاً عملياً، حيث تنجرف الحاملات التي تبلغ نقطة الاختناق عبر المنطقة الناضبة بالطريقة نفسها التي تنجرف وفقها الحاملات التي تبلغ وصلة المجمع من القاعدة إلى منطقة المجمع في الترانزستور التقليدي أو الثنائي القطبية. وبالتالي عندما يكون v_{DS} أعلى من كمون الاختناق V_p يكون تيار المصب عملياً مستقلاً عن كمون المصب.

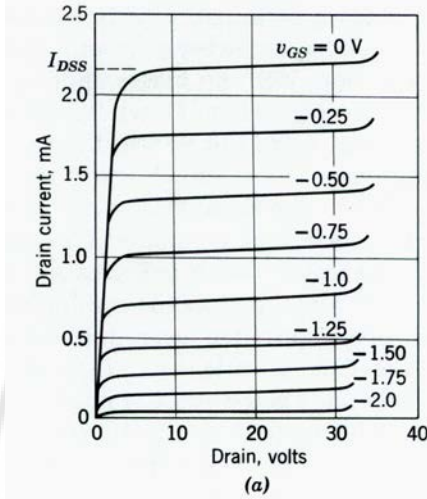
يعمل الترانزستور الحقلية عادة بكمون مصب أعلى من كمون الاختناق V_p وبتطبيق كمون استقطاب عكسي بين البوابة والمنبع. في هذه الحالة يتحكم كمون الشبكة v_{GS} بالحقل الكهربائي في القناة وبالتالي بتيار المصب. يظهر في الشكل 2e تأثير كمون البوابة v_{GS} على ناقلية القناة. تنخفض ثخانة القناة نتيجة لاستقطاب البوابة العكسي، يكون تيار المصب عملياً مستقلاً عن كمون المصب عندما يمكن لحاصل جمع كمون المصب وكمون الاستقطاب العكسي للشبكة أن يتجاوز كمون الاختناق.

يبين الشكل 3 المنحنيات المميزة للمصب في ترانزستور حقلية نموذجي قناته من النوع n - يرمز I_{DSS} لتيار المصب الذي يسري فيه عندما $v_{GS} = 0$ و $v_{DS} = V_p$ الذي يعني تيار إشباع المصب ودائرة الدخول مقصورة. يبلغ تيار إشباع المصب لترانزستور الشكل 3 نحو $I_{DSS} = 2.2\text{mA}$ ، لاحظ أن ميل المنحنيات المميزة للمصب منبسط تماماً في مجال تشغيله النظامي. يعني هذا الأمر أن مقاومة الخروج (التي تكافئ $1/h_{oe}$ في الترانزستور الثنائي القطبية) عالية جداً. يحدث الانخيار التسلسلي عند الوصلة عندما يتجاوز كمون المصب - الشبكة قيمة معينة.

يبين الشكل 4 المنحني المميز لدخل ترانزستور حقلية نموذجي قناته من النوع n - يظهر في الشكل 4b تيار البوابة ، وهو تيار الإشباع في وصلة مستقطبة استقطاباً عكسياً. يقدر هذا التيار بنحو 10^{-9}A أو النانوأمبير في ترانزستور حقلية من السيليسيوم منخفض الاستطاعة عند الدرجة

$25^{\circ}C$. يعبر ميل هذا المنحني المميز عن الناقلية الديناميكية لدخل الترانزستور الحقلي والتي تحسب من الشكل 4.

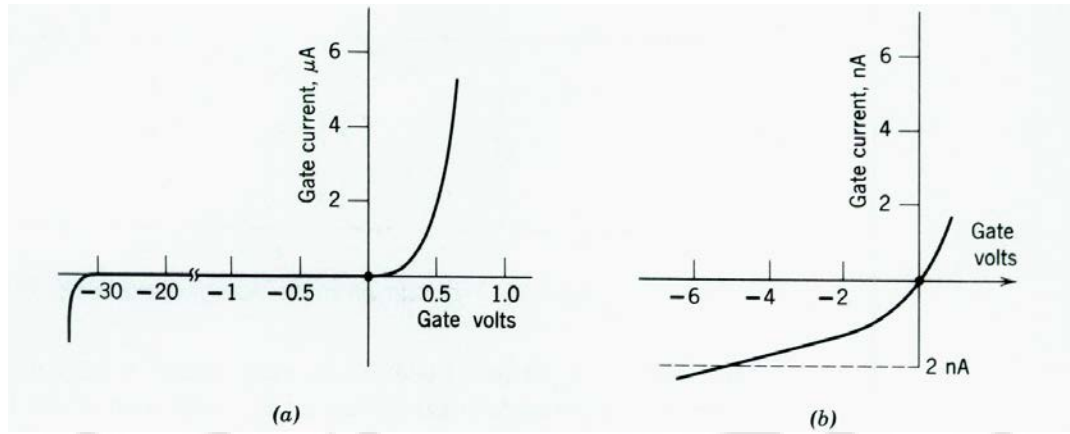
$$\Delta i_G / \Delta v_{GS} = 2nA/5V = 4 \times 10^{-10} S$$



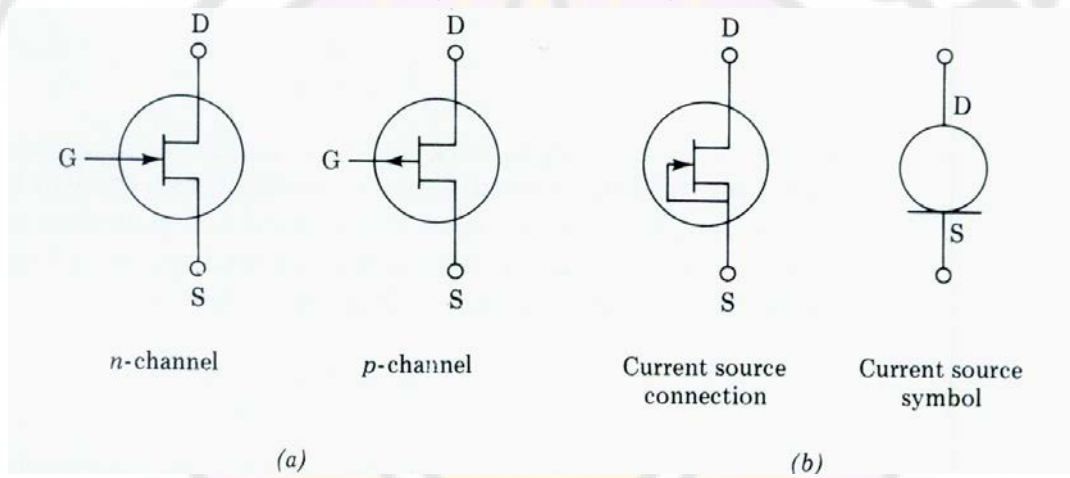
الشكل 3. المنحنيات المميزة للمصبة في ترانزستور حقلي نموذجي قناته من النوع n -

أي أن مقاومة وصلة الدخول الديناميكية أو التفاضلية تساوي $2.5 \times 10^9 \Omega$ عندما تكون مستقطبة استقطاباً عكسياً. يبين الشكل 4a أنه على الرغم من التناقص السريع لمقاومة وصلة الدخول للترانزستور الحقلي في حالة استقطابها المباشر فإنها تظل عالية جداً (من مرتبة الميغاهوم فما فوق) في ترانزستور حقلي من السيليسيوم مادام الاستقطاب المباشر لا يتجاوز $0.25V$ الدرجة $25^{\circ}C$. ولهذا يمكن أن يكون $v_{GS} = 0$ مناسباً للنقطة السكونية في مضخم الإشارات الصغيرة. لاحظ أن مقاومة الدخول تهبط بشكل مفاجئ لدى حدوث الانهيار التسلسلي. يحدث الانهيار التسلسلي عندما يمكن للفرق الجبري بين كموني البوابة والمصبة أن يتجاوز كمون الانهيار التسلسلي.

يضم الشكل 5a رمز ترانزستور حقلي قناته n - ورمز ترانزستور حقلي قناته p - حيث يظهر فيهما الرمز الشائع للنائي وقد أضيف إليه خط طويل لتمثيل القناة. يشير السهم إلى اتجاه سريان تيار الاستقطاب الأمامي يقع أحياناً قرب طرف القناة الذي يؤلف المنبع لتحديد ذلك المربط ولو أن بعض الترانزستورات الحقلية تؤدي دورها بحيث يتم التبادل بين مربطي المنبع والمصبة. يستخدم الترانزستور الحقلي الوصلي غالباً كمنبع للتيار لتأمين تيار ثابت عملياً لحمولة كمونها متغير. يمكن تحقيق ذلك بقصر البوابة إلى المنبع، على النحو المبين في الشكل 5b. إن التيار في النائي المنظم للتيار أو منبع التيار يساوي في هذه الحالة I_{DSS} عملياً ما دام v_{DS} أكبر من كمون الاختناق V_p .



الشكل 4. المنحني المميز لدخل ترانزستور حقيقي نموذجي قناته من النوع n -
(a) سلم كمون مكبر (b) سلم تيار مكبر

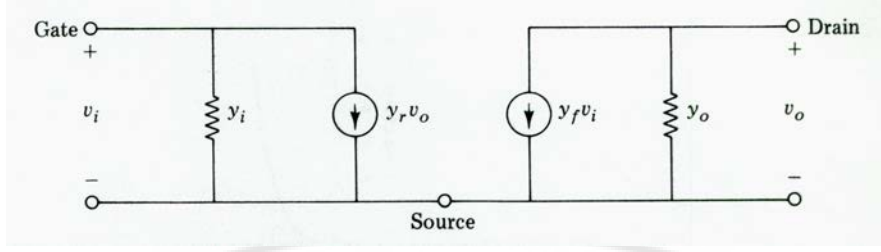


الشكل 5. (a) رمزا الترانزستور الحقيقي $JFET$ (b) توصيل الترانزستور الحقيقي كمنبع للتيار ورمزه
لهذا الترانزستور استخدامات كثيرة، من استعملاته الشائعة كمقاومة حمولة للتيار المستمر في مضخم بالترانزستورات الوصلية، لأنها يمكن أن تسمح بتيارات سكونية q - كبيرة نسبياً تؤمن قيماً عالية لـ g_m ، كما ينجم عنها ربح كبير جداً، نظراً لأنها يمكن أن تؤمن قيماً كبيرة جداً لمقاومة الحمولة.

2. الدارة المكافئة للترانزستور الحقيقي

لتحليل دارة مضخم بترانزستور حقيقي نحتاج لابتكار دارة مكافئة له. تعتبر دارة الوسطاء y - الأساسية في الشكل 6 البنية الأكثر فائدة. يمكن، في حالة الترددات المنخفضة إهمال وسعيات المنطقة الناضبة والقبوليات تصبح ناقلات. فالقبولية y_i تمثل في الواقع الناقلية من البوابة إلى المنبع وتمثل عادة بالرمز g_g من أجل نقل بوابة الدخل، ويمكن الحصول عليها من العلاقة:

$$g_g = \left(\frac{\Delta i_G}{\Delta v_{GS}} \right)_{V_{DS}} \quad (1)$$



الشكل 6. الدارة المكافئة للترانزستور الحقلي وفقاً للوسطاء y -

لقد أشرنا سابقاً إلى أن هذه الناقلية منخفضة جداً (نحو $10^{-9} S$ أو نحوه). ويمكن في كثير من التطبيقات اعتبار g_g تساوي الصفر عملياً، الأمر الذي يبسط الحساب قليلاً. يعطى الوسيط y_r بالعلاقة :

$$y_r = \left(\frac{\Delta i_G}{\Delta v_{DS}} \right)_{V_{GS}} \quad (2)$$

غير أن كمون المصب - المنبع، عند الترددات المنخفضة، ليس له تأثير على تيار البوابة، ولهذا يفترض بأن y_r تساوي الصفر عادة. يدعى الوسيط y_f انتقال الناقلية أو الناقلية المتبادلة للترانزستور ويدل عليها بالرمز g_m و يمكن إيجادها من العلاقة:

$$g_m = \left(\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}} \right)_{V_{DS}} \quad (3)$$

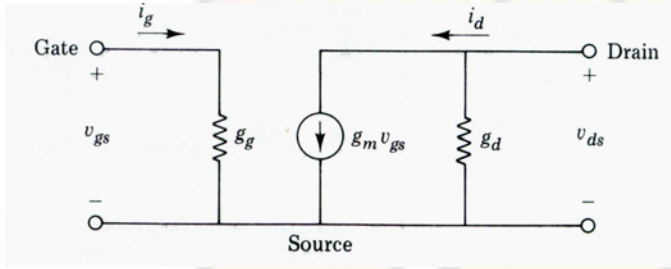
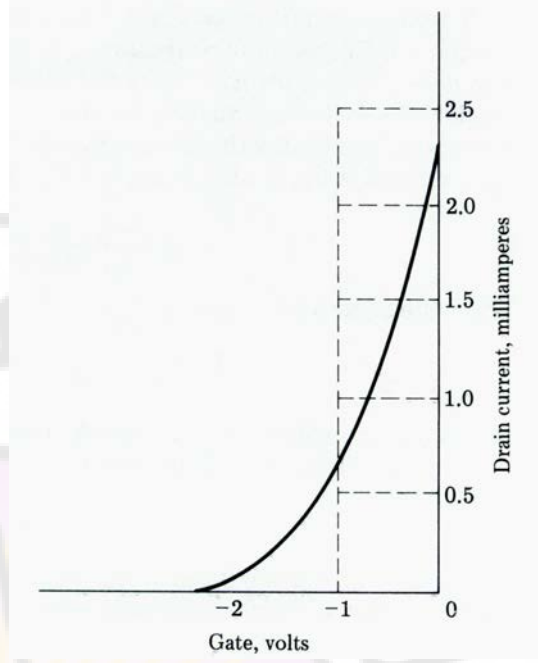
في حال توافر المنحني المميز لانتقال الترانزستور كما في الشكل 7، فإن قيمة g_m تساوي ميل منحنى الانتقال عند النقطة السكونية المطلوبة. يمكن بالإضافة إلى ذلك الحصول على g_m بدقة أقل من المنحنيات المميزة للمصب في الشكل 3، باستخدام التقنية نفسها التي استخدمت للحصول على h_{fe} أو h_{re} في الترانزستورات الثنائية القطبية.

أخيراً، يمثل البرامتر y_o قبولية الخرج أو المصب في حال قصر مربطي الدخول، التي يرمز لها عادة بالرمز g_d ويمكن التعبير عنها بالعلاقة:

$$g_d = \left(\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{DS}} \right)_{V_{GS}} \quad (4)$$

وبالتالي يمثل g_d ميل المنحني المميز للمصب (الشكل 3) عند النقطة q التي يرغب بها. يمكن وفقاً لهذا التحليل التعبير عن الدارة المكافئة للترانزستور الحقلي في حالة الترددات المنخفضة، بالشكل 8.

الشكل 7. مميز الانتقال للترانزستور الحقلي في
الشكل 3



الشكل 8. الدارة المكافئة للترانزستور
الحقلي

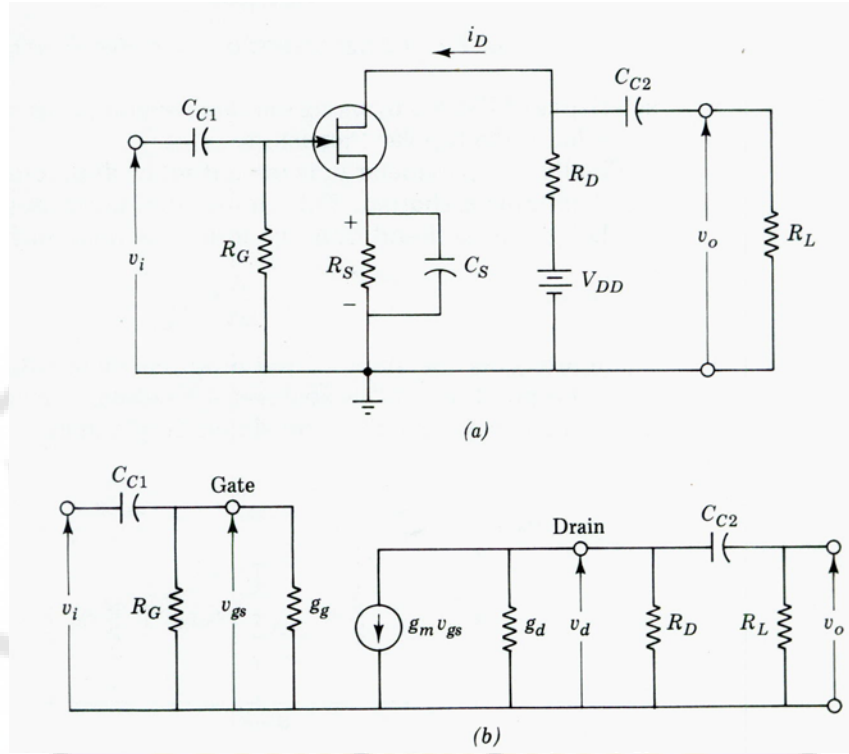
تظهر في الشكل 9a دارة نموذجية لمضخم بترانزستور حقلي (تقابل توصيل الباعث المشترك لترانزستور ثنائي القطبية من النوع $n-p-n$ أو $p-n-p$). يضم الشكل 9b الدارة المكافئة لدارة الشكل 9a. وقد فرضنا أن C_s تمثل عملياً دارة قصيرة لإشارات التيار المتناوب لدى الحصول على الدارة المكافئة. إذا كانت C_{C1} كبيرة إلى حد كاف يكون $v_{gs} \approx v_i$ وإذا كانت C_{C2} كبيرة أيضاً فإن $v_d \approx v_o$ ، وبالتالي إذا كان $G_D = 1/R_D$ نحصل على:

$$v_o = \frac{-g_m v_i}{g_d + G_D + G_L} \quad (5)$$

ويكون ربح التوتر:

$$K_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m}{g_d + G_D + G_L} \quad (6)$$

تكون r_d في الكثير من المضخمات أكبر بكثير من R_{ac} ، وبجعل $R_{ac} = 1/(G_D + G_L)$ ، يساوي ربح التوتر في هذه الحالة:



الشكل 9. دائرة تضخيم بترانزستور حقلية (a) الدارة الفعلية (b) الدارة المكافئة

$$K_v \approx -g_m R_{ac} \quad (7)$$

لا تسري المعادلتان (6) و (7) طبعاً إلا عندما يعمل الترانزستور في الجزء الخطي من منحنياته المميزة.

لما كان y_r في الشكل 5 يساوي الصفر فلا يوجد تغذية خلفية بين الخرج وحلقة الدخل في الدارة المكافئة (إن هذا الشرط يشبه $h_{re} = 0$ في الترانزستور الشائقي القطبية)، ومن ثم فإن مقاومة الدخول للترانزستور تساوي $R_{it} = 1/g_g = r_g$ ، ومقاومة خروج الترانزستور $R_{ot} = 1/g_d = r_d$. ولما كان تيار إشارة الدخول للترانزستور الحقلية صغيراً للغاية يكون ربح التيار عالياً جداً ولكنه ضئيل الأهمية. يمكن الحصول على هذا الربح بسهولة من الدارة المكافئة في حال الضرورة.

تسمح المقاومة R_G في الشكل 9a لتيار الإشباع الذي يسري في الوصلة بأن يمر إلى المربط الأرضي وإلى المربط السالب لـ V_{DD} . وبالتالي تظل البوابة عند الكمون الأرضي من أجل dc السالب بالنسبة إلى المنبع. لا يزيد هبوط الكمون في R_G عادة عن $0.1V$ أو نحوه فإذا أريد أن يكون الاستقطاب عند $v_{GS} = 0$ ، يعاد المنبع إلى الأرضي. غير أن إشارة البوابة يجب أن تقتصر، كما سبق وأشرنا، على بضعة أعشار الفولط إذا كان $v_{GS} = 0$. يرغب عادة أن يكون استقطاب البوابة عكسياً بالنسبة إلى المنبع. ضمن هذه الشروط تستخدم المقاومة R_S في الشكل 9 للحصول على قيمة مناسبة لكمونات الاستقطاب في الترانزستور الحقلية. ومن ثم يسري تيار المصب في هذه

المقاومة في الاتجاه الذي يؤمن الاستقطاب العكسي. إذا كانت مقاومة بوابة الدارة R_G منخفضة بكفاية بحيث يحدث تيار إشباع المصب - البوابة I_{DO} في R_G هبوطاً مهماً في الكمون، وتظل البوابة عند الكمون الأرضي المستمر وكمون الاستقطاب يساوي $I_D R_S$. وبالتالي من أجل كمون استقطاب معين للبوابة V_{GS} ، يمكن الحصول على R_S من العلاقة:

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D} \quad (8)$$

يؤدي ربط مكثفة C_S على التوازي مع R_S إلى منع تدني إشارات التيار المتناوب وفقدانها. يجب على هذه المكثفة أن توازي الممانعة التي تظل على مرتبط منبع الترانزستور الحقلي على التوازي مع R_S . يمكن الحصول على هذه الممانعة (للمنبر) بإجراء تغيير صغير على كمون المنبر Δv_{GS} وتسجيل التغير في تيار المنبر Δi_S ، كما هو مبين في الشكل 10. غير أن البوابة تظل عند كمون الأرضي، وبالتالي فإن الكمون بين المنبر والأرضي v_S يساوي الكمون بين المنبر و البوابة v_{SG} . وكذلك $\Delta i_S = \Delta i_D = g_m v_{GS}$ ، شريطة أن يكون g_d صغيراً بالنسبة إلى G_{ac} ، وهي الحالة الشائعة وبالتالي تكون مقاومة المنبر:

$$r_s = \frac{\Delta v_S}{\Delta i_S} = \frac{\Delta v_{GS}}{\Delta i_D} = \frac{1}{g_m} \quad (9)$$

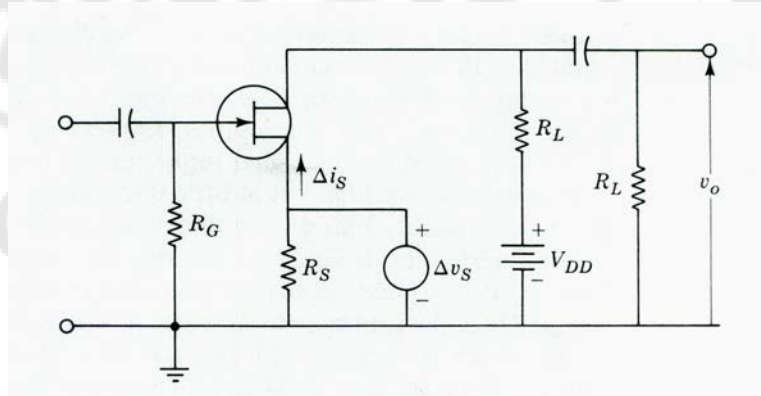
يجب على ردية المكثفة C_S أن تساوي المقاومة التي الموصولة معها على التوازي $bypassed$ عند تردد القطع المنخفض ω_l ، ومن ثم :

$$\frac{1}{\omega_l C_S} = \frac{1}{g_m + G_S} \quad (10)$$

حيث $G_S = 1/R_S$ و

$$C_S = \frac{g_m + G_S}{\omega_l} \quad (11)$$

الشكل 10. طريقة توصيل الجفيت المستخدمة في تعيين مقاومة المنبر



يتغير تيار المصب في ترانزستور حقلي مع مربع الكمون بين البوابة والمنبر ويمكن التعبير عنه في منطقة الاختناق (الإشباع) بالعلاقة التالية:

$$i_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \quad (12)$$

وحيث إن $g_m = di_D / dv_{GS}$ ، فيمكن الحصول على g_m بمفاضلة المعادلة 12 للحصول على:

$$g_m \approx 2I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \left(-\frac{1}{V_p}\right) \quad (13)$$

$$g_m \approx -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad (14)$$

تعطى قيمة g_m التي يتم الحصول عليها عند الاستقطاب الصفري أو $V_{GS} = 0$ عادة على أنها g_{m0} ، ويمكن الحصول عليها بسهولة من المعادلة 14 على النحو:

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \quad (15)$$

نلاحظ أن g_m أو g_{m0} يكون موجباً دائماً، لأن V_p أو I_{DSS} كليهما سالب، وبتعويض المعادلة 15 في 14،

$$g_m \approx g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) \quad (16)$$

وبالتالي يمكن الحصول على g_m تحليلياً من المعطيات التي تطرحها الشركات المصنّعة عادة. إن تغير تيار المصب في الترانزستور الحقلّي مع درجة الحرارة يتحدد بعاملين: الأول تغير عرض المنطقة الناضبة مع الحرارة كما جاء الفصل الأول والذي ينجم عن تغير ارتفاع الحاجز الكموني $(V_{h0} - V)$ مع الحرارة حيث V_{h0} ارتفاع الحاجز الكموني من دون تطبيق أي كمون استقطاب. يقدر المعامل الحراري لهذا الكمون، كما جاء سابقاً، بنحو $-2.0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ، الأمر الذي يؤدي إلى زيادة تيار المصب مع ارتفاع درجة الحرارة، وأما العامل الثاني فهو تغير حركية حاملات الشحنة الأكثرية مع الحرارة. حيث تؤثر هذه الحركية على النقل المتبادل g_m . عندما ترتفع درجة الحرارة تنخفض حركية حاملات الشحنة وبالتالي g_m وتسعى لتعادل التغير في V_{h0} بالحرارة. يؤدي الاختيار المناسب للنقطة السكونية في الواقع إلى بقاء المعامل الحراري لتيار المصب مساوياً الصفر عملياً من نحو 50°C إلى 100°C . يقدر المعامل الحراري الناجم عن تغير الحركية بنحو $0.7\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. ولهذا فإن شرط المعامل الحراري الصفري يكون:

$$0.007(-i_D)/^\circ\text{C} = g_m(-0.002)/^\circ\text{C} \quad (17)$$

$$\frac{i_D}{g_m} = +0.286 \text{ V} \quad (18)$$

وبتعويض قيمة كل من i_D (من المعادلة 12) و g_m (من المعادلة 13) في هذه المعادلة، نحصل على العلاقة التالية:

$$-\frac{V_p}{2}(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}) = +0.286V \quad (19)$$

أو :

$$v_{GS} = V_p + 0.572V \quad (20)$$

تبين المعادلة 20 أنه يمكن تحقيق الانزياح الحراري الصفري في تيار مصب الترانزستور الحقلي بجعل كمون الاستقطاب فيه يزيد نحو 0.572V على كمون الاختناق V_p . لاحظ أن كلاً من V_p و v_{GS} سالب في ترانزستور حقلي قناته من النوع n - يختلف الثابت في المعادلة 20 نوعاً ما من ترانزستور حقلي إلى آخر.

3. الترانزستور الحقلي ذو البوابة المعزولة بالنمط الإقفاري

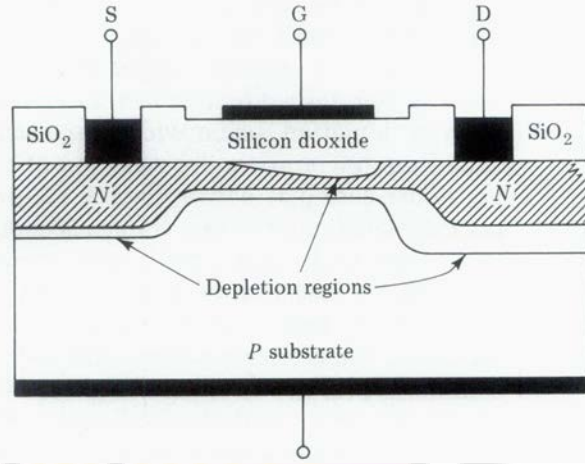
عندما يرغب بمقاومة دخول عالية يستخدم ترانزستور حقلي بوابته معزولة

insulated gate FET (IGFET). تشيع معرفة هذا النوع من الترانزستورات تحت اسم *Metal-Oxide Semiconductor (MOS) Field- Effect Transistor (FET)*. يطلق عليه باختصار *MOSFET*. ثمة نمطان أساسيان للموسفيت: وهما موسفيت النمط الإقفاري *depletion mode* وموسفيت النمط الإغنائي *enhancement mode*.

إن الموسفيت ذا النمط الإقفاري هو الترانزستور الحقلي الذي يؤدي الكمون المطبق عليه v_{DS} إلى سريان تيار ملحوظ عندما $v_{GS} = 0$.

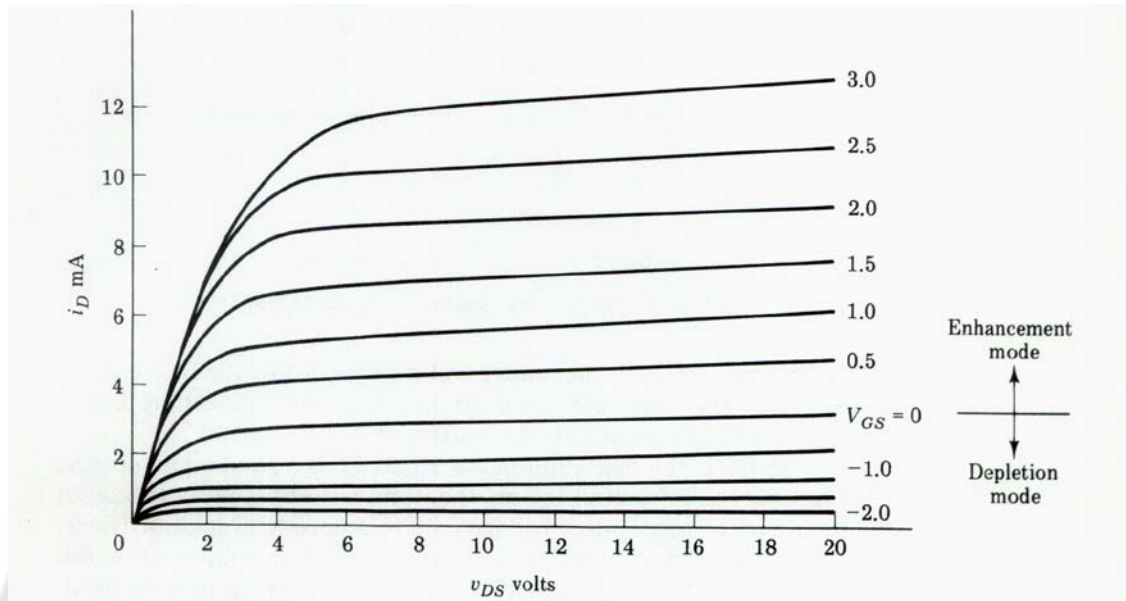
يجدر بالذكر أن الجفيت هو أيضاً أداة تعمل وفقاً للنمط الإقفاري، ولهذا فإننا سندرس في بادئ الأمر الموسفيت ذا النمط الإقفاري نظراً للتشابه مع الجفيت. يوضح الشكل 11 البنية الفيزيائية لموسفيت نموذجي يعمل وفقاً للنمط الإقفاري، تكون القناة بين المنبع والمصب ضيقة وكثافة الشائبة فيها ضئيلة. كما أن طبقة أكسيد السيليسيوم العازلة بين القناة ومسرى البوابة المعدني، وهي من الألمنيوم عادة، رقيقة جداً بحيث يؤدي تطبيق فرق في الكمون بين مسرى البوابة والقناة إلى توليد حقل كهربائي قوي في طبقة الأكسيد. عندما يكون مسرى البوابة سالباً بالنسبة إلى المنبع فإن هذا الحقل الكهربائي يؤدي إلى إبعاد الشحنات السالبة الموجودة في القناة عن طبقة الأكسيد وتشكيل منطقة ناضبة بين الطبقة العازلة والقناة. تزداد ثخانة هذه المنطقة الناضبة وبالتالي تصبح القناة أكثر رقة مع ازدياد البعد عن المنبع نحو المصب لدى تطبيق كمون موجب v_{DS} على المصب نظراً لتزايد الحقل الكهربائي. فإذا كان كمون المصب موجباً إلى حد كافٍ تنخفض ثخانة القناة إلى الصفر عند حافة القناة التي تتجه نحو المصب. وكذلك عندما يصبح v_{GS} سالباً إلى حد كافٍ تنخفض ثخانة القناة إلى الصفر على طول القناة وينخفض i_D إلى الصفر، تدعى قيمة كمون القطع v_{GS} ،

عادة، بكمون الاختناق V_p كما في الجفيت ولكنها تعرف أحياناً بكمون العتبة V_T *threshold voltage* . يجب أن يكون استقطاب الركيزة مساوياً للصفر أو عكسياً بالنسبة للقناة. وهي توصل عادة بالمنبع خارجياً أو داخلياً. يبين الشكل 12 طائفة نموذجية من المنحنيات المميزة للمصب.



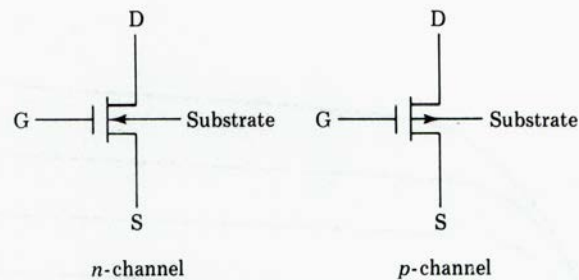
الشكل 11. ملامح بنية الموسفيت ذي القناة n الذي يعمل وفق النمط الإقفاري

من أوجه التشابه الأكثر وضوحاً بين الجفيت والموسفيت ذي النمط الإقفاري أن v_{GS} يمكن أن يكون موجباً كما يمكن أن يكون سالباً. يساوي تيار البوابة الصفر عملياً من أجل كافة قيم v_{GS} بسبب طبقة SiO_2 العازلة بين البوابة والقناة. يتلف الترانزستور طبعاً عندما يصبح v_{GS} عالياً جداً حيث تتحطم هذه الطبقة العازلة. وعندما يصبح v_{GS} موجباً تنجذب إلى القناة كمية أكبر من الإلكترونات وبالتالي تزداد ناقلية هذه الأخيرة. ولهذا يقال بأن الموسفيت يعمل في نظام الإغناء عندما يكون v_{GS} موجباً على الرغم من أن نمط الموسفيت إقفاري. يمكن كذلك أن يحدث إشباع i_D عند كمون أعلى من $(v_{DS} - V_p)$ بسبب تزايد طول القناة وبالتالي تزايد هبوط الكمون iR بين مسرى البوابة ومنطقة المصب، كما هو مبين في الشكل 11. يسمح بهذه الزيادة في طول القناة وذلك لتخفيض السعة C_{gd} بين البوابة والمصب وبالتالي تحسين مميزاته عند الترددات العالية. تحوي طبقة SiO_2 العازلة عادة بعض الأيونات الموجبة الثابتة والتي تجذب الإلكترونات في القناة n ، وبالتالي زيادة النقل. يمكن لهذه الأيونات في الحقيقة أن تشكل قناة n - في الركيزة p - وبالتالي تنفي الحاجة لقناة مشوبة من النوع n - في عملية إعداد الموسفيت وبالتالي تخفيض كلفته. يمتاز موسفيت النمط الإقفاري ذو القناة n - بسهولة تحضيره بالنسبة إلى الموسفيت ذي القناة p ، كما أن استجابته للترددات العالية أفضل نظراً لارتفاع حركية الإلكترونات. حيث تعبر حاملات الشحنة القناة في أثناء جزء صغير من إشارة البوابة v_{GS} ، وإلا ينخفض الربح. لهذه الأسباب يشيع التعامل مع موسفيت النمط الإقفاري ذي القناة n - عادة على الرغم من توافر أنواع الموسفيت ذي القناة p -.



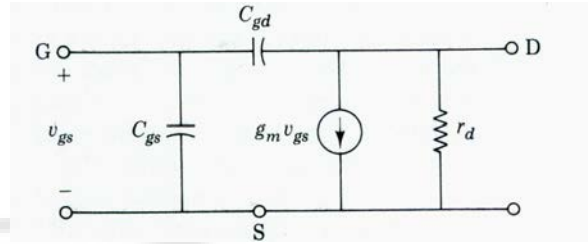
الشكل 12. المنحنيات المميزة للمصّب في موسفيت قناته من النوع- n ويعمل وفق النظام الإقفاري يظهر في الشكل 13 رمز الموسفيت ذي القناة n - والموسفيت ذي القناة p - تظهر الركيزة فيه على أنها بنية منفصلة، ولكنها غالباً ما توصل داخلياً إلى المنبع. يخضع الموسفيت الإقفاري، كالجفيت، للقانون التربيعي. أي أن تيار المصّب يتناسب في منطقة الإشباع، طردياً مع مربع الكمون بين البوابة والمنبع بالنسبة إلى الاختناق. ولهذا يمكن تطبيق كل العلاقات المشتقة في حالة الجفيت على الموسفيت الإقفاري، كما يمكن استخدام الدارات المكافئة نفسها. تعتبر دارة الدخول للموسفيت عملياً مفتوحة، كما يدل على ذلك الشكل 14. جرى تضمين كل من وسعية البوابة - المنبع C_{gs} ووسعية البوابة - المصّب C_{gd} في هذه الدارة المكافئة وبالتالي فهي تتلاءم مع كامل مجال الترددات. سوف يتم كذلك تضمين هاتين الوسعيتين في الدارة المكافئة للجفيت عندما يكون أدائه مهماً في الترددات العالية.

الشكل 13. رمز الموسفيت ذي النمط الإقفاري

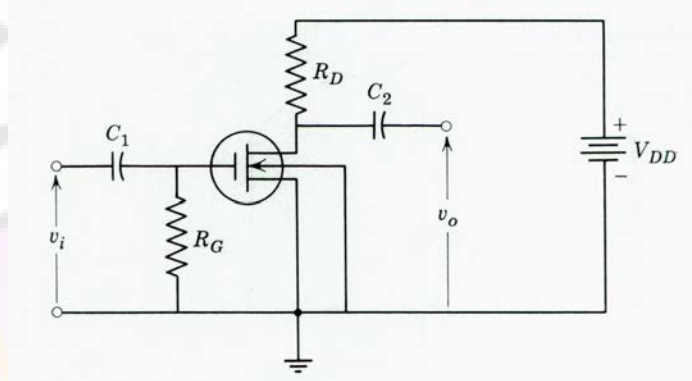


يضم الشكل 15 مضمخاً نموذجياً بالموسفيت ذي القناة n - عندما تستخدم المكثفة C_1 ، تلزم المقاومة R_G للإبقاء على البوابة عند الكمون الأرضي. وإلا فلا يمكن التنبؤ عن كمون البوابة. يمكن لهذه المقاومة أن تزيد كثيراً عن الميغا أوم. إذا كان $V_{GS} = 0$ شرط استقطاب مناسب فليس ثمة حاجة لمركبات استقطاب إضافية.

الشكل 14. الدارة المكافئة- لموسفيت النمط الإقفاري في حالة الترددات العالية



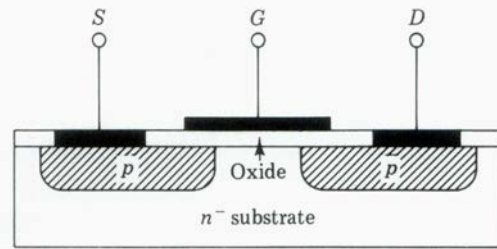
الشكل 15. مضخم بموسفيت بالنمط الإقفاري قناته n-



4. موسفيت النمط الإغنائي

تظهر في الشكل 16 البنية النموذجية لموسفيت النمط الإغنائي. لاحظ أن قناة هذا الموسفيت، بالتشابه مع موسفيت النمط الإقفاري، هي من النوع p^- على الرغم من عدم ظهور أي قناة في الشكل المذكور، لاحظ أيضاً اتساع عرض مسرى البوابة المعدني إلى حد كافٍ لتغطي معه حافتا منطقتي المنبع والمصب. يجدر بالذكر أن أبعاد مكونات الموسفيت صغيرة، من مرتبة الميكرومتر أو أجزاء الميكرومتر.

الشكل 16. البنية النموذجية لموسفيت من النمط الإغنائي ذي القناة p^-

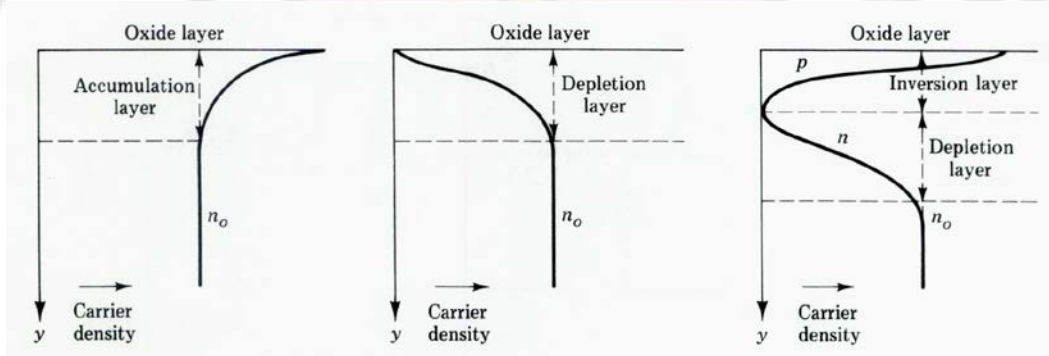


إن الأيونات الموجبة المحتبسة في طبقة الأكسيد العازلة، تقوم كما في حالة الموسفيت الإقفاري بجذب الإلكترونات من الركيزة n^- الضعيفة الإشابة (يعني الرمز n^- أو p^- أن الإشابة منخفضة، في حين يعني الرمز n^+ أو p^+ أن الإشابة عالية). وبالتالي تكون كثافة الإلكترونات الحرة بالقرب من طبقة الأكسيد أكبر من كثافة الإشابة أو الكثافة المتوسطة في الركيزة، كما هو موضح في الشكل 17a.

عندما تصبح قيمة v_{GS} أكبر من V_T (أكثر سلبية) تتشكل طبقة من حاملات الشحنة الموجبة بالقرب من طبقة الأكسيد، وبالتالي تتشكل قناة p^- يسري التيار فيها نحو المصب عندما يطبق

كمون سلمي على المصب بالنسبة إلى المبع v_{DS} . تدعى هذه الطبقة التي أصبحت غنية بالثقوب، كما هو مبين في الشكل 17c "الطبقة الانقلابية" *inversion layer*. يتداخل مسرى البوابة مع منطقتي المبع والمصب للتأكد من امتداد القناة المتحرضة في المنطقتين في آن معاً.

يصل تيار المصب في موسفيت النمط الإغنائي كما في الجفيت وموسفيت النمط الإقفاري إلى حالة الإشباع، عندما يتجاوز v_{DS} القيمة $|v_{GS} - V_T|$. يحدث هذا الأمر لأن ثخانة القناة تساوي الصفر عند المصب، وإن زيادة v_{DS} (أكثر سلبية) من شأها فقط أن تزيد ثخانة المنطقة الناضبة في منطقة المصب، كما هو مبين في الشكل 18، إن هذه الزيادة في ثخانة المنطقة الناضبة تقصّر القناة قليلاً، وتخفض مقاومتها ويصبح ميل المنحنيات المميزة في منطقة الإشباع صغيراً.



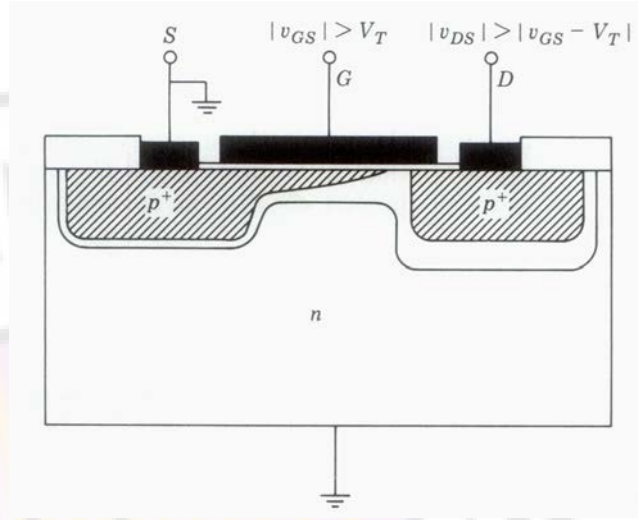
الشكل 17. تأثير v_{GS} على كثافة حاملات الشحنة قرب العازل الأكسيدي في موسفيت النمط الإغنائي

$$|v_{GS}| > |V_T| \text{ (c)}, \quad (b) \quad v_{GS} = V_T, \quad (a) \quad v_{GS} = 0$$

يضم الشكل 19a طائفة من المنحنيات المميزة لمصب موسفيت النمط الإغنائي. يمكن ملاحظة أن كمون العتبة V_T يساوي 4V، وقد رسم خط منقط يصل بين النقاط التي تحقق العلاقة $|v_{DS}| > |v_{GS} - V_T|$ ، راسماً حدود منطقة الإشباع. يمثل الشكل 19b أيضاً منحنى الانتقال لهذا الموسفيت حيث $v_{DS} = -10V$.

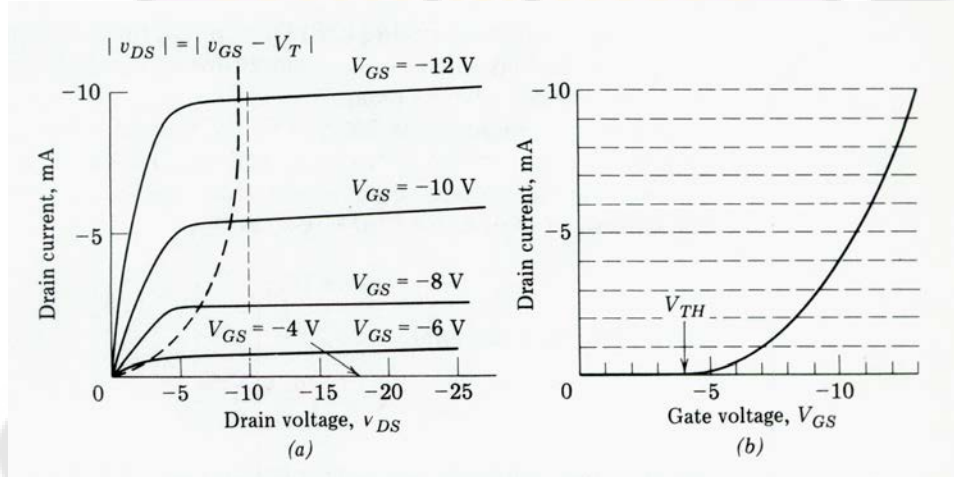
على الرغم من تركيز الدراسة السابقة على الموسفيت ذي القناة p ، فإنه يمكن تحقيق موسفيت الإغنائي ذي القناة n . من التقنيات المستخدمة لهذه الغاية تقنية غرز أيونات سالبة في طبقة الأكسيد لتعويض مفعول الأيونات الموجبة المحتبسة فيها بشكل طبيعي. ومن التقنيات الأخرى استخدام مواد خاصة لمسرى البوابة، غير الألمنيوم المعتاد والتي تؤمن كمون العتبة المطلوب. تؤدي العمليات الخاصة على موسفيت النمط الإغنائي ذي القناة n إلى زيادة كلفته بالنسبة للموسفيت ذي القناة p ، ولو أن توافر الموسفيت ذي القناة n مهم جداً لاستخدامه في الدارات التكاملية CMOS التي تجري دراستها لاحقاً. يضم الشكل 20 رمزي موسفيت النمط الإغنائي ذي القناة p وموسفيت النمط الإغنائي ذي القناة n . لاحظ اختلاف هذين الرمزين من حيث تقطع الخط،

الذي يمثل القناة في النمط الإغنائي، عما يقابلها في النمط الإقفاري، الأمر الذي يدل على أن وجود القناة في موسفيت هذا النمط غير دائم.



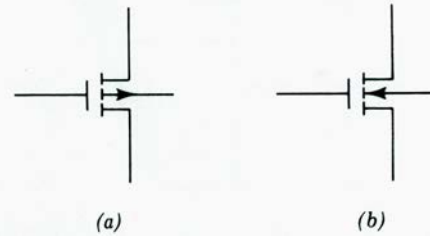
الشكل 18. موسفيت النمط الإغنائي حيث

$$|v_{DS}| > |v_{GS} - V_T| \text{ و } |v_{GS}| > |V_T|$$



الشكل 19. المنحنيات المميزة لموسفيت نمط الإغناء النموذجي ذي القناة p -
(a) المنحنيات المميزة للمصب، (b) المنحني المميز للانتقال

الشكل 20. رمزا موسفيت النمط الإغنائي (a)
ذي القناة p ، (b) ذي القناة n .

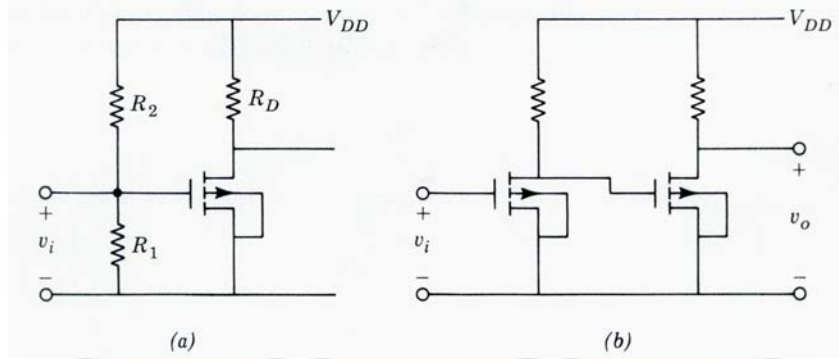


ييدي موسفيت النمط الإغنائي، كغيره من الأنواع الأخرى، علاقة القانون - التربيعي بين i_D و v_{GS} . غير أنه يعبر عن هذه العلاقة في منطقة الإشباع، عندما $|v_{GS}| \geq |V_T|$ بسبب غياب I_{DSS} في هذا النمط، على النحو:

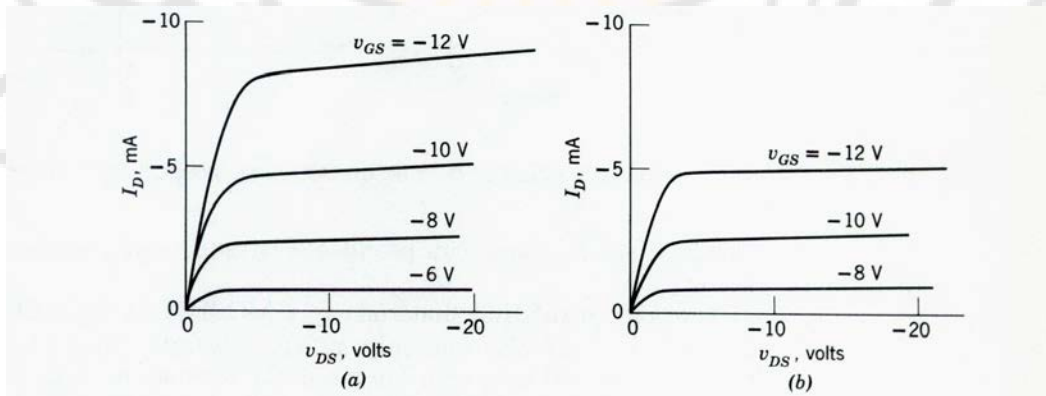
$$i_D = k(v_{GS} - V_T)^2 \quad (21)$$

$$k = - \left(\frac{\mu_h \epsilon_{ox}}{2t_{ox}} \right) \left(\frac{w}{l} \right) \quad \text{حيث} \quad (22)$$

في حالة القناة p -، و μ_h حركية الثقوب، و ϵ_{ox} سماحية أكسيد السيليسيوم للحقل الكهربائي، و t_{ox} ثخانة طبقة أكسيد السيليسيوم و w/l نسبة عرض القناة إلى طولها. وتقدر سماحية أكسيد السيليسيوم بنحو $4\epsilon_o$ حيث $\epsilon_o = 8.854 \times 10^{-12} F/m$ وتقع t_{ox} عادة بين $0.02 \mu m$ و $0.08 \mu m$. لما كان لاستقطاب بوابة موسفيت النمط الإغنائي القطبية نفسها لاستقطاب المصب، فيمكن الحصول على استقطاب البوابة بمجزئ للكمون كما هو مبين في الشكل 21a أو بالربط المباشر كما هو مبين في الشكل 21b. يمكن للربط المباشر أن يشكل ميزة لموسفيت النمط الإغنائي. من عيوب هذا الموسفيت وجود وسعتين كبيرتين بين البوابة والمنبع من جهة وبين البوابة والمصب من جهة أخرى. تنجم هاتان الوسعتان عن تداخل مسرى البوابة مع هذين العنصرين بالتشابه مع الجفيت وموسفيت النمط الإقفاري.

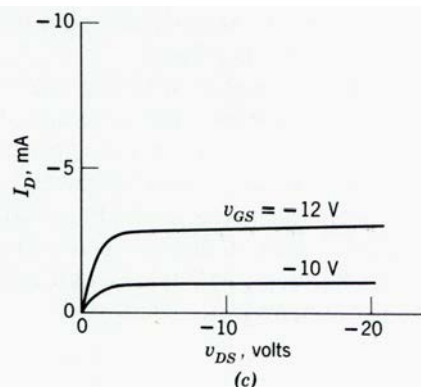


الشكل 21. دارتا استقطاب بسيطتان لموسفيت النمط الإغنائي
(a) الاستقطاب بمجزئ الكمون (b) الاستقطاب بالربط المباشر



الشكل 22. توضيح تأثير كمون الركيزة V_{BS} على المنحنيات المميزة للمصب في موسفيت النمط الإغنائي (a) $V_{BS} = 0V$ ، (b) $V_{BS} = +4V$ ، (c)

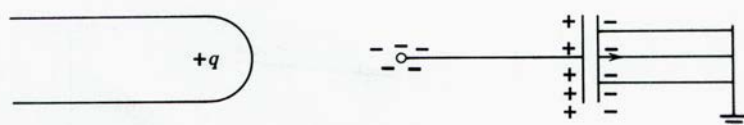
$$V_{BS} = +10V$$



يمكن التحكم بالمنحنيات المميزة للموسفيت من خلال تعديل كمون الاستقطاب V_{BS} بين الركيزة أو المادة الجرمية *bulk material* والمنبع كما هو مبين في الشكل 22، غير أنه يجب الركيزة أن تكون غير مستقطبة استقطاباً مباشراً بالنسبة إلى المنبع أو القناة أو المصب.

يجب أن نولي الموسفيت عناية كبيرة في أثناء توصيله أو تداوله وذلك نظراً لشدة ارتفاع مقاومة دخله. يمكن إدراك هذا الأمر بشكل أوضح من خلال دراسة الحالة الموضحة في الشكل 23. توضع في هذا الشكل، الشحنة $(+q)$ قرب مرتبط بوابة الموسفيت، تقوم هذه الشحنة الموجبة بجذب الإلكترونات إلى نهاية مرتبط البوابة، يؤدي فقدان هذه الإلكترونات إلى توليد شحنة موجبة على البوابة، فينشأ كمون عبر العازل بين البوابة والركيزة. يشكل مجموع البوابة والعازل والركيزة في الواقع مكثفة، ويعبر عن الكمون عبر العازل في المكثفة بالعلاقة:

$$V = \frac{Q}{C} \quad (23)$$



الشكل 23. تأثير شحنة سكونية على الموسفيت عندما تكون قريبة من بوابته

تقدر القيمة النموذجية لوسعية دخل بوابة الموسفيت كما ذكرنا سابقاً، من مرتبة البيكوفاراد. وبالتالي يعبر عن كمون العازل على النحو:

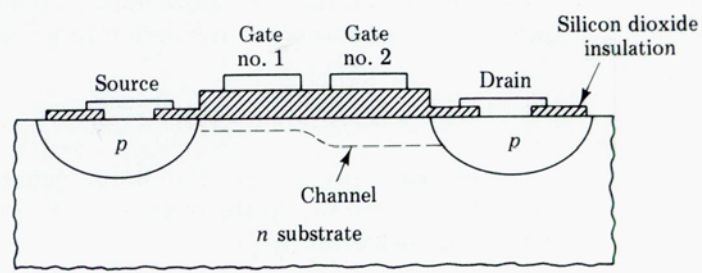
$$V = 10^{12} Q \quad (24)$$

وبالتالي يمكن لشحنة صغيرة قريبة من بوابة الموسفيت أن تحدث كموناً كبيراً عبر طبقة العازلة. تقدر القيمة النموذجية لسماكة هذه الطبقة بنحو 10^{-5} إلى $2 \times 10^{-5} \text{ cm}$. وبالتالي يؤدي نشوء كمونات من مرتبة 50 V في هذه الطبقة إلى تلفها، الأمر الذي ينجم عنه تلاشي خاصية العزل وتلف الموسفيت. يمكن للشحنة في الشكل 23 أن تكون سكونية على إصبع فرد أو على أداة معينة وبالتالي يمكن إتلاف الموسفيت حتى من دون ملامسته. ولمنع ذلك تقصر مرابط الموسفيت بملاقط خاصة أو توضع في صناديق

حافضة في أثناء شحنها (نقلها). يقوم بعض المصنعين بإدخال مرابطات الموسفيت في قطع بلاستيكية صغيرة ناقلية. يوصي المصنعون لمن يتداول هذه المكونات بأن يرتدي رابطة معصم مؤرّضة.

5. الموسفيت الثنائي البوابة

يتميز الموسفيت الثنائي البوابة بأن له، كما يبين الشكل 24، بوابتا تحكم. (يمكن التحكم بالخرج، في هذه البنية عن طريق إشارتين مختلفتين مع بقاء الركيزة مؤرّضة. يتفوق الموسفيت الثنائي البوابة على نظيره الأحادي البوابة، في بعض التطبيقات، حتى لو لم تستخدم فيه إلا بوابة واحدة.



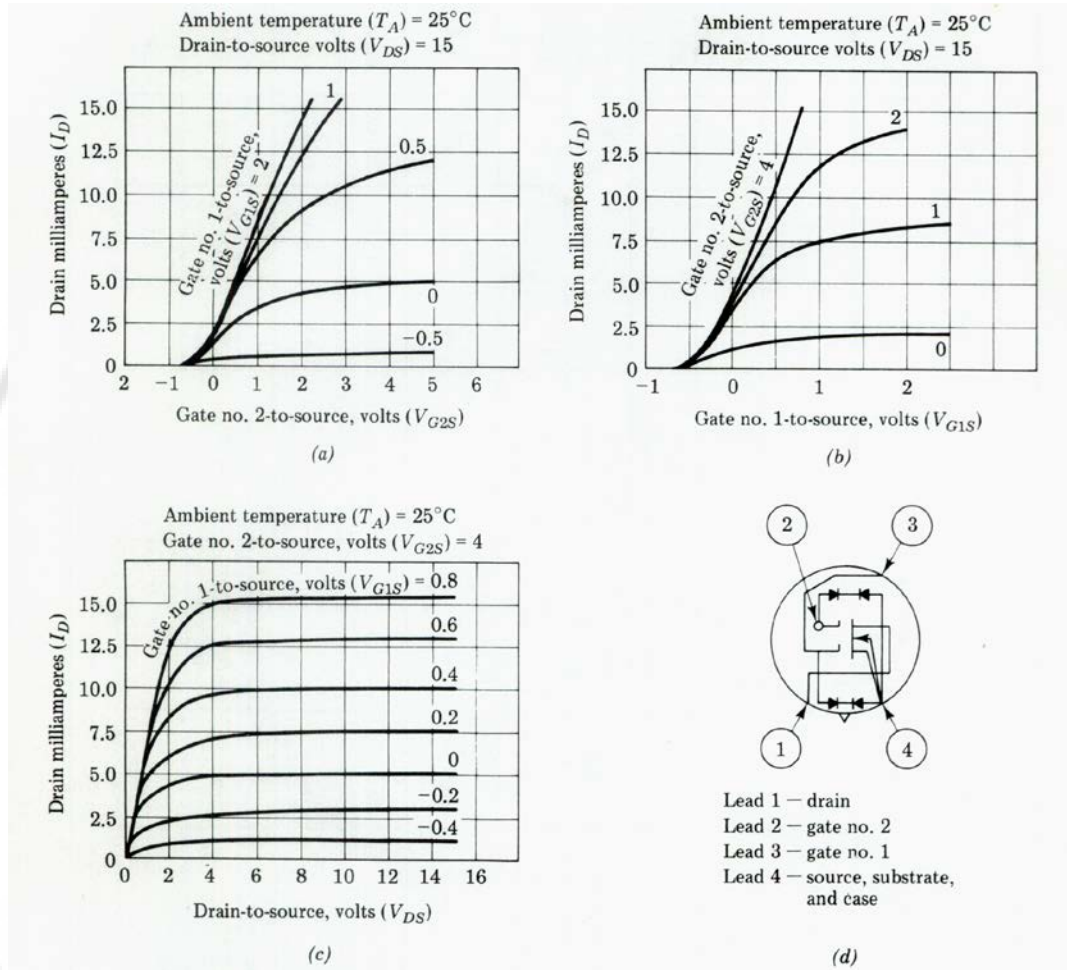
الشكل 24. بنية الموسفيت الثنائي البوابة

تتحكم البوابة الأولى، كما يبين الشكل 24، بالقناة قريباً من المنبع، في حين تتحكم البوابة الثانية بالقناة قريباً من المصب. يمثل الشكل 25 المنحنيات المميزة للموسفيت 3N200 (موسفيت ثنائي البوابة، وفق نمط الإفقار، قناته من النوع n-). لاحظ أنه يصل بين كل من البوابتين والمنبع والركيزة من المدخل زوجان من الثنائيات على التعاكس ظهراً لظهر *back-to-back*. تنهار هذه الثنائيات في النمط التسلسلي عندما يتجاوز الكمون العكسي عبر أي منها 10V تقريباً. وبالتالي تكون المقاومة الداخلية لكل بوابة كبيرة جداً حتى تتجاوز إشارة الدخل +10V أو تهبط إلى أقل من -10V. تنهار الثنائيات في هذه الحالة لتحمي عازلي منطقة البوابة. وقد أدت هذه الحماية إلى تخفيض مقاومة الدخول لكل بوابة بحيث يمر فيها تيار يصل إلى 5 μA (عند الدرجة 100°C) لدى تطبيق 6V على البوابة (انظر الخصائص الكهربائية في الشكل 25). وبالتالي يمكن أن تنخفض مقاومة الدخول لكل بوابة إلى $6V / 5 \times 10^{-6} A = 1.2M\Omega$.

مثال 1. ترانزستور 3N200 موصول على النحو المبين في الشكل 26. عين المنحنيات المميزة لهذا المضخم عند $V_{G1} = V_{G2} = 1V$. اجعل $V_{DD} = 12V$.

نلاحظ من الشكلين 25a و 26b أن $I_D = 7.5mA$ عندما $V_{G1} = V_{G2} = 1V$. لاحظ أيضاً من الشكل 25c أن I_D مستقل كلياً عن V_{DS} في المجال من $V_{DS} = 4V$ إلى $V_{DS} = 15V$. فإذا فرضنا أن $I_D = 7.5mA$ عندما $V_{G1} = V_{G2} = 1V$ و $V_{DS} = 6V$ ، فإنه يمكن للنقطة السكونية q أن تقع عند $I_D = 7.5mA$ و $V_{DS} = 6V$ وبالتالي فإن $R_D = \Delta V_{DS} / \Delta I_C = 6V / 7.5mA = 800\Omega$ ، فتكون

ممانعة الدخول الصغرى لكل بوابة عند الدرجة 25°C مساوية: $6V / 50\text{ nA} = 120\text{ M}\Omega$. اجعل $R_1 = 1\text{ M}\Omega$ و $R_2 = 11\text{ M}\Omega$ للحصول على نقطة الاستقطاب المناسبة.



الشكل 25. المنحنيات المميزة للترانزستور 3N200 ، (a) i_D بدلالة v_{G2S} ، (b) i_D بدلالة v_{G1S} ، (c) i_D بدلالة v_{DS} مخطط التوصيل (d) .

تبين منحنيات الشكل 25 تأثير كمونات المساري على تيار المصب. تعطي الشركات المصنعة أيضاً مجموعة من المنحنيات التي تبين تأثير كمونات المساري على g_m ، كما في الشكل 27. يمكن رسم g_m بدلالة V_G عندما $V_G = V_{G1} = V_{G2}$ كما هو مبين في الشكل 27b. توصل نقاط التساوي $V_{G1} = V_{G2}$ ، في هذه البنية لإحداث منحنى جديد لـ g_m بدلالة V_G . لاحظ أن g_m تساوي $1.5 \times 10^3 \mu\text{S}$ عند $V_G = 1\text{V}$.

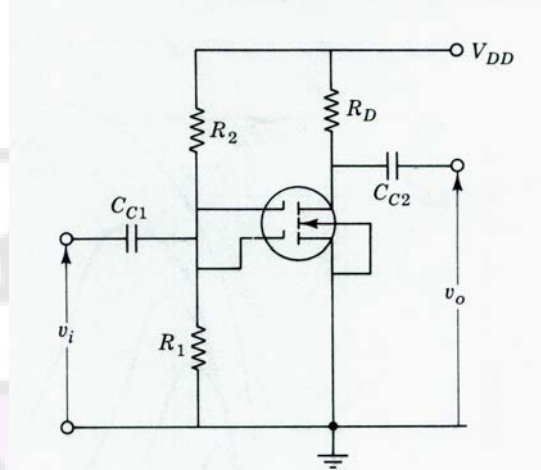
إن قيمة r_d أكبر بكثير (انظر الشكل 25c) من 800Ω . وفي هذه الحالة يكون:

$$K_v = -g_m R_D = -1.5 \times 10^{-3} \times 800 = -1.2$$

وتكون ممانعة خرج المضخم نحو 800Ω و ممانعة دخله نحو:

$$R_i = R_1 // R_2 // R_{inG1} // R_{inG2} = 900\text{ k}\Omega$$

الشكل 26. موسفيت ثنائي البوابة، بواباته موصولتان على التوازي



يمكن للوسعية بين خرج المضخم ودخله حيث يقترن جزء من إشارة الخروج بدخل الدارة أن تسبب مشاكل في الاستقرار عند التواترات العالية. يمكن استخدام الموسفيت الثنائي البوابة لتقليل مشاكل الاستقرار إلى أدنى حد ممكن. عندما يوصل الترانزستور على النحو المبين في الشكل 28، تطبق الإشارة على البوابة N0.1، في حين يظل كمون البوابة N0.2 ثابتاً عند قيمة معينة. يمكن للوسعية هنا بين مربطي الدخل (البوابة N0.1) والخرج (المصب) أن تكون أخفض بكثير منها في حالة موسفيت البوابة الوحيدة. تقدر القيمة النموذجية للوسعية بين البوابة N0.1 والمصب في الموسفيت 3N200 بنحو 0.02 pF فقط. يمكن تمثيل الموسفيت الثنائي البوابة في حال بقاء كمون البوابة N0.1 ثابتاً في الدارة المكافئة لموسفيت أحادي البوابة (الشكل 28).

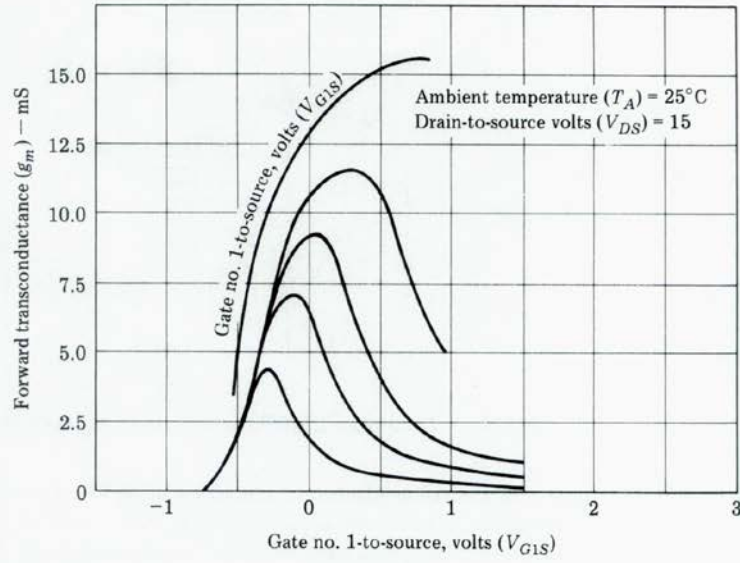
مثال 2. صمم دائرة تضخيم بهذا الترانزستور باستخدام الترانزستور 3N200، على النحو المبين في الشكل 28 بحيث يكون $V_{DD} = 12\text{V}$. ثم أوجد المنحنيات المميزة لهذا المضخم. إذا كان $V_{G2S} = 4\text{V}$ تكون المنحنيات المميزة في الشكل 25C سارية المفعول. تقدر ممانعة الدخل لكل بوابة في الدرجة 25°C ، كما رأينا في المثال 1، بنحو $120\text{M}\Omega$ ، لذلك نجعل $R_1 = 1\text{M}\Omega$ و $R_2 = 2\text{M}\Omega$ ، فيكون $V_{G2S} = 4\text{V}$. إذا جعلنا أيضاً $R_G = 1\text{M}\Omega$ فما دون يكون $V_{G1S} = 0\text{V}$. يمتد انشاء المنحنيات في الشكل 25C إلى نحو $V_{DS} = 4\text{V}$. ولذلك يمكن أن يمتد تأرجح إشارتنا من $v_{DS} = 4\text{V}$ إلى $v_{DS} = 12\text{V}$. يتم اختيار النقطة السكونية بحيث تقع في منتصف هذا المجال، وبالتالي فهي تقع عند $V_{DS} = 8\text{V}$ و $I_D = 5.2\text{mA}$. فيكون

$$R_D = \Delta V_{DS} / I_D = 4\text{V} / 5.2\text{mA} \approx 770\Omega$$

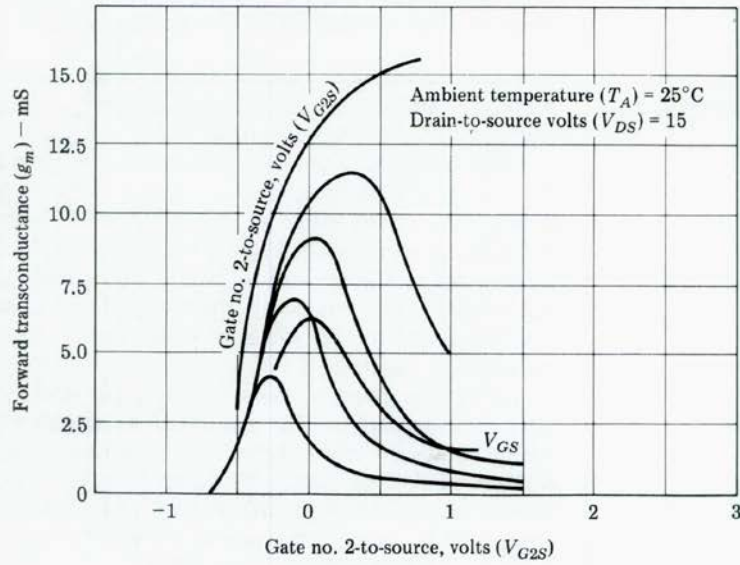
يوضح المثال التالي تصميم مضخم الترددات العالية بموسفيت:

نجد من الشكل 25a أن $g_m = 12.5\text{mS}$ ، وكذلك $r_d \gg R_D$ وبالتالي

$$K_v \approx g_m R_D = -12.5 \times 10^{-3} \times 770\Omega = -9.6$$



(a)



(b)

الشكل 27. تغير g_m بدلالة كموني بوابتي الترانزستور 3N200

(a) المنحنيات الأصلية، (b) المنحنيات المعدلة عندما $V_{GS} = V_{G1S} = V_{G2S}$

وممانعة خرج المضخم $R_o \approx 770\Omega$ وأما ممانعة دخل المضخم فتساوي

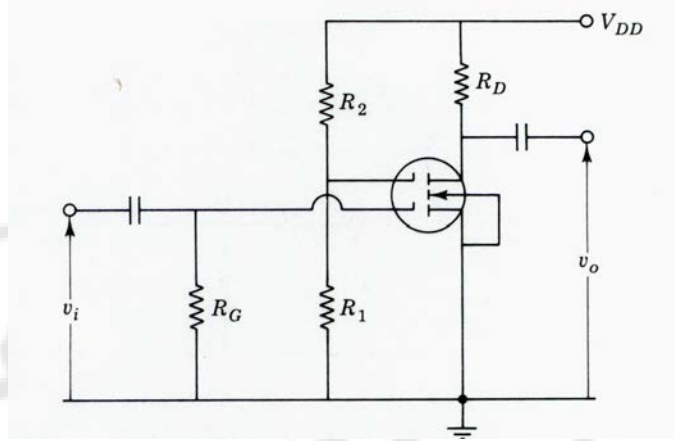
$R_i = R_G // R_{it} = 0.99M\Omega$. يمكن في حالة التوترات العالية استبدال دائرة توليف بالمقاومة R_D .

يستخدم الموسفيت الشنائي البوابة على نطاق واسع في دوائر التحكم الآلي بالريح وفي دوائر

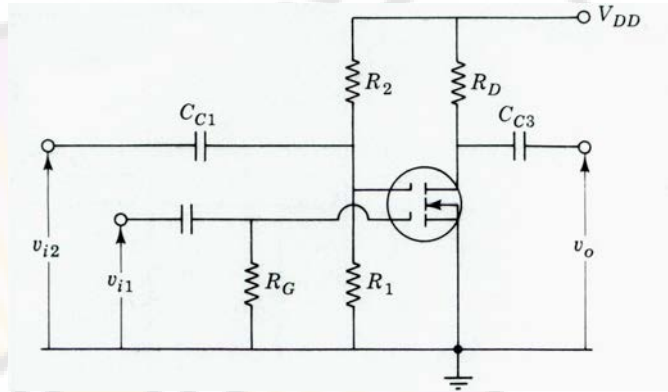
مازجات الإشارات. يبين الشكل 29 الدارة الأساسية لهذه التطبيقات. إذا كان v_{i2} توتراً مستمراً أو

متغيراً ببطء، تزال عناصر الدارة الثلاثة C_{C1} و R_1 و R_2 ويطبق v_{i2} على البوابة N0.2 مباشرة.

الشكل 28. مضخم الترددات العالية
بموسفيت ثنائي البوابة



الشكل 29. دائرة مزج الإشارات
بموسفيت ثنائي البوابة



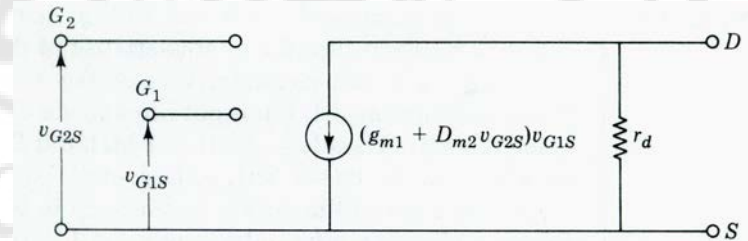
يتحكم كل من v_{G1S} و v_{G2S} في تيار المصّب (الشكل 29). يتحكم التوتر v_{G2S} كما يبين الشكل 27 في الواقع بوسيط الترانزستور g_m . يمكن باستخدام هذا المفهوم رسم الدارة المكافئة لموسفيت ثنائي البوابة على النحو المبين في الشكل 30. تعطى القيمة الفعالة لوسيط الترانزستور بالعلاقة :

$$g_m = g_{m1} + D_{m2}v_{G2S} \quad (25)$$

يوضح المثال التالي كيفية إيجاد قيم وسطاء الترانزستور من دارته المكافئة.

مثال 3. يوصل الترانزستور 3N200 على النحو المبين في الشكل 29. والمطلوب تصميم دارة الترانزستور إذا كان $V_{DD} = 12V$. ثم أوجد وسطاءه من دارته المكافئة في الشكل 30.

الشكل 30. الدارة المكافئة
لموسفيت ثنائي البوابة



إذا كان $V_{G2S} = 4V$ ، تطبق في هذه الحالة المنحنيات المميزة 25c. ولذلك نجعل $R_1 = 1M\Omega$ و $R_D = 770M\Omega$ و $R_G = 1M\Omega$ ، كما في المثال 2.

أما قيمة r_d المحسوبة من مقلوب الميل $v_{G1S} = 0V$ في الشكل 25c، وبالتالي:

$$r_d = \Delta v_{DS} / \Delta i_D = (14 - 4)V / (5.1 - 5.0)mA = 100k\Omega$$

يمكن إيجاد قيم g_{m1} و D_{m2} من الشكل 27a. يرسم g_m بدلالة v_{G2S} مع ثبات v_{G1S} عند الصفر (قيمة النقطة السكونية لـ v_{G1S}). إذا كان $v_{G1S} = 1V$ و $v_{G2S} = 0V$ يكون $g_m = 6.5 \times 10^{-3} S$. من ثم عندما يكون $v_{G1S} = 0V$ و $v_{G2S} = 1V$ يكون $g_m = 9 \times 10^{-3} S$. تكرر هذه العملية إلى أن يتعين عدد كافٍ من النقاط لرسم منحنى الشكل 31. يقرب المنحنى الفعلي إلى منحنى الخط المستقيم المتقطع في الشكل 31. وأما قيمة g_{m1} فتساوي قيمة g_m عندما $v_{G2S} = 0$. في هذا المثال يكون $g_{m1} = 7 \times 10^{-3} S$. وأما قيمة D_{m2} ، فهي المعدل الذي يتغير عنده g_m بدلالة v_{G2S} في هذا المثال يكون

$$D_{m2} = \Delta g_m / \Delta v_{G2S} = (13 - 7) \times 10^{-3} / 4 = 1.5 \times 10^{-3} S/V$$

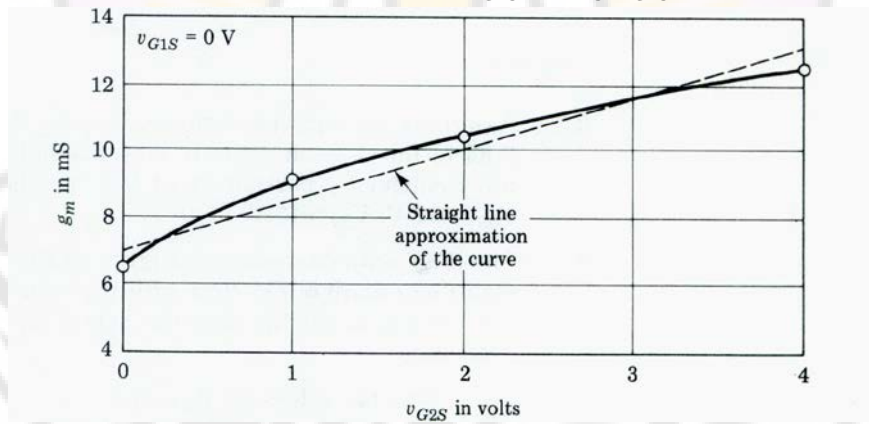
إن ربح توتر المضخم يساوي $-g_m R_D \approx K_v$. ومن ثم

$$v_o = K_v v_i = -g_m R_D v_{G1S} = -[7 \times 10^{-3} + (1.5 \times 10^{-3}) v_{G2S}] 770 \times v_{G1S}$$

$$v_o = -5.39 v_{G1S} - 1.16 v_{G2S} v_{G1S} \text{ وأخيراً}$$

إذا كان التقريب الخطي لـ g_m غير دقيق إلى حد كافٍ، فيمكن بلوغ تقريب أكثر دقة باستخدام الصيغة التالية:

$$g_m = g_{m1} + D_{m2} v_{G2S} + D_{m3} (v_{G2S})^2 \quad (26)$$



الشكل 31. تغير g_m بدلالة V_{G2S} في الموسفيت 3N200

يمكن، من خلال هذه الصيغة، تعيين ثلاث نقاط على المنحنى التقريبي لينطبق على المنحنى الفعلي. يمكن إيجاد قيم كل من g_{m1} و D_{m2} و D_{m3} بكتابة ثلاث معادلات لنقاط المنحنى الثلاث. وبالتالي، إذا كان $g_m = 6.5 mS$ عندما $v_{G2S} = 0V$ ، و $g_m = 9 mS$ عندما $v_{G2S} = 1V$ و $g_m = 12.6 \times 10^{-3} S$ عندما $v_{G2S} = 4V$ نحصل على المعادلات الثلاث التالية:

$$6.5 \times 10^{-3} = g_{m1} + 0 + 0 \quad (27)$$

$$9 \times 10^{-3} = g_{m1} + 1 \times D_{m2} + 1^2 \times D_{m3} \quad (28)$$

$$12.6 \times 10^{-3} = g_{m1} + 4 \times D_{m2} + 4^2 \times D_{m3} \quad (29)$$

يمكن حل هذه المعادلات آنياً والحصول على الجاهيل الثلاثة.

الفصل السادس

المضخمات بالربط المباشر

كثيراً ما تبرز الحاجة لمضخم تخرج منه الإشارات الضعيفة التردد بأمانة. وقد دلت الدراسات التجريبية على أنه يمكن استبدال الربط المباشر *Direct-Coupling DC* في هذا المضخم بالربط السعوي أو الربط بالمحَوِّل عند ترددات القطع الشديدة الانخفاض. يكمن عيب مضخم الربط المباشر الوحيد في تضخيم التيارات الحرارية المتولدة بالإضافة إلى تيارات الإشارة. الأمر الذي ينجم عنه تفاقم مشاكل الاستقرار الحرارية حيث يمكن للتيارات الحرارية أن تُفَنِّع تيارات الإشارة ولهذا يجب أن نولي أهمية خاصة للاستقرار الحرارية في هذا المضخم. ندرس في هذا الفصل خمسة أنواع من المضخمات بالربط المباشر بين مراحل التضخيم. وهي على الترتيب المضخمات بتوصيل دارلنغتون *Darlington* والمضخمات التي تتضمن توصيل الترانزستورين التكاملين *p-n-p_n-p-n* والمضخمات التفاضلية ومضخمات التوصيل الكاسكودي *Cascode* • والمضخم بترانزستورين ثنائي القطبية متناظرين متتامين *Complementary-Symmetry*.

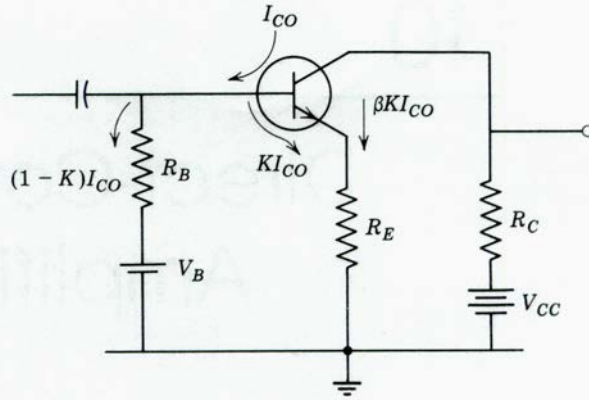
يمكن لدى دراسة دارات الترانزستورات المستقرة الاستقطاب البرهان رياضياً على أنه يمكن لتيار الجمع I_C في الترانزستور أن يصبح أكثر استقراراً لدى تناقص نسبة مقاومة دارة القاعدة R_B إلى مقاومة دارة الباعث R_E . يوضح الشكل 1 سبب هذا التحسن في استقرار نقطة العمل السكونية q . حيث يظهر توزع التيار المتولد بالحرارة I_{CO} بين دارة القاعدة ودارة الباعث، فلا يتضخم إلا ذلك الجزء $K I_{CO}$ الذي يسري في وصلة الباعث بمقدار β ، وبالتالي يساوي تيار الجمع الذي ينجم عن التيار الحراري $I_{CO} + K\beta I_{CO} = (1 + K\beta) I_{CO}$ حيث يمكن أن يأخذ K قيمة تقع بين 1 و 0. نظراً لأن انزياح النقطة السكونية ينجم بالدرجة الأولى عن تزايد I_{CO} مع الحرارة فإنه يتم الحصول على أفضل استقرارية عندما $K = 0$.

يعرف عامل استقرارية التيار S_I بأنه نسبة تغير تيار الجمع إلى تغير I_{CO} أي:

• عندما توصل مرحلة تضخيم ببوابة مشتركة (أو قاعدة مشتركة) على التعاقب مع مرحلة تضخيم بمنبع مشترك (أو باعث مشترك) تنتج دارة تضخيم متعددة الأغراض تعرف بمضخم التوصيل الكاسكودي *Cascode amplifier*. وقد استخدمت هذه الطريقة في التوصيل لمدة ثلاثة أرباع القرن وعلى ما يبدو في تشكيلة واسعة من التكنولوجيات. ترجع التسمية *Cascode* إلى أيام صمامات الانفراغ وهي منحوتة من العبارة *Cascaded Cathode* نظراً لأن خرج الأنبوب الأول (الأنود في الشكل الأنبوبي) يغذي كاثود الأنبوب الثاني

$$S_I = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \quad (1)$$

وهكذا نجد أنه عندما يتزايد I_{CO} بالمقدار ΔI_{CO} يتزايد تيار المجمع بالمقدار $(1 + K\beta)\Delta I_{CO}$ ويكون عامل استقرارية التيار $S_I = (1 + K\beta)$. لاحظ أنه عندما يكون عامل الاستقرارية صغيراً تكون استقرارية النقطة السكونية عالية وبالتالي يمثل S_I عملياً عامل الاستقرارية. فإذا كانت مقاومة القاعدة R_B كبيرة جداً ومقاومة الباعث R_E تساوي الصفر، الأمر الذي يحدث لدى اللجوء إلى استقطابات ثابتة، فإن قيمة K تساوي الواحد و $S_I = (1 + \beta)$. إذا كانت R_B من جهة أخرى تساوي الصفر و R_E كبيرة، وهو الأمر الذي يحدث لدى استخدام توصيل القاعدة المشتركة يكون $K = 0$ و $S_I = 1$. أما القيم البينية لكل من R_E و R_B فتعطي قيمةً لعامل الاستقرارية يقع بين الواحد و $(\beta + 1)$. يمكن البرهان، في الحقيقة أنه عندما يكون S_I كبيراً بالنسبة إلى الواحد ولكنه صغير بالنسبة إلى $(\beta + 1)$ ، يكون:



الشكل 1. إظهار توزيع التيار الحراري I_{CO} بين تيار الباعث والقاعدة

$$S_I \approx R_B / R_E \quad (2)$$

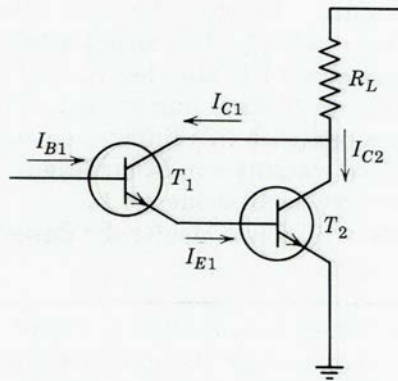
بعد اختيار ترانزستور لتطبيق معين، يمكن تعيين S_I الذي يرغب فيه.

1. مضخم الربط المباشر بتوصيل دارلنغتون

تظهر في الشكل 2 إحدى طرائق توصيل الترانزستورات الشناقية القطبية والتي تعرف بتوصيل دارلنغتون *Darlington connection*. يكون تيار باعث الترانزستور الأول في هذا التوصيل هو نفسه تيار قاعدة الترانزستور الثاني. فإذا كانت R_L صغيرة فإن $i_{E1} = (\beta_1 + 1)i_{B1}$ و $i_{C2} = \beta_2 i_{B2}$. ومن ثم يكون $i_{C2} / i_{B1} = (\beta_1 + 1)\beta_2$. ينضم التيار i_{C1} إلى التيار i_{C2} في مقاومة الحمولة، ولكن إذا كان β_2 كبيراً يكون i_{C1} مهملاً ويساوي عامل التضخيم الكلي تقريباً الجداء $\beta_1 \beta_2$. تستخدم أحياناً في هذا التوصيل ثلاثة ترانزستورات للحصول على ربح تيار يساوي تقريباً $\beta_1 \beta_2 \beta_3$.

تضخم التيارات الحرارية أيضاً في توصيل دارلنغتون، كما ذكرنا سابقاً. وقد دلت الدراسة السابقة على أن تضخيم التيار الحراري في مرحلة تضخيم معينة يساوي عامل استقرارية التيار في تلك المرحلة. يمكن استخدام المقاومات في دارة دارلنغتون لتخفيض التيارات الحرارية كما هو مبين في الشكل 3. يتوزع التيار الحراري $S_{I1}I_{CO1}$ الناتج عن الترانزستور الأول بين المقاومة R_{B2} ودخل الترانزستور الثاني. كما أن جزءاً من التيار الحراري للترانزستور الثاني I_{CO2} يمكن أن يسري في المقاومة R_{B2} لتخفيض عامل الاستقرارية S_{I2} . لاحظ أنه لا يوصل أي مكثفة على التوازي مع R_E لأن الترددات المتوقعة للإشارة تكون أخفض بكثير من القيم التي تجعل هذا التوصيل مجدياً. ولهذا لا بد أن تكون R_E ، في حال ارتفاع ربح توتر الإشارة، صغيرة بالنسبة إلى R_L . ينخفض ربح الإشارة كذلك لأن جزءاً من تيار الإشارة يتفرع في مقاومتي الاستقرارية. لا يمكن، في الحقيقة، تمييز التغير في التيار الحراري عن تيار الإشارة. وبهذا لا يمكن، في حالة الاستقرارية من النوع الخطي، تحقيق ربح مرتفع باستقرارية حرارية كافية إلا باستخدام ترانزستورات تياراتها الحرارية I_{CO} صغيرة جداً.

الشكل 2. توصيل دارلنغتون

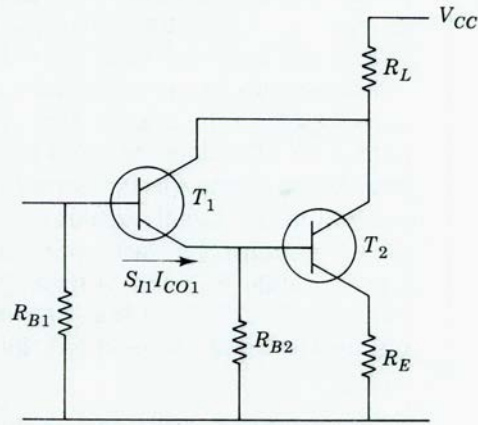


ندرس في المثال التالي تصميم مضخم بتوصيل دارلنغتون. **مثال 1.** دارة تضخيم موصولة على النحو المبين في الشكل 3. تتعين مقاومة حمولة المضخم من خلال الغرض منه. لنفرض أن $R_L = 100\Omega$ و $V_{CC} = 20V$ ثم نختار $R_E = 10\Omega$. يتميز الترانزستور T_2 الذي وقع عليه الاختيار بأن $\beta_2 = 100$ و $r_{x2} = 12\Omega$.

ولما كانت القيمة العظمى لتيار المجمع $i_C \approx 20V / (R_L + R_E) \approx 180mA$ فإن القيمة المتوسطة لتيار المجمع i_{C2} يجب أن تساوي نحو $90mA$. ومن ثم فإن $h_{ie2} = r_{x2} + \beta_2 / g_{m2}$. وبالتالى فإن $h_{FE2} / g_{m2} = 100 / 3.6 = 28\Omega$ و $g_{m2} \approx 40I_C = 40(0.09) = 3.6$ هذه القيمة المتوسطة لتيار المجمع. يضم الترانزستور في هذه الحالة مقاومة في دارة الباعث لا يوصل على التوازي معها أي مكثفة وبذلك تكون مقاومة دخل الترانزستور T_2

بحيث R_{B2} يمكن أن يكون اختيار قيمة $h_{ie2} + (h_{FE2} + 1)R_E = 40 + (101)10 = 1050\Omega$
 تساوي مقاومة دخل T_2 اختياراً معقولاً ومن ثم يتفرع نحو نصف تيار الإشارة في R_{B2} . نختار
 $R_{B2} = 1k\Omega$ ، ومن ثم تصبح المقاومة الكلية لدارة باعث T_1 (الشكل 3) مساوية
 $R_{eq} = (1.05k \times 1k) / 2.0k = 512\Omega$ تقريباً. نختار الترانزستور T_1 في هذه الحالة بحيث يكون
 $h_{FE1} = 120$ و $r_{b1} = 100\Omega$ أما القيمة المتوسطة لتيار قاعدة الترانزستور T_2 فتساوي
 $i_{C2} / \beta_2 = 90mA / 100 = 0.9mA$. وبفرض أن $v_{BE} = 0.6V$ فيه، وإذا كان هبوط الكمون في R_E
 عند القيمة المتوسطة لتيار الباعث $I_{E2}R_E \approx 0.09A(10\Omega) = 0.9V$ ، فإن فرق الكمون بين طرفي
 R_{B2} يساوي $1.5V$ والتيار في R_{B2} عند هذه القيمة المتوسطة للتيار $1.5V / 1k\Omega = 1.5mA$
 ومن ثم تساوي القيمة الوسطية لتيار باعث الترانزستور T_1 :

الشكل 3. مضخم بتوصيل دارلنغتون، استقراريته الحرارية خطية



$$i_{E1} = I_{RB2} + I_{RB2} = 1.5 + 0.9 = 2.4mA$$

وتكون القيمة الوسطية لتيار قاعدة T_1

$$i_{E1} / h_{FE1} = 2.4mA / 120 = 20\mu A$$

تساوي القيمة المتوسطة لممانعة دخل الترانزستور T_1 :

$$(h_{FE1} + 1)(R_{eq}) + h_{ie1} \approx h_{FE1}R_{eq} + h_{FE1} / g_{m1}$$

$$= 120(512) + 120 / (20 \times 0.0024) = 61.5k + 1.25k \approx 63k\Omega$$

لاحظ أن ارتفاع ممانعة الدخل يعود إلى ممانعة دارة الباعث R_{eq} . دعنا نضحي مرة أخرى بنحو

نصف تيار الإشارة ونختار $R_{B1} = 68k\Omega$ ومن ثم فإن ربح التيار الكلي في مضخم دارلنغتون أكبر

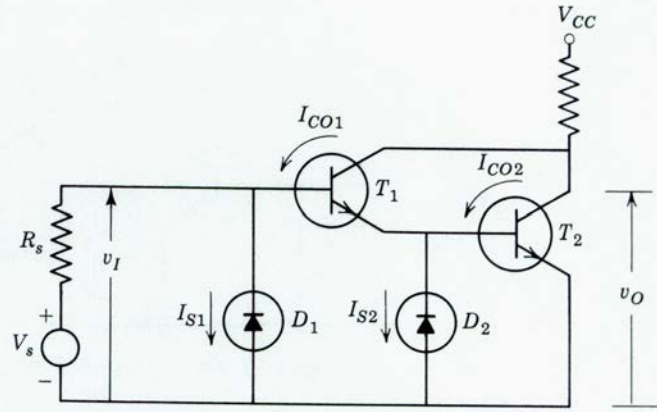
بنحو $K_i \approx \beta_1 / 2$ مرة من $\beta_2 / 2$ أو $\beta_1\beta_2 / 4 = 3000$ و ربح التوتر

$$K_v = v_o / v_i = K_i R_L / R_i = 3000 \times 100 / 63k = 4.77$$

لاحظ أن الترانزستور T_1 يؤدي دور الباعث التابع ويؤمن ربح تيار وليس ربح توتر.

يمكن استخدام الثنائيات لجعل مضخم دارلنغتون مستقراً كما هو مبين في الشكل 4. فإذا كان تيار الإشباع العكسي I_{S2} في الثنائي D_2 مساوياً للتيار الحراري I_{CO2} في الترانزستور T_2 فإن عامل استقرارية التيار في الترانزستور T_2 يساوي الواحد. وبالمثل إذا كان تيار الإشباع العكسي I_{S1} يساوي التيار الحراري I_{CO1} فإن عامل استقرارية التيار في الترانزستور T_1 يساوي الواحد. إن مشكلة هذا المضخم الوحيدة تنشأ لدى اختيار الثنائيات التي تلائم ترانزستورات المضخم من حيث تياراتها الحرارية. ولما كانت مقاومة الثنائي المستقطب عكسياً، في مضخم الشكل 4، عالية جداً، فإن ربح التيار بدلالة عاملي تضخيم ترانزستوريه يساوي $\beta_1\beta_2$ تقريباً.

الشكل 4. مضخم دارلنغتون الذي يتحقق استقراره بالثنائيات



مثال 2. لنفرض أنه تم في مضخم دارلنغتون في المثال السابق استبدال ثنائيين بمقاومتي الاستقرارية. يساوي الربح الكلي للتيار نحو $K_i = h_{FE2} \times h_{FE1} = 120 \times 100 = 12,000$ ، عند التيارات المتوسطة التي سبق تعيينها. وتكون مقاومة الدخل التقريبية للترانزستور T_1

$$\beta_1 h_{ie2} + h_{ie1} = 120 \times 40 + 1.25k = 6.05k\Omega$$

وربح التوتر التقريبي :

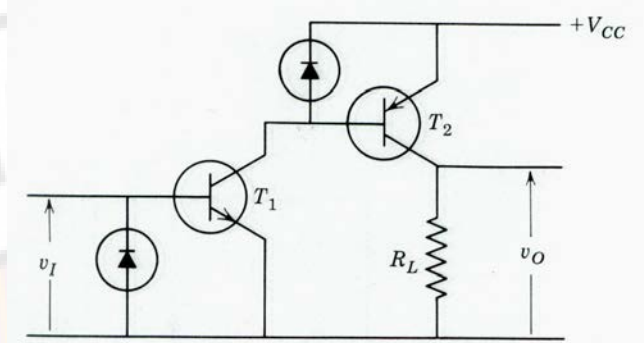
$$K_v = v_o / v_i = i_o R_o / i_i R_i = K_i R_o / R_i = 1.2 \times 10^4 \times 100 / 6.05k = 198$$

لقد فرضنا أن منبع الإشارة كان يؤمن الاستقطاب الأمامي في مضخم دارلنغتون. فإذا لم يكن منبع الإشارة يتضمن مركبة مستمرة تؤمن هذا الاستقطاب، فإنه يتوجب وصل مقاومة بين قاعدة الترانزستور T_1 و V_{CC} وذلك لتأمين الاستقطاب المطلوب. إن بعض الأدوات الحديثة تؤمن توصيل دارلنغتون في حافظة واحدة.

2. المضخم بالجمع بين الترانزستورين $p-n-p$ و $n-p-n$

يمكن بناء مضخم بالربط المباشر DC بالترانزستورين $p-n-p$ و $n-p-n$ على التعاقب على النحو المبين في الشكل 5. يتحقق استقرار هذا المضخم باستخدام الثنائيات ويفترض بأن كمون الدخل يؤمن الاستقطاب الأمامي للترانزستورين. لاحظ أن تيار مجمع الترانزستور T_1 هو نفسه تيار قاعدة

الترانزستور T_2 . ومن ثم فإن ممانعة دخل الترانزستور T_1 في هذا المضخم أخفض بكثير وريح التوتر أعلى بكثير مقارنة بهما في مضخم دارلنغتون لأن ترانزستور الدخل يعمل بتوصيل الباعث المشترك بدلاً من المجمع المشترك. وإن تحليل هذا النوع من المضخمات مباشر كما يبدو من المثال التالي.



الشكل 5. مضخم بترانزستورين $n-p-n$ و $p-n-p$ موصولين على التعاقب

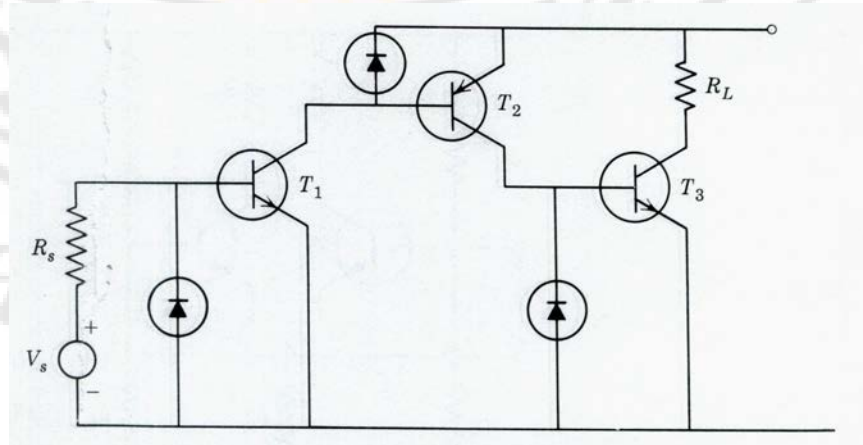
مثال 3. نستخدم في هذا المثال الترانزستور T_1 نفسه المستخدم في مضخمات دارلنغتون في المثالين السابقين 1 و 2 والترانزستور $p-n-p$ ذا الخصائص المماثلة لها في T_2 ونقارن كلاً من ربح التيار ومقاومة الدخل وريح التوتر بالقيم المقابلة لها في مضخم دارلنغتون عند القيم المتوسطة نفسها للتيار. وجدنا في المثال 1 أن $h_{ie2} = 40\Omega$ و $h_{FE2} = 100$ و $R_L = 100\Omega$ و $h_{ie1} = 1.25k\Omega$ و $h_{FE1} = 120$ ومن ثم فإن ربح التيار يساوي:

$$K_i \approx \beta_1 \beta_2 = 120 \times 100 = 1.2 \times 10^4$$

$$R_{in} \approx h_{ie1} = 1.25k\Omega \text{ و}$$

$$K_v = K_i R_L / R_i = 1.2 \times 10^4 \times 100 / 1.25k = 960$$

لاحظ أن ربح التوتر يتزايد بنسبة انخفاض مقاومة الدخل. لاحظ أيضاً أن كمون الخرج المستمر يساوي الصفر عندما كمون الدخل المستمر يساوي الصفر. تعتبر هذه الخاصية أحياناً ميزة كبيرة.



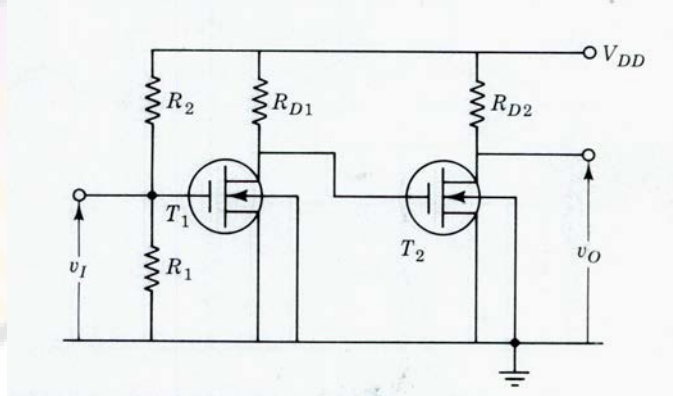
الشكل 6. مضخم بالربط المباشر DC بثلاث مراحل

يمكن أن يتسع توصيل الترانزستورين $n-p-n$ و $p-n-p$ المتعاقبين ليشمل العدد الذي يرغب به من الترانزستورات. نستخدم الشكل 6 مثلاً ثلاثة ترانزستورات. لاحظ أن خرج الإشارة الصفري وكمون

الدخل الصفري لا يمكن أن يكون نفسه إلا إذا استخدم عدد زوجي من مراحل التضخيم بالترانزستورات.

من السهل، كما سبق ذكره، استخدام الموسفيت في مضخمات الربط المباشر. يبين الشكل 7 مضخم DC بالموسفيت حيث يظهر فيه أن استقطاب بوابة الموسفيت ومصبه يتم وفق القطبية نفسها. يجب اختيار R_{D1} بحيث يتساوى كل من القيمة السكونية لكمون مصب الترانزستور T_1 والقيمة السكونية لكمون بوابة الترانزستور T_2 والتي يرغب فيها. يمكن إضافة مقاومة بين كل من المنبعين والأرضي لتأمين مرونة أكبر في التصميم.

الشكل 7. مضخم ربط مباشر بالموسفيت



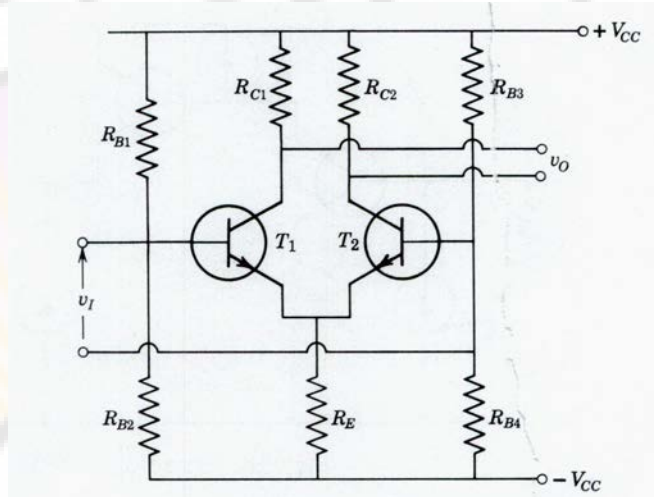
3. المضخمات التفاضلية

يمثل المضخم التفاضلي نوعاً آخر من مضخمات الربط المباشر تجب دراسته. لهذا المضخم نوعان أساسيان: وهما المتوازن و balanced وغير المتوازن unbalanced. يبين الشكل 8 مخططاً لمضخم تفاضلي متوازن. حيث توازن إشارة الدخل V_i في هذا المضخم بالنسبة إلى الأرضي. بهذا النوع من الإشارة يزداد الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_1 بينما ينخفض الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_2 . فإذا كان الترانزستوران متماثلين وخطيين يزداد تيار باعث أحد الترانزستورين بمقدار انخفاض تيار باعث الترانزستور الآخر ويظل التيار في مقاومة الباعث المشترك R_E ثابتاً. وبالتالي يظل الكمون عبر R_E ثابتاً ولا ينجم أي تدن عن هذه المقاومة. أما إذا لم يكن الترانزستوران متماثلين تماماً يظهر كمون صغير في R_E ، من شأنه أن يؤدي إلى تدني ربح الترانزستور الأعلى ويحسن ربح الترانزستور الأخفض الأمر الذي يحسن التوازن. لما كانت الممانعة بين قاعدة كل ترانزستور وباعثه تساوي h_{ie} فإن ممانعة الدخل من القاعدة إلى القاعدة تساوي $2h_{ie}$.

يزداد كمون مجمع أحد الترانزستورين (الشكل 8) بينما ينخفض كمون مجمع الترانزستور الآخر. إن توتر الخرج والذي يمثل الفرق بين كموني المجمعين يمكن أن يلقم إلى حمولة متوازنة أو إلى مضخم متوازن آخر. يمكن للمضخم المتوازن التالي أن يستخدم بسهولة ترانزستورين متعاكسين (النوع $p-n$ -

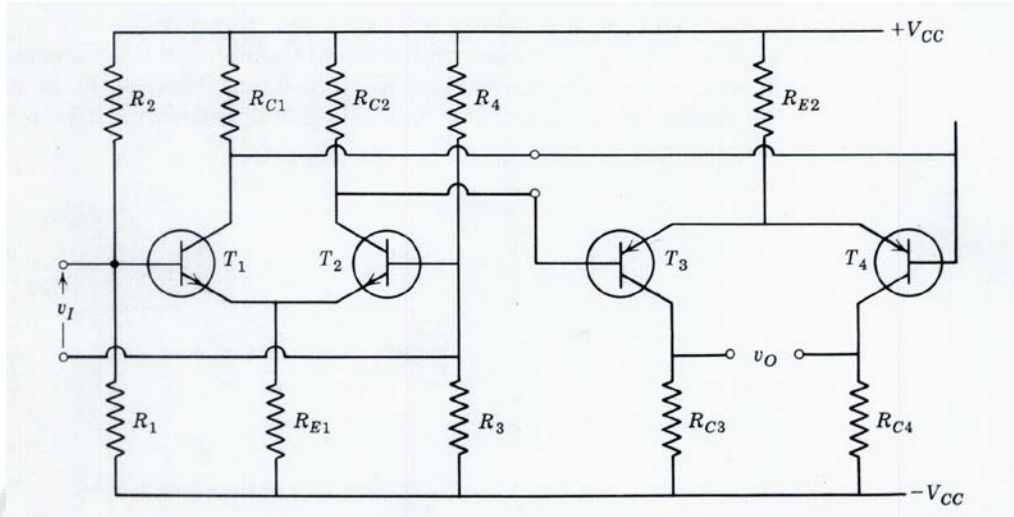
p يتبع $n-p-n$) كما هو مبين في الشكل 9. ولو أنه يمكن للترانزستورات كلها أن تكون من النوع نفسه. لاحظ أن الترانزستورين في مضخم متوازن يظهران على التسلسل عندما ينظر إليهما من مربطي الخرج، تماماً كما يحدث عندما ينظر إليهما من مربطي الدخل. وبالتالي تبلغ مقاومة خرج المضخم المتوازن ضعف مقاومة الخرج في حالة مضخم بترانزستور وحيد عند نقطة العمل السكونية q - نفسها. غير أن ربح التيار ورياح التوتر في مضخم متوازن هي نفسها في حالة ترانزستور وحيد مستقطب بالطريقة نفسها وقد قُصِرت مقاومة باعته بشكل مثالي.

الشكل 8. مضخم تفاضلي متوازن



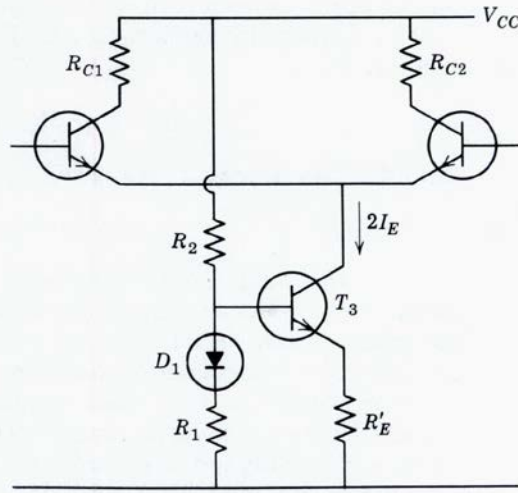
إن الميزة الرئيسية للمضخم المتوازن أن إشارتي الدخل المتطورتين واللتيين تطبقان على القاعدتين لا تحدثان إشارة خرج والتي تمثل الفارق بين كموني المجمعين. تدعى هاتان الإشارتان "إشارتي النمط المشترك" وتتضمنان التيارات المتولدة حرارياً. إن تغيرات v_{BE} الناجمة عن تغيرات الحرارة والإشارات الخارجية لا تنتقل من مرحلة تضخيم إلى الثانية شريطة أن يكون الترانزستوران متلائمين جيداً مع بقائهما في درجة الحرارة نفسها. وكذلك يمكن أن تكون الاستقرار السكونية للترانزستورات الفردية ممتازة بسبب ارتفاع القيمة المسموحة لمقاومة الباعث R_E .

يمكن زيادة القيمة الفعالة للمقاومة R_E بشكل كبير، مع استمرار سماحها بسرطان القيمة المطلوبة لتيار الباعث، فيما إذا استخدم ترانزستور ليحل محل المقاومة R_E كما يظهر في الشكل 10. نظراً لأن تيار مجمع ترانزستور دائرة الباعث T_3 ، يتعين تقريباً كلياً بدارة الاستقطاب المستقر D_1 و R_1 و R_2 و R'_E ، مجموع تيارات الباعث $2I_E$ في المضخم التفاضلي يظل ثابتاً وبالتالي يظل مجموع تيار وكموني المجموع السكونيين في المضخم التفاضلي ثابتاً. يقوم الشائني D_1 في دائرة الاستقطاب المستقر بتعويض التغير الحراري للتوتر v_{BE} في الترانزستور T_3 . بتعبير آخر يمثل T_3 منبع تيار ثابت.



الشكل 9. مضخم بمرحلي تضخيم متوازنين

الشكل 10. مضخم تفاضلي لتحسين
استقرارية نقطة العمل السكونية



عندما تطبق إشارة دخل على مضخم تفاضلي، يتغير توتر كل مجمع بالنسبة إلى V_{CC} أو الأرضي كما أشير إلى ذلك سابقاً. وبالتالي يمكن الحصول على إشارة الخرج التي ترد إلى V_{CC} أو الأرضي من المضخم التفاضلي لتشغيل مضخم أحادي الطرف أو حمولة. يكون للمضخم في هذه الحالة دخل متوازن (أحادي القطبية) وخرج غير متوازن (تفاضلي) وينخفض ربح التوتر بالعامل 2.

يمكن استخدام مضخم تفاضلي دخله وخرجه غير متوازنين (أحادي القطبية) كما هو مبين في الشكل 11. تستخدم قاعدة الترانزستور في هذه الدارة على أنها المرجع الأرضي. يمكن أن يبدو لأول وهلة أن مقاومة الباعث R_E غير المقصورة تؤدي إلى تدني ربح المضخم وانخفاضه. غير أن ممانعة دخل القاعدة المشتركة h_{ib} للترانزستور T_2 على التوازي مع R_E . نظراً لأن h_{ib} عادة صغيرة جداً بالنسبة إلى R_E فإن ممانعة دخل الترانزستور T_1 تساوي:

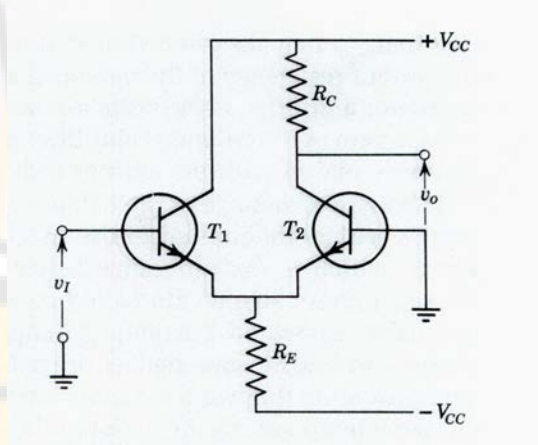
$$R_{it} \approx h_{ie1} + (h_{fe1} + 1)h_{ib2} \quad (3)$$

ولكن إذا كان الترانزستوران متشابهين فإن $h_{ie1} = h_{ie2}$ وبالتالي:

$$R_{it} \approx 2h_{ie1} \quad (4)$$

عندما يكون خرج المضخم التفاضلي غير متوازن، فإن إشارتي خرج النمط المشترك لا تلغي إحداهما الأخرى لأن توتر الخرج يرد إلى نقطة ثابتة، V_{CC} أو الأرضي. غير أن ربح المضخم في حالة الإشارات ذات النمط المشترك يمكن أن يكون صغيراً لأن h_{ib2} ليست على التوازي مع R_E لدى تطبيق إشارتين لهما الطور نفسه على القاعدتين معاً. يمكن أن تكون هاتان الإشارتان عرضيتين على شكل إشارتي دخل متوازنتين أو متولدتين حرارياً ΔI_{CO} و ΔV_{BE} على شكل إشارتي دخل متوازنتين أو غير متوازنتين. وبالتالي فإن معامل جودة مضخم تفاضلي هي نسبة رفض النمط المشترك (CMRR) المعرفة على النحو:

الشكل 11. مضخم تفاضلي دخله وخرجه غير متوازنين



$$CMRR = \frac{\text{voltage gain for difference signals}}{\text{voltage gain for common - mode signals}} \quad (5)$$

ويكون ربح توتر تفاضل الإشارتين:

$$K_v = \frac{K_i R_L}{R_i} \approx \frac{\beta R_L}{2h_{ie}} \quad (6)$$

إن ربح التوتر في حالة إشارات النمط المشترك يساوي تقريباً $R_L / 2R_E$ ، نظراً لأن تيارى الباعث يسريان في R_E (الأمر الذي يضاعف فعالية R_E). وبالتالي:

$$CMRR \approx \frac{(\beta R_L / 2h_{ie})}{(R_L / 2R_E)} = \frac{\beta R_E}{h_{ie}} \quad (7)$$

وبهذا يتم الحصول على نسبة رفض النمط المشترك عندما تكون R_E كبيرة جداً بالنسبة إلى $h_{ie} / \beta = h_{ib}$. لاحظ أن مضخم الشكل 11 التفاضلي غير المتوازن هو في الواقع مضخم مجمع مشترك يرتبط مباشرة بمضخم قاعدة مشتركة. يقدر ربح مضخم المجمع المشترك، كما أشرنا سابقاً، بنحو الواحد تقريباً. غير أنه في حالة المضخم التفاضلي غير المتوازن تمثل حمولة الترانزستور T_1 ممانعة الدخول لمضخم قاعدته مشتركة وهي منخفضة جداً. تطبق إشارة الدخل في الحقيقة عبر وصلتين مستقطبتين أمامياً (وصلتا القاعدة - الباعث في T_1 و T_2) على التسلسل. فيكون التوتر على

الباعثين، نتيجة لذلك، نحو نصف توتر الدخل. وبالتالي يكون ربح توتر المجمع المشترك نحو 0.5 إذا كان الترانزستوران المستخدمان متماثلين.

4. مضخم الربط بالباعث

إن المضخم التفاضلي الذي يكون كل من دخله وخرجه غير متوازن (الشكل 11) غالباً ما يدعى "مضخم الربط بالباعث emitter-coupled amplifier". لهذه الطريقة في التوصيل ميزتان واضحتان عن مضخم الباعث المشترك بالإضافة إلى جودة استقراريتها الحرارية التي سبقت دراستها. أولاً: يتميز مضخم الربط بالباعث بأن عرض حزمته أوسع بكثير لأن ترانزستور الدخل هو توصيل المجمع المشترك. أضف إلى ذلك أن ممانعة دخل مضخم القاعدة المشتركة (T_2 في الشكل 11) منخفضة جداً ويساق بمنبع للإشارة ممانعته صغيرة. وبالتالي فإن الجداء $R_{sh} C_{Sh}$ صغير والتردد ω_h كبير. ثانياً: إن إشارة الدخل معزولة جيداً عن قاعدة T_2 المؤرضة. يشيع نتيجة لذلك استخدام توصيل الربط بالباعث في مضخمات إشارات التردد الراديوي RF والمرئية Video.

مثال 4. يوصل ترانزستوران متماثلان كما في الشكل 11، علماً بأن $R_C = 1k\Omega$ و $R_E = 1k\Omega$ ، أما وسطاء الترانزستور فهي $h_{ie} = 1k\Omega$ و $h_{FE} = 100$ و $h_{re} \approx 0$ و $h_{oe} = 10^{-5} mhos$. لنعين خصائص هذا المضخم.

أولاً: تساوي ممانعة الدخل $2h_{ie} = 2k\Omega$. لما كان T_2 مضخم قاعدة مشتركة فإن ممانعة خرج الترانزستور T_2 تكون عالية جداً (نحو $h_{FE} / h_{oe} \approx 10M\Omega$)، ومن ثم فإن ممانعة خرج المضخم تساوي محصلة جمع كل من مقاومة مجمع الترانزستور الثاني وممانعة خرجه على التوازي أو $R_o \approx 1k\Omega$.

إن ربح توتر T_1 يساوي $0.5 \approx$ ، وأما ممانعة دخل الترانزستور T_2 فتساوي:

$$h_{ib} = h_{ie} / (h_{FE} + 1) = 1000 / 101 \approx 10\Omega$$

في حين أن ربح توتر T_2 يساوي :

$$\approx R_C / h_{ib} = 1000 / 10 = 100$$

وبالتالي فإن الربح الكلي لتوتر المضخم يساوي $0.5 \times 100 = 50$. يساوي ربح تيار الترانزستور T_1 تقريباً $h_{FE} = 100$ نظراً لأن $1/h_{oe} \gg$ حمولة الترانزستور T_1 والتي تساوي تقريباً ممانعة دخل الترانزستور T_2 أو h_{ib} ، أضف إلى ذلك أنه لما كان $R_C \gg$ مقاومة خرج الترانزستور T_2 ، فإن ربح تيار T_2 يساوي تقريباً $1 \approx 0.99 = \alpha$ ، وبالتالي يقدر الربح الكلي للتيار في المضخم بنحو $100 \times 1 = 100$. وللتأكد، لاحظ أن:

$$K_v = K_i R_o / R_i = 100 \times 1000 / 2000 = 50$$

إن نسبة رفض النمط المشترك تساوي $h_{FE} R_E / h_{ie} = 100 \times 1000 / 1000 = 100$ وبالتالي تتضخم إشارة الخرج V_o بمقدار أكبر بمئة مرة من أي توتر متحرض بالحرارة عند وصلة الباعث - القاعدة في T_1 إذا ظل T_2 عند درجة الحرارة نفسها.

يمكن الحصول على تردد القطع العلوي أو عرض الحزمة في مضخم الربط بالباعث بجمع الثابتين الزمنيين لمضخمي الجمع المشترك والقاعدة المشتركة المدروسين في الفصل الرابع ولنبدأ بالمعادلة 54 من الفصل الرابع والتي نكرها هنا، للحصول على الثابت الزمني لدخل الباعث التابع في المضخم المرتبط بالباعث.

$$V_o = \frac{I'_s}{(G''_s + y_\mu)(1 + \frac{G_{ac}}{g_m}) + \frac{G_{ac}}{g_m} y_\pi} \quad (54)$$

حيث G''_s تمثل مقلوب $(r_x + R_b // R_s)$ و G_{ac} تمثل ناقلية الحمولة للتيار ac والتي تساوي في حالة المضخم المرتبط بالباعث $G_{ac} = 1/h_{ib} = (h_{fe} + 1)/h_{ie}$. ولكن لما كان $g_m = h_{fe}/r_\pi$ فإن $G_{ac} \approx g_m$ في حالة هذه القيمة الخاصة لمقاومة الحمولة. وبهذا التقريب تصبح المعادلة 54:

$$V_o = \frac{I'_s}{2(G''_s + y_\mu) + y_\pi} \quad (8)$$

وبجعل $y_\mu \approx j\omega C_\mu$ و $y_\pi = g_\pi + j\omega C_\pi$ تصبح المعادلة 8:

$$V_o = \frac{I'_s}{2G''_s + g_\pi + j\omega(C_\pi + 2C_\mu)} \quad (9)$$

ويساوي الثابت الزمني للمجمع المشترك في هذا التطبيق :

$$\tau_{CC} = \frac{C}{G} = \frac{C_\pi + 2C_\mu}{2G''_s + g_\pi} \quad (10)$$

يمكن الحصول على مجموع الثابتين الزمنيين من أجل جزء القاعدة المشتركة في مضخم الربط بالباعث من المعادلة 40 من الفصل الرابع.

$$\tau_{CB} = \frac{(r_x G''_s + 1)C_\pi}{(r_x G'_s + \beta_o + 1)g_\pi + G'_s} + \frac{C_\mu}{G_{ac}} \quad (11)$$

حيث G'_s ناقلية خرج الجمع المشترك للإشارة و G_{ac} ناقلية الحمولة الكلية للإشارة في مضخم القاعدة المشتركة.

يمكن في هذه الحالة الحصول على تردد القطع العلوي ω_h للمضخم المرتبط بالباعث بجمع الثابتين الزمنيين في المعادلتين 10 و 11 ومن ثم أخذ مقلوب المجموع:

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{C_\pi + 2C_\mu}{2G_s'' + g_\pi} + \frac{(r_x G_s' + 1)C_\pi}{(r_x G_s' + \beta_o + 1)g_\pi + G_s'} + \frac{C_\mu}{G_{ac}}} \quad (12)$$

يمكن أن تكون المعادلة 12 أكثر فائدة إذا استبدلنا $1/(R_s + r_x)$ بالوسيط G_s'' و $(\beta + 1)/(R_s + r_x + r_\pi)$ بالوسيط G_s' وبالتالي تصبح هذه المعادلة بعد القيام ببعض التبادلات الجبرية:

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{(C_\pi + 2C_\mu)(R_s + r_x)C_\pi}{R_s + r_x + 2r_\pi} + \frac{[R_s + (\beta + 2)r_x + r_\pi]C_\pi}{(\beta + 1)[(R_s + 2r_s + r_\pi)g_\pi + 1]} + R_{ac}C_\mu} \quad (13)$$

دعنا نقارن المضخم بالربط بالباعث بطرائق توصيل المضخم بالباعث المشترك والقاعدة المشتركة والمجمع المشترك التي درست في الفصل الرابع باستخدام خصائص الترانزستور نفسها. مثال 5. يستخدم ترانزستوران متماثلان لهما الخصائص التالية عند النقطة السكونية المختارة في مضخم بالربط بالباعث حيث:

$$r_x = 155\Omega \text{ و } r_\pi = 695\Omega \text{ و } g_m = 0.2mS \text{ و } \beta_o = 139 \text{ و } R_s = 1k\Omega \text{ و } R_{ac} = 1k\Omega \text{ و } C_\pi = 10^{-10}F \text{ و } C_{ob} = 3 \times 10^{-12}F \text{ وبالتالي:}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_h} &= \frac{(106 \times 10^{-12})(1155)(695)}{1000 + 155 + 1390} \\ &+ \frac{(1000 + (141)155 + 695)10^{-10}}{140[(1000 + 310 + 695)1.44 \times 10^{-3} + 1]} + 3 \times 10^{-9} \\ \omega_h &= \frac{1}{33.4 \times 10^{-9} + 4.33 \times 10^{-9} + 3 \times 10^{-9}} = 2.455 \times 10^{-7} r/s \\ f_h &= 2.455 \times 10^7 / 6.28 = 3.91MHz \end{aligned}$$

إن عرض الحزمة هذا أكبر بنحو $3.91MHz / 0.524 = 7.46$ مرة من عرض حزمة المضخم بالباعث المشترك.

إن ربح التيار في المضخم بالربط بالباعث يساوي $K_i = (\beta_o + 1)(\alpha) = \beta_o = 139$ ، و ربح التوتر $K_v = K_i R_L / R_i$. ولكن $R_i = 2h_{ie} = 1500\Omega$ وبالتالي $K_v = 139 \times 1000 / 1500 = 92.7$ ويكون ربح الاستطاعة $139 \times 92.7 = 12885$ ويكون ربح الاستطاعة بعرض الحزمة $12.885 \times 3.91 \times 10^9 = 50.4 \times 10^9$ وهو أكبر بنحو $50.4 / 5.93 = 8.5$ مرة منه في حالة مضخم بالباعث المشترك له الخصائص نفسها والحمولة نفسها.

ربما تكون قد لاحظت أن المعادلة 13 تحوي الشكل العام لـ β ولكننا استخدمنا β_o في حل ω_h في المثال الأخير. وقد كان هذا التقريب مناسباً لأننا كنا بحاجة لمعرفة f_h قبل أن نتمكن من

تعيين قيمة β عند f_h من β_o و $f_T = 300\text{MHz}$ الواردة في نشرة الشركة المصنعة. وبالتالي يمكن الحصول على قيمة أكثر دقة للتردد f_h باستخدام قيمة أكثر دقة للوسيط β .

يتميز مضخم الربط بالباعث، بالإضافة إلى اتساع عرض حزمته وجودة استقراره الحرارية، بوجود عزل جيد جداً بين خرجه ودخله. يمكن استخدام ترانزستورات الربط بالمنبع الحقلية كمضخمات طبعاً، ويمكن الحصول على عروض حزمها بجعل $r_x = 0$ و $r_\pi = \infty$ و $G'_s = g_m$ و $G''_s = 1/R$ و $C_\mu = C_{gd}$ و $C_\pi = C_{gs}$ في المعادلة 12 للحصول على:

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{(C_{gs} + 2C_{gd})}{2} R_s + \frac{C_{gs}}{g_m} + C_{gd} R_{ac}} \quad (14)$$

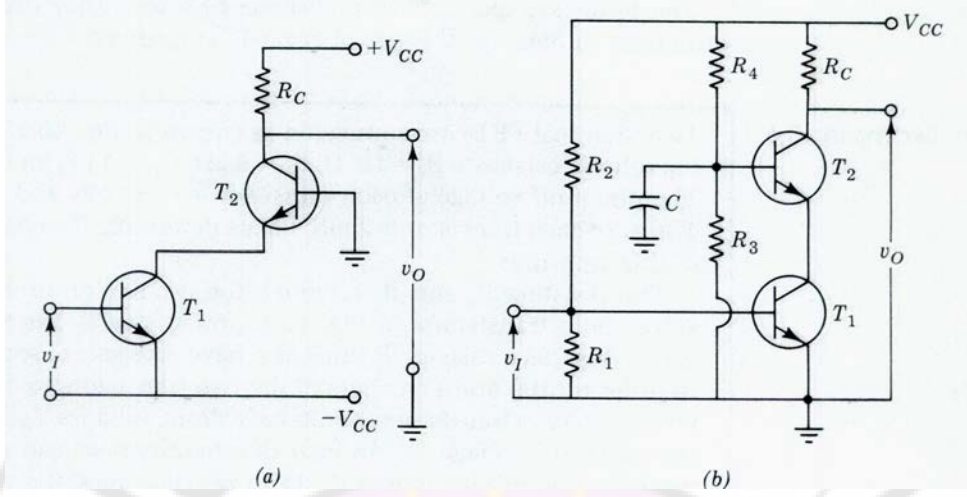
5. المضخم Cascode

ييدي الشكل 12a طريقة لتوصيل المضخم ترتبط نوعاً ما بالمضخم التفاضلي غير المتوازن تعرف هذه الطريقة باسم المضخم الكاسكودي *Cascode*. يفضل عادة أن يعمل بمنبع واحد للتغذية ولهذا تستخدم طريقة التوصيل الموضحة في الشكل 12b. تؤدي المقاومتان R_3 و R_4 في هذه الطريقة (الشكل 12) إلى الإبقاء على قاعدة الترانزستور T_2 عند الكمون dc فوق الصفر. توصيل المكثفة C عادة من قاعدة الترانزستور T_2 إلى الأرضي وذلك لإزالة أي إشارة يمكن أن تكون مرتبطة سعيوياً بدارة القاعدة.

إن المضخم الكاسكودي يشبه المضخم بالربط بالباعث من حيث انخفاض ربح مضخم الدخل وكون مضخم الخرج بتوصيل القاعدة المشتركة. يكمن الفارق الأساسي في أن مضخم الدخل في توصيل المضخم الكاسكودي من نوع مضخم الباعث المشترك الذي يتميز عملياً بربح التوتر الواحدي ولكن بارتفاع ربحه في التيار يشبه بذلك توصيل الباعث _ التابع . ولما كانت مقاومة حمولة هذا المضخم هي h_{ib} فإن معادلة ربح التوتر تعطي:

$$K_{vi} = \frac{h_{fe} R_t}{h_{ie}} \approx 1 \quad (15)$$

وبالمثل تساوي مقاومة الحمولة $1/g_m$ تقريباً فيما إذا استخدمت مضخمات بالترانزستورات الحقلية وبالتالي يساوي ربح التوتر عملياً $g_m/g_m = 1$ وهكذا تنخفض وسعية الدخل الفعالة بالنسبة إلى مرحلة الباعث المشترك، بسبب الحذف الافتراضي لمفعول ملر *Miller effect*، كما أن هذا يحذف مفعول التشويش *detuning* في المضخم المولف *tuned*.



الشكل 12. المضخم الكاسكودي (a) التوصيل بمنبعين للتغذية، (b) التوصيل بمنبع واحد للتغذية يمكن تعيين ربح التوتر لكامل المضخم الكاسكودي بالترازيستورات الثنائية القطبية بالعلاقة:

$$K_v = \frac{h_{fe} R_t}{h_{ie}} \quad (16)$$

عندما نرغب بربح التوتر عند الحمولة نسبة إلى منبع الإشارة v_s يترتب إضافة مقاومة منبع الإشارة R_s إلى h_{ie} في مقام المعادلة 16. إن هذه الصيغة هي نفسها عملياً في حالة مضخم يباعث مشترك وحيد. غير أن مقاومة الخرج في توصيل المضخم الكاسكودي تساوي تقريباً $1/h_{ob}$ ، نظراً لأن ترانزستور الخرج يمثل توصيل القاعدة المشتركة وبالتالي تسري جميع التيارات $h_{fe} i_b$ في R_1 . يوضح المثال التالي مبادئ استقطاب كافة أنواع المضخمات الكاسكودية بترازيستورات حقلية.

مثال 6. يوصل ترانزستوران حقليان على النحو المبين في الشكل 13، علماً أن $R_s = 10^6 \Omega$ و $R_D = 5k\Omega$ و $C_{gs} = 5pF$ و $C_{gd} = 4pF$. يقدر كمون الاختناق في كل من الترانزستورين $2V$ و $V_{DD} = 30V$. يقدر g_m في كل من الترانزستورين بنحو $2mS$. لنعين خصائص هذا المضخم.

تؤدي المقاومتان R_1 و R_2 إلى تثبيت كمون المصبب السكوني V_{DS} في كل من الترانزستورين. يساوي كمون استقطاب بوابة الترانزستور T_1 الصفر بالنسبة إلى المنبع، وبالتالي يجب أن يكون كمون البوابة بالنسبة إلى المنبع في الترانزستور الثاني مساوياً للصفر وذلك كي يكون تيارا المصبب في الترانزستورين متماثلين. يجب أن يكون كمون المصبب V_{DS} في الترانزستورين طبعاً أعلى من كمون الاختناق V_p . إن هذا الشرط يمكن أن يؤمن قاعدة لتعيين كل من R_1 و R_2 وحيث إن استقطاب البوابة يساوي الصفر فإن هبوط الكمون عبر R_1 يساوي كمون مصبب الترانزستور T_1 عند نقطة العمل السكونية V_{DS} وبالتالي:

$$V_{DS1} = \frac{V_{DD} R_1}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

$$R_1 = \frac{V_{DS1} R_2}{V_{DD} - V_{DS1}} \quad \text{أو} \quad (18)$$

يبلغ كمون الاختناق في هذين الترانزستورين $2V$ ، لنختار V_{DS1} أكبر من V_p بواحد أو $2V$ على الأقل، ولنختار $V_{DS1} = 5V$. يجب علينا أيضاً اختيار قيمة للمقاومة R_2 ولتكن $R_2 = 220k\Omega$ بحيث لا تؤثر على منبع التغذية.

الشكل 13. مضخم بترانزستورين حقلين موصولين على التسلسل

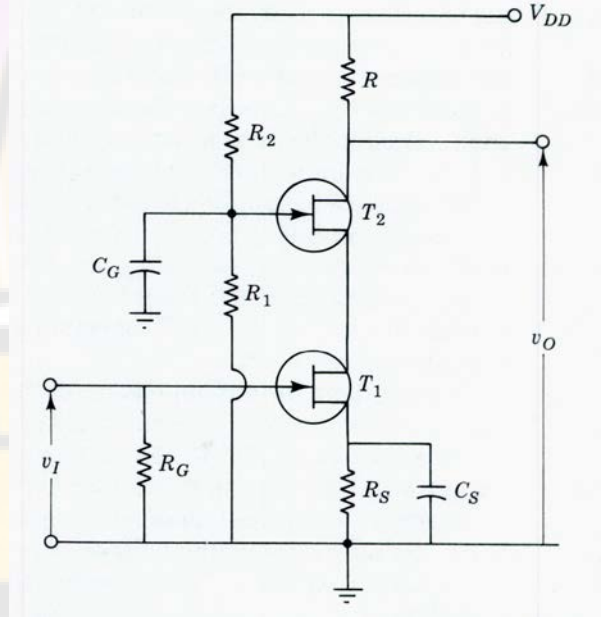
وبالتالي $R_1 = 5 \times 220 / (30 - 5) = 44k\Omega$ ويكون كمون منبع تغذية مصب الترانزستور T_2 $30 - 5 = 25V$. يمكن أن يستمر تصميم المضخم الكاسكودي كما لو كان ترانزستوراً حقيقياً فيه $V_{DD} = 25V$.

يبلغ ربح توتر الترانزستور T_2 ، $g_m R_D = 2 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 10$ ، ويكون ربح توتر كامل المضخم $1 \times 10 = 10$.

إن ممانعة خرج هذا المضخم هي حاصل جمع R_D ومقاومة خرج الترانزستور T_2 على التوازي. في هذا المثال $R_o \approx R_D = 5k\Omega$.

يرغب أحياناً بالاستقطاب العكسي وذلك بحسب شروط الاستقرار الحرارية أو قيمة إشارة الدخل أو ممانعة الحمولة. يجب في هذه الحالة إدخال ممانعة استقطاب ومكثفة قصر في دائرة منبع الترانزستور T_1 كما هو مبين في الشكل 14، لتأمين الاستقطاب المناسب. يجب أن يكون للترانزستور T_2 تيار المصب نفسه وسوف يتعدل آلياً إلى الاستقطاب نفسه إذا كان V_{DS} في الترانزستورين أعلى من V_p . غير أنه في حالة الترانزستورين المبينين على الشكل (قناة n -) يكون كمون بوابة الترانزستور T_2 أكثر سلبية من كمون مصب الترانزستور T_1 بمقدار توتر الاستقطاب V_{GS} . ولكن هذا المقدار نفسه من التوتر قد هبط عبر مقاومة استقطاب الترانزستور T_1 حيث مايزال

هبوط التوتر في R_1 يساوي توتر المصب المنبع V_{DS} للترانزستور الأول T_1 . وبالتالي يمكن أن يتقدم تصميم المضخم الكاسكودي المستقطب بالطريقة نفسها لترانزستور حقلي وحيد منبعه مستقطب، ولكن توتر منبع تغذية المصب الفعال يساوي حاصل طرح V_{DS} الترانزستور T_1 من V_{DD} . إن غياب الربط بين دارتي خرج المضخم الكاسكودي ودخله يعدّ ميزة كبيرة في بعض التطبيقات وخاصة في المضخمات المولّفة على الترددات الراديوية t . يجب أن نلاحظ أيضاً أنه يجب أن نجعل وسعية الأسلاك المتناثرة في قيمتها الصغرى المطلقة لأنها تنضم مباشرة إلى وسعية الترانزستور الحقلي الشديدة الصغر في التوصيل الكاسكودي.



الشكل 14. مضخم كاسكودي حقلي للإشارات ac

إن ممانعة خرج الترانزستور في التوصيل الكاسكودي عالية جداً كما هو مبين أدناه. يظهر في الشكل 15a الدارة المكافئة للمضخم الكاسكودي الحقلي. غير أن التوتر v_o المطبق على مربطي الخرج لا يجعل التيار يسري في دارة بوابة الترانزستور T_1 عند ترددات منخفضة ومتوسطة وبالتالي فإن $v_{gs1} \approx 0$. ومن جهة أخرى ينجم التوتر بين المنبع والأرضي في T_2 عن الهبوط $i_d r_d$ في T_1 في دارة منبع T_2 . وبالتالي لما كانت بوابة T_2 عند الكمون الأرضي فإن:

$$v_{gs2} = -v_{sg2} = -i_d r_d \quad (19)$$

تبسط دارة الشكل 15a إلى دارة الشكل 15b بتحويل منبع التيار $g_m v_{gs2}$ إلى منبع توتر $g_m r_d v_{gs2}$ ومن استبدال $-i_d r_d$ بالتوتر v_{gs2} تنعكس قطبية مولد التوتر لحذف الإشارة السالبة. لاحظ من الشكل 15b أن:

$$v_o = i_d (2r_d) + g_m r_d^2 i_d \quad (20)$$

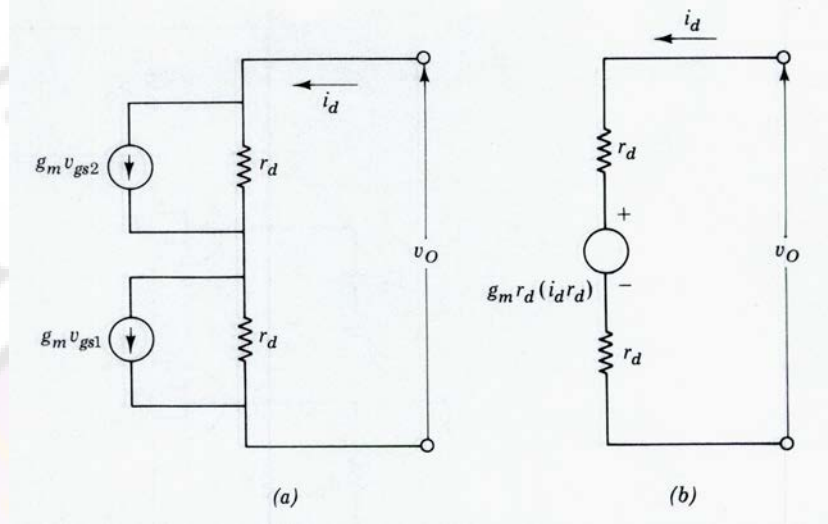
و

$$r_{ot} = \frac{v_o}{i_d} = 2r_d + g_m r_d^2 \quad (21)$$

وبالتبسيط

$$r_{ot} = r_d (2 + g_m r_d) \quad (22)$$

الشكل 15. الدارة
المكافئة لتوصيل
تسلسلي بالترانزستورات
الحقلية
(a) الدارة المكافئة
لمنبرع التيار، (b) الدارة
المكافئة المعدلة لمنبرع
التوتر



لما كان $g_m r_d$ أكبر بكثير من الواحد، فإن مقاومة الخرج r_{ot} عالية للغاية. ففي ترانزستور حقلية نموذجي مثلاً فيه $g_m = 2\text{mS}$ و $r_d = 10^5 \Omega$ تكون مقاومة خرجة في حالة التوصيل الكاسكودي:

$$r_{ot} = 10^5 (2 + 200) \approx 20\text{M}\Omega$$

وهي من مرتبة قيمة $1/h_{ob}$ نفسها في التوصيل الكاسكودي للترانزستورات الثنائية القطبية التي سبقت دراستها.

يمكن تعيين عرض حزمة المضخم الكاسكودي بجمع الثابتين الزمنيين للدائرة المفتوحة كما فعلنا في مضخم الربط بالباعث، ومن ثم أخذ مقلوب المجموع. سوف ندرس أولاً التوصيل الكاسكودي للترانزستورات الثنائية القطبية ثم نكيف نتائجنا مع توصيل الترانزستورات الحقلية كما فعلنا في مضخم الربط بالباعث. قمنا في الحقيقة باستنتاج معادلات الثوابت الزمنية للدائرة المفتوحة في طرائق توصيل الترانزستور الأساسية الثلاث ولهذا فإننا لا نحتاج إلا لتكييفها مع التوصيل الكاسكودي. في ترانزستور الدخل مثلاً يكون $g_m R_{ac} = 1$ ، وبهذا نحصل على الثابت الزمني لترانزستور الدخل بقلب المعادلة 20 من الفصل الرابع:

$$\tau_{CE} = \frac{(C_\pi + 2C_\mu)}{G_s'' + g_\pi} \quad (23)$$

أما ترانزستور الخرج فهو موصول وفق القاعدة المشتركة، وناقليته للإشارة G'_s صغيرة جداً، ويساوي تقريباً h_{oe} . وبالتالي يمكن استخدام المعادلة 11 للحصول على الثابت الزمني للدائرة المفتوحة لهذا الترانزستور. غير أنه بسبب الصغر الشديد للناقلية G'_s و $g_m \approx (\beta + 1)g_\pi$ يمكن كتابة المعادلة 11 بالشكل:

$$\tau_{CB} = \frac{C_\pi}{g_m} + R_{ac}C_\mu \quad (24)$$

وهكذا فإن تردد القطع العلوي في مضخم كاسكودي هو مقلوب مجموع هذين الثابتين الزمنيين (المعادلتان 23 و 24).

$$\omega_h = \frac{1}{\frac{C_\pi + 2C_\mu}{G'_s + g_\pi} + \frac{C_\pi}{g_m} + R_{ac}C_\mu} \quad (25)$$

يمكن تكيف المعادلة 25 ثانية مع مضخمات الترانزستورات الكاسكودية الحقلية بجعل $r_x = 0$ و $r_\pi = \infty$ و $C_\pi = C_{gs}$ و $C_\mu = C_{gd}$ كما يلي:

$$\omega_h = \frac{1}{R_s(C_{gs} + 2C_{gd}) + \frac{C_{gs}}{g_m} + R_{ac}C_{gd}} \quad (26)$$

مثال 7. نقارن في هذا المثال كلاً من عرض الحزمة وجداء ربح الاستطاعة بعرض الحزمة في كل من المضخم التسلسلي ومضخم الربط بالباعث باستخدام الترانزستورات وعناصر الدارة في المضخم التسلسلي نفسها التي استخدمناها في مضخم الربط بالباعث في المثال 5. ولهذا نحتاج إلى القيم التالية للعناصر $r_\pi = 695\Omega$ و $r_x = 155\Omega$ و $C_\pi = 100pF$ و $C_\mu = 3pF$ و $g_m = 0.2S$ و $R'_s = R_{ac} = 1k\Omega$. ومن ثم وباستخدام المعادلة 25 نحصل على:

$$\omega_h = 1/[((106 \times 10^{-12} / (0.866 + 1.44) \times 10^{-3})) + 10^{-10} / 0.2 + 10^3 \times 3 \times 10^{-12}]$$

$$\omega_h = 1/(46 + 0.5 + 3) \times 10^{-9} = 2.02 \times 10^7 r/s = 3.22 \times 10^6 Hz$$

ربح التيار في هذا المضخم $\beta = 139$ و ربح التوتر

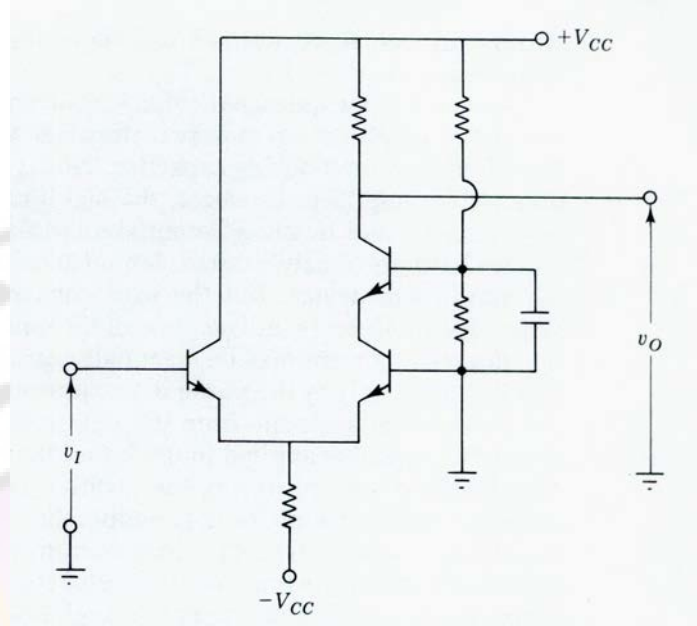
$$K_v = \beta R_{ac} / R_{in} = 139 \times 10^3 / 750 = 185$$

وبالتالي يساوي جداء ربح الاستطاعة بعرض الحزمة.

$$139 \times 185 \times 3.22 \times 10^6 = 82.8 \times 10^9$$

وبالتالي فإن عرض الحزمة في المضخم الكاسكودي أضيق بقليل منها في حالة مضخم الربط بالباعث ولكن جداء عرض حزمته بربح استطاعته أعلى.

الشكل 16. مضخم الربط بالباعث التسلسلي

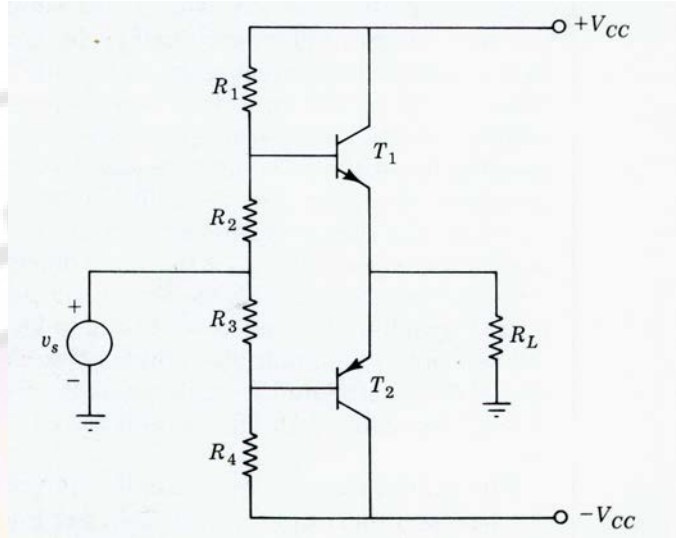


تكمن الميزة الرئيسية للمضخم الكاسكودي في ارتفاع جودة العزل بين بوابتي الخرج والدخل، والذي يصبح كبير الأهمية في المضخمات المولّفة على الترددات العالية. يتميز مضخم الربط بالباعث، من جهة أخرى، بأن استقراره الحرارية أفضل. يمكن لمضخم الشكل 16 أن يجمع بين مزايا التوصيل الكاسكودي والربط بالباعث، ويدعى مضخم الربط بالباعث الكاسكودي.

6. المضخمات باستخدام ترانزستورين ثنائي القطبية متناظرين متتامين

يبين الشكل 17 توصيل الباعث التابع (المجمع المشترك) الذي يعدّ من أكثر أشكال المضخمات، التي تستخدم ترانزستورين ثنائي القطبية متناظرين متتامين، شيوعاً. وقد اشتقت تسمية التناظر والتتام من استخدام ترانزستورين يتميزان بخصائص تناظرية متماثلة وبقطبيتي إشابة متعاكستين (متتامتين) أحدهما من النوع npn والآخر من النوع pnp. وأما التيار الذي يسري في مقاومة الحمولة R_L كما يظهر من الشكل 17، فيساوي الفرق بين تيارَي الترانزستورين، وبالتالي فهو يساوي الصفر في الحالة التي يكون فيها الترانزستوران متلائمين وتوتر دخلهما مساوياً للصفر، شريطة أن يكون $R_1 = R_4$ و $R_2 = R_3$. (تؤمن هذه المقاومات الاستقطاب الأمامي للترانزستورين في حالة الإشارة الصفرية). غير أن الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_1 ، يزداد عندما تصبح إشارة دخله موجبة، في حين يتناقص الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_2 . يؤدي هذا الأمر إلى زيادة تيار مجمع T_1 وتناقص تيار مجمع T_2 . يسري الفارق بين هذين التيارين في المقاومة R_L ويجعل مربطها الباعث موجباً. وبالعكس عندما تصبح إشارة الدخل سالبة يزداد استقطاب قاعدة الترانزستور T_2

في حين يتناقص استقطاب قاعدة الترانزستور T_1 . وهكذا ينعكس اتجاه التيار في R_L ويصبح مرتبطها الباعثي سالباً بالنسبة للأرضي.



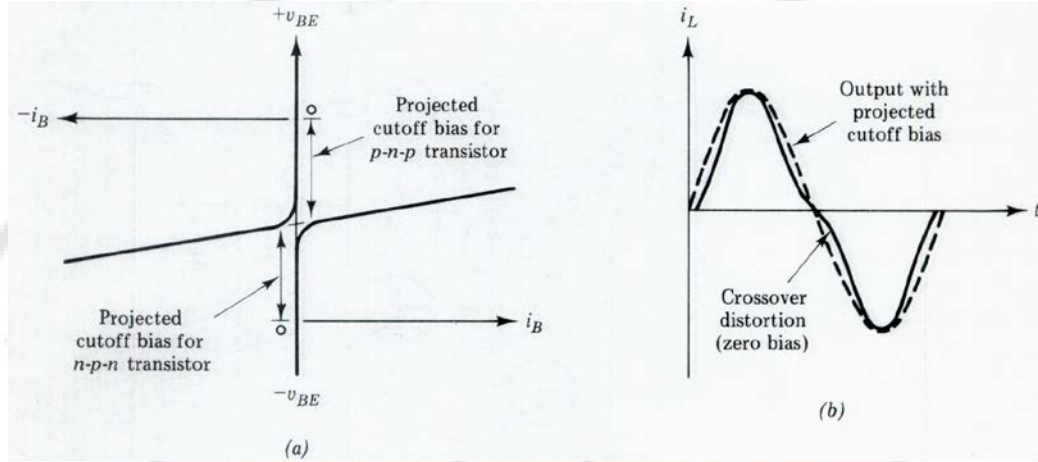
الشكل 17. الباعث التابع (بتوصيل المجمع المشترك) باستخدام ترانزستورين ثنائي القطبية متناظرين متتامين الاستقطاب فيه بالمقاومة

لا حظ أن تيارى المجمعين السكونيين في مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين لا يسريان في مقاومة الحمولة حتى في حال عدم وجود مكثفة منع. إن هذا الأمر صحيح أيضاً حتى في المضخم التفاضلي المتوازن. غير أن الفارق الكبير هو أن القيمة العظمى لتيار الحمولة في المضخم التفاضلي أو أي مضخم آخر درسناه لا يمكن أن تتجاوز التيار السكوني في أداة التضخيم ولكن تيار الحمولة في مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين مستقل عن التيار السكوني. وبالتالي فإن التيار السكوني يمكن أن يساوي الصفر عملياً في حين أن تيار الحمولة الأعظمي لا يحد منه إلا الاستطاعة المتبددة في الترانزستورين والتيار الجاهز من منبع التغذية.

فعندما تطبق إشارة متناوبة مثلاً على الدخل، ينقل الترانزستور $n-p-n$ تيار الحمولة في أثناء نصف الدورة الموجب في حين يكون الترانزستور $p-n-p$ مسطوماً، غير ناقل. وبالعكس يمكن للترانزستور $p-n-p$ أن ينقل كامل تيار الحمولة في أثناء نصف الموجة السالب في حين يتوقف الترانزستور $n-p-n$. وبالتالي لن يمر أي تيار في الأداة في غياب الإشارة. إن انخفاض تيار النقطة السكونية أو انعدامه يؤدي إلى تخفيض الاستطاعة المتبددة في الترانزستورين وبالتالي تحسين أدائهما. يزداد أيضاً كل من تيار واستطاعة الخرج بشكل ملحوظ بسبب الأداء الأعلى ولأنه لا يحد من تيار الخرج إلا مقاومة الحمولة وكمون منبع التغذية وليس تيار النقطة السكونية.

يحتاج كل ترانزستور في مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين بعض كمون الاستقطاب الأمامي لإلغاء ضرورة وصول إشارة الدخل إلى بضعة أعشار الفولط قبل أن يبدأ الترانزستور بالنقل جيداً في كل نصف دورة. يتأمن هذا الاستقطاب الأمامي عن طريق هبوط الكمون في المقاومتين R_2 و R_3

في الشكل 17. وإن غياب هذا الاستقطاب الأمامي يحدث منطقة خاملة بين نصفي الدورة ويعرف التشوه الناتج بالعرضاني *crossover distortion*. يبين الشكل 18a كيفية تعيين كمون الانحياز الأمامي للتخلص من التشوه العرضاني، وحتى الإبقاء على تيارات سكونية للمجمع صغيرة جداً. يمدد الجزء المستقيم نسبياً من المنحني المميز للدخول ليقطع المحور v_{BE} .



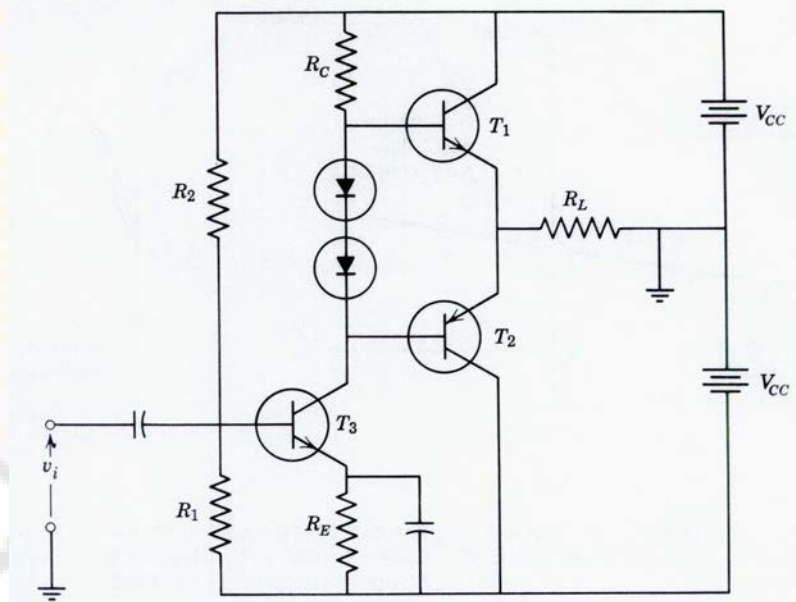
الشكل 18. (a) مميز انتقال الكمون للبائع التابع التكاملي، وفي (b) تشوه تيار إشارة الخرج بالنسبة لإشارة الدخل وذلك لأن الترانزستورين كليهما لا ينقل في المنطقة المشار إليها على الشكل إن التوتر عند نقطة التقاطع يمثل استقطاب مسقط التوقف الذي يرغب به. فعند تدوير المنحني المميز لدخل الترانزستور $p-n-p$ من الأعلى نحو الأسفل ويوضع ظهراً لظهر مع منحنى $n-p-n$ بحيث تتطابق نقطتا مسقط استقطاب التوقف، كما هو مبين في الشكل 18a، فإن الخط المستقيم نسبياً والذي يصل بين منحنىي الدخل والذي يرسم من خلال نقطة تطابق الاستقطاب يدعى المميز المركب للدخل.

إن ربح توتر مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين بتوصيل البائع التابع (المجمع المشترك) يساوي الواحد عملياً، وغالباً ما يوصل هذا المضخم بآخر يتمتع بربح توتر على النحو المبين في الشكل 19. حيث يؤمن هبوط التوتر، في الشائين D_1 و D_2 الاستقطاب الأمامي اللازم للتخلص من تشوه العبور. تؤدي المقاومة R_C دور مقاومة حمولة الترانزستور T_3 ، كما تؤمن الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_1 . يكون تيار الاستقطاب الأمامي هذا في الشروط السكونية مهماً ويمكن تصميم الترانزستور السواق T_3 على أنه مضخم نظامي باعته مشترك. إن الشائين D_1 و D_2 لهما فعل طرح هبوطي الشائين من توتر منبع التغذية. يجب أن تكون النقطة الواقعة بين الشائين موصلة الكمون إلى الأرضي في الشروط السكونية وبالتالي يجب أن يساوي الهبوط السكوني عبر R_C $+V_{CC} - V_{diode}$. عندما يساق الترانزستور السواق نحو التوقف ينخفض التيار في R_C ويزداد توتر

قاعدة T_1 ومن ثم توتر الخرج v_o نحو $V_{CC} +$ غير أنه عندما يتوقف T_3 لا يرتفع توتر قاعدة T_1 إلى $V_{CC} +$ لأن تيار قاعدة T_1 والذي يكون أعظمياً الآن يسري خلال R_C ويُحدث فيها هبوطاً في التوتر. أما توتر الخرج v_o فهو أخفض من توتر القاعدة بمقدار v_{BE} عبر T_1 . ولهذا فإذا كان يرغب بتوترات خرج كبيرة فيجب على مصمم الدارات أن يختار قيمة R_C بحيث تحدث هبوطاً صغيراً في التوتر (ربما فولط أو اثنين) عندما يسري فيها تيار قاعدة T_1 أعظمي.

عندما يكون الترانزستور السواق T_3 مستقطباً استقطاباً موجباً (نحو الإشباع) يهبط توتر الخرج إلى نحو $-V_{CC}$. علماً أن كمون قاعدة T_2 الأصغري الممكن يساوي $-V_{CC}$ بالإضافة إلى هبوط التوتر عبر R_E مضافاً إليه توتر إشباع T_3 ولهذا فإنه أجل القص التناظري في الخرج يجب على المهبوط الأصغري عبر R_C في أثناء نصف الدورة الموجب أن يساوي المهبوط عبر R_E مضافاً له توتر إشباع T_3 في أثناء نصف الدورة السالب.

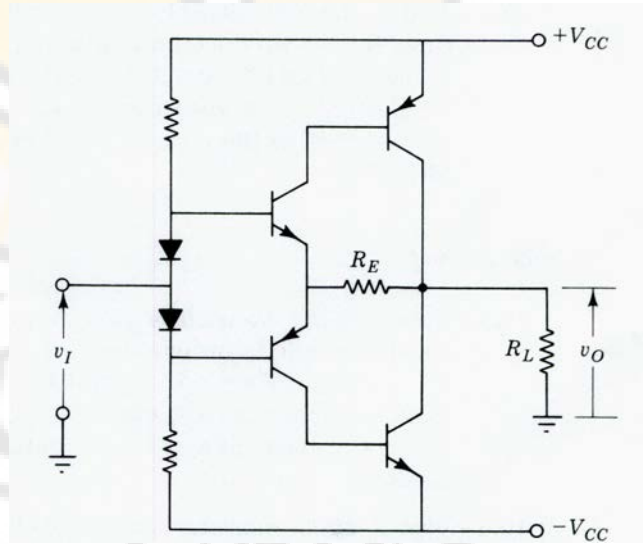
الشكل 19. مضخم التوتر
يرتبط مباشرة بمضخم
الترانزستورين المتناظرين
المتتامين



لا تلائم دائرة الشكل 19، إلاّ الإشارات ac بسبب مكثفتي المنع والقصر $bioassay$ في السواعة ذات الباعث المشترك وإن مضخم ac المناسب ربما يستخدم طريقة توصيل سواعة بالربط بالباعث هو مبين في الشكل 20. حيث تنعكس، في هذه الدارة، السواعة ذات الربط بالباعث لأنها تستخدم ترانزستور $p-n-p$ ولكن عملها يماثل عملياً سواعة الباعث المشترك (الشكل 19).
يبين الشكل 21 دائرة تضخيم أخيرة باستخدام ترانزستورين متناظرين متتامين $p-n-p$ و $n-p-p$ ولكن بتوصيل الباعث المشترك. تؤمن المقاومة R_E الاستقرار الضرورية لنقطة الخرج السكونية ولكنها تتسبب في تدني الإشارة أو التغذية الخلفية العكسية وبالتالي في تخفيض الربح.

الشكل 20. مضخم DC تتضمن دائرة خرجة ترانزستورين متناظرين متتامين

يجب على هبوط التوتر في R_{E2} أن لا يتجاوز 2 أو 3V عندما يرغب بأن تكون تموجات توتر الخرج كبيرة كما يجب أن تكون مقاومتا الاستقطاب R_1 و R_2 منخفضتين إلى حد كاف لتأمين جودة الاستقرار الحراري لمرحلة $p-n-p$ ولتخفيض التدني الناجم عن سريان تيارات الإشارة فيهما. وإن الاستطاعة المتبددة أو تصريف منبع التغذية هما العاملان اللذان يحددان من اختيار قيم منخفضة لهاتين المقاومتين وربما يكون مناسباً أن يكون S_1 مساوياً 2 أو 3.



الشكل 21. مضخم بتوصيل الباعث

المشترك ويتضمن زوجين من
الترانزستورات المتناظرة المتتامة

الفصل السابع

المضخمات المتعددة المراحل

تحتاج معظم المضخمات العملية إلى ربح أعلى مما تعطيه مرحلة تضخيم واحدة. ولذلك يشيع تلقيم خرج مرحلة تضخيم معينة لدخل مرحلة التضخيم التالية (الشكل 1). يطلق على المضخمات الموصولة على هذا النحو اسم المضخمات التعاقبية أو المضخمات المتعددة المراحل. لقد درسنا سابقاً ربح مضخم وعرض حزمته الترددية في حالة مرحلتي تضخيم أو أكثر بالإضافة إلى بعض تقنيات الربط بين مراحل التضخيم ولكن ما تزال بعض المفاهيم التي تنفرد بها المضخمات التعاقبية ندرسها في هذا الفصل.

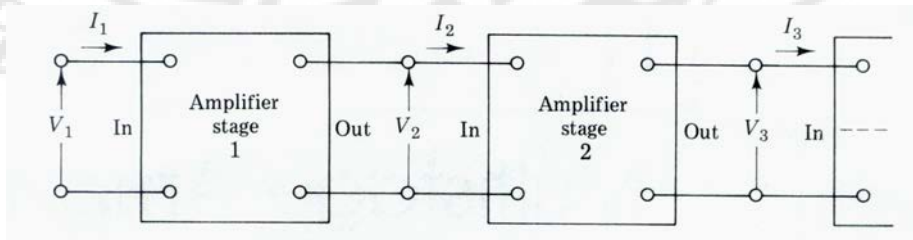
1. اعتبارات الربح وعرض الحزمة في المضخمات التعاقبية

يستخدم معظم مراحل المضخم التعاقبي للحصول على ربح توتر أو ربح تيار غير أن ما يهم في معظم المضخمات التعاقبية في نهاية الأمر هو ربح الاستطاعة. عندما يتم الحصول على المستوى المناسب للإشارة تستخدم مرحلة تضخيم للاستطاعة للحصول على استطاعة كافية لتفعيل أداة الحمولة المطلوبة (مثل مكبر الصوت ومحرك سرفو Servo motor والهوائي ... الخ). فإذا كان المطلوب ربح التوتر، فيمكن حساب الربح الكلي باستخدام معادلة ربح التوتر في كل مرحلة من مراحل التضخيم. وهكذا نجد ربح التوتر في مرحلة التضخيم الأولى (من الشكل 1):

$$G_1 = \frac{V_2}{V_1} \quad (1)$$

وربح توتر مرحلة التضخيم الثانية:

$$G_2 = \frac{V_3}{V_2} \quad (2)$$



الشكل 1. مراحل التضخيم في المضخم التعاقبي

يمكن التعبير عن ربح مراحل التضخيم الأخرى بطريقة مماثلة. ومن ثم يكون ربح التوتر الكلي للمضخم:

$$\frac{V_2}{V_1} \times \frac{V_3}{V_2} \times \frac{V_4}{V_3} \times \dots \times \frac{V_{n+1}}{V_n} = \frac{V_{n+1}}{V_1} \quad (3)$$

أو

$$G_A = G_1 \times G_2 \times G_3 \times \dots \times G_n \quad (4)$$

بالطريقة نفسها يمكن اشتقاق أرباح التيار وأرباح الاستطاعة. ويكون الربح الكلي في كل من هذه الحالات مساوياً جداء أرباح مراحل التضخيم الفردية، كما تشير العلاقة 4. وتعد أرباح مراحل التضخيم الفردية عموماً توابع لمؤثر لابلاس s (راجع الفقرة الثالثة من هذا الفصل)، وبالتالي يعد ربح المضخم G_A تابعاً لـ s . يتم التعبير عن s في حالة الإشارات الجيبية المستقرة بـ $j\omega$ ، في حين يمثل كل من G_1 و $G_2 \dots$ الخ قيم الربح عند زوايا طورية معينة. تساوي G_A في هذه الحالة جداء جميع هذه القيم بالمقدار، في حين تساوي زاوية الطور مجموع الانزياحات الطورية الفردية. وقد تم تعريف ربح مرجعي K لكل مرحلة من مراحل التضخيم. يمكن إيجاد ربح مرجعي للمضخم K_A من أرباح مختلف مراحل التضخيم الفردية.

$$\pm K_A = (\pm K_1) \times (\pm K_2) \times (\pm K_3) \times \dots \times (\pm K_n) \quad (5)$$

يكون الحد K_A موجباً إذا كان العدد الكلي لانعكاسات الطور زوجياً ويكون سالباً إذا كان عدد الانعكاسات فردياً. ولما كان K مجرد عدد فإن علاقته لا تتضمن المؤثر s .

رأينا سابقاً أن ω_l و ω_h هما ترددا القطع السفلي والعلوي على الترتيب. يجدر بالذكر أنهما الترددان اللذان ينخفض عندهما كل من ربح التوتر و ربح التيار لمرحلة تضخيم واحدة إلى 0.707 من القيمة المرجعية، [حيث ينخفض ربح الاستطاعة إلى 0.5 قيمته المرجعية بسبب الحمولات المقاومة]. فإذا كان لدينا مضخم بمرحلي تضخيم متماثلتين، ينخفض ربح التوتر عند ω_l بالعامل 0.707 في كل مرحلة. وبالتالي يصبح ربح المضخم عند ω_l (وكذلك عند ω_h).

$$0.707(-K_{v1}) \times 0.707(-K_{v2}) = 0.5K_A \quad (6)$$

يصبح الربح، في حالة n مرحلة تضخيم متعاقبة، عند كل من ω_l و ω_h في الحقيقة مساوياً $(0.707)^n K_A$.

لإنشاء علاقة لعرض حزمة المضخم الكلي، نعرّف ω_L على أنه تردد القطع السفلي للمضخم التعاقبي و ω_H تردد القطع العلوي له. يكون ربح المضخم عند هذين الترددين $0.707K_A$. لإيجاد العلاقة بين ω_l و ω_L من جهة، ومن جهة أخرى بين ω_h و ω_H ندرس المضخم الذي يتم الربط بين مرحله بـ RC والذي يضم n مرحلة تضخيم متعاقبة. يمكن التعبير عن ربح التوتر في المرحلة الواحدة في حالة إشارة دخل جيبية مستقرة في مجال الترددات المنخفضة على النحو:

$$G = -K \frac{j\omega}{j\omega + \omega_\ell} \quad (7)$$

$$G = -K \frac{1}{1 - j(\omega_\ell / \omega)} \quad \text{أو} \quad (8)$$

حيث G تابع للتردد، غالباً ما يكتب بالشكل $G(\omega)$ ، ويمكن التعبير عن قيمته بالشكل:

$$G = -K \frac{1}{[1 + (\omega_\ell / \omega)^2]^{1/2}} \quad (9)$$

ويكون ربح مضخم يتكون من n مرحلة تضخيم متعاقبة بحسب العلاقة 4:

$$|G_A| = |G|^n = K^n \left(\frac{1}{[1 + (\omega_\ell / \omega)^2]^{1/2}} \right)^n \quad (10)$$

ولما كان $K^n = K_A$ فيمكن أن نكتب:

$$|G_A| = K_A \frac{1}{[1 + (\omega_\ell / \omega)^2]^{n/2}} \quad (11)$$

إذا كان $\omega = \omega_L$ هنا، فإن أمثال K_A يجب أن يساوي 0.707 أو $1/(2)^{1/2}$ ومنه:

$$2^{1/2} = \left[1 + \left(\frac{\omega_\ell}{\omega_L} \right)^2 \right]^{n/2} \quad (12)$$

$$2^{1/n} = 1 + \left(\frac{\omega_\ell}{\omega_L} \right)^2 \quad \text{أو} \quad (13)$$

وبحل هذه المعادلة من أجل ω_L نحصل على:

$$\omega_L^2 = \frac{\omega_\ell^2}{2^{1/n} - 1} \quad (14)$$

$$\omega_L = \frac{\omega_\ell}{[2^{1/n} - 1]^{1/2}} \quad \text{أو} \quad (15)$$

يمكن التعبير عن ربح التوتر في مضخم بمرحلة تضخيم واحدة في حالة الإشارات الجيبية المستقرة عند الترددات العالية بالمعادلة التالية:

$$G = -K \frac{\omega_h}{j\omega + \omega_h} = -K \frac{1}{1 + j\omega / \omega_h} \quad (16)$$

وإذا بدأنا بالمعادلة 4 واتبعنا الخطوات نفسها التي لجأنا إليها في مجال التردد المنخفض، يمكن أن

نحصل على العلاقة التالية بين ω_h و ω_H :

$$\omega_H = \omega_h [2^{1/n} - 1]^{1/2} \quad (17)$$

يعطي الجدول 1 العلاقات بين ترددي القطع السفلي والعلوي لكل مرحلة من مراحل المضخم.

يدل كل من المعادلة 17 والجدول 1 على أن عرض الحزمة الكلي لمرحلي تضخيم متماثلتين يساوي 0.644 من عرض حزمة كل مرحلة. غير أنه ينتج عن تقنية مجموع الثوابت الزمنية للدائرة المفتوحة المستخدمة في الفصل السادس أن النسبة المناسبة تساوي 0.5 نظراً لأن مجموع الثابتين الزمنيين لمرحلي تضخيم متماثلتين يساوي ضعف قيمته في المرحلة الواحدة. من المعروف أن طريقة جمع الثوابت الزمنية أقل دقة وأن تنبؤاتها عن عرض الحزمة لا تدعو للتفاؤل ومع ذلك تعتبر جيدة لأغراض التصميم لأنها تزودنا بعامل أمان، كما أن دقتها تتحسن عندما تختلف مراحل التضخيم.

الجدول 1. نسب كل عن ω_h / ω_H و ω_ℓ / ω_L لمضخم من n مرحلة تضخيم

n	1	2	3	4	5	6	7	8
ω_ℓ / ω_L	1	0.644	0.510	0.435	0.387	0.348	0.333	0.30
ω_h / ω_H	1	1.55	1.96	2.3	2.58	2.88	3.00	3.33

نجد من المعادلتين 15 و 17 أو من الجدول 1 أن ω_L تصبح أعلى من ω_ℓ إذا كان n أكبر من الواحد، وتصبح ω_H أخفض من ω_h إذا كان n أكبر من الواحد. وهكذا يقل عرض حزمة المضخم عندما يتزايد عدد مراحل التضخيم المتعاقبة. فإذا كان يجب على عرض حزمة المضخم أن يظل ثابتاً فيجب زيادة عرض حزمة كل مرحلة من مراحل التضخيم عندما يتزايد عدد هذه المراحل. تقودنا المقولة الأخيرة إلى مأزق. فإذا كان يرغب بمضخم ربحه مرتفع وعرض حزمته كبير فيجب أن تتعاقب المراحل للحصول على ربح أعلى. غير أنه مع تزايد عدد مراحل التضخيم المتعاقبة يجب أن يزداد عرض حزمة كل مرحلة. للأسف يمكن لجداء ربح المضخم في عرض حزمته أن يكون، كما أشرنا في الفقرة 3 من الفصل الرابع، ثابتاً. ضمن هذه الشروط يؤدي ازدياد عرض الحزمة في مرحلة تضخيم معينة إلى انخفاض الربح فيها. يحتاج الأمر بالتالي لتعويض انخفاض الربح في كل مرحلة، إلى أن يكون عدد مراحل التضخيم أكبر وحزمها أعرض. يمكن الاستمرار في هذا الإجراء بالقدر الذي يمكن لربح المضخم الكلي بعده أن ينخفض عملياً لدى إضافة مراحل تضخيم تالية.

كانت الدراسة على المضخمات المتعاقبة تهتم حتى الآن بربحها وعرض حزمته. فإذا طبق تابع درجي على مضخم بمرحلة تضخيم واحدة فإن زمن الصعود بحسب ما نجد في المراجع يساوي نحو $2.2 / \omega_h$. فإذا خضع المضخم التعاقبي إلى المفهوم نفسه فيمكن التعبير عن زمن الصعود الكلي المتوقع T_{AR} لهذا المضخم بالشكل:

$$T_{AR} = (T_{R1}^2 + T_{R2}^2 + T_{R3}^2 + \dots)^{1/2} \quad (18)$$

حيث: T_{R1} زمن الصعود في مرحلة التضخيم الأولى، و T_{R2} زمن الصعود في مرحلة التضخيم الثانية... الخ.

ويكون زمن الصعود في مضخم يتكون من n مرحلة تضخيم متعاقبة متماثلة، زمن الصعود في كل منها T_{RS} :

$$T_{AR} = T_{RS} (n)^{1/2} \quad (19)$$

2. الريح بالديسيبل dB

يعرف ربح الاستطاعة بوحدة البيل $B(el)$ على النحو:

$$B = \log \frac{P_2}{P_1} \quad (20)$$

حيث $\log$ هو اللغارتم بالنسبة إلى الأساس 10 و يقدر B بالبيل $Bels$ و P_2 / P_1 نسبة الاستطاعة عند النقطتين المعنيتين.

إن وحدة البيل ملائمة للتعبير عن ربح المضخم التعاقبي لأنها ترد مسألة الضرب إلى مسألة جمع، غير أن هذه الوحدة هي من الكبر بحيث لا تتلاءم مع المقادير المتداولة. فربح استطاعة قدره 10 مثلاً لا يقابل إلا بيل Bel واحد. ولهذا يتخذ الديسيبل dB كوحدة عملية، وهذه الوحدة ميزة إضافية وهي أن تغير الاستطاعة بمقدار $1dB$ في نظام سمعي يمثل أقل تغير تكشفه الأذن التي تتميز باستجابة لغارتمية لتغيرات الشدة الصوتية.

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (21)$$

وكذلك

$$dB = 10 \log \frac{V_2^2 / R_2}{V_1^2 / R_1} \quad (22)$$

فإذا كانت المقاومة هي نفسها عند النقطتين المرجعيتين يكون لدينا

$$dB = 10 \log \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad (23)$$

وبالمثل:

$$dB = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (24)$$

غالباً ما تكون أهمية مستويات الممانعة ثانوية في مضخمات التوتر أو التيار. ولهذا تستخدم المعادلتان 23 و 24 أحياناً بحرية بصرف النظر عن المستويات النسبية للمقاومة.

غالباً ما يكون مناسباً التعبير عن مستوى الاستطاعة بالوحدة dB بالنسبة إلى مستوى مرجعي معين. ومن المستويات المرجعية التي يشيع استخدامها المستوى 6mW. ثمة مستوى مرجعي آخر يشيع استخدامه هو 1mW. عندما يستخدم هذا المستوى المرجعي الأخير يطلق على وحدات الـ dB عادة (volume units) أو dBm. ومن جهة أخرى يقدر توتر خرج الدارة المفتوحة لمكروفون بالديسيبل بالنسبة إلى 1V عندما يساوي فائض الضغط العياري 1microbar أو جزء من مليون من الضغط البارومتري العياري.

3. المجال s- ومجال التردد

إن الكون عبر ملف inductor يساوي $L di/dt$ والكون عبر مكثفة يساوي $(1/C) \int i dt$ وهكذا نجد أن معادلات التيار أو الكون في دارات بسيطة تتضمن معادلات تفاضلية. يزودنا تحويل لابلاس Laplace Transform بطريقة بسيطة لحل المعادلات التفاضلية. يزودنا الجدول 2 ببعض تحويلات لابلاس ومعادلاتها المقابلة في المجال الزمني time domain. ولما كانت معادلات لابلاس تحوي توابع لمؤثر لابلاس s-Laplace operator، يطلق على هذا المجال عادة اسم المجال s-domain. إن المؤثر s يساوي $(\sigma + j\omega)$ ولهذا يطلق على المجال الزمني أيضاً اسم مجال الترددات العقدية complex frequency domain.

يتضمن حل أي معادلة تفاضلية مركبتين إحداها مركبة التيار أو الكون المستقرة. يؤدي الحل المؤلف المستقر لدائرة ac إلى هذه المركبة المستقرة للموجة. أما المركبة الثانية للمعادلة التفاضلية فهي المركبة العابرة التي تسهم في وصل موجة الكون أو التيار الابتدائية بموجة الحالة المستقرة النهائية.

الجدول 2. بعض تحويلات لابلاس

$f(t)$	تحويلات لابلاس $G(s)$
$K u(t)$	$\frac{K}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$e^{\alpha t}$	$\frac{1}{s - \alpha}$
$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
$\cos \omega t$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$

$e^{-\alpha t} \sin \omega t$	$\frac{\omega}{(s + \alpha)^2 + \omega^2}$
$e^{-\alpha t} \cos \omega t$	$\frac{(s + \alpha)}{(s + \alpha)^2 + \omega^2}$
$\sinh \omega t$	$\frac{\omega}{s^2 - \omega^2}$
$\cosh \omega t$	$\frac{s}{(s^2 - \omega^2)}$

نُتم في هذا الفصل بشكل رئيسي بأموال ac المستقرة ومن ثم يمكن استبدال $j\omega$ بمؤثر التردد العقدي ونعمل في المجال الترددي. تضع مركبة الحل العابرة طبعاً لدى اتباع هذا التبسيط.

4. التقريب الخطي للمنحنيين المميزين للربح والطور (مخططا بود Bode)

إن التحليل الذي ورد في الفقرة الأولى من هذا الفصل يكفي لتحليل وتصميم مراحل التضخيم المتعاقبة. نعرض في هذه الفقرة طريقة تحليلية يمكن تطبيقها على أي مضخم ولو أننا نبدأ بمرحلة تضخيم واحدة بالربط بالمكثفة. يمكن كتابة تابع الانتقال في مثل هذا المضخم بجمع المعادلتين اللتين جرى اشتقاقهما من أجل كل من مجالي التردد السفلي والتردد العلوي لمضخم بمرحلة تضخيم واحدة (المعادلتان 7 و 16). ثمة معادلة واحدة تضم في آن معاً أقطاب وأصفار هاتين المعادلتين تكتب في المجال s - كما يلي

$$G = -K \frac{s\omega_h}{(s + \omega_\ell)(s + \omega_h)} \quad (25)$$

لنعتبر الآن مجال الترددات العالية، حيث $s = j\omega$ في حالة الإشارات الجيبية المستقرة و $\omega \gg \omega_\ell$. في هذه الحالة يؤول الحد $j\omega \rightarrow (s + \omega_\ell)$ وتصبح المعادلة 25:

$$G = -K \frac{j\omega\omega_h}{j\omega(j\omega + \omega_h)} = -K \frac{\omega_h}{j\omega + \omega_h} \quad (26)$$

لاحظ أن المعادلة 26 هي نفسها المعادلة 16 المشتقة في مجال الترددات العالية.

يحدث مجال الترددات المتوسطة حيث $s = j\omega$ ولكن $\omega \ll \omega_h$ و $\omega \gg \omega_\ell$ ، ومن ثم $j\omega \rightarrow (s + \omega_\ell)$ و $(s + \omega_h) \rightarrow \omega_h$. وبهذه الاستبدالات تصبح المعادلة 26:

$$G = -K \frac{s\omega_h}{s(\omega_h)} = -K \quad (27)$$

لاحظ أن G يختزل إلى ربح الترددات المتوسطة أو المرجعية على النحو الذي يجب أن يكون عليه. تنجم الإشارة السالبة عن افتراض توصيل المضخم وفق الباعث المشترك.

أخيراً في مجال الترددات المنخفضة حيث $s = j\omega$ و $\omega \ll \omega_h$. في هذه الحالة ينتهي الحد $\omega_h \rightarrow (s + \omega_h)$ ووتحتزل المعادلة 25 إلى الشكل:

$$G = -K \frac{s\omega_h}{(s + \omega_h)\omega_h} = -K \frac{j\omega}{j\omega + \omega_h} \quad (28)$$

ولما كانت هذه المعادلة مماثلة للمعادلة 7 فإن المعادلة 25 تصلح لكافة المجالات الترددية. لندرس الآن المجال الترددي الشديد الانخفاض حيث $s = j\omega$ و ω منخفض بالنسبة إلى ω_h . وبالتالي $\omega_h \rightarrow (s + \omega_h)$ و $\omega_h \rightarrow (s + \omega_h)$ وبالتالي تصبح المعادلة 25:

$$G = -K \frac{s\omega_h}{\omega_h\omega_h} = -K \frac{j\omega}{\omega_h} \quad (29)$$

وهكذا نجد أن ربح المضخم يتناسب طردياً مع التردد وزاوية طور الربح تساوي نحو 270° . ثمة طريقة مثيرة للتعبير عن علاقة الربح بالتردد. يتضاعف التردد وفقاً للمصطلحات الموسيقية كل octave. وبالتالي يتضاعف الربح، تبعاً للمعادلة 29 لكل زيادة في التردد قدرها octave. عندما تستخدم المعادلة 23 أو 24 نجد $20 \log 2 \approx 6$. وهكذا يمكننا القول بأن ربح التوتر يزداد 6dB لكل زيادة في التردد قدرها أوكتاف أو 20dB/decade. وإن رسم ربح المضخم مقدراً بالديسيبل بدلالة التردد في المجال الذي تصح فيه المعادلة 29 يعطي خطاً مستقيماً فيما لو رسم التردد على سلم لغارتمي. تصح المعادلة 29، كما أشرنا، من أجل $\omega \ll \omega_h$. غير أن دقة هذا التقريب تقل عندما تقترب ω من ω_h . ومع ذلك لنفرض، على سبيل التقريب، أن المعادلة 28 تصح من أجل $\omega \leq \omega_h$ في الشكل 2. في هذه الحالة يكون رسم كل من G وزاوية الطور بدلالة ω ، من أجل $\omega \leq \omega_h$ ، على النحو المبين في الشكل 2.

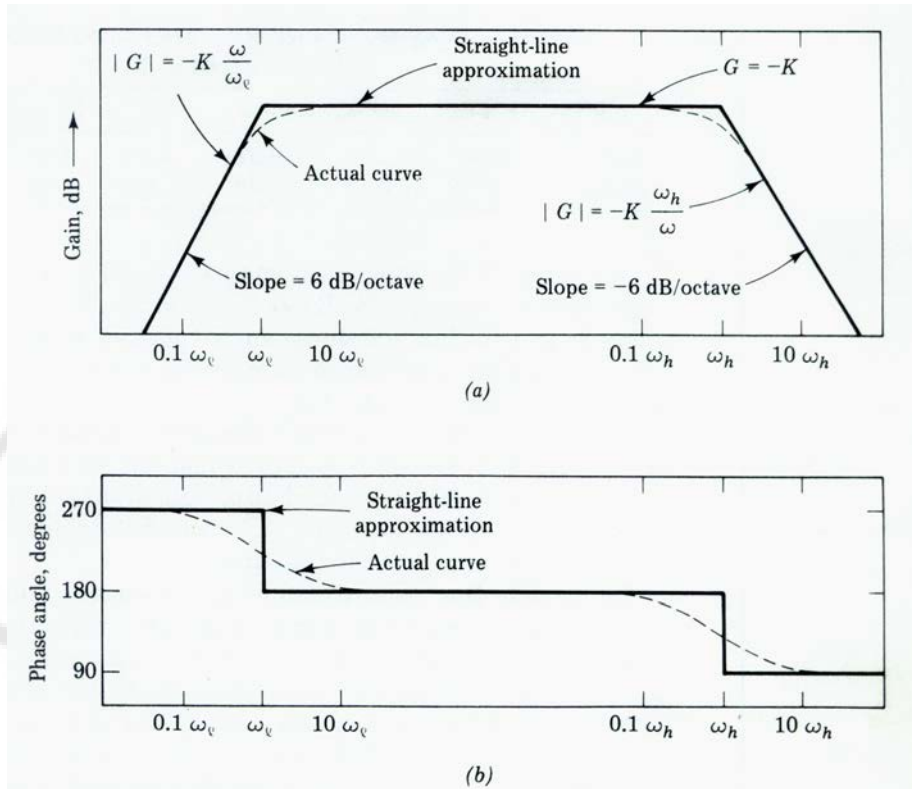
والآن إذا كان $s = j\omega$ و $\omega \ll \omega_h$ فإن $\omega_h \approx (s + \omega_h)$ و $\omega_h \approx (s + \omega_h)$. وبتطبيق المعادلة 27 نجد:

$$G = -K \quad (27)$$

يكون الربح ثابتاً في هذا المجال (ربح منتصف الحزمة) ومستقلاً عن التردد، في حين أن زاوية الطور تظل ثابتة عند نحو 180° . بافتراض وجود هذه الحالة (تقريب غير دقيق أيضاً) من أجل $\omega_h \leq \omega \leq \omega_h$ يكون للمخططين الشكل نفسه المعطى في القطعة المركزية من الشكل 2.

أخيراً إذا كان $s = j\omega$ و $\omega \gg \omega_h$ ، فإن $\omega_h \approx (s + \omega_h)$ و $\omega_h \approx (s + \omega_h)$. ضمن هذه الشروط تصبح المعادلة 25:

$$G = -K \frac{\omega_h}{j\omega} \quad (30)$$



الشكل 2. التقريبات الخطيان للربح من أجل $G = -Ks\omega_h / (s + \omega_l)(s + \omega_h)$

(a) الربح (b) انزياح الطور

في هذا المجال ينخفض G إلى النصف لكل زيادة في التردد قدرها أوكتاف أو أن G ينخفض بمقدار 6dB/octave أو 20dB/decade أي لكل زيادة في التردد قدرها عشرة أضعاف. فضلاً عن أن زاوية الطور تصبح 90° تقريباً فإذا صحت هذه التقريبات من أجل $\omega \geq \omega_h$ يكون الرسم على النحو المبين في الشكل 2 (من أجل $\omega \geq \omega_h$).

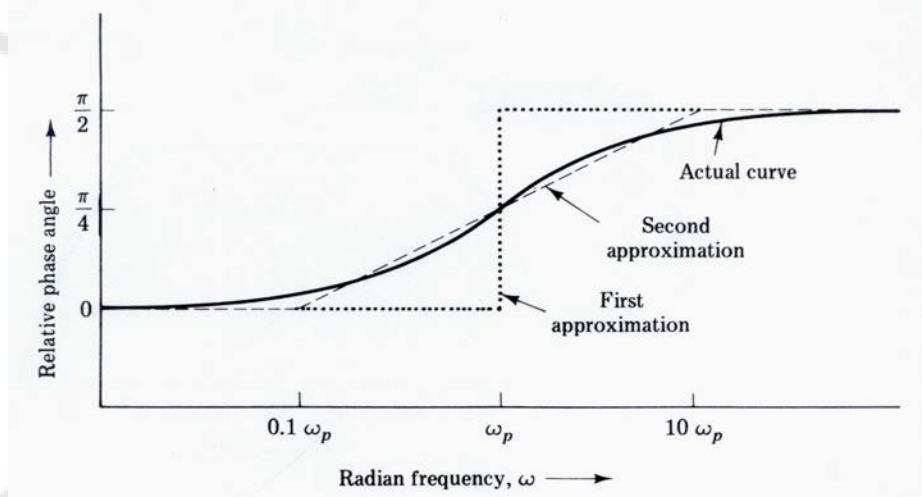
تبدو المخططات الفعلية للربح في الشكل 2 بدلالة التردد على شكل خطوط متقطعة. يطلق على التقريبات الخطية اسم مخططات بود *Bode plots* ويبدو أنها تقريبات جيدة جداً. يمكن في الحقيقة الحصول على مخططات دقيقة بالاستعانة بعوامل التصحيح الواردة في الجدول 3 بالقرب من التفردات *Singularities* أو الزوايا.

إن التقريب الخطي لزاوية الطور (الشكل 2b) هو تقريب رديء للمخطط الفعلي. يمكن لحسن الحظ، رسم تقريب خطي جيد جداً، كما هو مبين في الشكل 3. يرسم في هذا الشكل، أول تقريب خطي (المنحني المنقط) قيمته تساوي الصفر من أجل $\omega < \omega_p$ وتساوي $\pi/2$ من أجل $\omega \leq \omega_p$. تعطى في الجدول 4 انحرافات زاوية الطور عن التقريب الخطي الأول. يُعطى التقريب الخطي الثاني على شكل خط متقطع في الشكل 3. تساوي قيمة التقريب الثاني الصفر من أجل $\omega \leq 0.1\omega_p$. ومن ثم يرسم خط مستقيم اعتباراً من $\omega \leq 0.1\omega_p$ وزاوية الطور 0 إلى النقطة التي يكون عندها

$\omega = \pm 10\omega_p$ وزاوية الطور $\pi/2$. (يجب الرسم على المحور ω وفق سلم لغارتمي طبعاً في هذا التقريب، أو في أي مخطط لبود. إن هذا التقريب الأخير قريب جداً من المخطط الفعلي للطور (الخط المستمر في الشكل 3). إن أكبر خطأ في هذا التقريب يبلغ 5.7° ويحدث عند $\omega = 0.1\omega_p$ و $10\omega_p$. تؤدي زخرفة خفيفة عند هذين الموقعين إلى تقريب جيد جداً للمنحنيات الفعلية.

الجدول 3. عوامل التصحيح بالقرب من الترددات القطبية ω_p (ω_h أو ω_l)

$3\omega_p$	$2\omega_p$	$1.4\omega_p$	ω_p	$0.7\omega_p$	$0.5\omega_p$	$0.3\omega_p$	ω أو f
0.96	0.9	0.82	0.7	0.82	0.9	0.96	النسبة
0.5dB	1dB	2dB	3dB	2dB	1dB	0.5dB	الانحراف



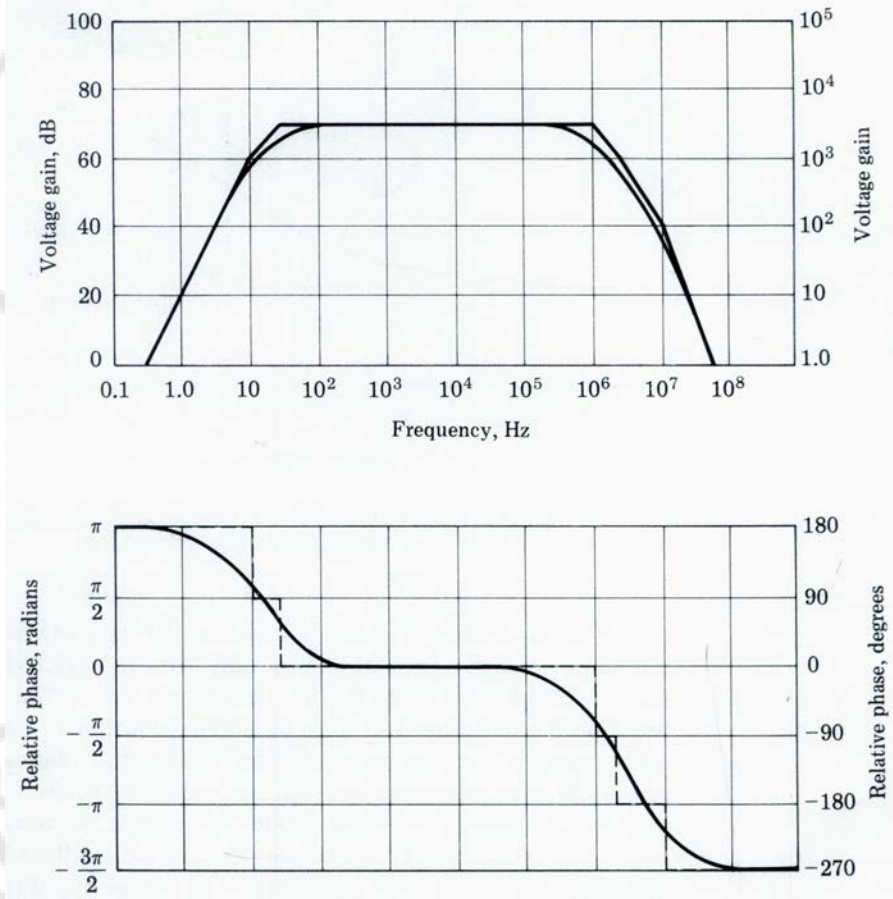
الشكل 3. رسم $\log(j\omega + \omega_p)$ يُظهر التقريبين الخطيين الأول والثاني

الجدول 4. انحرافات مخطط الطور الفعلي عن التقريب الخطي الأول

$10\omega_p$	$3.3\omega_p$	$2\omega_p$	$1.4\omega_p$	ω_p	$0.7\omega_p$	$0.5\omega_p$	$0.3\omega_p$	$0.1\omega_p$	التردد
-5.7°	-17.5°	-26.6°	-35.3°	+45°	35.3°	26.6°	17.5°	5.7°	الانحراف

يعتبر مخططاً بود مفيداً خاصة في حال وجود عدة مراحل تضخيم متعاقبة. يجب أولاً تعيين ترددي الاستطاعة النصفية لكل مرحلة، باستخدام الطرائق الموصوفة في كل من الفصول السادس والثامن والتاسع، وبالتالي يمكن رسم مخططي بود للحصول على منحنىي الريح والطور لكامل المضخم. يبين الشكل 4 المنحنيين المميزين للريح والطور في مضخم نموذجي بثلاث مراحل ويستخدم فيه الربط المباشر بين المراحل للتخلص من أحد أقطاب التردد المنخفض. يجب أن يكون سلم التردد لغارتمياً ولو أنه يمكن أن يكون بالواحدة radians/s أو بالهرتز. يجب أن يكون سلم

الريح لغارتمياً أيضاً ولو أنه يمكن تقديره بالديسيبل أو بنسبة الريح كما هو مبين في الشكل 4. يمكن أن يعطى الطور النسبي إما بالراديان أو بالدرجات كما هو مبين. ويستخدم طور منتصف الحزمة كمرجع صفري. يعتمد طور منتصف الحزمة الفعلي على عدد مراحل التضخيم بتوصيل الباعث المشترك المستخدمة ولو أنه غالباً ما يستخدم المرجع الصفري للضرورة. يوضح المثال التالي طرائق إنشاء التقريبات الخطية والمنحنيات الفعلية.



الشكل 4. مخططا بود Bode والمنحنيان الفعليان لكل من الريح والطور في مضخم بثلاث

مراحل تضخيم، يتضمن مرحلة بالربط المباشر.

مثال 1. يضم الشكل 4 مخططي بود لمضخم تابع الانتقال فيه أو معادلة الريح

$$G_v = 1.131 \times 10^{24} s^2 /$$

$$(s + 2\pi \times 10)(s + 2\pi \times 30)(s + 2\pi \times 10^6)(s + 2\pi \times 2 \times 10^6)(s + 2\pi \times 10^7)$$

يساوي الثابت في البسط ربح منتصف الحزمة مضروباً بثلاث قيم مختلفة للتردد ω_h (من المعادلة

25). ينتج عند ذلك أن ربح منتصف الحزمة يساوي 3000 أو 69.5dB. ولذلك ترسم القطعة

الأفقية من التقريب الخطي عند هذا المستوى بدءاً من قطب التردد المنخفض الأعلى (30Hz) إلى

قطب الترددات العالية الأخفض (10⁶Hz). يتم إنشاء جزء الترددات المنخفضة من التقريب الخطي

برسم خط مستقيم من قطب الترددات المنخفضة الأعلى (30Hz) نحو اليسار إلى الأسفل بميل قدره 20dB/decade إلى أن يتم بلوغ القطب الأخفض التالي (10Hz)، يؤدي هذا الأمر إلى تعيين موقع ذلك القطب والذي يمثل القطب ذا التردد الأخفض في هذا المثال. تستمر القطعة المنخفضة التردد النهائية بميل قدره 40dB/decade إلى يسار هذا القطب إلى أن ينتهي الرسم. إن ميل القطعة 20 dB / decade يساوي 1 وهو في حالة القطعة 40dB/decade يساوي 2 شريطة أن يكون مقياس الرسم هو نفسه من أجل عشرات التردد وعشرات الريح. تستخدم هذه المصطلحات أحياناً على الرغم من عدم صحتها عندما تكون التباعدات مختلفة.

ترسم قطع الترددات العالية لمنحني الريح بالطريقة نفسها لقطع الترددات المنخفضة. ترسم القطعة الأولى من أخفض قطب من أقطاب التردد المرتفع (10^6Hz) إلى اليمين وإلى الأسفل بميل -20dB/decade حتى الوصول إلى القطب الأعلى التالي $2 \times 10^6\text{Hz}$. ثم يتغير الميل ليصبح -40dB/decade إلى أن يتم الوصول إلى القطب الترددي الأعلى 10^7Hz . فيما وراء هذا القطب يصبح الميل 60dB/decade - إلى أن يتم الوصول إلى حافة المخطط. يمكن أن تعطى هذه الميول على النحو 1- ثم 2- ثم 3- على الترتيب.

يُرسَم منحني الريح الفعلي بإضافة التصحيحات الواردة في الجدول 3 لكل من الأقطاب المجاورة. يقدر انحراف الريح عند القطب 10^6Hz مثلاً بنحو 3dB ، يضاف إليه 1dB عند القطب 10^6 $\times\text{Hz}$ 2 فيصبح 4dB . وبالمثل فإن التصحيح عند $2 \times 10^6\text{Hz}$ يساوي 4dB بسبب التصحيح 1dB عند القطب 10^6Hz والتصحيح 3dB عند القطب $2 \times 10^6\text{Hz}$. إن نسبة التردد في منتصف المسافة بين هذه الأقطاب عند 1.4MHz إلى القطب 1.0MHz تساوي 1.4 وبالنسبة إلى القطب 2MHz تساوي 0.7. ولما كان تصحيح الريح عند كل من هذين القطبين يساوي 2dB يكون التصحيح الكلي 4dB . يكون التصحيح في هذا المجال من أجل القطب 10^7Hz مهماً. وبعد القيام بتصحيحات مماثلة عند قطبي التردد المنخفض أو قريباً منهما تمّ رسم الريح الفعلي في الشكل 4.

يمكن القيام بتصحيحات الطور بطريقة مماثلة لها في تصحيح الريح باستخدام الجدول 4. إن تصحيح الطور عند $f = 10\text{Hz}$ (الشكل 4) يساوي 45° عند القطب 10Hz بالإضافة 17.5° عند القطب 30Hz ، فيكون التصحيح الكلي أسفل خط الطور π أو 180° مساوياً 62.5° ، وبالمثل يكون تصحيح الطور عند 30Hz $17.5^\circ - 45^\circ = 27.5^\circ$ أسفل خط الطور 90° وتصحيح الطور

عند 10^6Hz يساوي $45^\circ + 26.5^\circ + 5.7^\circ = 77^\circ$ تحت خط 0° بسبب أقطاب التردد العالي الثلاثة. عند القطب 2MHz يساوي التصحيح:

$$45^\circ - 26.6^\circ + (\sin^{-1} 0.2 = 11.5^\circ) = 29.9^\circ$$

تحت خط طور $90^\circ -$ وعند القطب 10Hz يكون التصحيح $45^\circ - 11.5^\circ - 5.7^\circ = 27.8^\circ$ تحت خط طور 180° . لاحظ أن تصحيحات الطور في حالة الأقطاب التي تردداتها أخفض من التردد المدروس تطرح من عامل التصحيح للتردد المدروس شريطة أن تجري التصحيحات بدءاً من التقريب الخطي فوق المنحني الفعلي. ضمن الشروط نفسها تجمع تصحيحات الأقطاب العالية التردد إلى تصحيح القطب المعتبر.

من الأسهل عادة البدء بمخطط بود في منطقة الترددات المتوسطة الثابتة الريح. لاحظ أنه عند تردد كل قطب في معادلة الريح يطرأ تغير قدره 20dB/decade على ميل المنحني الخطي. إذا استخدم اتجاه تزايد التردد فإن الميل ينخفض بمقدار 20dB/decade عند تردد كل قطب فإذا وجد قطبان في معادلة الريح عند تردد معين يكون تغير الميل 40dB/decade .

5. ضجيج المضخم

يحد الضجيج المتولد في مضخم تعاقبي من ربحه الأعظمي المفيد. يكون ارتفاع الريح مطلوباً عندما تكون إشارة الدخل المتوافرة ضعيفة جداً. فإذا لم تكن إشارة دخل مرحلة التضخيم الأولى في مضخم تعاقبي أقوى من الضجيج المتولد فيها، فيمكن للضجيج أن يجعل الإشارة غير مفيدة. يولد منبع الإشارة دائماً بعض الضجيج ولهذا تكون نسبة الإشارة/ الضجيج فيه محدودة. في الحالة المثالية لا يولد المضخم أي ضجيج ولهذا تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج عند خرجه هي نفسها عند منبع الإشارة. غير أن المضخم يضيف ضجيجاً ناجماً عنه وبالتالي تصبح نسبة الإشارة إلى الضجيج عند خرجه أخفض منها عند منبع الإشارة.

ثمة منابع أساسية ثلاثة للضجيج في مضخم بالترانزستورات هي:

1. ضجيج الشائيات الذي ينجم عن الحقن العشوائي لحاملات الشحنة عبر المنطقة الناضبة.
2. ضجيج المقاومات الذي ينجم عن الحركة العشوائية للإلكترونات في المقاومة عند درجات حرارة أعلى من 0°K .

3. ثمة نوع ثالث من الضجيج وهو الضجيج الذي تتناسب قيمته عكسياً مع التردد $1/f$. وهو نوع من الضجيج لن يكون فعالاً إلا عند الترددات السمعية أي المنخفضة أي 1kHz عادة فما دون. ينجم هذا الضجيج بشكل رئيسي عن تهريب سطوح الترانزستورات والشائيات نصف الناقلة،

وتختلف قيمته كثيراً من أداة إلى أخرى من النوع نفسه ولم يتم توصيفه نظرياً حتى الآن وقد أدت التحسينات التي طرأت على معالجة سطح الترانزستور إلى تخفيض هذا الضجيج بشكل كبير بالنسبة له في النماذج السابقة. في التطبيقات التي تتطلب أن يكون ضجيج المضخم ضعيفاً جداً، يجب اختيار الترانزستور بعناية وحرص بحيث يكون هذا الضجيج منخفضاً فيه.

يمكن، في المقاومات والثنائيات، التنبؤ بسهولة عن التيارات المتوسطة التي تسري فيها لدى تطبيق كمون ثابت ومعلوم عليها، ولكنه تحدث ترنحات عشوائية صغيرة حول القيم الوسطية نتيجة الحركة العشوائية للإلكترونات أو حاملات الشحنة فيها. تعود هذه الحركة العشوائية إلى الطاقة الحركية للحاملات والتي تتناسب طردياً مع درجة الحرارة المطلقة للمادة. يطلق على هذه التغيرات العشوائية اسم الضجيج نظراً لأنها تُضخم مع الإشارة وتسبب إشعاع ضجيج الخلفية في مكبر الصوت أو سماعة الأذن. تسبب هذه الإشارات أيضاً حدوث التشويش على راسم الاهتزاز أو أنبوب الصورة التلفزيونية. لن يكون الضجيج مسموعاً أو التشويش مرئياً إذا كانت الإشارة كبيرة جداً بالنسبة إلى الضجيج. ولهذا فإن نسبة الإشارة إلى الضجيج تحدد فيما إذا كان الضجيج مزعجاً أم لا. يعتمد مستوى تساهل المرء طبعاً على مادة البرنامج. فالاتصالات الصوتية على مسافات بعيدة تعتبر مقبولة مثلاً حتى لو كان يصاحبها الضجيج إذا كانت مفهومة، ولكن يمكن لضجيج الخلفية الكبير الذي يرافق معزوفة موسيقية أن يكون مزعجاً.

نظراً لأن مرحلة التضخيم الأولى في مضخم تقوم بتضخيم ضجيجها الخاص بالإضافة إلى إشارة الدخل تكون استطاعة مجموع الإشارة والضجيج المتوافرة كإشارة دخل إلى مرحلة التضخيم التالية كبيرة عادة بالنسبة إلى استطاعة الضجيج المتولدة في المرحلة الثانية. ولهذا تعتبر مرحلة التضخيم الأولى مرحلة حاسمة لدى حساب إسهام الضجيج في المضخم. إذا كان N_s يرمز إلى استطاعة الضجيج التي يسوقها منبع الإشارة إلى دخل مرحلة التضخيم الأولى و N_{a1} استطاعة الضجيج المتولدة في مرحلة التضخيم الأولى بالنسبة إلى دخلها، تكون استطاعة الضجيج في خرج مرحلة التضخيم الأولى:

$$N_{o1} = (N_s + N_{a1}) G_{p1} \quad (31)$$

حيث G_{p1} ربح استطاعة الضجيج في مرحلة التضخيم الأولى. إن استطاعة الضجيج عند خرج مرحلة التضخيم الأولى تصبح دخلاً لمرحلة التضخيم التالية. فإذا كان N_{a2} يمثل استطاعة الضجيج المتولد في مرحلة التضخيم الثانية بالنسبة إلى دخلها، يكون خرج استطاعة الضجيج في مرحلة التضخيم الثانية:

$$N_{o2} = [(N_s + N_{a1}) G_{p1} + N_{a2}] G_{p2} \quad (32)$$

حيث G_{p2} ربح الاستطاعة في مرحلة التضخيم الثانية. وبالتالي يمكن أن نرى من المعادلة 32، أن إسهام استطاعة الضجيج في مرحلة التضخيم الثانية N_{a2} صغير بالنسبة إلى خرج استطاعة الضجيج $G_{p1} (N_s + N_{a1})$ في مرحلة التضخيم الأولى شريطة أن يولد المضخمان مقدارين متقاربين من الضجيج وأن يكون ربح الاستطاعة في مرحلة التضخيم الأولى كبيراً بشكل معقول. يجدر بالذكر بأن إسهامات مراحل التضخيم المتتالية أقل أهمية.

6. ضجيج المقاومات

يتأرجح توتر الضجيج في مقاوم عشوائياً ولهذا فهو لا يضم أي مركبات منفصلة للتردد كالتى نحصل عليها من تحليل فورييه للتأرجحات الدورية. يتميز توتر أو تيار الضجيج عوضاً عن ذلك بطيف ضجيج مستمر ضمن حزمة عريضة من الترددات تمتد إلى ما وراء الترددات العلوية للمضخمات الترانزستورية. ولهذا فإن استطاعة الضجيج عند خرج مضخم تتناسب طردياً مع عرض حزمته مقدراً بالهرتز. ولما كان ثابت بولتزمان k يربط بين طاقة الضجيج ودرجة حرارته المطلقة، فيمكن الحصول على علاقة معقولة تربط بين كل من استطاعة ضجيج المضخم p_n ودرجة حرارته T وعرض حزمته Δf :

$$p_n = kT \Delta f \quad (33)$$

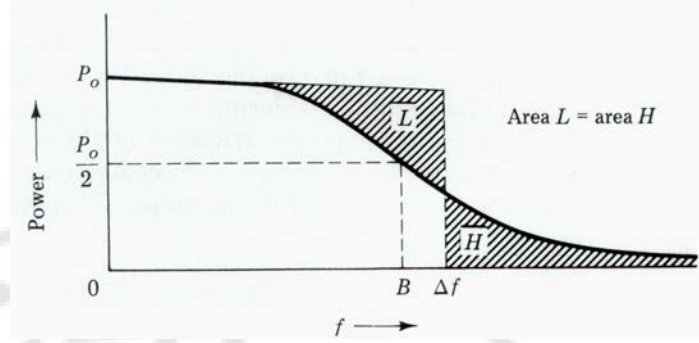
يستخدم Δf للتعبير عن عرض الحزمة الفعال عوضاً عن B لأن عرض الحزمة الفعال لاستطاعة الضجيج يختلف عن عرض الحزمة الموافق للاستطاعة النصفية الذي سبق تعريفه. يوضح الشكل 5 الفارق بين حزمة الضجيج وعرض الحزمة الموافق للاستطاعة النصفية.

يعرّف عرض حزمة الاستطاعة النصفية في مضخم التمرير السفلي *low-pass amplifier* المستخدم حتى الآن بأنه التردد الذي تنخفض الاستطاعة عنده إلى نصف قيمتها عند التردد المنخفض. غير أن Δf هو عرض الحزمة الذي يجعل مساحة المستطيل $p\Delta f$ (الشكل 5) مساوياً للمساحة الكلية التي يحصرها منحنى استطاعة الاستجابة. وباستخدام المصطلحات الرياضية نكتب:

$$p_0 \Delta f = \int_0^{\infty} p df \quad (34)$$

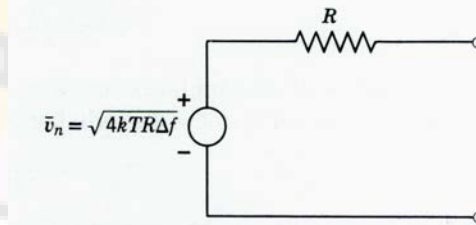
وهكذا فإن المساحة L في الشكل 5 تساوي المساحة H . فإذا كان لدينا مضخم بمرحلة تضخيم واحدة بالربط بـ RC ، فيه Δf يساوي $1.5B$. غير أن Δf يقترب من B عندما ينضم عدد من مراحل التضخيم أو الدارات التي تميز الترددات *frequency-discriminating circuits* لأن ميول منحنيات الاستجابة تغدو أكثر انحداراً. ولهذا يكون الخطأ المرتكب صغيراً عندما يفرض أن Δf يساوي B في معظم التطبيقات.

الشكل 5. منحنى الاستطاعة بدلالة
التردد يبين الفارق بين عرض الحزمة
الموافق للاستطاعة النصفية وعرض
حزمة الضجيج Δf



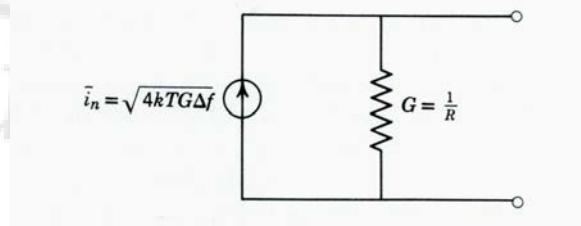
أما Nyquist فقد سلم بأن استطاعة الضجيج التي تعطى بالعلاقة 33 هي الاستطاعة العظمى التي يمكن نقلها من مقاوم (طبيعي)، مصحوب بالضجيج إلى مقاوم غير مصحوب بالضجيج. ولما كانت الاستطاعة العظمى تنتقل عندما تكون مقاومة الحمولة تساوي مقاومة المنبع فيمكن رسم دائرة تفنين المكافئة لمقاوم مصحوب بالضجيج كما هو مبين في الشكل 6. يدل الحساب البسيط على أن هذه الدائرة المكافئة سوف تنقل الاستطاعة العظمى $p_n = kT\Delta f$. فإذا وصلت مقاومتان طبيعيتان معاً فيولد كل منهما استطاعة ضجيج ولن يكون هناك انتقال صاف للطاقة بينهما إذا كان كلاهما عند درجة الحرارة نفسها. إن التوتر $\bar{v}_n$ لا يمثل القيمة المنتجة rms بالمعنى المعتاد لأنه لا يمكن أن يبدي مركبة تردد. ولهذا يوضع الخط فوق v_n للدلالة على أنه توتر وهمي يؤدي إلى انتقال استطاعة الضجيج الموافقة. ولذلك يمكن التعامل مع $\bar{v}_n$ على أنه توتر منتج rms

الشكل 6. دائرة تفنين المكافئة لمقاوم
مصحوب بالضجيج



يمكن تحويل منبع تفنين المكافئ للضجيج إلى منبع للتيار (نورتون) كما هو مبين في الشكل 7. يؤدي الحساب البسيط إلى أن تيار الدائرة القصيرة لدائرة تفنين يساوي (الشكل 7):

الشكل 7. دائرة نورتون المكافئة
لمنبع الضجيج في ناقل



$$\bar{i}_n = \frac{\sqrt{4kTR\Delta f}}{R} = \sqrt{4kTG\Delta f} \quad (35)$$

7. ضجيج الثنائي

يمكن استنتاج الضجيج الذي يولده ثنائي نصف ناقل من ضجيج المقاوم وقانون أساسي في الترمودينميك. فإذا وصل ثنائي ومقاوم عند درجة الحرارة نفسها معاً، من دون تطبيق أي توتر خارجي لا تسري أي استطاعة للضجيج بينهما، وإلا فإن أحدهما يصبح أكثر سخونة والآخر أبرد. ولهذا فإن تدفق التيار الناجم عن الضجيج المتولد في الثنائي يجب أن يساوي تدفق تيار الضجيج الناتج عن الضجيج المتولد في المقاوم. ولكن الضجيج في الثنائي، باستثناء الضجيج المتولد في المقاومة الأومية لنصف الناقل المشوب، يعود إلى تغيرات التيار العشوائية عبر الوصلة. غير أنه، في ثنائي غير مستقطب، يسري تيار الإشباع في اتجاه معين ويسري تيار حقن يساوي تيار الإشباع في الاتجاه المعاكس كما ذكرنا في الفصل الأول. على الرغم من أن التيار الوسطي للضجيج يساوي الصفر، فإن مركبتيه اللتين تسريان في اتجاهين متعاكسين، قابلتان للجمع لأن التغيرات العشوائية لا تعتمد إلا على مقدار التيار وليس على اتجاهه. وهكذا تكون شدة التيار المولد للضجيج في ثنائي غير مستقطب $2I_s$.

إن الناقلية الديناميكية لثنائي غير مستقطب، تساوي كما رأينا في الفصل الأول:

$$G_o = \frac{q}{kT} I_s \quad (36)$$

فإذا تم تعويض قيمة الناقلية في المعادلة 35، تصبح مركبة الضجيج في ثنائي غير مستقطب

$$\bar{i}_{nd} = \sqrt{4qI_s \Delta f} \quad (37)$$

ولكن التيار المنتج للضجيج في ثنائي غير مستقطب يساوي $I = 2I_s$ كما ذكرنا أعلاه. ولهذا يمكن التعبير عن مركبة الضجيج في تيار الثنائي المنتج للضجيج بتعويض $I_s = I/2$ في المعادلة 33 للحصول على:

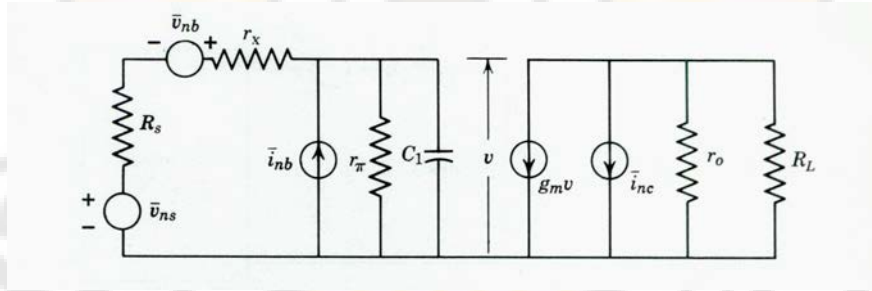
$$\bar{i}_{nd} = \sqrt{2qI \Delta f} \quad (38)$$

وقد بين شوتكي *Schottky* وآخرون أن المعادلة 38 سارية المفعول على أي قيمة لتيار ثنائي I يتولد فيه الضجيج. عندما يطبق استقطاب عكسي يكون $I = I_s$. وعندما يطبق استقطاب أمامي يكون $I = I_s + I_I$ ، حيث I_I تيار الحقن الكلي، وقيمتها عادة كبيرة جداً بالنسبة إلى I_s وبذلك يمثل I عملياً القيمة السكونية أو المتوسطة لتيار الثنائي عندما يكون هذا الأخير مستقطباً استقطاباً أمامياً.

إن عرض حزمة الضجيج لثنائي يتجاوز مجال تردده المفيد، ولذلك فإن عرض حزمة الضجيج Δf تساوي عادة عرض حزمة ضجيج المضخم أو أداة القياس التي تعقب الثنائي.

8. ضجيج الترانزستور

أصبحنا الآن جاهزين للتعرف على منابع الضجيج في الترانزستور وللقيام ببعض حسابات توتر الضجيج (أو المقاومة المكافئة). تتصف التيارات الحرارية (I_{CO} و I_{EO}) بأنها تضم مركبات للضجيج ولهذا فهي تزيد الضجيج في الترانزستور. تمتاز ترانزستورات السيليسيوم عن ترانزستورات الجرمانيوم بأن ضجيجها أضعف، في حال تماثل الخصائص الأخرى. وبالتالي سنفرض بأنه يتم اختيار ترانزستور السيليسيوم لانخفاض الضجيج فيه، وإمكانية إهمال تياراته الحرارية. ويعد كل من وصلة الباعث المستقطبة استقطاباً أمامياً (ضجيج ثنائي) والمقاومة الأومية في القاعدة r_x في ترانزستور السيليسيوم المنبعين الرئيسيين للضجيج. يعطي الشكل 8 الدارة المكافئة π للوسطاء المهجنة والتي تظهر فيها منابع الضجيج. لضجيج ثنائي وصلة الباعث مفعولان الأول أنه يولد توتر ضجيج عبر الوصلة. وقد وضع تيار الضجيج المكافئ $\bar{i}_{nb}$ على التوازي مع r_π لتوليد الإسهام الملائم في توتر الضجيج $\bar{v}$ عبر الوصلة. وأما المفعول الثاني لتيار ضجيج وصلة الباعث فهو الانتقال المباشر لهذا التيار، وقد انخفض بالعامل α ، نحو دائرة المجمع. تمثل هذه المركبة، التي لم يطرأ عليها تضخيم بالترانزستور بمنبع تيار الضجيج $\bar{i}_{nc}$ في دائرة المجمع. أما المقاومتان r_o و r_π فهما غير مصحوبتين بالضجيج لأنهما مقاومتان وهميتان تفسران خصائص الترانزستور ولا تمثلان مقاومة أومية.



الشكل 8. الدارة المكافئة للضجيج في الترانزستور

يمكن من الدراسة السابقة استخلاص النتائج التالية:

1. أنه يمكن لتيار ضجيج دائرة المجمع $\bar{i}_{nc}$ أن يكون صغيراً إذا كان تيار المجمع عند النقطة السكونية q - صغيراً.
2. يمكن جعل تيار الضجيج $\bar{i}_{bn}$ في حده الأدنى عند قيمة معينة لتيار المجمع عند النقطة السكونية إذا كان h_{FE} كبيراً.
3. إن إسهام ضجيج مقاومة القاعدة يكون صغيراً إذا كانت المقاومة r_x صغيرة بالنسبة إلى مقاومة المنبع.
4. يمكن جعل ضجيج خرج المضخم عند قيمته الصغرى وذلك يجعل عرض حزمة المضخم يقتصر على العرض الذي تتطلبه الإشارة.

وهكذا يكون الضجيج منخفضاً في ترانزستور من السيليسيوم فيه h_{FE} عالية عند قيم منخفضة للتيار I_C عندما يساق بمنبع الإشارة حيث $r_s \gg r_x$. يجب اختيار الترانزستور من أجل ضجيج $1/f$ منخفض إذا كان المطلوب أن يكون الضجيج أخفض ما يمكن. يعرف رقم الضجيج لمضخم معين بأنه نسبة استطاعة الضجيج التي يسوقها المضخم إلى استطاعة ضجيج منبع الإشارة عند الدرجة $290^\circ K$ إذا كانت مقاومته المنبع الوحيد للضجيج:

$$F = \frac{\text{Noise power delivered by an amplifier to a load}}{\text{Noise power delivered if } R_s \text{ (at } 290^\circ K \text{) is the only noise source}}$$

وقد تم التعبير عن هذه النسبة من أجل حزمة ترددية ضيقة عند تردد معين لأن ضجيج المضخم تابع للتردد. يعطى رقم الضجيج عادة بالديسيبل dB عند 1kHz.

يمكن تمثيل الضجيج الذي يسهم فيه كل من المضخم ومنبع الإشارة بتوتر الضجيج $\bar{v}_n = (\bar{v}_{ns}^2 + \bar{v}_{na}^2)^{1/2}$ عند دخل المضخم كما هو مبين في الشكل 9. حيث $\bar{v}_{na}$ يمثل توتر الضجيج المكافئ للمضخم بالنسبة إلى دخله. يمكن تمثيل توتر الضجيج المكافئ $\bar{v}_n$ بأنه توتر الضجيج الذي تولده المقاومة R_n في الدرجة $290^\circ K$ (درجة الحرارة المرجعية العيانية). ومن ثم فإن رقم الضجيج يساوي R_n / R_s كما يتضح من العلاقات التالية. يعبر عن تيار ضجيج الدخل المكافئ على النحو:

$$\bar{i}_n = \frac{V_n}{R_s + Z_i} = \frac{(4kTR_n \Delta f)^{1/2}}{R_s + Z_i} \quad (39)$$

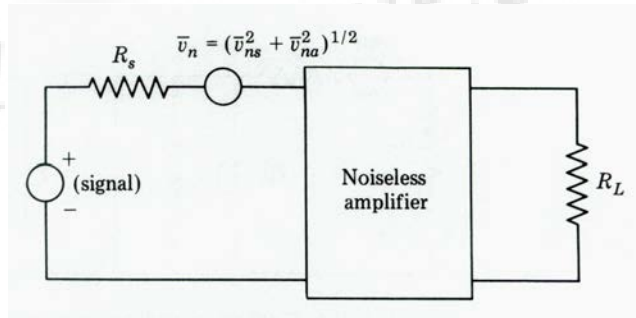
حيث Z_i ممانعة دخل الترانزستور عند التردد المحدد. ومن ثم فإن توتر خرج الضجيج يساوي:

$$\bar{v}_{no} = \bar{i}_n G_i R_L = \frac{(4kTR_n \Delta f)^{1/2} G_i R_L}{R_s + Z_i} \quad (40)$$

وبالمثل يعبر عن توتر ضجيج المضخم عند خرجه والذي ينتج عن توتر ضجيج المنبع فقط بالعلاقة

$$\bar{v}_{nos} = \frac{(4kTR_s \Delta f)^{1/2} G_i R_L}{R_s + Z_i} \quad (41)$$

الشكل 9. تمثيل ضجيج كل من المضخم ومنبع الإشارة بتوتر الضجيج المكافئ



إن استطاعة الضجيج في حمولة المضخم $\bar{v}_{no}^2 / R_L$ ، أما إذا لم يكن المضخم مصحوباً بالضجيج فتكون استطاعة الضجيج في الحمولة $\bar{v}_{nos}^2 / R_L$. يعرّف رقم دقة الضجيج بأنه النسبة بين هاتين الاستطاعتين، ويمكن التعبير عنه باستخدام المعادلتين 40 و 41.

$$F = \frac{4kTR_n \Delta f G_i^2 R_L^2}{4kTR_s \Delta f G_i^2 R_L^2} = \frac{R_n}{R_s} \quad (42)$$

لاحظ أن رقم الضجيج F مستقل عن مقاومة الحمولة. كما أن ممانعة الدخل Z_i لا تظهر صراحة في المعادلة 42. غير أن المقاومة المكافئة للضجيج R_n تابع لممانعة دخل الترانزستور. نقوم فيما يلي بإيجاد المقاومة المكافئة للضجيج R_n بدلالة وسطاء الترانزستور المبين في الشكل 8. لما كانت R_n تمثل مقاومة الضجيج الكلية بما فيها مقاومة المنبع، فإننا نعرف مقاومة الضجيج R_a التي تحدث عند الدرجة $290^\circ K$ ضجيجاً مكافئاً للضجيج المتولد في المضخم. يكون لدينا في هذه الحالة $R_n = R_s + R_a$ وبالتالي نحصل على:

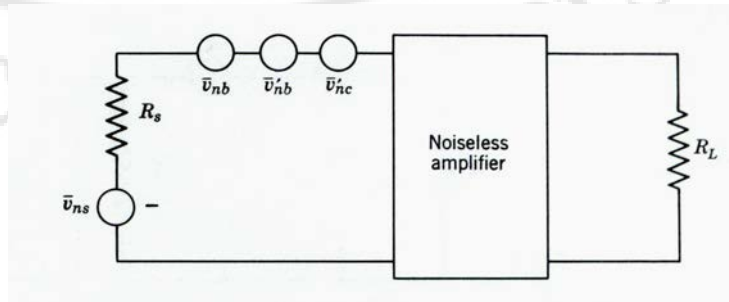
$$F = \frac{R_s + R_a}{R_s} \quad (43)$$

سوف نوجد في بادئ الأمر توتر الضجيج $\bar{v}_{na}$ الذي إذا وضع في دخل الترانزستور على التسلسل مع منبع الإشارة يحدث تيار ضجيج خرج الترانزستور. يبين الشكل 8 أنه يوجد ثلاثة منابع للضجيج في الترانزستور أحدها للتوتر $\bar{v}_{nb}$ واثنان للتيار $\bar{i}_{nb}$ و $\bar{i}_{nc}$. أما التوتر $\bar{v}_{nb}$ فهو على التسلسل مع منبع الإشارة ونريد تحويل منبعي التيار إلى منبعي التوتر المكافئين على التسلسل مع $\bar{v}_{nb}$ كما هو مبين في الشكل 10.

ينتج التوتر المكافئ $\bar{v}'_{nb}$ من منبع التيار $\bar{i}_{nb}$. حيث يمكن بسهولة تحويل هذا المنبع للتيار إلى منبع التوتر المكافئ $\bar{v}'_{nb}$ بالاستعانة بالدائرة المكافئة الواردة في الشكل 11، التي تم فيها التخلص من كل منابع الضجيج باستثناء $\bar{i}_{ns}$. يمثل التوتر $\bar{v}'_{nb}$ في دائرة تفنين (الشكل 11b) توتر الدارة المفتوحة عند مربطي دائرة نورتون $b'-E$ (الشكل 11a). يعبر عن هذا التوتر بالعلاقة:

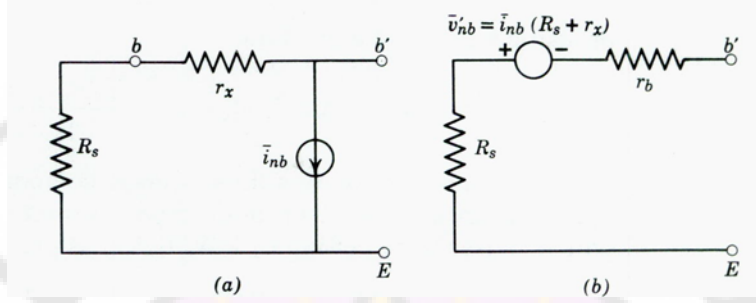
$$\bar{v}'_{nb} = \bar{i}_{nb} (R_s + r_x) \quad (44)$$

الشكل 10. الدارة المكافئة للضجيج في الترانزستور



يمكن إيجاد توتر الضجيج المكافئ $\bar{v}'_{nc}$ من الدارة المكافئة في الشكل 12. ولما كان $\bar{i}_{nc} = g_m \bar{v}$ فيمكن التعبير عن $\bar{i}_{nc}$ بدلالة $\bar{v}'_{nc}$ نظراً لأن $\bar{v} = \bar{v}'_{nc} Z_\pi / (R_s + r_x + Z_\pi)$ ، وبالتالي:

$$\bar{i}_{nc} = \frac{g_m \bar{v}'_{nc} Z_\pi}{R_s + r_x + Z_\pi} \quad (45)$$



الشكل 11. الدارتان المكافئتان لمركبة ضجيج القاعدة (a) نورتون و (b) تفنين

لاحظ أن Z_π تمثل المعادلة المحصلة لكل من r_π و $j\omega C_1$ على التوازي.

وباستخدام المعادلة 45 نحصل على $\bar{v}'_{nc}$ بشكل صريح:

$$\bar{v}'_{nc} = \bar{i}_{nc} \frac{(R_s + r_x + Z_\pi)}{g_m Z_\pi} \quad (46)$$

إن توتر الضجيج الفعال $\bar{v}'_{na}$ الذي نسعى إليه هو المجموع الفعال لمركبات الضجيج الثلاث التي وجدناها ولكن هذه المركبات غير مترابطة أي أنه لا يوجد علاقة تربط بين مركباتها الطورية أو الترددية. غير أن استطاعة أي مركبة للضجيج تتناسب طردياً مع مربع توتر تلك المركبة، ويمكن جمع هذه الاستطاعات مباشرة، وبالتالي:

$$\bar{v}_{na}^2 = \bar{v}_{nb}^2 + (\bar{v}'_{nb})^2 + (\bar{v}'_{nc})^2 \quad (47)$$

وباستخدام المعادلتين 44 و 46 نحصل على

$$\bar{v}_{na}^2 = \bar{v}_{nb}^2 + \bar{i}_{nb}^2 (R_s + r_x)^2 + \frac{\bar{i}_{cn}^2 |R_s + r_x + Z_\pi|^2}{g_m^2 |Z_\pi|^2} \quad (48)$$

نحتاج الآن للتعبير عن هذه المركبات بدلالة كل من مقاومة القاعدة r_x ومركبي التيار I_B و I_C للثنائيين عند النقطة السكونية q - والتي تنجم عنها مركبات توتر الضجيج. نجعل

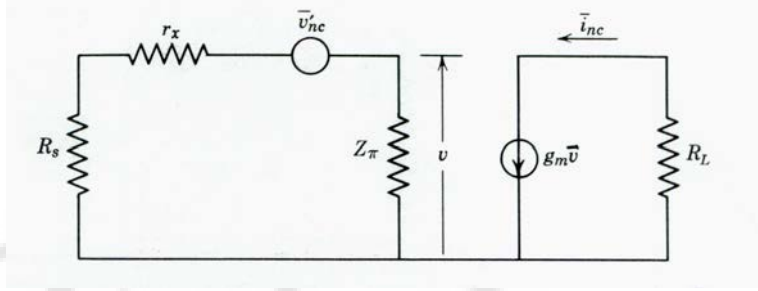
$$\bar{v}_{na}^2 = 4kTR_a \Delta f, \text{ حسب الاقتراح السابق فنجد:}$$

$$4kTR_a \Delta f = 4kTr_x \Delta f + 2qI_B \Delta f (R_s + r_x)^2 + \frac{2qI_C \Delta f |R_s + r_x + Z_\pi|^2}{g_m^2 |Z_\pi|^2} \quad (49)$$

الشكل 12. الدارة المكافئة

المستخدمة في تعيين حدود

$\bar{v}'_{nc}$ الموافقة للتيار $\bar{i}_{nc}$



وبتقسيم المعادلة 49 على $4kT\Delta f$ نحصل على:

$$R_a = r_x + \frac{q}{2kT} I_B (R_s + r_x)^2 + \frac{qI_C}{2kT} \frac{|R_s + r_x + Z_\pi|^2}{g_m^2 |Z_\pi|^2} \quad (50)$$

يمكن تبسيط هذه العلاقة باستخدام $I_B = I_C / h_{FE}$ و $qI_C / kT = g_m$

$$R_a = r_x + \frac{g_m (R_s + r_x)^2}{2h_{FE}} + \frac{g_m |R_s + r_x + Z_\pi|^2}{2(g_m Z_\pi)^2} \quad (51)$$

تدل المعادلة 50 على أن R_a وبالتالي رقم الضجيج F تابع للتردد نظراً لتناقص Z_π مع تزايد التردد. وقد وجدنا أن $\beta_o = g_m r_\pi$ وبشكل عام $\beta = g_m Z_\pi$ وبالتالي $Z_\pi = \beta / g_m$ و $h_{ie} = r_x + Z_\pi$ وبالتالي يمكن كتابة المعادلة 51 بالشكل:

$$R_a = r_x + \frac{g_m (R_s + r_x)^2}{2h_{FE}} + \frac{g_m (R_s + h_{ie})^2}{2\beta^2} \quad (52)$$

تشير هذه الصيغة إلى أهمية صغر I_C وبالتالي صغر g_m وكبر β وكبر h_{FE} (dc beta) للحصول على ضجيج منخفض عند الترددات المنخفضة.

يعبر عن ضجيج المضخم أحياناً بدرجة حرارة الضجيج T_a عوضاً عن رقم الضجيج. ودرجة حرارة الضجيج هي درجة حرارة مقاومة منبع الإشارة R_s التي تحدث الضجيج نفسه للمضخم. من ثم:

$$(4kT_a R_s \Delta f)^{1/2} = [4k(290^\circ K) R_a \Delta f]^{1/2} \quad (53)$$

$$T_a = 290 R_a / R_s \text{ } ^\circ K \quad (54)$$

يزداد رقم الضجيج بازدياد التردد فوق f_β لأن ربح الإشارة يتناقص فيما يظل الضجيج ثابتاً. يظهر هذا الأثر في الحد الأخير من المعادلة 52 لأن β و h_{ie} كليهما يتناسب عكسياً مع التردد عند الترددات الأعلى من f_β . غير أن R_a لا تزداد، كما تدل المعادلة 52 بشكل ملحوظ مع التردد إلى أن تصبح h_{ie} أصغر من R_s .

9. جعل الضجيج أمثلياً في المضخمات الترانزستورية المنخفضة التردد

درسنا بعض المبادئ العامة التي يمكن استخدامها في تصميم مضخم الضجيج المنخفض ولكننا لا نعلم حتى الآن المقاومة المثالية لمربع الإشارة عند نقطة سكونية معينة (I_C) وبالعكس.

لندرس هذه العملية بكتابة صيغة لدرجة حرارة الضجيج باستخدام المعادلتين 52 و 54:

$$T_a = 290 \left[\frac{r_x}{R_s} + \frac{g_m (R_s + r_x)^2}{2R_s h_{FE}} + \frac{g_m (R_s + r_x + r_\pi)^2}{2R_s \beta_o^2} \right] \quad (55)$$

يمكن الحصول على القيمة الدنيا لدرجة حرارة الضجيج T_a بمفاضلة هذه الأخيرة بالنسبة إلى مقاومة المنبع R_s ومساواة المشتق بالصفر لإيجاد R_s المثالية، بفرض أن I_C ومن ثم g_m و β_o ثابتة. غير أنه يمكن أخذ المشتق بسهولة أكبر فيما لو نشرنا الحدود المربعة في العلاقة 55 وقمنا بالتقريب كما يلي:

$$T_a = 290 \left[\frac{r_x}{R_s} + \frac{g_m}{h_{FE}} \left(\frac{R_s}{2} + r_s + \frac{r_x^2}{2R_s} \right) + \frac{g_m}{\beta_o^2} \left(\frac{r_s}{2} + r_\pi + \frac{r_\pi^2}{2R_s} \right) \right] \quad (56)$$

وبتجميع الحدود:

$$T_a = 290 \left[\frac{1}{R_s} \left(r_x + \frac{g_m r_x^2}{2h_{FE}} + \frac{g_m r_\pi^2}{2\beta_o^2} \right) + R_s \left(\frac{g_m r_x}{h_{FE}} + \frac{g_m}{2\beta_o^2} \right) + \frac{g_m r_x}{h_{FE}} + \frac{g_m r_\pi}{\beta_o^2} \right] \quad (57)$$

وبالمفاضلة

$$\frac{dT_a}{dR_s} = 290 \left[-\frac{1}{R_s^2} \left(r_x + \frac{g_m r_x^2}{2h_{FE}} + \frac{g_m r_\pi^2}{2\beta_o^2} \right) + \left(\frac{g_m}{2h_{FE}} + \frac{g_m}{2\beta_o^2} \right) \right] = 0 \quad (58)$$

وباستخدام العلاقتين $r_x = \beta_o / g_m$ و $\beta_o^2 \gg h_{FE}$

$$-\frac{1}{R_s^2} \left(r_x + \frac{g_m r_x^2}{2h_{FE}} + \frac{1}{2g_m} \right) + \frac{g_m}{2h_{FE}} = 0 \quad (59)$$

وبحل المعادلة من أجل R_s^2

$$R_s^2 = \frac{2h_{FE}}{g_m} r_x + r_x^2 + \frac{h_{FE}}{g_m^2} \quad (60)$$

$$R_{s(opt)} = \left[\frac{h_{FE}}{g_m} \left(2r_x + \frac{1}{g_m} \right) + r_x^2 \right]^{1/2} \quad (61)$$

في المضخمات المنخفضة الضجيج التي فيها g_m صغير و $r_x \ll h_{FE} / g_m$ بحيث يمكن إهمال الحد r_x^2 في المعادلة 61 عادة، ومن ثم:

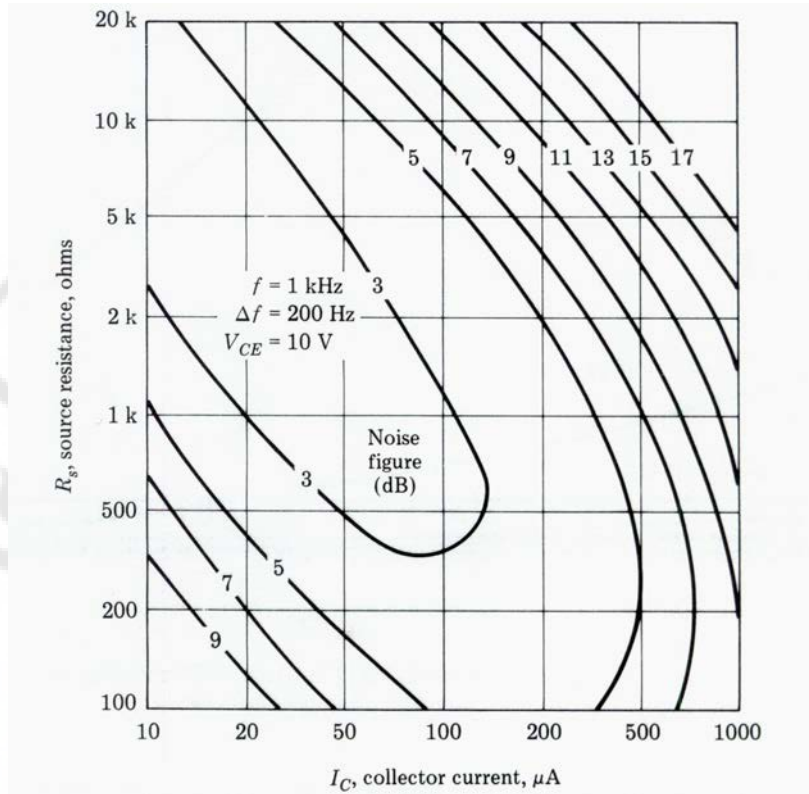
$$R_{s(opt)} = \frac{\sqrt{h_{FE} (2r_x + 1)}}{g_m} \quad (62)$$

غالباً ما تفرض مقاومة منبع الإشارة ويرغب في قيمة تيار الجمع عند النقطة السكونية. يمكن تعيين أفضل g_m ومن ثم I بدلالة R_s من المعادلة 60:

$$R_s^2 g_m^2 = 2h_{FE} r_x g_m + h_{FE} \quad (63)$$

و

$$g_m^2 - \frac{2h_{FE}r_x g_m}{R_s^2} - \frac{h_{FE}}{R_s^2} = 0 \quad (64)$$



الشكل 13. إطارات ثبات رقم الضجيج في ترانزستور نموذجي منخفض الضجيج (2N2443) وباستخدام المعادلة التربيعية.

$$g_m = \frac{h_{FE}R_x}{R_s^2} \pm \left[\left(\frac{h_{FE}r_x}{R_s^2} \right)^2 + \frac{h_{FE}}{R_s^2} \right]^{1/2} \quad (65)$$

نحتاج للإشارة الموجبة في المعادلة 65 لإعطاء قيم g_m الموجبة ومن ثم

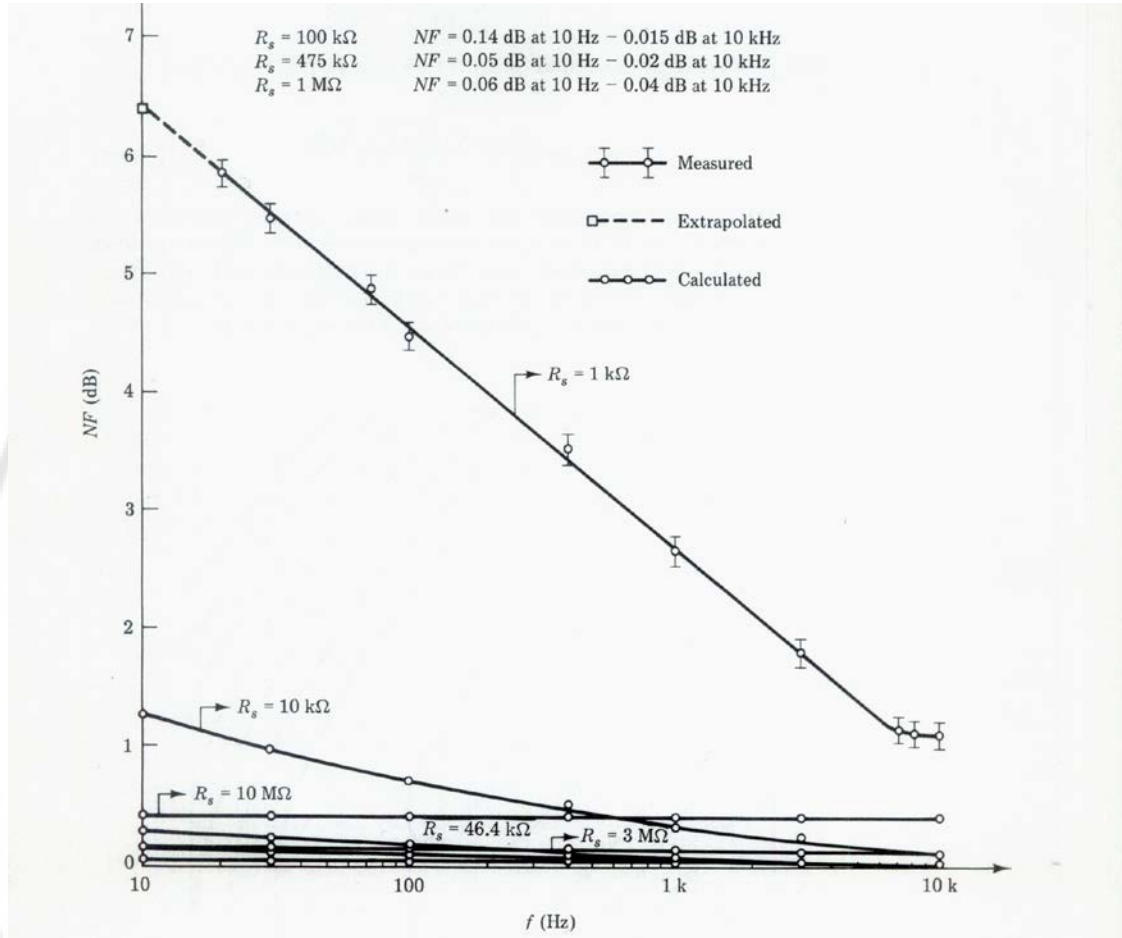
$$g_{m(opt)} = \frac{h_{FE}r_x + \sqrt{(h_{FE}r_x)^2 + h_{FE}R_s^2}}{R_s^2} \quad (66)$$

غالباً ما تعطي الشركات المصنعة إطارات أرقام الضجيج مماثلة للتي تظهر في الشكل 13 والتي تخص الترانزستورات المنخفضة الضجيج. تسهل هذه الإطارات مسألة اختيار أفضل قيمة للتيار I_C إلى حد كبير من أجل مقاومة ثابتة لمنبع الإشارة فإذا كان $R_s = 2k\Omega$ مثلاً تكون قيمة I_C التي تساوي $50\mu A$ جيدة، تعطي رقم ضجيج أقل من 3dB عند $f = 1kHz$.

10. الضجيج في المضخمات فيت FET

ليس في الترانزستور الحقلّي إلا مقاومة القناة وتهديب السطح كمنابع رئيسية للضجيج نظراً لأن تيار الشائني فقط هو تيار الإشباع الحراري في الشائني ذي البوابة المستقطبة عكسياً، ولهذا يمكن أن

يكون رقم ضجيج فيت السيليسيوم منخفضاً جداً. ولما كان تيار الثنائي صغيراً جداً، يتعين رقم ضجيج الترددات المتوسطة (1kHz) بشكل رئيسي من النسبة r_{ch}/r_s حيث r_{ch} مقاومة القناة.



الشكل 14. رقم الضجيج في مضخم نموذجي بترانزستور حثلي لمقاومة منبع الإشارة والتردد وأما قيمة F النموذجية فهي 1.1 في حالة القيم العالية لمقاومة المنبع (من مرتبة $1M\Omega$). غير أن الضجيج $1/f$ موجود، ويرتفع رقم الضجيج عند الترددات المنخفضة. يوجد أيضاً تيار ثنائي هام بحيث يزداد رقم الضجيج عندما يتناقص ربح الاستطاعة عند الترددات العالية. يضم الشكل 14 فيت نموذجي كتابع للتردد ومقاومة منبع الإشارة.

يمكن للضجيج المتولد عن دائرة إلكترونية أن يكون أكبر بكثير من القيم النظرية الناتجة عن المعادلات السابقة بسبب عيوب أداة أو دائرة التضخيم. حيث يمكن للتماسات المسروية الخاطئة مثلاً في الترانزستورات أن تولد الضجيج. حيث يمكن للمقاومات التي تتخللها العيوب أن تولد ضجيجاً أعلى بكثير من المستوى الذي يتم التنبؤ عنه. يحتاج الأمر إلى تحديد مواقع هذه المكونات ذات الضجيج غير المعتاد واستبدالها.

11. حسابات نسبة الإشارة إلى الضجيج

يوضح المثال التالي حساب نسبة الإشارة / الضجيج SNR عند مدخل المضخم ومخرجه، والتي تمثل بدورها نسبة الاستطاعة.

مثال 2. يصنف مكروفون بأن توتر خرج الدارة المفتوحة ($1mV$) منه $-6dB$ وممانعته $25k\Omega$ وتقع استجابته الترددية في المجال 50 إلى 15,000 هرتز (عرض حزمة الضجيج المفترض) والمطلوب تعيين نسبة الإشارة إلى الضجيج فيه SNR . بفرض أن $T = 290^\circ K$ يكون:

$$SNR = \bar{v}_o^2 / 4kTR \Delta f = 10^{-6} / 4 \times 1.38 \times 10^{-23} (290)(2.5 \times 10^4)(1.5 \times 10^4) \\ = 1.65 \times 10^5 = 52 dB$$

تنخفض SNR عند خرج المضخم بمقدار رقم ضجيج المضخم F نظراً لأن ضجيج الخرج الذي يرد إلى الدخل يمثل بالمجموع $(R_s + R_a)$. فإذا أهملنا الضجيج $1/f$ فإن نسبة الإشارة إلى الضجيج في مضخم يساوي رقم الضجيج فيه 2 أو $3dB$ ، عندما يستخدم مع هذا المكروفون، تساوي 8.3×10^4 (أو $49dB$). لاحظ أن رقم الضجيج مقدراً بالديسيبل يطرح من SNR الدخل بالديسيبل للحصول على SNR الخرج بالديسيبل.

الفصل الثامن

التغذية الخلفية العكسية

يمكن أن يتغير أداء مضخم باستخدام التغذية الخلفية *feedback* أي بإضافة جزء من إشارة الخروج أو كلها إلى إشارة الدخل. تدعى التغذية الخلفية في المضخم موجبة عندما تنعكس الإشارة بين دخل المضخم وخروجه عدداً زوجياً من المرات (أولم يطرأ عليها أي انعكاس). يستخدم هذا النوع من التغذية الخلفية في الدارات المهتزة، ودارات الاستقطاب الذاتي وبعض المرشحات الفعالة. تدعى التغذية الخلفية من جهة أخرى عكسية عندما تنعكس الإشارة عدداً فردياً من المرات بحيث تسعى إشارة التغذية الخلفية لأن تلغي إشارة الدخل في مجال الترددات المتوسطة. يمكن للتغذية الخلفية العكسية في المضخم والتي تشكل الموضوع الرئيسي لهذا الفصل، أن تحسّن خطية إشارة المضخم وأن تزيد عرض حزمته وأن تغير كلاً من ممانعة خروجه وممانعة دخله وتؤدي إلى استقرار ربحه. غير أنه لا يمكن تحقيق هذه التحسينات إلا على حساب انخفاض ربح المضخم بالترددات المتوسطة.

1. أثر التغذية الخلفية على ربح الإشارة وتشوهها وعرض الحزمة الترددية

يبين الشكل 1 مخططاً صندوقياً لمضخم بتغذية خلفية. نشق فيما يلي صيغة للتعبير عن ربح المضخم بالتغذية الخلفية بصرف النظر عن كون التغذية الخلفية عكسية أم موجبة. يمثل توتر الإشارة السواعة للمضخم v_a ، في الواقع، المجموع الجبري لتوتر إشارة الدخل v_i وتوتر إشارة التغذية الخلفية v_f أي:

$$v_a = v_i + v_f \quad (1)$$

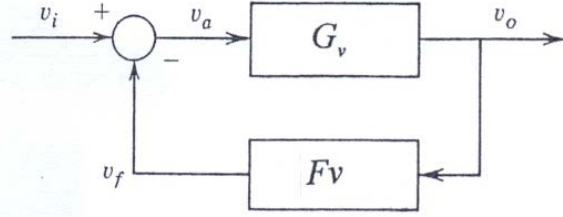
يعرّف عامل التغذية الخلفية F_v *Feedback Factor* بأنه نسبة توتر التغذية الخلفية v_f إلى توتر الخرج v_o . يتم تحقيق هذه النسبة عادةً بمجزيّ كمون مقاومي، كما سنرى لاحقاً. وهكذا يعدّ عامل التغذية الخلفية عدداً حقيقياً ولو أنه تابع للتردد في بعض التطبيقات كالمرشحات الفعالة *Active filters*.

$$v_f = F_v v_o \quad (2)$$

إذا كان G_v ربح توتر المضخم أو تضخيمه دون تغذية خلفية يكون:

$$v_o = G_v v_a \quad (3)$$

الشكل 1. مخطط صندوقي لمضخم بالتغذية الخلفية



ويكون ربح توتر المضخم بالتغذية الخلفية

$$G_{vf} = \frac{v_o}{v_i} \quad (4)$$

وباستخدام المعادلة 1 $v_i = v_a - v_f$ وبتعويض قيمة v_a في المعادلة 3 نحصل على:

$$G_{vf} = \frac{G_v v_o}{v_a - v_f} \quad (5)$$

وبتعويض v_f بقيمتها من المعادلة 2 في المعادلة 5 وبتقسيم البسط والمقام على v_a نحصل على:

$$G_{vf} = \frac{G_v v_a}{v_a - F_v v_o} = \frac{G_v}{1 - F_v (v_o / v_a)} \quad (6)$$

ومن ثم:

$$G_{vf} = \frac{G_v}{1 - G_v F_v} \quad (7)$$

كان الرمز G_v يستخدم في الدراسة السابقة للدلالة على ربح توتر المضخم وبالتالي لابد أن يكون تابعاً للتردد $j\omega$ أو s وفقاً لعلاقات الربح في الفصول السابقة. يجب أن يتضمن G_v أيضاً إشارة (-) فيما إذا كان يضم المضخم عدداً فردياً من مراحل التضخيم بالباعث المشترك (توصيل التغذية الخلفية العكسية) حيث يحدث انعكاس في قطبية المضخم. في هذه الحالة $G_v = -K_v g(s)$ حيث K_v الربح المرجعي أو ربح الترددات المتوسطة و $g(s)$ جزء علاقة الربح الذي يتغير مع التردد. وباستخدام هذه العلاقة تصبح المعادلة 7:

$$G_{vf} = \frac{-K_v g(s)}{1 + K_v F_v g(s)} \quad (8)$$

وهي المعادلة الأساسية للتغذية الخلفية العكسية. وبسبب انعكاس القطبية تساوي إشارة الدخول للمضخم الفارق الحسابي بين إشارة الدخل وإشارة التغذية الخلفية عند الترددات المتوسطة. تدل الإشارة الموجبة في المقام على التغذية الخلفية العكسية. نهتم في معظم تطبيقات المضخم بخصائصه في مجال الترددات المتوسطة. وهكذا يكون ربح توتر المضخم، بالتغذية الخلفية عند الترددات المتوسطة:

$$K_{vf} = \frac{K_v}{1 + K_v F_v} \quad (9)$$

يمثل K_{vf} ، ربح توتر المضخم بالتغذية الخلفية عند الترددات المتوسطة. يتوافق هذا الربح بإشارة عكسية عندما نرغب في احتساب انعكاس الإشارة الناجم عن عدد فردي من انعكاسات القطبية بين إشارتي الدخل والخرج. تستخدم المعادلة 9 في معظم التطبيقات نظراً لأنها تعطي عدداً بسيطاً لربح التوتر. غير أنه يجب استخدام العلاقة العامة 8 في حال أخذ الاستجابة الترددية في الحسبان (أو المسائل المشابهة).

يمكن كتابة المعادلة 9 بدلالة ربحي التيار K_i و K_{if} وعامل التغذية الخلفية التيارية F_i بدلاً عن مقابلاتها التوتريّة. وبإجراء التبديلات في المعادلة 9 نحصل على:

$$K_{if} = \frac{K_i}{1 + K_{if} F_i} \quad (10)$$

تؤدي التغذية الخلفية في أي مضخم إلى تخفيض ربح التيار و ربح التوتر في آن معاً بالعامل نفسه نظراً لأن العلاقة $K_{vf} = K_{if} Z_L / Z_i$ تطبق على أي مضخم بوجود التغذية الخلفية أو دونها. ولهذا فإن $1 + K_{vf} F_v = 1 + K_{if} F_i$ و $K_{vf} F_v = K_{if} F_i$. وبالتالي يعني الحد KF إما $K_i F_i$ أو $K_v F_v$. من عيوب التغذية الخلفية العكسية انخفاض ربح المضخم ويتطلب الأمر تحقيق ربح إضافي لتعويض هذا الانخفاض. غير أنه يتوافر في التغذية الخلفية العكسية العديد من المزايا التي تجعلها مغرية.

من خصائص التغذية الخلفية التي يرغب فيها الاستقرار العالية للربح. يمكن ملاحظة أن الجداء KF (يعني $K_v F_v$ أو $K_i F_i$) في المعادلة 9 أو 10 يمكن أن يكون كبيراً بالنسبة إلى الواحد. ومن ثم

$$K_f = \frac{K}{1 + KF} \approx \frac{K}{KF} = \frac{1}{F} \Big|_{KF \gg 1} \quad (11)$$

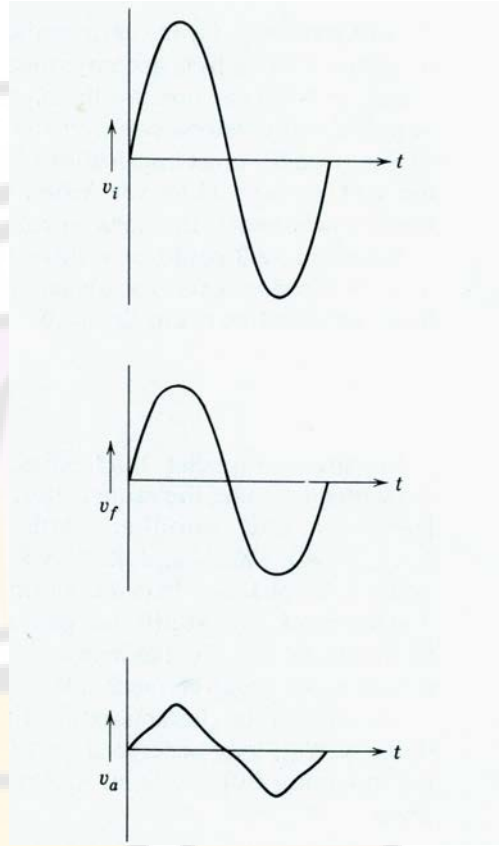
يصبح الربح في هذه الحالة مستقلاً تقريباً عن خصائص المضخم ويعتمد بشكل رئيسي على نسبة التغذية الخلفية.

ثمة ميزة أخرى للتغذية الخلفية العكسية وهي تخفيض التشوه التوافقي أو اللاخطي. يمكن أن يبين الشكل 2 سبب هذا التخفيض، حيث يفترض بأن المضخم يشوه توتر دخل الإشارة الجيبية بفعلطحة قمّتها. يتصف توتر التغذية الخلفية بأن له شكل موجة توتر الخرج نفسه. ولذلك يتم طرح قمم توتر التغذية الخلفية المتفلطحة من توتر الدخل بدرجة أقل وبالتالي تبرز قمم توتر دخل المضخم v_a ويزول تشوهها بحيث يخفف التفلطح الناجم عن المضخم.

يمكن تعيين مقدار انخفاض التشوه الناجم عن التغذية الخلفية العكسية بالاستعانة بالشكل 3.

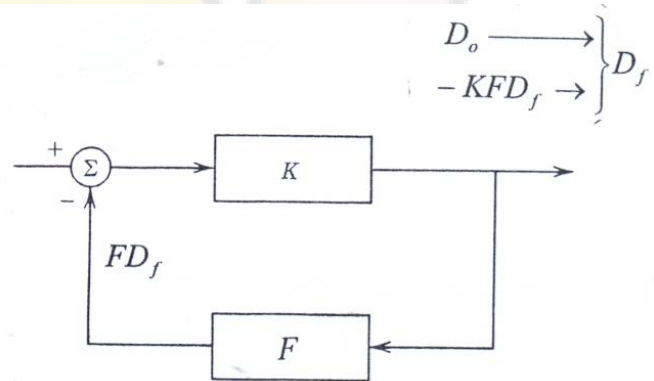
يتصف المضخم ذو الربح K بظهور تشوه D_o في خرج من غير تغذية خلفية. يظهر عند خرج المضخم، بعد تطبيق التغذية الخلفية، التشوه D_f ولكن التشوه ينخفض في بادئ الأمر بالعامل F

ثم يطبق على دخل المضخم. يقوم المضخم بدوره بتضخيم FD_f بمقدار الربح ويضيفه بقطبية معاكسة إلى التشوه الأصلي D_o للحصول على التشوه الكلي D_f ، وبالتالي:



الشكل 2. كيفية تأثير توتر التغذية الخلفية v_f على التشويه المسبق لتوتر دخل المضخم v_a في تعويض تشوه الإشارة جزئياً

الشكل 3. مخطط صندوق يوضح انخفاض التشوه في خرج مضخم بالتغذية الخلفية



$$D_f = D_o - KFD_f \quad (12)$$

وبحل المعادلة من أجل D_f بدلالة D_o نحصل على:

$$D_f = \frac{D_o}{1 + KF} \quad (13)$$

لاحظ انخفاض التشوه بقدر عامل الربح نفسه. وغالباً ما يجري اختيار قيمة لعامل التغذية الخلفية F لتخفيض التشوه إلى قيمة معينة.

يزداد كذلك عرض حزمة مضخم معين باستخدام التغذية الخلفية العكسية. نستخدم فيما يلي علاقة ربح التوتر في مرحلة تضخيم بالربط بالمكثفة لإظهار ذلك. لعلك تذكر أن علاقة الربح (ربح التيار أو التوتر) في مجال الترددات المنخفضة والمتوسطة هي:

$$G = \frac{-K}{1 - jf_\ell / f} \quad (14)$$

حيث K الربح المرجعي أو الربح عند الترددات المتوسطة و f_ℓ تردد القطع المنخفض للاستطاعة النصفية. وباستخدام هذه العلاقة من أجل G في الصيغة العامة للتغذية الخلفية (المعادلة 8) نحصل على:

$$\begin{aligned} G_f &= \frac{-K/(1 - jf_\ell / f)}{1 + [KF/(1 - jf_\ell / f)]} \\ &= \frac{-K}{1 + KF - jf_\ell / f} = \frac{-K}{1 - j(f_\ell / f) + KF} \end{aligned} \quad (15)$$

وبتقسيم البسط والمقام في المعادلة الأخيرة على $(1 + KF)$ نحصل:

$$G_f = \frac{-K/(1 + KF)}{1 - (jf_\ell / [(1 + KF)f])} \quad (16)$$

لعلك تلاحظ من هذه المعادلة أن تردد القطع المنخفض في المضخم بالتغذية الخلفية يساوي:

$$f_{\ell f} = f_\ell / (1 + KF)$$

وبالمثل يمكننا تعيين تأثير التغذية الخلفية على تردد القطع المرتفع في مضخم بالربط بالمكثفة علماً

أن علاقة الربح في حالة الترددات المتوسطة والعالية هي:

$$G = \frac{-K}{1 + jf / f_h} \quad (17)$$

وباستخدام قيمة G في معادلة التغذية الخلفية 8:

$$G_f = \frac{[1 - K/(1 + jf / f_h)]}{[1 + KF/(1 + jf / f_h)]} \quad (18)$$

إعادة ترتيب المعادلة الأخيرة على شاكلة المعادلة 13 يعطي:

$$G_f = \frac{K/(1 + KF)}{1 + jf/(1 + KF)f_h} \quad (19)$$

لاحظ أن تردد القطع العلوي للاستطاعة النصفية للمضخم بالتغذية الخلفية يساوي

$f_{hf} = (1 + KF)f_h$ ، نستخدم أحياناً التغذية الخلفية العكسية في المضخم بغرض زيادة عرض

حزمته تحديداً. غير أن ارتباط تحسن عرض الحزمة بعامل التغذية الخلفية، عندما تضم حلقة التغذية

الخلفية في المضخم عدة مراحل تضخيم أو عندما يتم الربط بالمحول، لن يكون بهذه البساطة كما في المثال السابق. ندرس لاحقاً هذه الحالات.

يوضح المثال التالي عن المضخم بالتغذية الخلفية بعض المفاهيم السابقة.

مثال 1. يبين الشكل 1 طريقة وصل مضخم يفترض بأنه مكون من مرحلة تضخيم وحيدة يرتبط بـ RC . تعطى خصائص هذا المضخم دون تغذية خلفية كما يلي: ربح التوتر $K_v = 100$ والتشوه $D = 6\%$ و $f_h = 20kHz$. والمطلوب تعيين خصائص هذا المضخم بوجود التغذية الخلفية العكسية عندما تكون نسبة توتر التغذية الخلفية $F_v = 0.01$.

يظهر الحد $1 + K_v F_v$ أو $(1 + KF)$ في كل المعادلات. ولذلك نقوم بإيجاد قيمة هذا الحد، وبالتالي يكون $1 + KF = 1 + 1000 \times 0.01 = 1 + 10 = 11$

نحصل من المعادلة 9 على $K_{vf} = K_v / (1 + KF) = 1000 / 11 = 90.9$. وباستخدام تقريب المعادلة 11 يكون $K_{vf} \approx 1 / 0.01 = 100$. ويكون تشوه الإشارة في مضخم بالتغذية الخلفية (المعادلة 13)، $D_f = D_o / (1 + KF) = 6\% / 11 = 0.54\%$. وأما تردد القطع المنخفض للاستطاعة النصفية بوجود التغذية الخلفية فيساوي

$$f_{ef} = f_e / (1 + KF) = 20 / 11 = 1.8 \text{ Hz}$$

في حين يساوي تردد القطع العلوي للاستطاعة النصفية:

$$f_{hf} = (1 + KF) f_h = 11 \times 20kHz = 220kHz$$

بوجود التغذية الخلفية العكسية.

2. أثر التغذية الخلفية العكسية على ممانعتي دخل المضخم وخرجه

من شأن التغذية الخلفية العكسية أن تزيد ممانعة دخل المضخم أو تخفضها وذلك وبحسب ما تضاف إشارة التغذية الخلفية على التسلسل مع إشارة الدخل أو على التوازي. لندرس أولاً حالة الوصل على التسلسل المبينة في الشكل 4. تعرّف ممانعة الدخل Z_{if} بأنها نسبة توتر الدخل v_i على تيار الدخل i_i وبالتالي:

$$Z_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_a + v_f}{i_i} \quad (20)$$

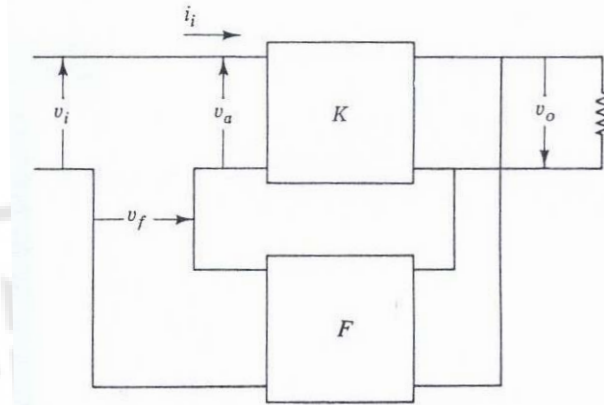
ولكن $v_f = KFv_a$ ومنه:

$$Z_{if} = \frac{v_a + KFv_a}{i_i} = \frac{v_a}{i_i} (1 + KF) \quad (21)$$

حيث v_a / i_i ممانعة دخل المضخم Z_i من دون تغذية خلفية وبالتالي:

$$Z_{if} = Z_i (1 + KF) \quad (22)$$

الشكل 4. وصل دائرة التغذية الخلفية في المضخم على التسلسل مع الدخل



مثال 2. في مضخم ممانعة دخله $Z_i = 1k\Omega$ ورج التوتر $K_v = 1000$ و $F = 0.01$. تكون ممانعة دخله في حاله التوصيل المبين في الشكل 4:

$$Z_{if} = 1k\Omega(11) = 11k\Omega$$

ندرس فيما يلي طريقة توصيل داريقي التغذية الخلفية والدخل على التوازي في المضخم على النحو المبين في الشكل 5. يساوي تيار الدخل i_i في طريقة التوصيل على التوازي مجموع تيار دخل المضخم i_a وتيار التغذية الخلفية i_f . وبالتالي تكون قبولية الدخل بوجود التغذية الخلفية:

$$Y_{if} = \frac{i_i}{v_i} = \frac{i_a + i_f}{v_i} \quad (23)$$

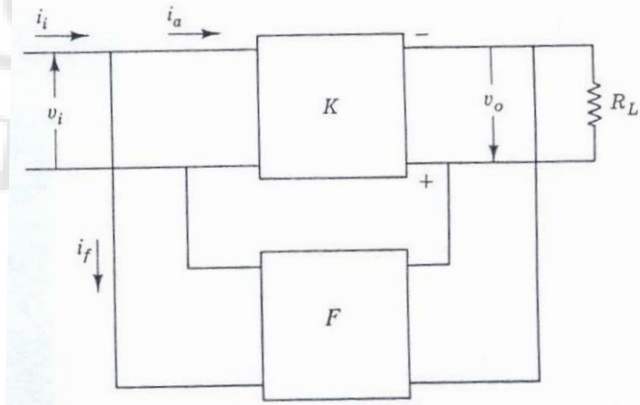
ولكن باستخدام ربح تيار المضخم K_i وعامل التغذية الخلفية التياري $F_i = i_f / i_o$ يكون تيار التغذية الخلفية $i_f = i_o K_i F_i$. وبتعويض i_f في المعادلة 23 نحصل على:

$$Y_{if} = \frac{i_a + i_o K_i F_i}{v_i} = \frac{i_a}{v_i} (1 + K_i F_i) \quad (24)$$

ولما كانت قبولية المضخم من دون تغذية خلفية تساوي $Y_i = i_a / v_i$ ، فيمكن كتابة Y_{if} بدلالة Y_i على النحو:

$$Y_{if} = Y_i(1 + KF) \quad (25)$$

الشكل 5. توصيل دائرة التغذية الخلفية على التوازي مع الدخل



كما ذكرنا سابقاً $K_i F_i = K_v F_v$. يمكن أن نبرهن على هذه المساواة أيضاً بتذكر أن $K_v = K_i R_L / R_i$ وأن $F_v = v_f / v_o = i_f R_i / i_o R_L = F_i R_i / R_L$ وهكذا تتحقق المساواة $K_v F_v = K_i F_i$ شريطة أن تكون مقاومة الدخل R_i كما ترى من شبكة التغذية الخلفية تساوي مقاومة الدخل التي ترى من منبع الإشارة. إن هذه المساواة لا يمكن أن تتحقق إلا إذا كان تيار الدخل هو تيار منبع الإشارة ومقاومة المنبع R_s تشكل جزءاً من مقاومة الدخل. سوف نناقش هذا الموضوع بتفصيل أكبر ونعطي أمثلة عليه في الفقرة الثالثة. أما الآن فنسلم بحقيقة أن $K_i F_i$ يمكن أن يساوي $K_v F_v$.

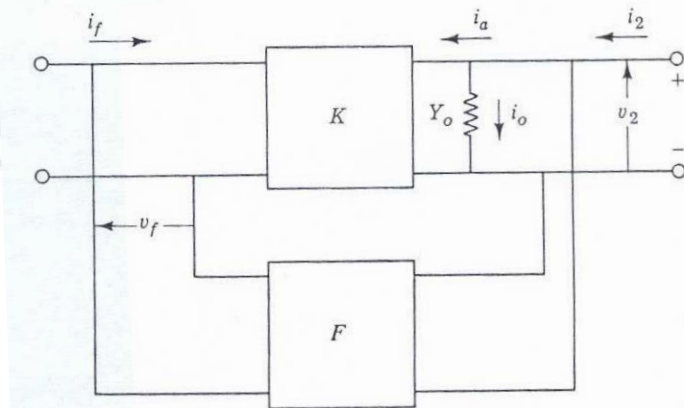
مثال 3. مضخم فيه $K_v = 1000$ و $F_v = 0.01$ و $Z_i = 1000\Omega$ ودارة التغذية الخلفية فيه موصولة على التسلسل مع الدخل كما هو مبين في الشكل 5. وبالتالي تساوي قبولية الدخل من دون تغذية خلفية $Y_i = \frac{1}{Z_i} = 10^{-3} S$ ، وقبولية الدخل بوجود تغذية خلفية

$$Y_{if} = 10^{-3} (11) = 1.1 \times 10^{-2} S \text{ ومن ثم تصبح ممانعة الدخل } Z_{if} = 1/Y_{if} = 90.9\Omega$$

كانت التغذية الخلفية تظهر حتى الآن موصولة على التوازي مع مربطي الخرج. تدعى هذه الطريقة في الوصل التغذية الخلفية التوترية *voltage feedback*. لأن كمية التغذية الخلفية (التيار أو التوتر) تتناسب طردياً مع توتر الخرج. يوضح الشكل 6 التغذية الخلفية التوترية. يمكن معرفة ممانعة الخرج بوجود التغذية الخلفية بإيقاف منبع تيار الدخل وتطبيق منبع للتوتر v_2 على مربطي الخرج. فيكون التيار i_2 الذي يسري حاصل جمع التيار i_o المار في مقاومة الخرج الذي يمكن أن يتضمن مقاومة الحمولة والتيار i_a الذي يسري في المضخم نتيجة للتغذية الخلفية. يجب على التيار الذي يسري في شبكة التغذية الخلفية أن يكون مهماً كما جرت عليه العادة.

$$Y_{of} = \frac{i_2}{v_2} = \frac{i_o + i_a}{v_2} \quad (26)$$

الشكل 6. توصيل التغذية الخلفية على التوازي مع الخرج أو التغذية الخلفية التوترية



ولكن في حال توقف منبع الإشارة، يكون تيار التغذية الخلفية i_f هو تيار دخل المضخم أيضاً وبالتالى $i_a = i_f K_i = i_o F_i K_i$ وبالتالى في المعادلة 26 نحصل:

$$Y_{of} = \frac{i_o + i_o F_i K_i}{v_2} = \frac{i_o}{v_2} (1 + K_i F_i) \quad (27)$$

ولكن i_o / v_2 تمثل قبولية الخرج من دون تغذية خلفية. ولذلك يمكن كتابة Y_{of} بدلالة Y_o على النحو:

$$Y_{of} = Y_o (1 + KF) \quad (28)$$

مثال 4. مضخم موصول على النحو المبين في الشكل 6، فيه $K_v = 1000$ و $F_v = 0.01$ ومقاومة خرجه قبل تطبيق التغذية الخلفية $R_o = 500\Omega$ ، ومنه $Y_{of} = 2 \times 10^{-3} (11) = 2.2 \times 10^{-2} S$ و $R_{of} = 45\Omega$ بوجود التغذية الخلفية.

لعلك تذكر بأننا أهملنا حمولة دائرة التغذية الخلفية على خرج المضخم. فإذا لم تكن هذه الحمولة مهمة فيمكن تضمينها كجزء من Z_o .

لعلك لاحظت النظامية التي يظهر وفقها العامل $(1 + KF)$ كمعدّل *modifier* لدارات التغذية الخلفية العكسية. لندرس الآن طريقة التوصيل الأخيرة للتغذية الخلفية وهي طريقة توصيل دائرة التغذية الخلفية وحمولة خرج المضخم على التسلسل. تدعى طريقة التوصيل هذه "التغذية الخلفية التيارية" *current feedback* لأن كمية التغذية الخلفية (تيار أو توتر) تتناسب طردياً مع تيار الخرج كما هو مبين في الشكل 7. يطبق أيضاً توتر v_2 على مربطي الخرج فيمر تيار i_2 . ولكن هذا التيار يساوي مجموع التيار i_o الذي يسري في مقاومة الخرج والتيار i_a الذي يسري في المضخم نتيجة للتغذية الخلفية. لاحظ أن تيار التغذية الخلفية $F_i i_2$ يعاكس تيار دخل المضخم i_i المفترض في الاتجاه. ولكن في حال توقف تيار منبع الإشارة يكون تيار التغذية الخلفية هو تيار دخل المضخم.

$$i_a = -K_i F_i i_2 \text{ و } i_i = -F_i i_2 \text{ ومنه}$$

وبالتالى:

$$i_2 = i_o + i_a = i_o - K_i F_i i_2 \quad (29)$$

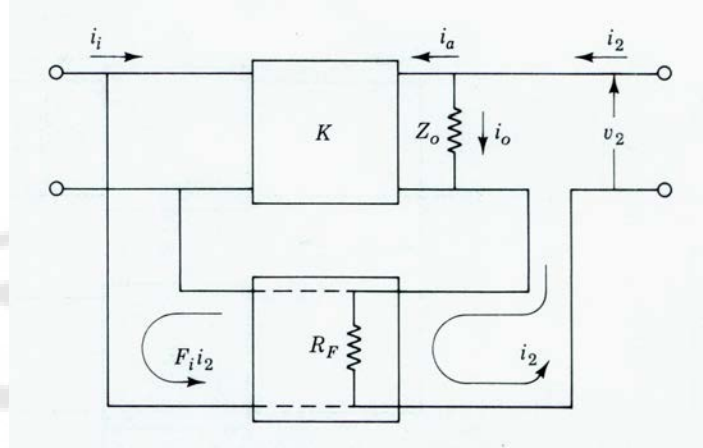
أو

$$i_2 (1 + KF) = i_o \quad (30)$$

إذا كان هبوط التوتر $i_2 R_F$ في مقاومة التغذية الخلفية صغيراً بالنسبة إلى v_2 يكون:

$$i_o = \frac{v_2}{Z_o} \quad (31)$$

الشكل 7. توصيل دائرة التغذية
الخلفية على التسلسل مع خرج
المضخم أو التغذية الخلفية التيارية



$$i_2(1 + KF) = \frac{v_2}{Z_o} \quad \text{و} \quad (32)$$

وبالتالي، ولما كانت مقاومة الخرج بوجود التغذية الخلفية $Z_{of} = v_2 / i_2$ نحصل:

$$Z_{of} = \frac{v_2}{i_2} = Z_o(1 + KF) \quad (33)$$

مثال 5. يوصل مضخم المثال السابق والذي فيه $K_v = 1000$ و $F_v = 0.01$ و $R_o = 500\Omega$ بحيث تكون دائرة التغذية الخلفية على التسلسل مع مقاومة الخرج أو وفق التغذية الخلفية التيارية. ومنه فإن مقاومة الخرج بوجود التغذية الخلفية:

$$R_{of} = 500(11) = 5500\Omega$$

3. دارات التغذية الخلفية

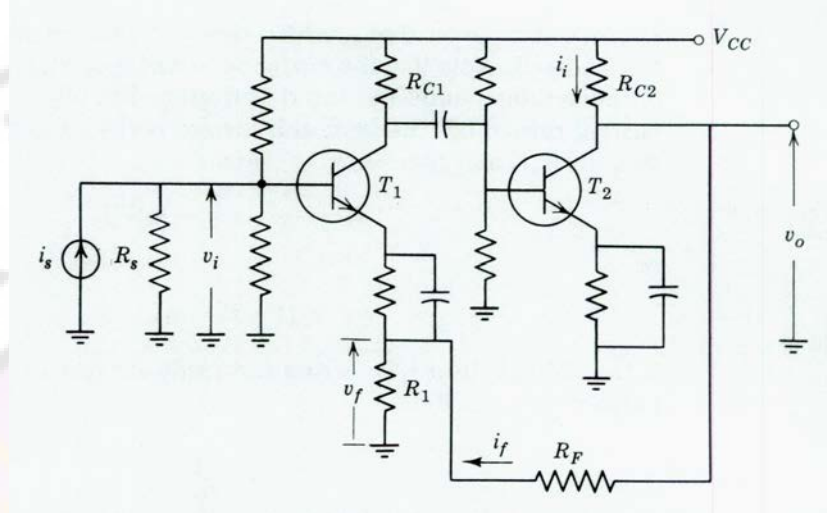
يمكن أن ينصح بأنواع عديدة من دارات التغذية الخلفية، ولكننا لن ندرس هنا إلا بعض داراتها النموذجية. ندرس أولاً دائرة الشكل 8 التي توصل فيها دائرة التغذية الخلفية على التوازي مع الخرج (أو التغذية الخلفية التوترية) وعلى التسلسل مع الدخل. إن التغذية الخلفية في هذا المضخم عكسية نظراً لحدوث انعكاس واحد في القطبية بين باعث الترانزستور T_1 حيث تطبق التغذية الخلفية، ومجمع الترانزستور T_2 حيث يتم الحصول على توتر الخرج. ولما كان $i_f = v_o / (R_f + R_1)$ و $v_f = i_f R_1$ فإن عامل التغذية الخلفية يساوي تقريباً:

$$F_v = \frac{v_f}{v_o} = \frac{R_1}{R_f + R_1} \quad (34)$$

إن الممانعة التي تطل على دائرة باعث T_1 تقع على التوازي مع R_1 فيما يتعلق بإشارة التغذية الخلفية، الأمر الذي يلقي شكوكاً كبيرة على دقة المعادلة 34. غير أن توتر التغذية الخلفية v_f يساوي تقريباً توتر الدخل v_i لدى استخدام مقادير نظامية من التغذية الخلفية وبالتالي يكون توتر الإشارة بين الباعث والقاعدة صغيراً جداً بالنسبة إلى v_f . وبالتالي فإن معظم تيار التغذية الخلفية

i_f يسري في R_1 وتكون المعادلة 34 دقيقة للغاية. يجب أن تكون المقاومة R_1 صغيرة إلى حد يكفي لتحقيق ربح توتر كبير في مرحلة التضخيم الأولى كما يجب أن تكون R_F كبيرة بالنسبة إلى ممانعة الحمولة Z_L ومن ثم فإن المقاومة R_F لن تؤثر كثيراً على حمولة الخرج.

الشكل 8. توصيل دائرة التغذية الخلفية على التوازي مع الخرج وعلى التسلسل مع الدخل



مثال 6. نعلم فيما يلي على الافتراضات السابقة ونقوم بتحليل دائرة الشكل 8، التي تضم ترانزستورين لهما قيم الوسطاء نفسها وهي $h_{fe} = 150$ و $h_{ie} = 2k\Omega$ و $h_{re} \approx 0$ و $h_{oe} \approx 10^{-5} S$. في الدائرة $R_{C2} = 1k\Omega$ وهي تساوي عملياً ممانعة الحمولة الكلية للترانزستور T_2 وقيمة $R_s = 10k\Omega$ و $R_{C1} = 2k\Omega$ ، أما مقاومة استقطاب الدائرة فتساوي $R_b = 12k\Omega$. نختار $R_1 = 100\Omega$ ، وبالتالي تصبح ممانعة دخل T_1 :

$$Z_{i1} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_1 = 17k\Omega$$

تساوي مقاومة القصر الكلية عند دخل مرحلة التضخيم الأولى حاصل جمع كل من R_b و R_s و Z_{i1} على التوازي ومنه:

$$R_{sh} = 1/(1/10k + 1/12k + 1/17k) = 4.14k\Omega$$

ومن ثم يساوي ربح التيار في مرحلة التضخيم الأولى:

$$K_{i1} = i_{c1} / i_s = h_{fe} R_{sh} / Z_{i1} = 150 \times 4.14k / 17k = 36.4$$

وأما ممانعة الدخول للترانزستور الثاني T_2 فتساوي $Z_{i2} = h_{ie2} = 2k\Omega$. وبالتالي فإن حمولة القصر الكلية على الترانزستور الأول تساوي حاصل جمع كل من R_{C1} و R_b و h_{ie2} على التوازي (إن قيمة $1/h_{oe}$ أكبر بكثير من المقاومات التي تجمع معها على التوازي وبالتالي يمكن إهمالها بأمان).

تقدر هذه المقاومة القصورية بنحو 925Ω ويساوي ربح التيار في مرحلة التضخيم الثانية:

$$K_{i2} = h_{fe} R_{sh} / R_i = 150 \times 925 / 2,000 \approx 69$$

وبالتالي يكون ربح التيار الكلي في المضخم:

$$K_i = K_{i1} K_{i2} = 36.4 \times 69 = 2510$$

ويكون الريح الكلي للتوتر:

$$K_v = v_o / v_i = K_i R_{L2} / R_{sh} = 2510 \times 10^3 / 4.14 \times 10^3 = 606$$

نفترض فيما يلي بأن التغذية الخلفية تستخدم لتخفيض تشوه المضخم بالعامل

$$1 + K_v F_v = 6 \text{ ومنه } K_v F_v = 5 \text{ وبالتالي:}$$

$$F_v = 5 / K_v = 5 / 606 = 0.00825$$

من المعادلة 34 لدينا:

$$R_F = (R_1 / F_v) - R_1 = (1000 / 0.00825) - 100 = 12k\Omega$$

وهي قيمة أكبر بعشر مرات من مقاومة الحمولة R_{C2} وبالتالي نفترض بأنها كبيرة إلى حد يكفي لإهمال تأثيرها على R_{C2} ومنه:

$$Z_o \approx R_{C2} \text{ (دون تغذية خلفية نظراً لأن } 1/h_{oe} \gg R_{C2} = 1,000\Omega \text{)}$$

أما مقاومة الخرج بوجود التغذية الخلفية:

$$Z_{of} \approx 1k / (1 + K_v F_v) = 1k\Omega / 6 = 167\Omega$$

وكذلك فإن ممانعة دخل الترانزستور T_1 تساوي:

$$Z_{if} = Z_i (1 + KF) = 17k\Omega \times 6 = 102k\Omega$$

وأما ربح التيار فيساوي:

$$K_{if} = 2510 / 6 = 420$$

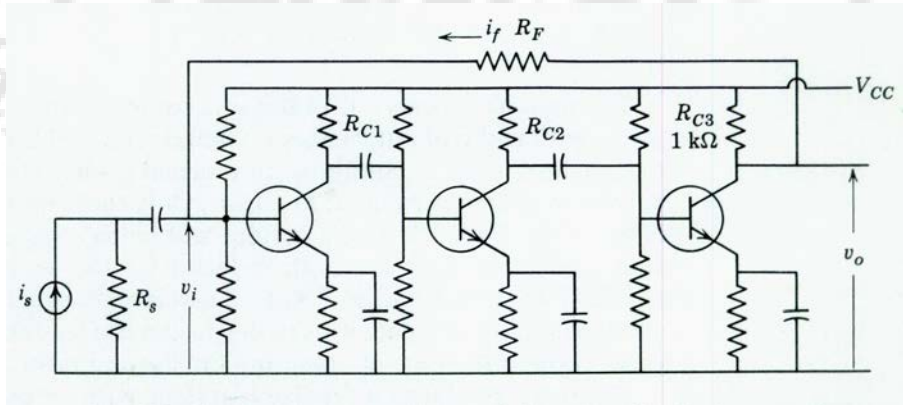
وربح التوتر:

$$K_{vf} = 606 / 6 = 101$$

يبين الشكل 9 دائرة تغذية خلفية نموذجية موصولة على التوازي مع الدخل وعلى التوازي مع الخرج.

نلاحظ أنه يجب تضمين حلقة التغذية الخلفية عدداً فردياً من مراحل التضخيم بالباعث المشترك

وذلك للحصول على تغذية خلفية عكسية. نقوم في المثال 7 بتحليل الدارة التالية:



الشكل 9. دائرة تغذية خلفية موصولة على التوازي مع دارتي الدخل والخرج

مثال 7. دائرة موصولة على النحو المبين في الشكل 9. للوسطاء في الترانزستورات الثلاثة القيم التالية

$$h_{fe} = 100 \text{ و } h_{ie} = 1k\Omega \text{ و } h_{re} \approx 0 \text{ و } h_{oe} = 10^{-5} S. \text{ تقدر مقاومة استقطاب كل مرحلة من}$$

$$\text{مراحل التضخيم بنحو } R_b = 10k\Omega. \text{ تبلغ مقاومة منبع الإشارة } R_s = 2k\Omega$$

$$\text{و } R_{C1} = R_{C2} = 2k\Omega \text{ و } R_{C3} = 1,000\Omega. \text{ يُرغب بتخفيض تشوه الدارة إلى عُشر قيمته في الدارة}$$

المفتوحة ومن ثم تعيين خصائص الدارة بوجود التغذية الخلفية.

يجب أولاً تعيين خصائص الدارة و R_F مفتوحة. نلاحظ أن قيم R_C من أجل كل مرحلة تضخيم أقل بكثير $1/h_{oe}$ وبذلك نستطيع إهمال h_{oe} . إن ممانعة دخل كل من الترانزستورات تساوي $h_{ie} = 1k\Omega$. تساوي المقاومة القصيرة عند دخل مرحلة التضخيم الأولى حاصل جمع كل من R_s و R_b و h_{ie} على التوازي ومن ثم:

$$R_{sh} = 1/(1/2k + 1/10 + 1/1k) = 625\Omega$$

ويكون ربح التيار في مرحلة التضخيم الأولى:

$$K_{i1} = i_{c1}/i_s = h_{fe} R_{sh}/h_{ie} = 100 \times 625/1,000 = 625$$

لاحظ أنه إذا اعتبر الترانزستور الأول منبعاً للتيار واستخدمت R_{C1} عوضاً عن R_s تكون دائرة مرحلة التضخيم الثانية ماثلة لدائرة مرحلة التضخيم الأولى. ولهذا فإن $K_{i2} = K_{i1} = 52.5$. وبإجراء المحاكمة نفسها بالنسبة لمرحلة التضخيم الثالثة يكون $K_{i3} = K_{i1}$ أيضاً. وبالتالي يكون الربح الكلي للتيار في حالة الدارة المفتوحة:

$$K_i = K_{i1} \times K_{i2} \times K_{i3} = (62.5)^3 = 2.42 \times 10^5$$

ولما كان $1/h_{oe} \ll R_{C3}$ تكون ممانعة الخرج $Z_o = 1,000\Omega$ وبالتالي فإن الربح الكلي للتوتر في الحلقة المفتوحة:

$$K_v = K_i Z_o / R_{sh} = 2.42 \times 10^5 \times 10^3 / 625 = 3.87 \times 10^5$$

لما كنا نرغب بتخفيض التشوه بالعامل 10 يكون $1 + KF = 10$ ، ومنه $KF = 9$ ، ولما كان توتر الخرج كبيراً جداً (أكبر بنحو 3.87×10^5 مرة) بالنسبة إلى توتر الدخل v_i ، يساوي تيار التغذية الخلفية $i_f \approx v_o / R_f$ ويكون تيار إشارة الخرج $i_o = v_o / R_{C3}$ ولهذا فإن عامل أو نسبة التغذية الخلفية التيارية تساوي:

$$F_i = \frac{i_f}{i_o} \approx \frac{v_o / R_f}{v_o / R_{C3}} = \frac{R_{C3}}{R_f} \quad (35)$$

وفي هذه الحالة $K_i F_i = 9$ و $K_i = 2.42 \times 10^5$ وبالتالي

$$F_i = 9 / 2.42 \times 10^5 = 3.71 \times 10^{-5}$$

نلاحظ من المعادلة 35 أن:

$$R_F = R_C / F_i = 10^3 / (3.71 \times 10^{-5}) = 2.69 \times 10^7 \Omega$$

يمكن إيجاد ممانعة دخل المضخم بما فيها R_s من المعادلة 25 على النحو:

$$Z_{if} = Z_i / (1 + KF) = Z_i / 10 = 625 / 10 = 62.5 \Omega$$

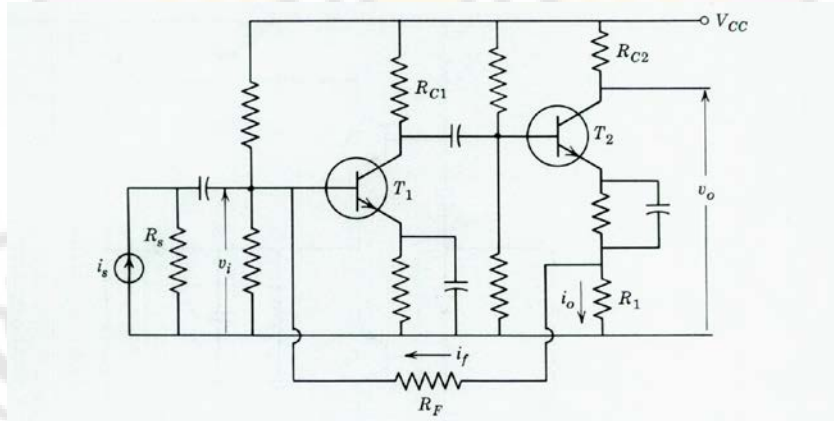
وأما ممانعة الخرج فتساوي (من المعادلة 28) $Z_o = 100 \Omega$.

نحاول التحقق فيما يلي فيما إذا كان $K_i F_i$ يساوي $K_v F_v$ في هذه الدارة

$$F_v = Z_i / (R_F + Z_i) = 625 / 2.69 \times 10^7 = 2.32 \times 10^{-5}$$

$$K_v F_v = 2.32 \times 10^{-5} \times 3.87 \times 10^5 = 9 \text{ ومنه}$$

لعلك لاحظت من الأمثلة السابقة أن أرباح التوتّر في مضخم بالتغذية الخلفية أو دونها كانت تعتبر من منبع الإشارة إلى الحمولة أي $K_v = v_o / v_s$. وبالمثل فإن أرباح التيار كانت تمثل نسب تيار الحمولة إلى تيار منبع الإشارة أي $K_i = i_o / i_s$. لا يظهر الأثر الكلي للتغذية الخلفية على ربحي تيار المضخم وتوتره إلا في هاتين النسبتين اللتين تثبتان بأن الربح ينخفضان بالعامل نفسه أي بالعامل $1 + KF$ حيث $KF = K_v F_v = K_i F_i$. وبذلك يعتمد قرار استخدام نسب التوتّر أو التيار في تصميم دارة بالتغذية الخلفية على سهولة الحصول على القيم المرغوبة.



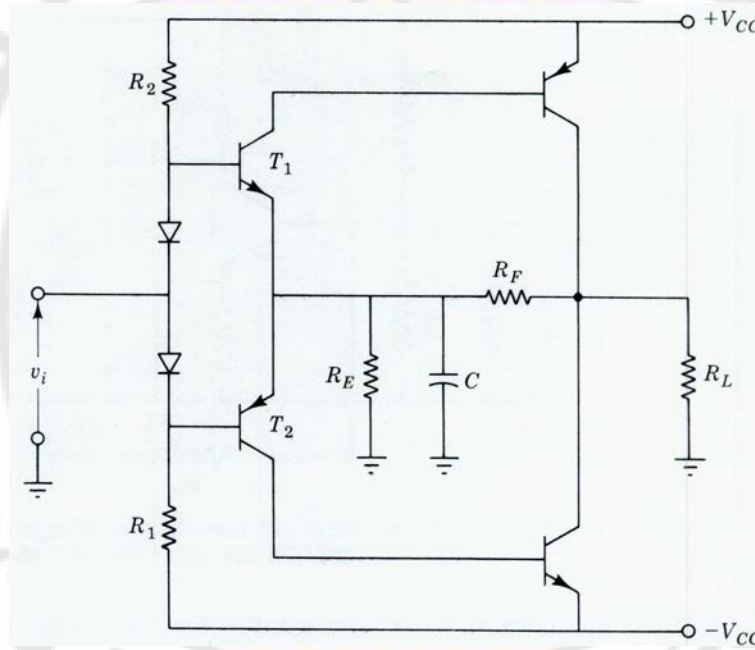
الشكل 10. توصيل دارة التغذية الخلفية في مضخم على التسلسل مع الخرج (تغذية خلفية بالتيار)

وعلى التوازي مع الدخل

يبين الشكل 10 دارة تغذية خلفية موصولة على التسلسل مع الخرج وعلى التوازي مع الدخل. لما كان تيار الخرج يسري في المقاومة R_1 في دارة باعث مرحلة التضخيم الأخيرة، فإن التوتّر عبر هذه المقاومة يتناسب طردياً مع تيار الخرج. لهذا يتناسب تيار التغذية الخلفية طردياً مع تيار الخرج. إذا كان توتّر الإشارة عبر R_1 يساوي $i_o R_1$ ، كبيراً بالنسبة v_i فإن عامل التغذية الخلفية بالتيار يساوي تقريباً:

$$F_i = \frac{i_f}{i_o} = \frac{R_1}{R_F} \quad (36)$$

يمكن أن تستخدم التغذية الخلفية العكسية في تحسين استقرارية النقطة السكونية أو الاستقرار الحراري للمضخم بالربط المباشر. وقد ذكرنا في الفصل السادس " المضخمات بالربط المباشر" الحاجة لهذا النوع من التحسين في مضخم تناظري تكاملي من نوع الباعث المشترك. يبين الشكل 11 مخططاً لدارة هذا المضخم يتضمن دائرة تغذية خلفية بسيطة لتثبيت توتر الخرج dc . حيث يتحسن تثبيت توتر الخرج بنسبة انخفاض ربح التوتر نفسها. يمكن استخدام المكثفة C (في الشكل 11) لحذف التغذية الخلفية ac وبالتالي السماح بارتفاع ربح الإشارات الترددية وانخفاض ربح dc ، شريطة عدم احتواء إشارة الدخل v_i أي مركبات dc عملياً. في الحالة التي يرغب فيها بالحصول على ربحين متساويين لكل من مركبي الإشارة ac و dc يجب إزالة المكثفة C .



الشكل 11. مضخم باستخدام ترانزستورين ثنائي القطبية متناظرين متتامين بتوصيل الباعث المشترك، تطبق عليه التغذية الخلفية العكسية لتأمين استقرارية نقطة العمل السكوني لدائرة الخرج يجب أن تكون مقاومة التغذية الخلفية R_F كبيرة بالنسبة إلى R_L وذلك لتجنب تعديل حمولة المضخم. وإن عامل التغذية الخلفية التوتري F_v يساوي $R_E / (R_F + R_E)$ عند الترددات الشديدة الانخفاض ولكنه يتناقص بسبب الوسعية C مع تزايد التردد. إن قيمة $(1 + K_v F_v)$ تساوي $\sqrt{2}$ عند تردد القطع المنخفض f_1 للاستطاعة النصفية.

4. استقرارية دارات التغذية الخلفية

قمنا في الفقرة الأولى من هذا الفصل باشتقاق المعادلة العامة للربح بوجود التغذية الخلفية العكسية ونكررها هنا للضرورة.

$$G_f = \frac{-K g(s)}{1 + K F g(s)} \quad (37)$$

حيث G_f ربح المضخم بوجود التغذية الخلفية أو ربح المضخم في الحلقة المغلقة؛ $-K g(s)$ - الربح دون تغذية خلفية أي الربح الأمامي للحلقة المفتوحة، و F عامل أو نسبة التغذية الخلفية. لاحظ أن مقام المعادلة 37 يساوي الصفر إذا كان $K F g(s) = -1$. ومن ثم يصبح الربح G_f لا نهائياً أو أن الخرج ينشأ من دون دخل ويهتز المضخم أي يصبح غير مستقر. يمكن أن تنشأ هذه الحالة إما عند تردد مرتفع أو تردد منخفض حيث يساوي الانزياح النسبي لطور المضخم 180° بالنسبة إلى طور الترددات المتوسطة أو أن توتر التغذية الخلفية يكون متفقا في الطور، في الواقع، مع توتر الإشارة وبالتالي إذا كان مقدار الربح الكلي للحلقة $K F g(s)$ يساوي الواحد على الأقل، عند تردد يكون الانزياح النسبي للطور عنده مساوياً 180° يحدث الاهتزاز. ولذلك يكون شرط الاهتزاز كما قلنا سابقاً:

$$K F g(s) = -1 = 1 \pm \angle 180^\circ \quad (38)$$

تستخدم تقنية المحل الهندسي للجذور *Root locus* في استقرارية مضخم أو جملة معينة. يقصد بالجذور هنا كل الجذور الممكنة في المجال s - في مقام المعادلة 37. وهكذا فإن المحل الهندسي هو رسم لكل النقاط التي تحقق $K F g(s) = -1 = 1 \pm \angle 180^\circ$ في المستوى s -

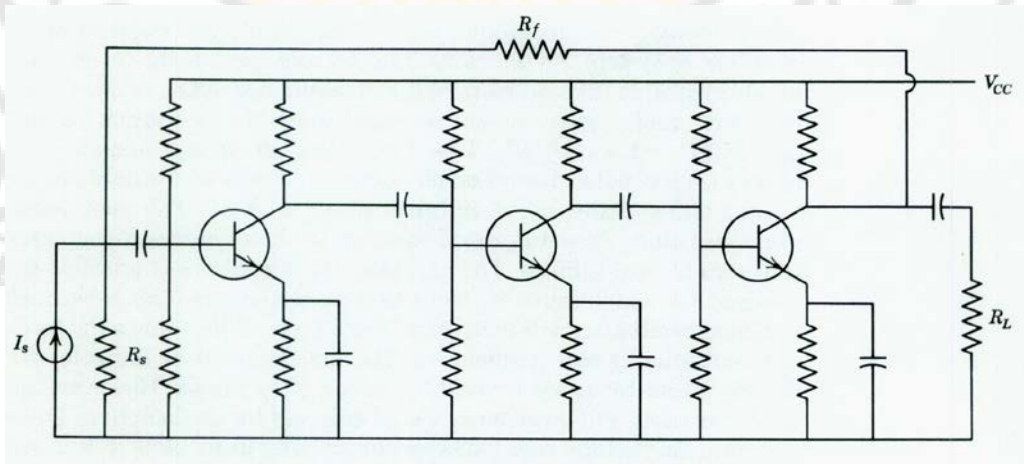
في المحل الهندسي عدد من الفروع بقدر ما في $K g(s) F(s)$ من أقطاب. يبدأ كل فرع من قطب معين في $K g(s) F(s)$ وينتهي بقيمة الصفر أو قيمة محدودة له أو اللانهاية. يتقدم المحل الهندسي للجذور في أثناء مسيره نحو الصفر عندما يزداد K المرجعي من الصفر نحو اللانهاية. يكون المضخم بالتغذية الخلفية غير مستقر من أجل قيم $K F$ التي تجعل المحل الهندسي يقطع محور $j\omega$. يعود السبب في ذلك إلى نشوء الاهتزازات المغذاة نظراً لظهور الأقطاب في مضخم التغذية الخلفية عند الترددات الحقيقية. يقع ابتكار قواعد رسم المحل الهندسي خارج مجال هذا الكتاب، غير أن رسوم المحلات الهندسي تعطى كمساعد بصري وفائدة أولئك الذين درسوا تقنية المحلات الهندسية للجذور. يستخدم مخططا بود اللذان ندرسهما فيما يلي كأداة تحليل وتصميم أساسية.

يمكن استخدام مخططي الربح والطور أو ما يسمى مخططي بود اللذين درسناهما في الفصل السابع للتنبؤ عن استقرارية المضخم بالتغذية الخلفية. يمكن في الحقيقة، بالاستعانة بمخطط بود تصميم شبكة تغذية خلفية بحيث لا يكون المضخم مستقراً فحسب بل يبدي استجابة ترددية وأخرى عابرة قريبة من المثالية. يمثل تصميم شبكة التغذية الخلفية موضوع هذه الفقرة.

مثال 8. ندرس فيما يلي استقرارية مضخم بثلاث مراحل تضخيم ترتبط فيما بينها بالمشكفات (الشكل 12). يجري تعيين ترددي القطع العلوي والمنخفض للاستطاعة النصفية لكل مرحلة إما بالحساب أو بالقياس على النحو الذي قمنا به في الفصل السابع. لنفترض أن التردد المنخفض في كل من مراحل التضخيم الثلاث يساوي 100Hz ولكن هذه المراحل تختلف في تردد القطع العلوي للاستطاعة النصفية على النحو 10^5Hz و $3 \times 10^5\text{Hz}$ و 10^6Hz . يضم الشكل 13 مخططي الريح والطور باستخدام طريقة المحور المقارب التي درسناها في الفصل السابع. يفترض بأن ربح تيار المضخم عند الترددات المتوسطة يساوي 10^5 ويفترض أن تكون مقاومة الحمولة الكلية في خرج المضخم $1\text{k}\Omega$. يدرج محور ربح التيار بالديسيبل dB بالإضافة إلى الريح العددي. يرسم الطور النسبي على السلم الترددي نفسه لمقدار الريح. لاحظ أن الانزياح النسبي للطور يساوي 180° عند ترددين أحدهما مرتفع والآخر منخفض. يقدّر هذان الترددان بنحو 50Hz و $6 \times 10^5\text{Hz}$. يقدّر ربح التيار الأمامي عند التردد المنخفض بنحو $|G_i| = 7 \times 10^3 = 77\text{dB}$ وعند التردد العالي بنحو $|G_i| = 5 \times 10^3 = 74\text{dB}$ عند الطور النسبي 180° . غير أن ربح الحلقة الكلي GF يجب أن يكون أقل من الواحد عند ترددي الطور النسبي 180° وإلا يهتز المضخم لدى تطبيق التغذية الخلفية. ولهذا تساوي قيمة عامل التغذية الخلفية والتي تسبب الاهتزاز الهامشي لدى احتساب كل تردد على حدة:

$$\text{عند التردد } 50\text{ Hz} : F_i = 1/7 \times 10^3 = 1.4 \times 10^{-4} = -77\text{dB}$$

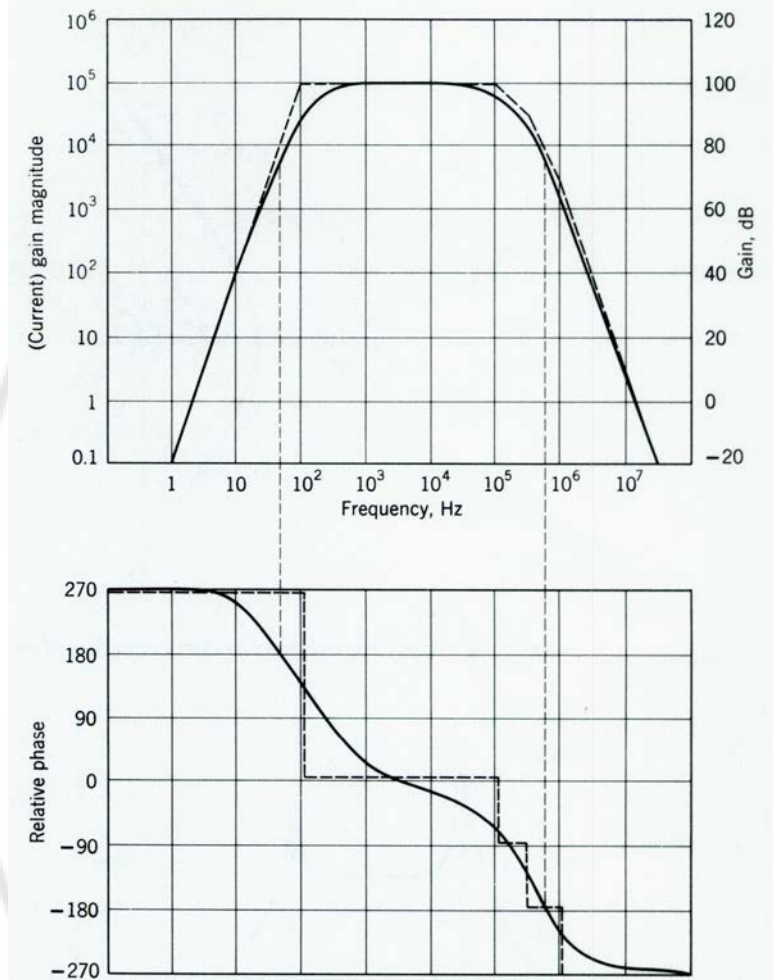
$$\text{عند } 6 \times 10^5\text{ Hz} : F_i = 2 \times 10^{-4} = -74\text{dB}$$



الشكل 12. مضخم تغذية خلفية بثلاث مراحل

لاحظ أن المقدار الأصغر للتغذية الخلفية غير مستقر عند التردد الأحفض لأن ترددات القطع للاستطاعة النصفية لكل مراحل التضخيم هي نفسها. ولذلك يكون المضخم مستقرًا عند التردد

الأعلى في حال استخدام التغذية الخلفية الأصغر، ولكنه سوف يهتز بشكل خفيف عند التردد الأصغر، والاهتزاز غير مسموح به طبعاً عند أي تردد وبالتالي يجب تخفيض عامل التغذية الخلفية لا لتأمين الاستقرار فحسب بل لتأمين استجابة ترددية واستجابة عابرة مقبولتين أيضاً.



الشكل 13. مخطط بود

لمضخم الشكل 12

الشكل 14. مخطط المحل

الهندسي لجذور مضخم

الشكل 12

(not to scale)

يؤمن مخطط المحل الهندسي في الشكل 14 بعض التبصر في تخفيض F ، أو بالأحرى KF اللازم لتحقيق استجابة مقبولة. إن الأفراد الذين يتعاملون مع المحل الهندسي للجذور يعرفون أن نسبة التخميد $\zeta = \cos \theta$ (حيث θ الزاوية المحصورة بين الخط المرسوم من نقطة الأصل إلى نقطة معينة على المحل الهندسي والمحور الحقيقي السالب). ولكن $\zeta = 1/2$ ، Q ، كما سنرى لاحقاً، كما ويجب على Q أن لا تتجاوز نحو 1.0 في الاستجابة العابرة الجيدة. ولهذا يجب على θ أن لا تتجاوز 60° ، وتقدر القيم النموذجية لرياح الحلقة KF التي يتم إيجادها بالرسم البياني أو بالحساب الجبري عند نقطة تقاطع شعاع 60° والمحل الهندسي للجذور، بنحو 20% من القيمة الموجودة عند التقاطع مع المحور $j\omega$. يعتمد هذا الانخفاض بالرياح على مقدار الانفصال بين أقطاب المضخم ولو أن القيمة 5 للعامل مقبولة عادة. وبالتالي يجب على مقدار الرياح الكلي للحلقة أن لا يتجاوز نحو 0.2 أو $-14dB$ عند الترددات التي تعطي انزياحاً طورياً قدره 180° . وبالتالي لا يوجد نهايات في الاستجابة الترددية والخطأ لا يزيد على 5% في الاستجابة العابرة.

يُعرف هذا الانخفاض في الرياح (عامل 5 أو $-14dB$) على أنه هامش الرياح. يمكن استخدام قيم أصغر لهامش الرياح إذا كان يمكن التساهل بنهايات الاستجابة الترددية أو الاهتزاز *ringing* في الاستجابة العابرة. يوضح الشكل 15 التباين بين مخططي الاستجابة الزمنية والترددية لمضخم بتغذية خلفية هامش الرياح فيه $3dB$ وآخر هامش الرياح فيه $-14dB$. يستخدم دخل تيارى درجي لإثارة الاستجابة العابرة ولا يظهر إلا الاستجابة العابرة للتردد المنخفض. غالباً ما تستخدم هوامش ربح تقع بين $6dB$ و $14dB$.

نكمل فيما يلي تصميم التغذية الخلفية لمضخم الشكل 12 باستخدام هامش الرياح $-14dB$ أو العامل 5. يقدّر عامل التغذية الخلفية اللازم لتخفيض مقدار ربح الحلقة إلى 0.2 أو $-14dB$ عند التردد $40Hz$ بنحو:

$$F_i = 0.2 / 7 \times 10^3 = 2.8 \times 10^{-5}$$

$$\text{أو } -77dB - 14dB = -91dB$$

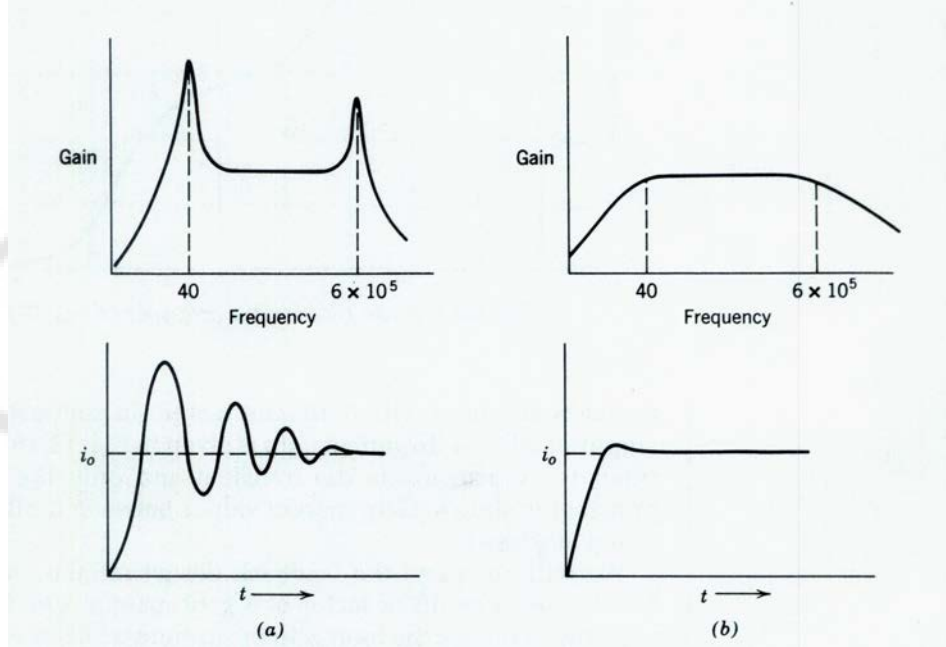
وأما الرياح الكلي لحلقة التغذية الخلفية عند التردد المتوسط عند هذه القيمة للتغذية الخلفية فيساوي:

$$K_i F_i = 10^5 \times 2.8 \times 10^{-5} = 2.8$$

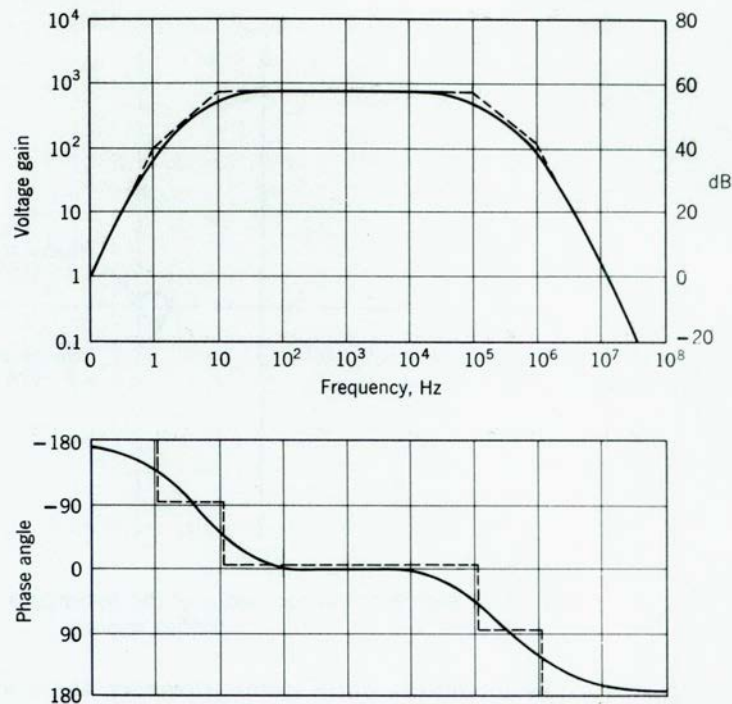
$$\text{أو } 100dB - 91dB = 9dB$$

إن قيمة ربح الحلقة المسموح به في مضخم المثال 8 صغيرة والتحسين في خصائص المضخم لا يذكر. غير أن هامش الرياح الأصغر يسمح بربح حلقة أعلى نوعاً ما على حساب نهايات

الاستجابة الترددية أو الاهتزاز في الاستجابة العابرة أو الزمنية. يمكن استخدام مكثفة في دائرة التغذية الخلفية لتحسين خصائص هذا المضخم. تعرف هذه التقنية "تعويض تقديم الطور" *phase-lead compensation* وسنقوم بدراستها بعد دراسة مضخم بمرحلي تضخيم.



الشكل 15. الاستجابة الترددية والزمنية من أجل قيمتين لهامش الربح
(a) هامش الربح 3dB (b) هامش الربح 14dB



الشكل 16. مخطط بود
لمضخم الشكل 8

مثال 9. يبين الشكل 8 استقرارية مضخم بمرحلي تضخيم يتم الربط فيما بينهما بالوسعية. سنفترض فيما يلي وجود ترددي قطع منخفضين للاستطاعة النصفية وهما 1Hz و 10Hz، وترددي قطع

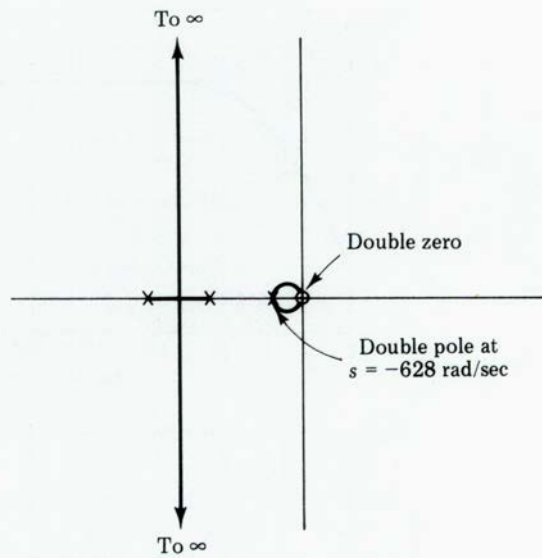
علويين للاستطاعة النصفية وهما 10^5 Hz و 10^6 Hz ، وقد سبق إيجاد ربح التردد عند الترددات المتوسطة ويساوي 833. يعطي الشكل 16 مخطط بود لهذا المضخم في حين يعطي الشكل 17 رسماً تخطيطياً للمحل الهندسي للجذور. لاحظ أن المخطط الطوري لا يقطع قيمتي $\pm 180^\circ$ وأن فرعي المحل الهندسي للجذور لا يقطع المحور $j\omega$. ولهذا يكون المضخم مستقراً من أجل أي قيمة محدودة لربح الحلقة. وهكذا يقال بأن المضخم مستقر تماماً. غير أن الاستجابة العابرة يمكن أن تكون غير مرضية أو يمكن حدوث نهايات حادة في الاستجابة الترددية إذا كان ربح الحلقة غير محدود. أما مواصفات هامش الربح التي وردت من أجل المضخم الثلاثي المراحل فهي غير ملائمة نظراً لعدم وجود تردد يكون الطور عنده 180° فيما عدا الصفر أو اللانهاية حيث يكون الربح مساوياً للصفر. ولهذا يستخدم هامش آخر يدعى هامش فرق الطور للحصول على الاستجابة العابرة المطلوبة. إذ إن هامش فرق الطور 45° مثلاً يعني أن الربح الكلي للحلقة يساوي الواحد عندما يكون انزياح الطور أقل من 180° بنحو 45° أو $\pm 135^\circ$. يقدر ربح التوتر الأمامي للمضخم بنحو 60 أو 36 dB عند نقطتي الطور الموافقتين للترددين السفلي والعلوي وذلك بحسب مخطط بود في الشكل 16. يمكن مقارنة هذا الهامش الطوري تقريباً بهامش الربح 14 dB على نحو ما يظهر في الشكل 13. وبذلك يساوي عامل التغذية الخلفية F_v اللازم لتخفيض ربح الحلقة إلى الواحد عند هذا الهامش الطوري:

$$F_v = 1/60 = 0.0167$$

$$= -36 \text{ dB}$$

أو

الشكل 17. رسم تخطيطي للمحل الهندسي لجذور المضخم بمرحليتي تضخيم الوارد في المثال 9



وبالتالي يكون ربح الترددات المتوسطة في حالة الهامش الطوري 45° :

$$K_v F_v = 833 \times 0.0167 = 13.9$$

$$59dB - 36dB = 23dB$$

أو

تعد هذه القيمة لربح الحلقة مقبولة في العديد من التطبيقات، يمكن طبعاً تحقيق الربح الأعلى للحلقة من خلال هامش الطور الأصغر.

5. تعويض تقدم الطور

يمكن لكبر مقدار التغذية الخلفية التي يمكن تطبيقها على المضخم الثنائي المراحل بالنسبة إلى المضخم الثلاثي المراحل، أن يقودنا إلى الاعتقاد بوجوب عدم إدخال أكثر من مرحلتي تضخيم في حلقة التغذية الخلفية. غير أنه يمكن لتقنية تعويض تقدم الطور *phase-lead compensation* التي سبق ذكرها، أن تجعل الاستجابة الطورية للمضخم الثلاثي المراحل قريبة منها في حالة المضخم الثنائي المراحل، وتسمح بذلك بربح مماثل للحلقة المغلقة. لعلك لاحظت بأن الانزياح النسبي للطور في المضخم يسبب عدم استقراره وأن كل قطب أو حد من الشكل $K/s + a$ ، يسهم بانزياح نسبي في الطور يصل حتى 90° . لقد كان المضخم الثنائي المراحل مستقراً تماماً لأنه لا يظهر فيه إلاّ حدين من هذا النوع عند الترددات العالية بسبب الوسعية القصورية، وحدين آخرين يظهران عند الترددات المنخفضة بسبب وسعية الربط والوسعية على التوازي. يمكن التخلص من الإزاحة الطورية عند الترددات المنخفضة العائدة للربط بالوسعية باللجوء إلى الربط المباشر. وبالتالي تكون الاستجابة الطورية للمضخم الثلاثي المراحل عند الترددات المنخفضة مماثلة لها في المضخم الثنائي المراحل في حال استخدام الربط المباشر للتخلص من مكثفتي الربط والتوازي في إحدى مراحل المضخم الثلاثي المراحل. يستخدم تعويض تقدم الطور للتخلص بشكل فعال من أحد أقطاب التردد العالي في علاقة ربح المضخم.

تتكون شبكة تقدم الطور من مجرد مكثفة صغيرة C_F على التوازي مع مقاومة التغذية الخلفية R_F ، على النحو المبين في الشكل 18. ولما كانت ممانعة التغذية الخلفية Z_F الناجمة عن حاصل جمع R_F و C_F على التوازي أكبر بكثير عادة من R_L أو R_i وبخاصة في المضخم الثلاثي المراحل فإن تيار الدخل قريب جداً من $I_L = V_o / R_L$ وتيار التغذية الخلفية قريب جداً من $I_f = V_o / Z_F$ وبالتالي يساوي عامل التغذية الخلفية التيارات:

$$F_i = \frac{I_f}{I_L} = \frac{R_L}{Z_F} \quad (39)$$

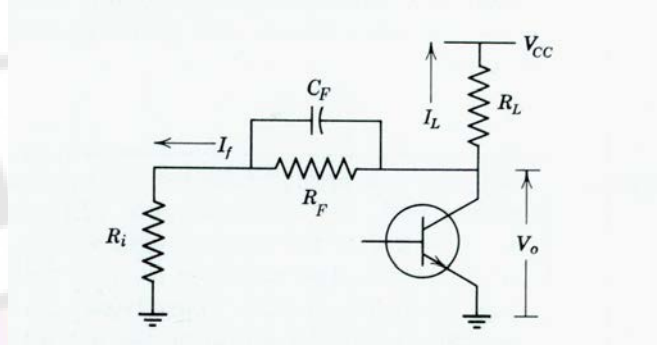
ولكن في المجال s :

$$Z_F = \frac{R_F (1/sC_F)}{R_F + 1/sC_F} = \frac{R_F}{1 + sR_F C_F} \quad (40)$$

ولما كان الثابت الزمني $R_F C_F = \frac{1}{\omega_f}$ ، حيث ω_f تردد الحافة *corner frequency* أو تردد

الانعطاف *crossover frequency* للشبكة فإن $R_F = 1/\omega_f C_F$

الشكل 18. شبكة تغذية خلفية يتم فيها تعويض تقدم الطور



$$Z_F = \frac{R_F}{1 + s/\omega_f} = \frac{1}{C_F} \frac{1}{(s + \omega_f)} \quad (41)$$

وباستخدام المعادلة 39:

$$F_i' = R_L C_F (s + \omega_f) = \frac{R_L}{R_F} R_F C_F (s + \omega_f) = F_i \frac{s + \omega_f}{\omega_f} \quad (42)$$

حيث F_i عامل التغذية الخلفية التيارات عند الترددات المتوسطة. لاحظ أن المكثفة C_F تحدث صفراً في شبكة التغذية الخلفية.

نكتب فيما يلي كامل معادلة ربح المضخم الثلاثي المراحل التي ترتبط فيما بينها بالمكثفات، تخضع التغذية الخلفية فيه للتعويض الطوري وذلك عند الترددات العالية:

$$G_{if} = \frac{K_1 K_2 K_3 \omega_{h1} \omega_{h2} \omega_{h3} / (s + \omega_{h1})(s + \omega_{h2})(s + \omega_{h3})}{1 + K_1 K_2 K_3 \omega_{h1} \omega_{h2} \omega_{h3} F_i (s + \omega_f) / \omega_f (s + \omega_{h1})(s + \omega_{h2})(s + \omega_{h3})} \quad (43)$$

لاحظ أن الحد $(s + \omega_f)$ في البسط أو الصفر في الحد $G_i F_i'$ يحدد أحد الأقطاب التي لها الشكل $(s + \omega_h)$ في المقام إذا كان ω_f يساوي إحدى قيم ω_h . إذا جعلنا $\omega_f = \omega_{h2}$ فإن الحد $G_i F_i'$ يساوي:

$$G_i F_i' = \frac{K_1 K_2 K_3 F_i \omega_{h1} \omega_{h3}}{(s + \omega_{h1})(s + \omega_{h3})} \quad (44)$$

إن لهذا الحد خصائص قيمة الربح لمضخم ثلاثي المراحل والاستجابة الطورية النسبية عند الترددات العالية لمضخم ثنائي المراحل (في حالة الربح الكلي للحلقة). غير أنه يمكن رسم مقدار الربح الأمامي للحلقة المفتوحة F_i' كما لو كان الحد $(s + \omega_f)$ في ربح المضخم G_i بدلاً من طريق التغذية الخلفية. وبالتالي يمكن رسم مقدار الربح كما لو كان ليس للمضخم الثلاثي المراحل إلا نقطتي قطع للترددات العالية أو قطبين. إن هذا الرسم لن يعطي الربح الأمامي الصحيح عند

الترددات العالية بل التصميم الصحيح للتغذية الخلفية. يمكن للصفر أن يسبب التصحيح الطوري الملائم حتى لو لم يقع بشكل دقيق عند تردد قطبي بل في الجوار فقط .

مثال 10. نطبق فيما يلي تعويض تقدم الطور على المضخم الثلاثي المراحل بالتغذية الخلفية والمبين في الشكل 12 (مثال 8)، بجعل $f_r = f_{h2} = 3 \times 10^3 \text{ Hz}$ ، يظهر في الشكل 19 رسم لمقدار الريح الأمامي المعدل. يرسم الطور النسبي كما لو كان يخضع المضخم للتعويض الطوري. نسمح فيما يلي لهامش الطور 45° الذي يحدث عند التردد $f = 30 \text{ Hz}$ و $f = 10^6 \text{ Hz}$ تقريباً. لاحظ أنه لنقطة الهامش الطوري 45° عند التردد المنخفض ربح أمامي أعلى منه عند نقطة التردد المرتفع. تنجم هذه الحالة، كما ذكرنا سابقاً، عن نقطتي أو قطبي الانكسار اللذين يحدثان عند التردد نفسه (100 Hz). ولذلك تتحسن خصائص الريح – الطور ويسمح بتحقيق ربح حلقة مغلقة أعلى إذا كان لإحدى الدارات المرتبطة قيمة مختلفة للتردد f_1 بشكل كبير كأن تكون لها القيمة 10 Hz مثلاً. يمكن للربط المباشر الإضافي أن يؤدي طبعاً إلى حذف القطب تماماً. ولذلك سنهتم بالدرجة الرئيسية بربح التردد العالي عند الهامش 45° . إن هذه القيمة لربح التيار تساوي 6×10^3 أو 77 dB . ولذلك فإن قيمة F_i والتي تعطي هامش الطور 45° تساوي:

$$-77 \text{ dB} \text{ أو } F_i = 1/6 \times 10^3 = 1.67 \times 10^{-4}$$

وبالتالي يكون ربح الحلقة المغلقة عند الترددات المتوسطة:

$$K_i K_f = 10^5 (1.67 \times 10^{-4}) = 16.7$$

$$100 \text{ dB} - 77 \text{ dB} = 23 \text{ dB} \text{ أو}$$

وينخفض تشوه المضخم بالعامل $(1 + KF) = 17.7$ وهي قيمة مقبولة لربح الحلقة في معظم

التطبيقات. وإن قيمة R_F اللازمة لإعطاء هذه القيمة لعامل التغذية الخلفية (حيث $R_L = 1 \text{ k}\Omega$):

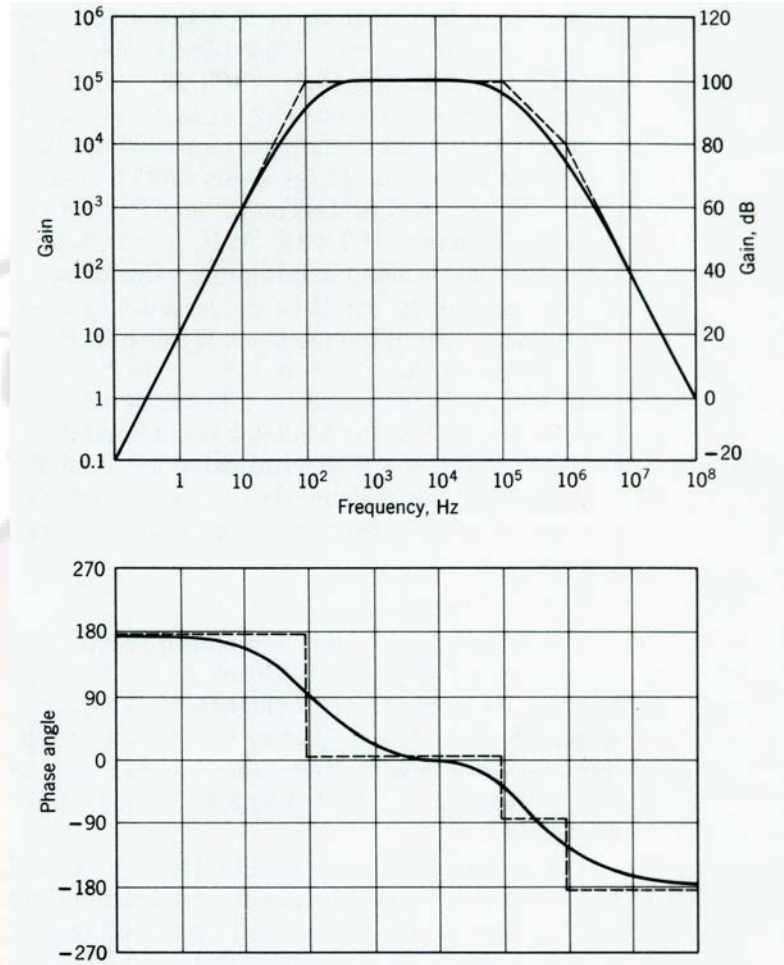
$$R_F = R_L / F_i = 6 \times 10^5 \Omega$$

أما قيمة C_F اللازمة لحذف قطب أو انكسار ترددي عند $3 \times 10^5 \text{ Hz}$ فتساوي:

$$C_F = 1 / R_F \omega_F = 0.8 \text{ pF}$$

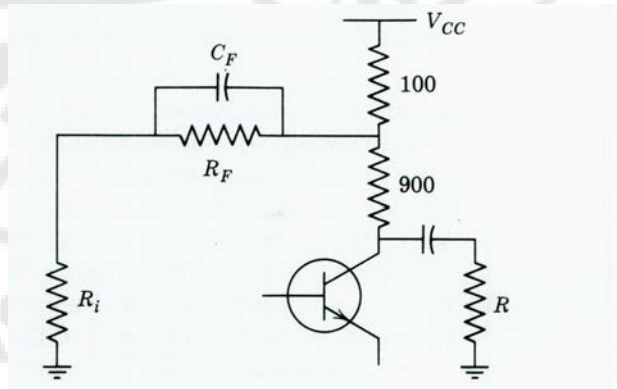
وهي قريبة جداً من الوسعية الصغرى التي يمكن الحصول عليها من المخازن المحلية. يمكن تخفيض قيمة R_F وزيادة C_F وبشكل تناسبي في حال أخذ التغذية الخلفية من دائرة الحمولة على النحو المبين في الشكل 20. تخفض R_F في هذه الدارة بالعامل 10 وترفع C_F بالعامل 10 بالنسبة للقيمة المحسوبة عندما يتم الحصول على التغذية الخلفية مباشرة من الخرج. يمكن لقيمة KF التي تتحدد عند هامش طوري معين أن تكون أكبر من القيمة التي يرغب المصمم باستخدامها. يمكن استخدام قيم أصغر للمقدار KF طبعاً باستقرار أفضل (ربح أو هوامش طورية أكبر).

الشكل 19. مخطط بود
لمضخم ثلاثي المراحل
بتغذية خلفية معوضة



إن المكثفة C_F في دائرة التعويض تولد عملياً قطباً في عامل التغذية الخلفية F_i بالإضافة إلى صفر. غير أن القطب لم يظهر لأننا أهملنا R_i . يمكن إهمال القطب عادة في الحالة التي يكون فيها $R_F \gg R_i$ نظراً لارتفاع تردد القطب بالنسبة إلى تردد الصفر. ومن ثم فإن للقطب تأثير على مخطط بود عند الترددات التي تحقق $|KF| > 1$. يُدرس تردد هذا القطب في الفصل التاسع.

الشكل 20. إيضاح تفريع الخرج لتخفيض
 R_F وزيادة C_F



يمكن الحصول بسهولة على مخططي الربح والطور للمضخم ثم بناؤها باستخدام مولد جيد للإشارة ورأسم للاهتزاز ثنائي القناة، بحيث يمكن مقارنة توتر الخرج والدخل من حيث المقدار والطور. ويمكن الحصول بسهولة على مخططي الربح والطور من أجل تصميم مضخم باستخدام

برنامج للحاسب يدعى ECAP (Electronic Circuit Analysis Program) في حال توافر الحاسب.

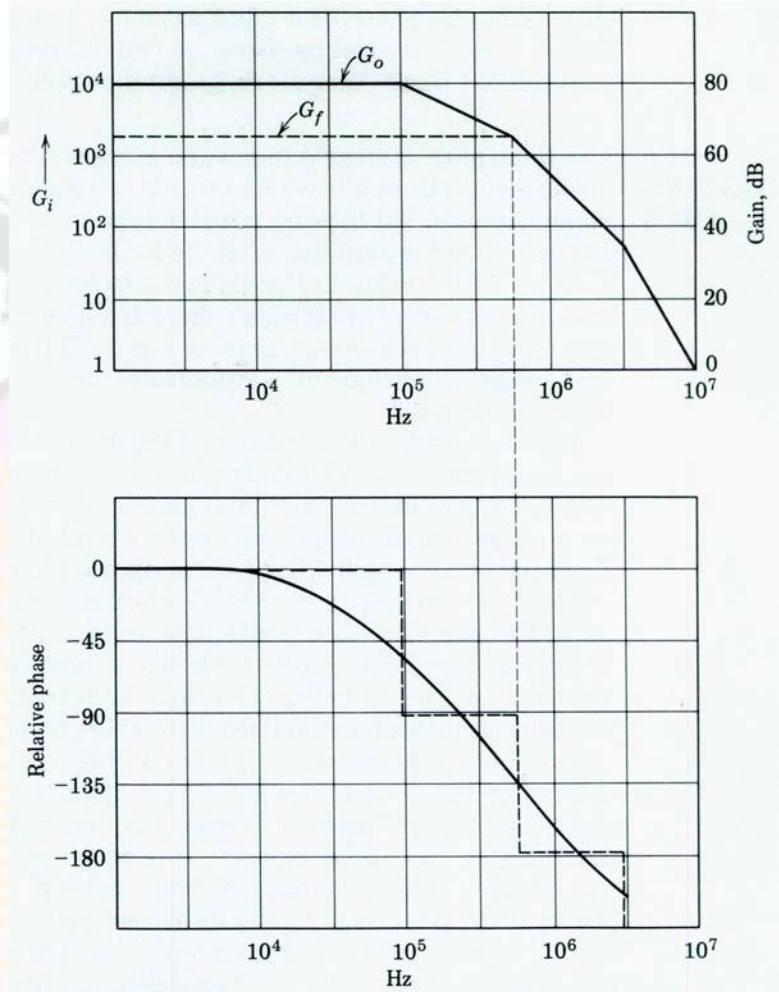
6. مخططات الربح اللغارتمية

تسمح مخططات بود التي درسناها في الفقرة السابقة بتصميم دارات تضخيم مستقرة بالتغذية الخلفية تؤمن استجابة ترددية وعابرة مقبولة، ولكنها لا تبين مميزات المضخم الترددية أو عرض حزمته بعد تطبيق التغذية الخلفية. ولهذا نبتكر في هذه الفقرة طريقة تبين خصائص الحلقة المغلقة والحلقة المفتوحة وجعل عملية تصميم التغذية الخلفية أسهل. إن هذه الطريقة المقترحة ليست إلا امتداداً وتبسيطاً لطريقة مخططي بود التي سبقت دراستها.

لندرس مضخم الشكل 12 من دون مكثفة التعويض C_F . يعطي الشكل 21 مخطط بود لهذا المضخم. لاحظ أن ربح المضخم من دون تغذية خلفية يقدر بنحو 2000 بهامش طوري قدره 45° ، كما هو مبين بالخطوط المنقطعة. ومن ثم فإن عامل التغذية الخلفية الذي يؤمن هذا الهامش الطوري يساوي $5 \times 10^{-4} = 1/2000$ ، كما ذكرنا سابقاً. كما أن ربح المضخم يساوي، كما رأينا سابقاً $1/F$ طالما أن KF كبير بالنسبة إلى الواحد. ولهذا فإن ربح المضخم، ضمن حدود هذا التقريب، يساوي 2000 والذي هو الربح نفسه من دون تغذية خلفية عند التردد الذي يحدث انزياح الطور النسبي -135° . بتعبير آخر، يتقاطع التقريب الخطي لمنحني ربح الحلقة المغلقة مع منحني ربح الحلقة المفتوحة الأمامي عند التردد الذي يكون عنده $|GF|=1$. لا بد من توقع هذه العلاقة لدى مراجعة قواعد التقريبات الخطية. يكون $|GF|$ ، عند ترددات أعلى من نقطة التقاطع، أقل من الواحد وبالتالي يتساوى ربحا الحلقة المغلقة والحلقة المفتوحة ضمن حدود التقريب الخطي. وبالتالي يساوي الهامش الطوري الفارق بين الطور النسبي للمضخم عند تردد تقاطع التقريبين الخطيين لربح الحلقة المفتوحة وربح الحلقة المغلقة من جهة و 180° من جهة أخرى. يقع تردد القطع العلوي للمضخم أو عرض حزمته بوجود تغذية خلفية عند الانكسار الترددي الأول لمنحني ربح الحلقة المغلقة في التقريب الخطي. يقع هذا الانكسار الترددي عند تقاطع منحني ربح الحلقة المغلقة والحلقة المفتوحة كما هو مبين في الشكل 21 عند $f = 5 \times 10^5 \text{ Hz}$ ، عندما تخلو حلقة التغذية الخلفية من التعويض.

توجد علاقة وثيقة بين الطور النسبي في مضخم الحلقة المفتوحة وترددي انكسار منحني ربح المضخم في التقريب الخطي. يحدث الطور النسبي -135° مثلاً عند تردد الانكسار الثاني تقريباً في مضخم الحلقة المفتوحة كما هو مبين في الشكل 21. ولهذا يجب أن يتقاطع منحني ربح الحلقتين المغلقة والمفتوحة عند تردد لا يزيد على تردد الانكسار الثاني في منحني ربح الحلقة المفتوحة إذا لم يستخدم التعويض وكان الهامش الطوري المرغوب عند 45° على الأقل. وبالتالي لا حاجة لمخطط

الطور في تصميم التغذية الخلفية شريطة أن يكون ترددا انكسار منحنى الحلقة المفتوحة منفصلين إلى حد ما.

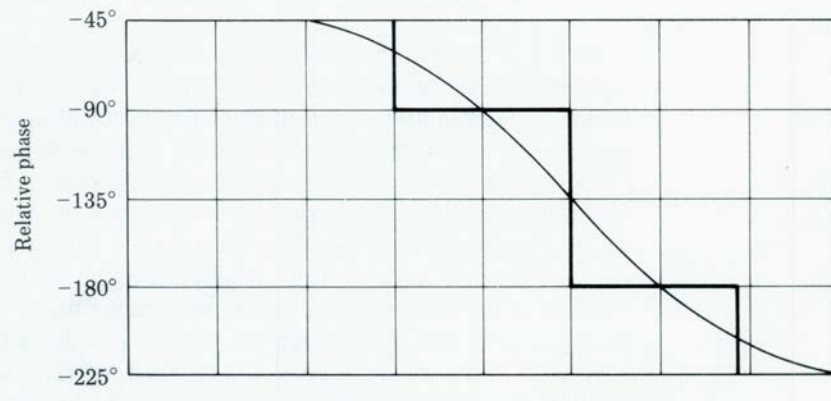
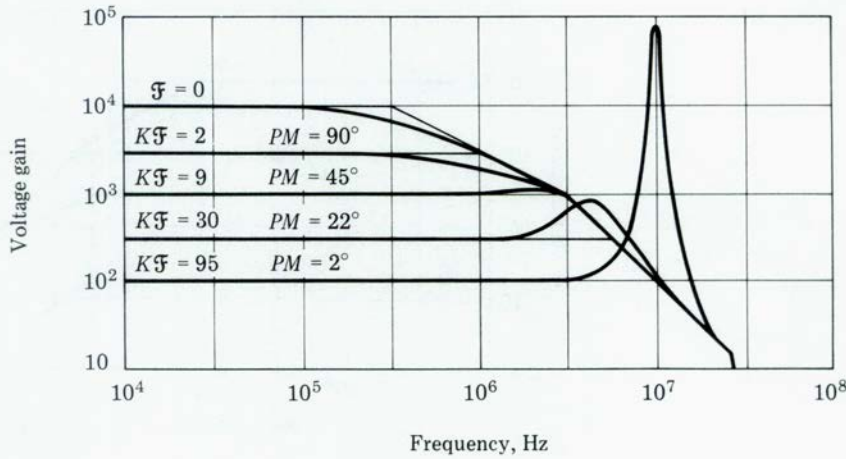
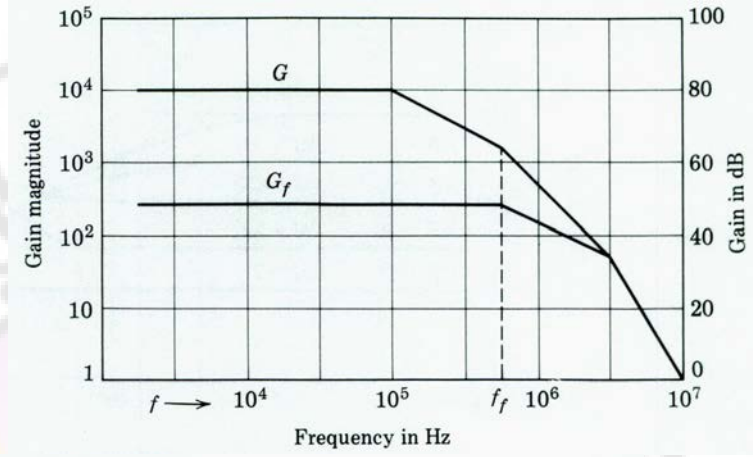


الشكل 21. مخطط بود
للمضخم غير التعويضي
الوارد في المسألة 9

يمكن في هذه الحالة إظهار تأثير التعويض في دائرة التغذية الخلفية على عرض حزمة مضخم الحلقة المغلقة. لما كان الربح بوجود التغذية الخلفية $G_f \approx 1/F(s)$ و $F(s) = F(s + \omega_f)/\omega_f$ كما جاء في المعادلة 42، $G_f = \omega_f / F(s + \omega_f)$ وبالتالي فيه تردد كسر أو قطب عند f_f ، كما هو مبين في الشكل 22. وقع الاختيار على القيمة $f_f = 5 \times 10^5 \text{ Hz}$ وهو تردد القطب الثاني، وهو نفسه في المثال 10. لاحظ أن عرض حزمة المضخم بوجود التغذية الخلفية يساوي f_f نفسه بسبب وجود القطب عند هذه القيمة. إن الصفر في دائرة التغذية الخلفية يصحح الطور بنحو 90° تقريباً عند ترددات أعلى بكثير من f_f . وبالتالي يمكن أن يحدث التقاطع بين منحنى G و G_f عند تردد الانكسار الثالث لمنحنى الربح G بدلاً من تردد الانكسار الثاني. لاحظ أن الفرق الأعظمي بين ميلي المنحنيين عند نقطة تقاطعهما هو نفسه في نظامي التغذية الخلفية بوجود تعويض ومن دونه (الشكلان 21 و 22). بتعبير آخر يجب على الفارق بين ميلي G و G_f (التقريبين الخطيان) عند نقطة تقاطعهما أن لا يتجاوز 20 dB/decade أو 6 dB/octave ، إذا كان يجب على هامش الطور أن يساوي 45° على الأقل. لاحظ أن $G_f = 200$ وأن F أعلى بعشر

مرات من الحالة التي لا تتضمن تعويضاً ولها هامش الطور نفسه. لاحظ أيضاً أنه يمكن زيادة عرض حزمة مضخم التغذية الخلفية إذا زاد f_f ليصبح قريباً من 10^6 Hz أو ربما $2 \times 10^6 \text{ Hz}$. غير أن الهامش الطوري يكون أعظمياً عندما يكون f_f هو تردد الانكسار المركزي نفسه.

الشكل 22. التقريب الخطي
لكل من G_f و G لمضخم
الشكل 21 بوجود التغذية
الخلفية المعوضة



الشكل 23. الاستجابة الترددية في حالة عدة قيم لهامش الطور

يقع ربح الحلقة المغلقة الفعلي G_f ضمن بضعة dB من التقريب الخطي إذا كان هامش الطور يساوي 45° على الأقل. غير أن الأرباح أو هوامش الطور الصغيرة تسبب تعاضماً شديداً في

الاستجابة الترددية الفعلية حيث يقترب GF من 1- كما ذكرنا سابقاً. يوضح الشكل 23 هذا التعاضد في حالة عدة قيم لهامش الطور، كما ناقشنا بالتفصيل في الفقرة التالية:

7. العرض الأعظمي للمجال الترددي لمضخم التغذية الخلفية

لندرس ظاهرة تزايد عرض المجال الترددي للمضخم الثنائي المراحل بوجود تغذية خلفية. نفترض بأن المضخم بالربط المباشر وبالتالي لا نحتاج إلاً لدراسة قطبي التردد عند ω_{h1} و ω_{h2} في المرحلتين. ومن ثم يمكن التعبير عن الربح في المجال s - بوجود التغذية الخلفية بالمعادلة:

$$G_f(s) = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{(s + \omega_{h1})(s + \omega_{h2})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{KF\omega_{h1}\omega_{h2}}{(s + \omega_{h1})(s + \omega_{h2})}} = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{(s + \omega_{h1})(s + \omega_{h2}) + KF\omega_{h1}\omega_{h2}} \quad (45)$$

حيث K الربح المرجعي للمضخم ونشر المقام وبضم القوى المتشابهة لـ s نحصل:

$$G_f(s) = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{s^2 + (\omega_{h1} + \omega_{h2})s + (1 + KF)\omega_{h1}\omega_{h2}} \quad (46)$$

يمكن التعبير عن الشكل العياري لمعادلة المرتبة الثانية على النحو:

$$G_f(s) = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (47)$$

حيث ζ نسبة التخميد و ω_n تردد التجاوب الطبيعي أو غير المتخامد. يمكن أن نرى بالمقارنة مع المعادلة 46 أن:

$$\omega_n = \sqrt{(1 + KF)\omega_{h1}\omega_{h2}} \quad (48)$$

$$\zeta = \frac{\omega_{h1} + \omega_{h2}}{2\omega_n} = \frac{\omega_{h1} + \omega_{h2}}{2\sqrt{(1 + KF)\omega_{h1}\omega_{h2}}} \quad (49)$$

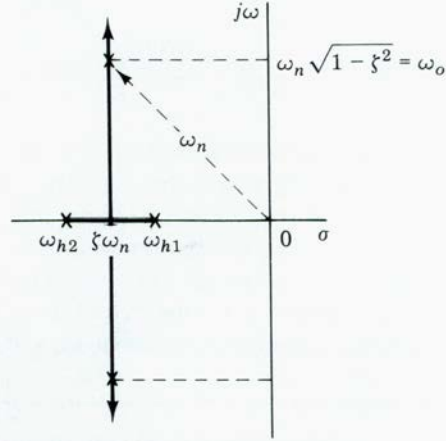
لاحظ من المعادلتين 48 و 49 أن تردد التجاوب الثاني ω_n يزداد وتتناقص نسبة التخميد ζ مع زيادة عامل التغذية الخلفية F . سنقوم بتحليل المقام في المعادلة 47 إلى عوامله ولذلك لتحديد موقعي قطبي الحلقة المغلقة. وباستخدام المعادلة التربيعية:

$$s_1, s_2 = \zeta\omega_n \pm \sqrt{\zeta^2\omega_n^2 - \omega_n^2} \quad (50)$$

تبين المعادلة 50 أن المضخم يتخامد بشكل أقل وأن قطبيه عقديان مترافقان عندما تكون نسبة التخميد أقل من 1. يمكن في هذه الحالة كتابة المعادلة 47 بالشكل المحلل إلى عوامل.

$$G_f(s) = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{(s - \zeta\omega_n - j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2})(s - \zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2})} \quad (51)$$

يعطي الشكل 24 مخططاً في المستوى s- للمعادلة 51. عند رسم الاستجابة الترددية للمضخم يتحرك $s = j\omega$ وبالتالي s وفق المحور $j\omega$ من الصفر إلى اللانهاية. يبين الشكل 24 أنه يتوقع الاستجابة العظمى عندما $\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ لأن محور $j\omega$ يكون أقرب ما يمكن إلى القطب عند هذا التردد الذي يدل عليه أحياناً بالرمز ω_o . إن إيجاد الاستجابة تحليلياً عند ω_n أسهل منه عند ω_o . وبتعويض $j\omega_n$ عوضاً عن s في المعادلة 51 نحصل:



الشكل 24. القطبان غير المتخامدين في مضخم التغذية الخلفية الثنائي المراحل

$$G_f(s) \Big|_{s=j\omega_n} = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{(j\omega_n - \zeta\omega_n - j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})(j\omega_n - \zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})} \quad (52)$$

وبالتبسيط:

$$G_f(s) \Big|_{s=j\omega_n} = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{\omega_n^2[-\zeta + j(1-\sqrt{1-\zeta^2})][-\zeta + j(1+\sqrt{1-\zeta^2})]} \quad (53)$$

التي تختزل إلى الشكل:

$$G_f(s) \Big|_{s=j\omega_n} = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{\omega_n^2(\zeta^2 + 2j\zeta - \zeta^2)} = \frac{-K\omega_{h1}\omega_{h2}}{2j\zeta\omega_n^2} \quad (54)$$

وبتعويض ω_n من العلاقة 48 في العلاقة 54:

$$G_f(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{-K}{j2\zeta(1+KF)} \quad (55)$$

غير أن $-K/(1+KF)$ ربح الحزمة المتوسطة أو الربح المرجعي K_f للمضخم وبالتالي يمكن التعبير عن نسبة الربح عند ω_n إلى ربح الحزمة المتوسطة بالشكل:

$$\frac{G_f(s) \Big|_{s=j\omega_n}}{K_f} = \frac{1}{j2\zeta} = \frac{1}{2\zeta} \angle -90^\circ \quad (56)$$

وكما هو مبين في الفصل الثاني عشر (الخاص بمولدات الاهتزاز) $Q = 1/2\zeta$ أيضاً وبالتالي فإن الاستجابة الذروية تساوي Q ضعفاً من الاستجابة المرجعية. تبين المعادلة 56 على أن قيمة الربح

النسبي تساوي دائماً $1/2$ ويساوي انزياح الطور دائماً 90° - بالنسبة إلى قيم الحزمة المتوسطة عند $\omega = \omega_n$.

في الشكل 25 رسم لقيمة الريح النسبي والطور بدلالة ω المعدلة بالنسبة إلى ω_n من أجل عدة قيم للتخامد ζ . لاحظ أن قيم ζ تعطي في المجال 0.5 إلى 0.6 خصائص الاستجابة الترددية العليا. يمكن لقيمة عامل التغذية الخلفية F ، والتي تؤمن قيمة ζ التي يرغب بها في مضخم معين، أن تتعين من المعادلة 49 كما يؤمن هامش الطور 45° قيمة للعامل ζ في هذا المجال العام. يتم الحصول على الاستجابة الزمنية المثالية عندما تساوي نسبة التخامد نحو 0.7. لاحظ أن عرض حزمة المضخم أكبر نوعاً ما من ω_n من أجل نسب تخامد أقل من 0.8.

تسللك المضخمات التي تتضمن أكثر من قطبين سلوك مضخم بقطبين نظراً لظهور الأقطاب العقدية على شكل أزواج مترافقة. أما الزوج ذو نسبة التخامد الأصغر فيحدد بشكل رئيسي أعلى ذروة في الاستجابة الترددية والتجاوز في الاستجابة الزمنية. يمكن استخدام أعلى ذروة مميزة في تصميم مضخمات تمرير الحزمة الفعالة التي نعالجها في الفصل العاشر.

8. تعويض تأخير الطور

بينت أمثلة التغذية الخلفية السابقة أن مشاكل الاستقرار تقل ويمكن تطبيق المزيد من التغذية الخلفية على المضخم عندما يتعد تردد القطع للاستطاعة النصفية فيما بينهما كثيراً، خلافاً لما يحدث في المجال الترددي الضيق. ولذلك يمكن الحصول على الاستقرار بإضافة وسعية تفريعية في إحدى مراحل التضخيم بحيث يكون تردد القطع العلوي فيها منخفضاً بالنسبة إلى مراحل التضخيم الأخرى. يطلق على هذا النوع من التعويض اسم "تعويض تأخير الطور" *Phase lag compensation*. يمكن رؤية فائدة هذه التقنية من خلال رسم مخطط لغارتم الريح في الشكل 26.

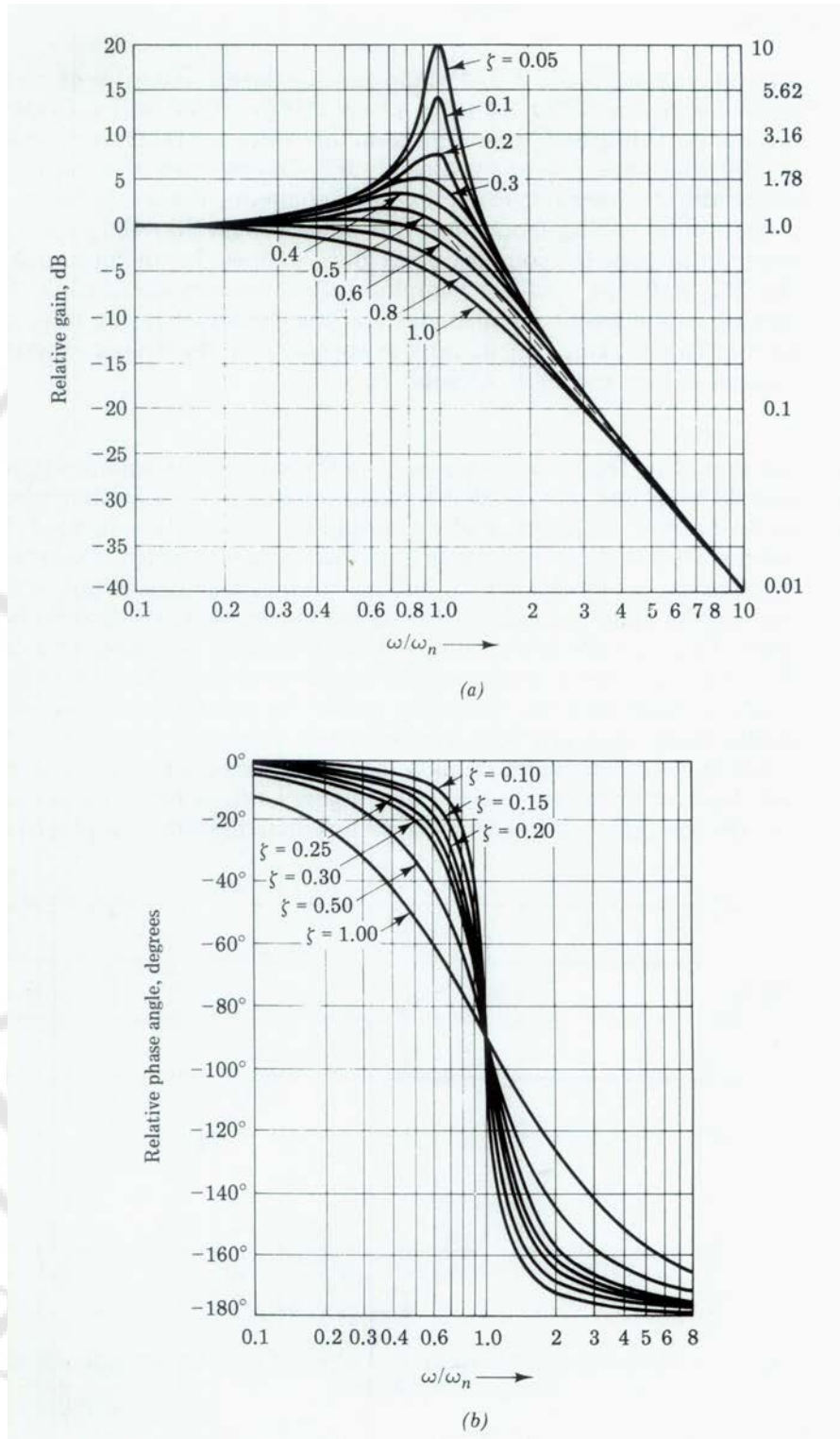
يمكن لريح مضخم الحلقة المفتوحة أن ينخفض، كما رأينا، كثيراً قبل بلوغ تردد القطع العلوي للمرحلة التالية. يكمن شرط الاستقرار، كما رأينا، في أن ربح الحلقة المغلقة G_f يقطع منحنى ربح الحلقة المفتوحة G عند ربح أعلى أو تردد أخفض من تردد الانكسار الثاني في غياب التعويض في شبكة التغذية الخلفية. ومن ثم يمكن لربح الحلقة المغلقة G_f أن يكون صغيراً بالنسبة إلى ربح الحلقة المفتوحة G خلال مجال الترددات المتوسطة، أو بتعبير آخر يمكن للجداء KF أن يكون كبيراً. في مضخم الشكل 26 يكون $KF \approx 100$. ثمة تقنية مناسبة من التقنيات تكمن في تعيين قيمة عامل التغذية الخلفية الذي يرغب به F من معيار معين كإنخفاض التشوه أو تثبيت ربح الحلقة المغلقة، ومن ثم يرسم خط ربح الحلقة المغلقة عند القيمة $1/F$. ثم توضع نقطة الانكسار الثانية B أخفض

خط ربح الحلقة المغلقة G_f بقليل لتسمح بهامش طور كاف. يتعين تردد الانكسار الثاني، كما رأينا سابقاً، إما من الحسابات النظرية أو القياسات المخبرية. وقيمته المعطاة $5 \times 10^5 \text{ Hz}$ في مضخم الشكل 26. ومن ثم يتم إنشاء منحنى ربح الحلقة المفتوحة G برسم خط مستقيم من نقطة الانكسار الثانية B ، بميل قدره -20dB/decade ، إلى أن يقطع الجزء الأفقي من منحنى ربح الحلقة المفتوحة. يظهر التقاطع عند النقطة A في الشكل 26، حيث يمثل الجزء الأفقي من منحنى ربح الحلقة المفتوحة ربح مضخم الحلقة المفتوحة عند الترددات المتوسطة. يجب بالتالي تخفيض تردد القطع العلوي لمرحلة التضخيم تردد الحافة الأخفض أو نقطة الفصل بإضافة الوسعية لينطبق على التردد المشار إليه بالنقطة A (5kHz على الشكل 26).

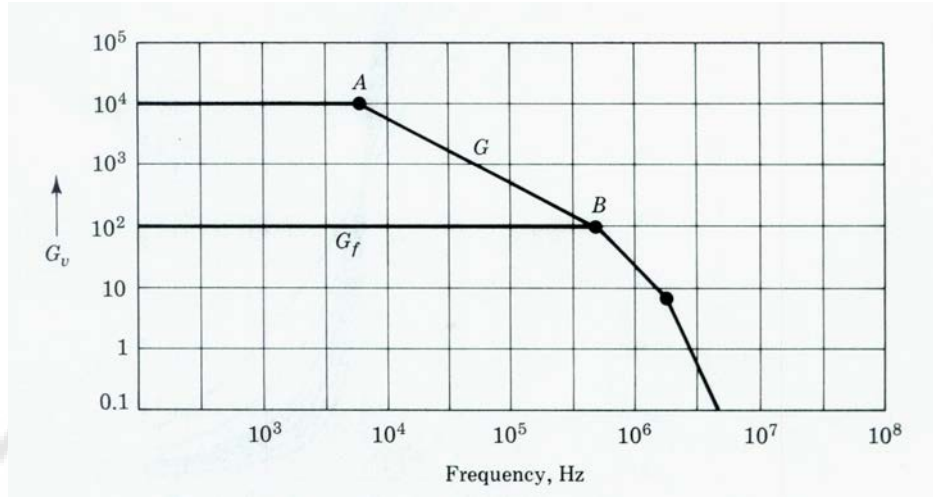
يمكن تخفيض تردد القطع العلوي لمضخم بسهولة من خلال زيادة الوسعية المفرغة في المضخم. تكمن إحدى طرائق التخفيض بإضافة مكثفة على التوازي مع مقاومة الحاملة كما هو مبين في الشكل 27a. لعلك تذكر أن تردد القطع العلوي لمرحلة تضخيم معينة يتعين بالمقاومة التفرعية الكلية والوسعية التفرعية الكلية. إن المقاومة التفرعية الكلية R_{sh} على التوازي مع المكثفة C تمثل مقاومة الحاملة R_C على التوازي مع قبولية الخرج (h_{oe} تقريباً) للترانزستور السابق ومقاومة الدخل (h_{ie} تقريباً) للترانزستور التالي. تكون المكثفة C عادة أكبر بكثير من وسعيات المضخم الأخرى. ولهذا، ولما كان $\omega_h = 1/R_{sh}C$ فإن :

$$C = \frac{1}{R_{sh}\omega_h} \quad (57)$$

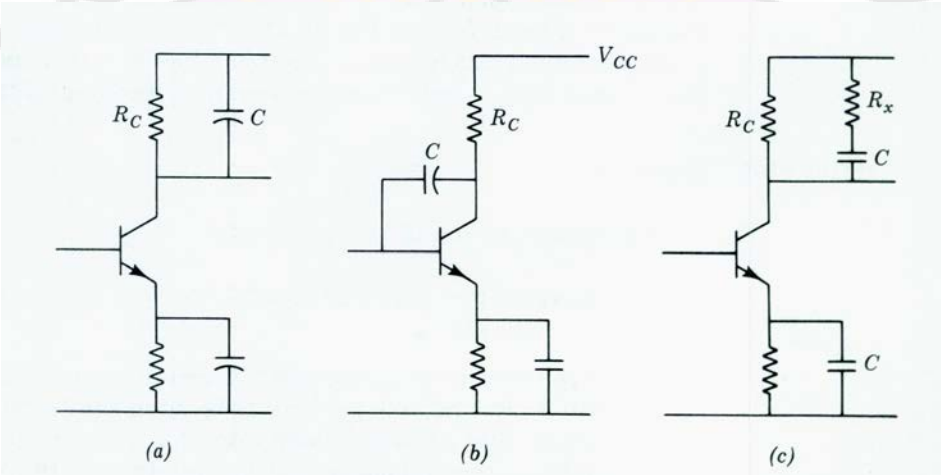
حيث ω_h تردد القطع العلوي الذي يرغب به للمضخم والذي يتعين عند النقطة A بتقنية التعويض الموضحة في الشكل 27a. إن أخفض تردد قطع، النقطة A مثلاً في الشكل 26، يساوي $5 \times 10^3 \text{ Hz}$ أو $3.14 \times 10^4 \text{ rad/sec}$. وبالتالي فإن $R_C = 10\text{k}\Omega$ و $h_{oe1} = 20\mu\text{S}$ و $h_{ie2} = 4\text{k}\Omega$ و $R_{sh} \approx 2.7\text{k}\Omega$ و $C = 1/2.7 \times 3.14 \times 10^7 = 0.12\mu\text{F}$. ثمة موقع ملائم آخر لمكثفة تعويض التأخير الطوري يقع بين مجمع المضخم وقاعدته، كما هو مبين في الشكل 27b. إن ميزة هذا الموقع تكمن في أن قيمة الوسعية يمكن أن تكون أصغر بكثير من مكثفة الشكل 27a لأنها تخضع لمفعول ملر وبالتالي فإن وسعيتها الفعالة أكبر بنحو $(1+K_v)$ مرة من قيمتها الفعلية. وإن المقاومة التي تقابل وسعية ملر هي مقاومة القصر بين القاعدة والأرضي، كما رأينا في الفصل الرابع.



الشكل 25. قيمة وطور $\omega_n^2/(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ المقدار (a) المقدار (b) الطور



الشكل 26. إيضاح الاستقرار بتخفيض تردد القطع العلوي في إحدى مراحل التضخيم



الشكل 27. الطرائق النموذجية لتخفيض تردد القطع العلوي في مضخم (a) قصر مقاومة المجمع بالمكثفة، (b) قصر بالمكثفة بين المجمع والقاعدة (c) قصر مقاومة المجمع بمكثفة ومقاومة RC فإذا وضعت مقاومة صغيرة R_x على التسلسل مع الوسعية المضافة C كما هو مبين في الشكل 27c، يتولد صفر في المضخم، كما يمكن أن ينخفض انزياح الطور النسبي عند ترددات في جوار الصفر وأعلى من الصفر مع تزايد في هامش الطور نتيجة لذلك. يحدث الصفر عند تردد الراديان $\omega_x = 1/R_x C$ ، ومن ثم فإن ω_x يجب أن تساوي تقريباً $\omega_B = 2\pi f_B$ حيث f_B تردد الانكسار أو القطب الثاني عند النقطة B كما هو مبين في الشكل 26. فإذا استخدمت هذه العلاقة في مثال الشكل 26 حيث $\omega_B = 100\omega_A$ فإن $R_x = R_{sh}/100 = 27\Omega$ ، يسعى الصفر المتولد بالمقاومة R_x فيما بعد إلى إلغاء تأثير القطب عند ω_B .

الفصل التاسع

الدارات الخطية (التماثلية) المتكاملة

يمتاز الترانزستور عن الصمام الثلاثي المساري بإمكانية تخفيض أبعاده كثيراً في حالة قيمة معينة لاستطاعة الخرج. ومما يثير الدهشة اكتشاف، لدى فتح حافظة ترانزستور تقليدي، أن الجزء الفعلي من الجرمانيوم أو السيليسيوم أصغر بكثير من الحافظة بكثير. حيث يستخدم معظم حجمه لتوصيل الأسلاك وحماية رقاقة السيليسيوم أو الجرمانيوم من البيئة غير الملائمة وللإستفادة من بعض هذا الحيز الضائع أخذ بعض مصنعي أنصاف النواقل بتحضير عدة ثنائيات في حافظة واحدة. ثم أعقب ذلك ظهور ترانزستورين في السوق في غلاف واحد. وبإجراء وصلتين داخليتين، يمكن تركيب ترانزستورين وفق توصيل دارلنغتون على النحو المبين في الشكل 1.

إن ربح التيار في هذه البنية الأخيرة، كما رأينا في فصل "المضخمات بالربط المباشر"، يساوي تقريباً جداء ربحي التيار في كل ترانزستور على حدة. يمكن بذلك الحصول على ربح عال جداً للتيار بدءاً من حافظة ترانزستورية واحدة ثلاثية المراتب. على الرغم من اختلاف طرائق تحضير الأدوات الفعالة بحسب ما تكون موسفيت أو ثنائية القطبية أو ترانزستورات حقلية FET ، فهي تحضر عملياً كدارات أحادية الرقاقة. حيث تبني جميع مكونات الدارات الأحادية الرقاقة بما فيها الترانزستورات على رقاقة أحادية نصف ناقلة.

الشكل 1. ترانزستوران موصولان داخلياً

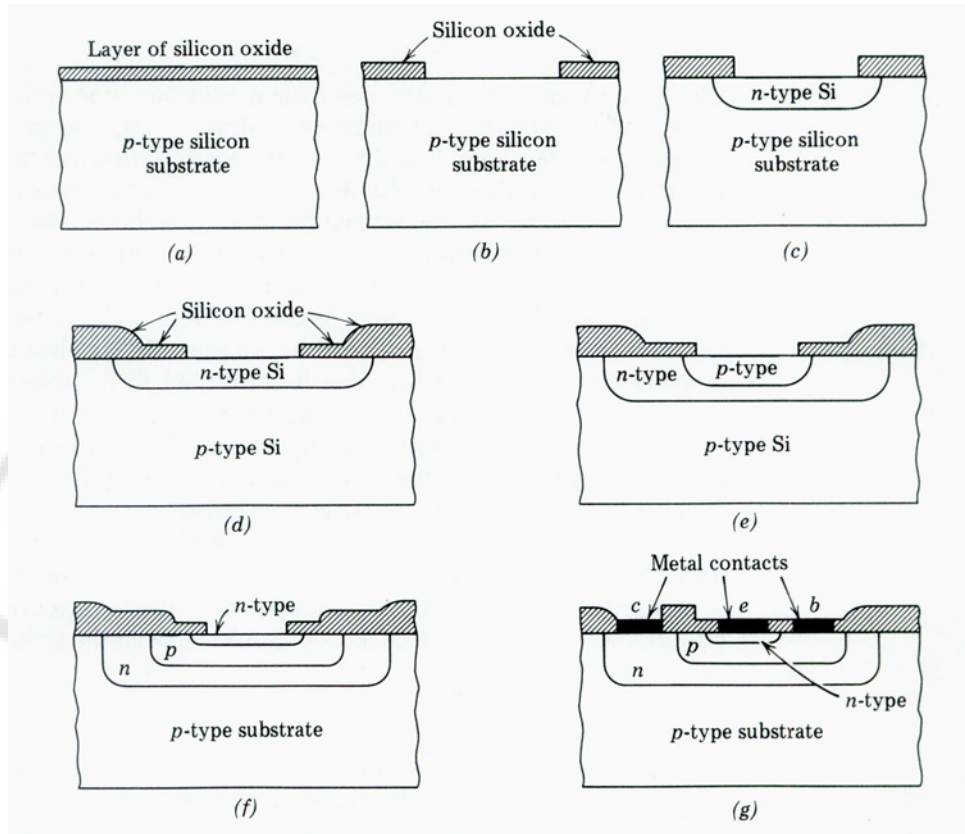
لتشكيل بنية دارلنغتون

1. الدارات المتكاملة

يعتمد معظم الدارات المتكاملة المطروحة في السوق في الوقت الحاضر، على رقاقة من السيليسيوم كمادة للركيزة، ولو أنه تستخدم رقاقات زرنخيد الغاليوم ومواد أخرى للركائز عندما يرغب بتشغيلها في درجات عالية من الحرارة أو عند ترددات مرتفعة. يجري تحضير المناطق n و p في رقاقة الركيزة بالانتشار، وذلك للحصول على عناصر الدارة التي يرغب بها. لإيضاح عملية تحضير الترانزستور في الرقاقة نشرح الخطوات المتبعة في ذلك. يبين

الشكل 2a ركيزة من السيليسيوم المشوب من النوع p تخضع لجو مؤكسد (مقدار صغير من بخار الماء يسرع العملية بشكل كبير) في درجة حرارة مرتفعة. تتشكل نتيجة لهذه الخطوة، طبقة رقيقة من أكسيد السيليسيوم (أو الزجاج) على الركيزة (الشكل 2a). ثم تنزع طبقة الأكسيد عن المنطقة المطلوبة للمجمع، باستخدام إحدى طرائق الحفر الضوئي، على النحو المبين في الشكل 2b. ثم توضع رقاقة السيليسيوم في جو من النوع n في درجة حرارة مرتفعة. حيث تنتشر ذرات النوع n في السيليسيوم (ولكنها لا تنتشر من خلال أكسيد السيليسيوم) محدثة طبقة من السيليسيوم من النوع n ، كما هو مبين في الشكل 2c، حيث تكون كثافة الذرات n أكبر بكثير من الذرات p الأصلية، فتتعدل هذه الأخيرة وتسود المنطقة الذرات n . يجري ثانية تشكيل طبقة من أكسيد السيليسيوم على كامل الرقاقة (حيث تصبح طبقة السيليسيوم القديمة أكثر سماكة بقليل)، تكرر عملية الحفر الضوئي لنزع طبقة الأكسيد فوق المنطقة المطلوبة للقاعدة، كما هو مبين في الشكل 2d. ثم توضع الرقاقة في جو من النوع p في درجة حرارة مرتفعة وتتشكل طبقة من السيليسيوم من النوع p في منطقة المجمع التي هي من النوع n ، كما هو مبين في الشكل 2e. ثم تشكل طبقة من أكسيد السيليسيوم مرة ثالثة على كامل الرقاقة. تكرر عملية الحفر الضوئي لنزع أكسيد السيليسيوم من المنطقة المطلوبة للباعد. ثم تعرض الرقاقة إلى جو من النوع n إلى أن تتشكل طبقة من السيليسيوم n في منطقة القاعدة التي هي من النوع p (الشكل 2f). يتم تشكيل طبقة أخيرة من أكسيد السيليسيوم على الرقاقة، ثم ينزع من النقاط التي يجب تحضير التماسات الأومية عندها مع السيليسيوم (وصلات أسلاك الباعد والقاعدة والمجمع). يجري توزيع طبقة معدنية على الرقاقة على النحو المبين في الشكل 2g بالتبخير أو الرذ *Sputtering*. يتم توزيع هذا المعدن فوق أكسيد السيليسيوم العازل لتشكيل أسلاك التوصيل مع عناصر الدارة الأخرى. فإذا تم الإبقاء على الوصلة بين الركيزة والمجمع في حالة الاستقطاب العكسي، يكون تيار الضياع صغيراً ويكون الترانزستور عملياً معزولاً عن الركيزة. يجب وصل ركيزة الشكل 2 مباشرة بالمربط السالب لمنع التغذية لضمان الاستقطاب المناسب للركيزة، يمكن استخدام البنية المبينة في الشكل 2e (بوجود التماسات الأومية المناسبة) كثنائي، كما يمكن استخدام بنية الشكل 2c كمقاومة. تؤدي المادة n في الحالة الأخيرة دور مقاومة تزداد بزيادة طول هذه المنطقة أو بتصغير مقطعها.

يمكن طبعاً استخدام التقنيات المذكورة أعلاه في تحضير الترانزستورات الحقلية بنوعيتها الفيت FETs أو الموسفيت MOSFETs. يحتاج الامر لدى تحضير دارات الموسفيت، في الواقع، إلى عدد من الخطوات أقل منه لدى تحضير الدارات الثنائية القطبية. ويجدر بالذكر بأن نوعي الدارات كليهما يحضران تجارياً حالياً.



الشكل 2. المراحل المتبعة في تحضير ترانزستور في بنية من السيليسيوم

يقع تصميم الدارات المتكاملة خارج مجال هذا الكتاب، غير أننا نشير إلى بعض الاعتبارات الهامة المستخدمة في تصميم هذه الدارات. كانت عناصر الدارة، الفعالة، في الماضي، (كالصمامات والترانزستورات) باهظة الثمن نسبياً مقارنة بالعناصر الحاملة (كالمقاومات والمكثفات والتحريضيات). ولهذا لم تكن تصاميم الدارات التقليدية تدخل إلا أقل عدد ممكن من العناصر الفعالة. يستخدم مفهوم جديد كلياً في تصميم الدارات الأحادية الرقاقة والتي تتوضع عليها العناصر الفعالة. حيث يمكن تشكيل جميع مجتمعات الترانزستورات في الدارة في الوقت نفسه وفي العملية نفسها. وبالمثل تتشكل جميع القاعدات في آن واحد وجميع البواعث خلال فترة معينة. يمكن بذلك تشكيل دارة متكاملة تضم عشرة ترانزستورات أو خمسة عشر، بسعر يساوي عملياً تكلفة دارة متكاملة تضم أربعة أو خمسة ترانزستورات. أضف إلى ذلك أن تكلفة الرقاقة بعد تحضير الدارة صغيرة جداً (نحو 10%) بالنسبة لتكاليف اختبار الدارة ورزمها. وهكذا تكون تكاليف العناصر الفعالة الإضافية مهملة تقريباً لدى تصميم الدارات الأحادية الرقاقة. ونظراً لأن الترانزستور يحتل في الواقع، حيزاً على الرقاقة أصغر منه في حالة المقاومة، فإنه يفضل عندما يكون ممكناً، استبدال الترانزستورات بالمقاومات كما يمكن استخدام وسعية الوصلة في ثنائي مستقطب عكسياً بدلاً من إنشاء مكثفة في الدارة.

تستخدم ركيزة من النوع p ، في تحضير الترانزستورات الأحادية الرقاقة من النوع $n-p-n$ كما يبين الشكل 2، كما تستخدم ركيزة من النوع n لتحضير الترانزستورات الأحادية الرقاقة من النوع $p-n-p$. ولهذا يبدو مستحيلاً بناء الترانزستورات $n-p-n$ و $p-n-p$ معاً على الرقاقة نفسها والاستفادة من توصيلات الترانزستورين $p-n-p-n-p-n$ المتناظرين المتتامين وغيرها. غير أنه تم ابتكار ترانزستور جانبي من النوع $p-n-p$ على ركيزة من النوع p على النحو المبين في الشكل 4 وهكذا أصبح من الممكن تحضير نوعي الترانزستور على الرقاقة الواحدة. يتصف الترانزستور الجانبي بضعف عامل تضخيمه β (من مرتبة الواحد)، غير أن الترانزستور $n-p-n$ العالي الربح يستخدم معه دائماً لتأمين ربح التيار اللازم.

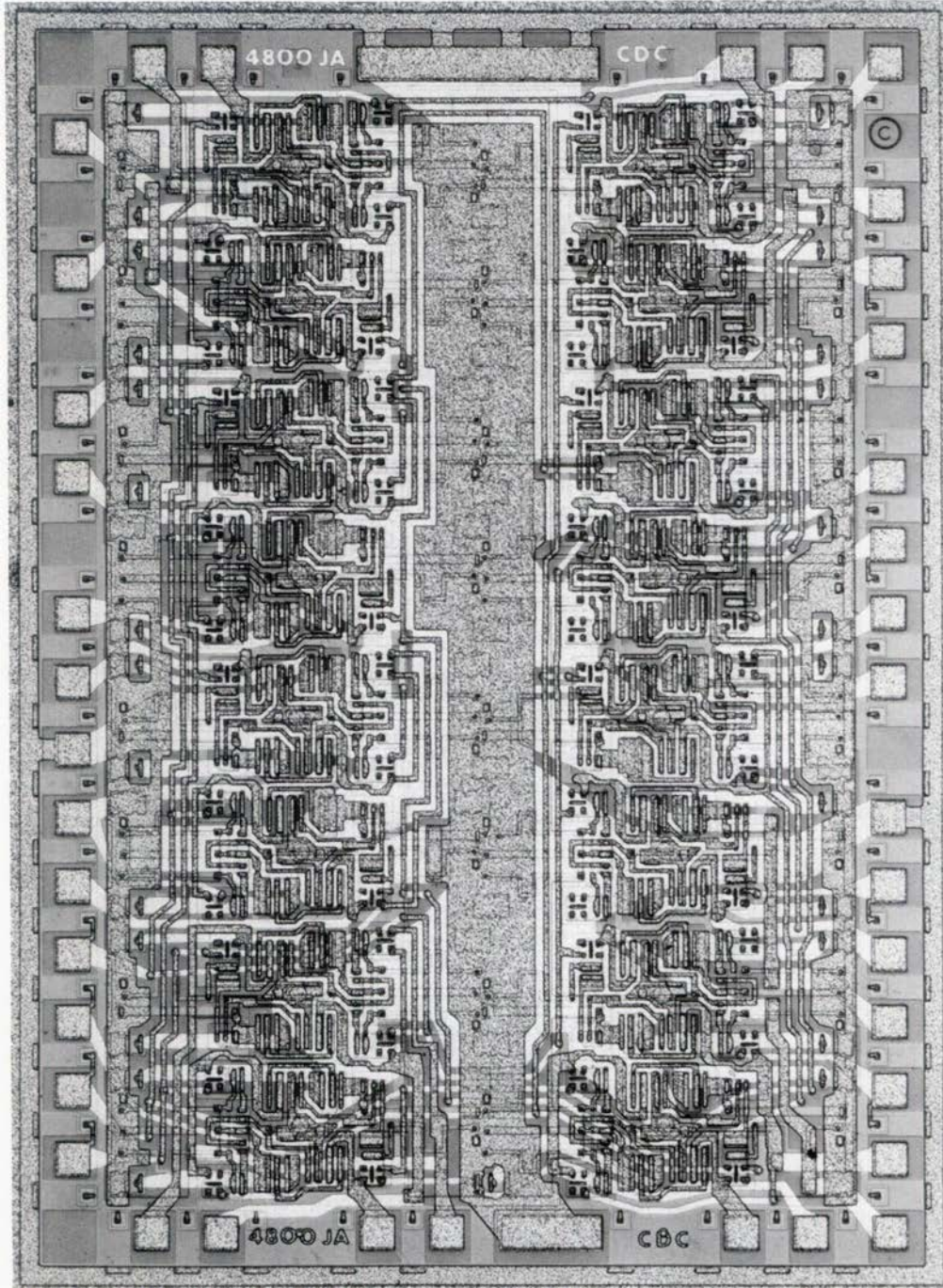
لقد كان تحضير المقاومات الكبيرة والمستقرة حرارياً حتى وقت قريب صعباً ويشغل حيزاً كبيراً. ولهذا غالباً ما يستخدم الترانزستور الذي يعمل كمنبع للتيار كمقاومة حمولة عالية لترانزستور آخر. غير أنه يمكن حالياً تحضير ترانزستورات مقاومتها عالية، وأبعادها صغيرة ومستقرة حرارياً وذلك من خلال انتشار الكروم في السيليسيوم.

2. الدارات المتكاملة الخطية (التماثلية) الأساسية

تسعى الشركات المصنعة للدارات المتكاملة إلى تلبية كثير من حاجات مستخدميها بنوع واحد من الدارات المتكاملة، وبالتالي تحقق حجم مبيعات كبير لكل نوع. ولما كان يمكن للاستقرارية الحرارية للمضخم التفاضلي، الذي درسناه في فصل "المضخمات بالربط المباشر"، أن تكون عالية ومفيدة في المضخمات dc أو ac عندما تعمل وفق النمط المتوازن أو الأحادي القطبية $single ended$ ، فإن المضخم التفاضلي يستخدم في كل الدارات المتكاملة التماثلية.

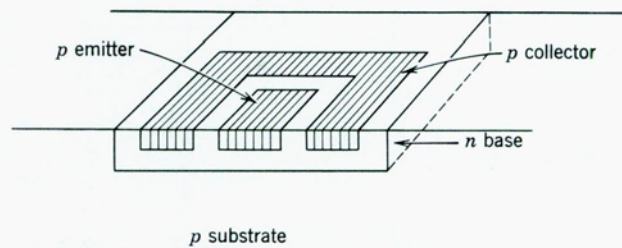
يجب أن يتميز المضخم المتعدد الاستخدامات بممانعة دخل كبيرة، وبالتالي فهو لن يؤثر على منابع الإشارة التي يشيع استخدامها، كما يجب أن تكون ممانعة خرجه منخفضة وبالتالي يمكن أن ينقل الإشارة إلى تشكيلة واسعة من مقاومة الحمولة، وأن يكون ربحه عالياً (وهو أمر يمكن التحكم فيه خلال حدود واسعة بالتغذية الخلفية، واتساع عرض حزمته الذي يمكن التحكم فيه بالتغذية الخلفية والتعويض).

ندرس في نهاية هذا الفصل التقنيات المستخدمة في تحقيق هذه الخصائص والتحكم فيها.

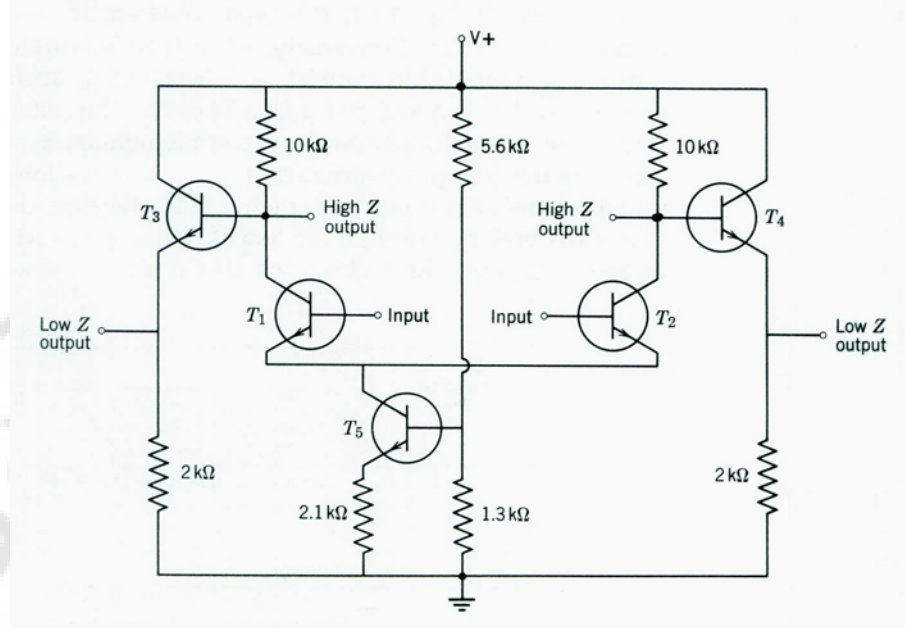


الشكل 3. دائرة متكاملة أحادية الرقاقة نموذجية

الشكل 4. ترانزستور $p-n-p$ جانبي



الشكل 5. شكل
تخطيطي للدارة
المتكاملة فيرتشلد
 $\mu A730$

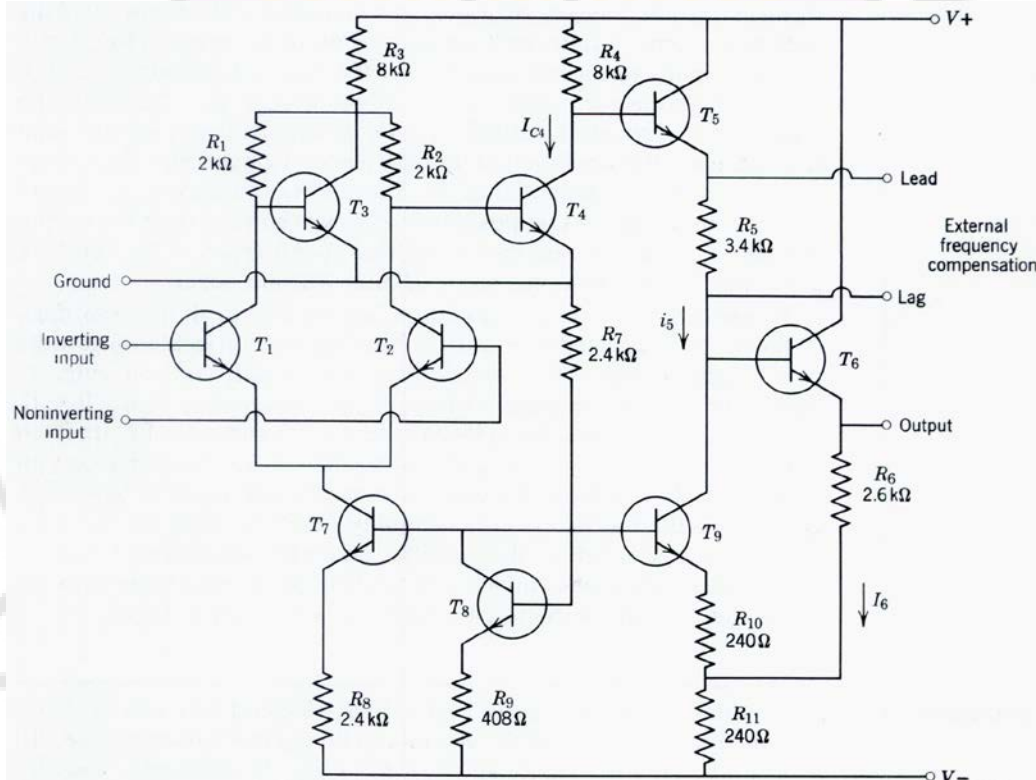


يبين الشكل 5 دارة بسيطة تماثلية أساسية متكاملة، تتكون هذه الدارة من مضخم تفاضلي (T_1 و T_2) بمنبع للتيار T_5 يعمل، كما رأينا سابقاً، كمانعة مرتفعة للباعث (راجع الفصل السادس من هذا الكتاب)، كما تضم زوجين من البواعث التابعة (T_3 و T_4) (ترانزستورين بتوصيل المجمع المشترك) لتأمين ممانعة خرج منخفضة. يمكن أن تتلاءم هذه الدارة بشكل مثالي مع بعض التطبيقات ولكنها تبدي العيوب التالية في تطبيقات أخرى.

1. عدم كفاية ربح التوتر أو التيار
2. اعتدال ممانعة دخلها
3. ارتفاع التوتر التعويضي بين كل من مربطي الدخل والخرج من جهة والأرضي من جهة أخرى وربما يتطلب استخدام مكثفات مانعة
4. يجب تأمين تيار استقطاب الترانزستورين T_1 و T_2 من الدارة الخارجية

يبين الشكل 6 دارة متكاملة بعد التخلص من كافة العيوب الواردة أعلاه. حيث يعقب مضخم الدخل التفاضلي (T_1 و T_2) في هذه الدارة مضخم تفاضلي آخر (T_3 و T_4) لتأمين ربح إضافي، وباعثان تابعان (T_5 و T_6) موصولان على التعاقب لتأمين ممانعة خرج منخفضة. توضع المقاومة R_5 في دارة باعث الترانزستور T_5 لتأمين هبوط في التوتر dc بحيث يكون مرتبط بالخرج عند كمون الأرضي dc تقريباً. يقع مربط الدخل عند كمون الأرضي dc بسبب كمون المنبع المتوازن $+V$ و $-V$. تستخدم الترانزستورات T_7 و T_8 و T_9 ، للتحكم بتيار استقطاب الترانزستورات الأخرى كما سنرى لاحقاً. يؤمن الترانزستور T_9 أيضاً مهمة الاستقطاب الذاتي التي تزيد صعود التوتر المتوافر عند مربط الخرج وتؤمن فعلاً ربح توتر بين قاعدة الترانزستور T_4 وخرج المضخم. نوضح فيما يلي

تقنية الاستقطاب الذاتي بفرض أنه يطبق على قاعدة الترانزستور T_5 النصف الموجب من الموجة، الأمر الذي يجعل باعثه وقاعدة T_6 أكثر إيجابية. فإذا لم تكن دائرة الاستقطاب الذاتي موجودة، لن يرتفع كمون قاعدة T_6 ، ومن ثم كمون الخرج بقدر ارتفاع كمون باعث T_5 بسبب تزايد الهبوط IR عبر R_5 لتزايد التيار فيها. غير أن تيار الباعث المتزايد في ترانزستور الخرج T_6 يسري خلال المقاومة R_{11} في دائرة باعث T_9 ومن ثم يسعى لعكس استقطاب T_9 ، ولكن تخفيض الاستقطاب الأمامي للترانزستور T_9 يخفض تيار مجتمعه الذي يسري في R_5 . ولهذا يتناقص التيار الكلي عبر R_5 عملياً ويرتفع كمون قاعدة (ومن ثم كمون الباعث) الترانزستور T_6 بقدر أكبر من ارتفاع كمون قاعدة T_5 أو باعثه. ثمة طريقة أخرى للنظر إلى دائرة الخرج تكمن في تطبيق تغذية خلفية موجبة من الخرج عبر T_9 (كمضخم قاعدته مشتركة) إلى دخل T_6 . لا بد أن يكون ربح الحلقة أقل من الواحد وبذلك لن يحدث اهتزاز.

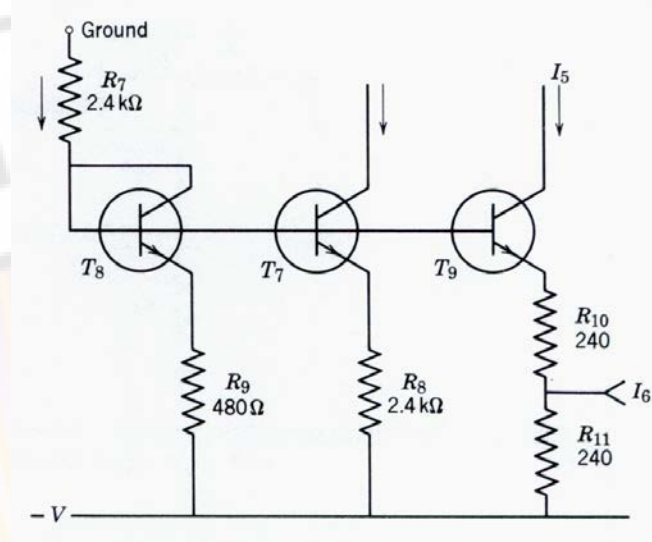


الشكل 6. شكل تخطيطي لدائرة متكاملة فيرشد $\mu A702$

تؤمن الترانزستورات T_7 و T_8 و T_9 استقطاباً ثابتاً لكل المضخمات في الدارة المتكاملة، على النحو الموضح في الشكل 7. إن دائرة الاستقطاب هذه مطابقة لنظيرتها في الشكل 6 بتغير طفيف في الترتيب. أما الترانزستور T_8 فهو موصول كثنائي وبذلك يكون هبوط التوتر عبر $R_7 + R_9$ مساوياً V^- مطروحاً منه V_{EB} . وهكذا يثبت تياراً مجمع و باعث T_8 تماماً بتوتر التغذية V^- إذا كانت أرباح تيار الترانزستور عالية. ولذلك يمكن إهمال تيار القاعدة في كل من T_7 و T_9 . ولما كان الترانزستوران

متطابقين عملياً فإن قيمتي V_{EB} فيها متقاربتان وبذلك يكون كمونا باعثيهما متماثلين تقريباً. يجري التحكم بتيار الباعث ومن ثم المجمع في ترانزستورات الاستقطاب تماماً من خلال مقاومات دارات بواعثها.

الشكل 7. دائرة الشكل 6 والثابتة الاستقطاب



مثال 1. نعين هنا تيارات الاستقطاب في الشكلين 6 و 7، كمثال على تصميم دائرة الاستقطاب وتشغيلها. سوف نفرض أن $V^- = -8V$ و $V_{BE} = 0.5V$ في الترانزستورات الثلاثة. ومن ثم يكون في الترانزستور T_8 :

$$I_C \approx |I_E| = (8 - 0.5)V / (2.4k + 480)\Omega = 2.6mA$$

ومن ثم يكون هبوط التوتر في مقاومة باعث T_8 نحو:

$$(2.6mA)(486\Omega) = 1.25V$$

كما يجب أن يكون التوتر عبر المقاومة $2.4k\Omega$ له القيمة نفسها $1.25V$ ، وبالتالي يكون تيار باعث الترانزستور T_7 :

$$1.25V / 2.4k\Omega = 0.52mA$$

يساوي تيار مجمع T_7 نحو $0.52mA$ عملياً، وهو يتوزع بالتساوي بين T_1 و T_2 بحيث يساوي التيار في كل منهما نحو $0.26mA$. ويكون هبوط التوتر في كل من R_2 و R_1 :

$$(2k\Omega)(0.26mA) = 0.52V$$

$$\text{وبالتالي يجب أن يساوي هبوط التوتر في } R_3: \\ + V(8V) - (0.52V + V_{BE}) = 6.98V$$

ومن ثم يساوي التيار الذي يسري في R_3 :

$$6.98V / 8k\Omega = 0.87mA$$

وتيار المجمع في T_3 :

$$(0.87 - 0.52)mA = 0.35mA$$

كما يجب على تيار مجمع الترانزستور T_4 أن يساوي $0.35mA$ نظراً لأن T_3 و T_4 يشكلان مضخماً تفاضلياً متوازناً. إن تيار باعث الترانزستور T_9 ليس سهل الحساب لأنه لا يسري في المقاومة R_{10} إلا I_5 تقريباً ولكن I_5 و I_6 كليهما يسريان في R_1 . نعلم أن مجموع هبوطي الكمون في دائرة الباعث $1.25V$ ، ولذلك فإن مجموع هبوطات التوتر في دائرة الباعث يساوي $1.25V$ وبالتالي:

$$I_5 R_{10} + (I_5 + I_6) R_{11} = 1.25 \quad (1)$$

يمكننا إيجاد قيمة I_5 اللازمة لتأمين توتر الخرج الصفري المرغوب. إذا أهملنا تيار القاعدة بين الشكل 6 أن:

$$I_5 R_5 + I_{C4} R_4 = +V - 2V_{BE} \quad (2)$$

وقد سبق أن وجدنا أن I_{C4} يساوي $0.35mA$ تقريباً.

3. مضخمات العمليات

تم نحت مصطلح مضخم العمليات (Operational amplifier (Op amp)، من قبل أولئك العاملين في المجال التمثيلي للحاسب، وقد كان يستخدم للدلالة على المضخم الذي ربح حلقة المفتوحة كبير جداً وممانعة دخله عالية وممانعة خرجه منخفضة. إن هذا النوع من المضخمات متعدد الاستعمالات نظراً لإمكانية استخدام التغذية الراجعة في التحكم بخصائصه وبالتالي جعله مفيداً في عدد كبير من التطبيقات، التي ندرس بعضاً منها. يقدر ربح توتر الدائرة المفتوحة في هذه المضخمات بين 10000 و 100,000. يستخدم رمز المثلث لتمثيل كامل المضخم كما هو مبين في الشكل 8. ومضخم العمليات عادة دائرة متكاملة، دخله كما ذكرنا سابقاً، تفاضلي. يجب وصل دائرة التغذية الراجعة في هذا المضخم دائماً بمدخله العاكس في حالة التغذية الراجعة العكسية، ولكن الإشارة يمكن تطبيقها على أي من المربطين وذلك بحسب ممانعة دخل المضخم المطلوبة. تكون ممانعة دخل المضخم لدى تطبيق الإشارة على المدخل غير العاكس، كما هو مبين في الشكل 8، كبيرة جداً عند مربطي الدخل لأن توتر التغذية الخلفية يساوي تقريباً توتر الدخل. ويبدو التوتران على أنهما إشارة دخل بالنمط المشترك ترى ممانعة دخل كبيرة جداً بسبب الارتفاع الكبير لممانعة النمط المشترك في دائرة الباعث. إن الفارق بين إشارتي المنبع والتغذية الخلفية يمثل الإشارة التفاضلية التي تكون فعالة في تشغيل المضخم. بتعبير آخر، إن ترتيب التغذية الخلفية في الشكل 8 يمثل طريقة توصيل الدخل على التسلسل، حيث تضرب ممانعة الدخل التفاضلي للحلقة المفتوحة بالعامل $(1+KF)$ نتيجة للتغذية الخلفية، كما ذكرنا في الفصل الماضي. ونظراً للارتفاع الشديد لممانعة المضخم الفعالة، يكون عامل التغذية الخلفية التوترية:

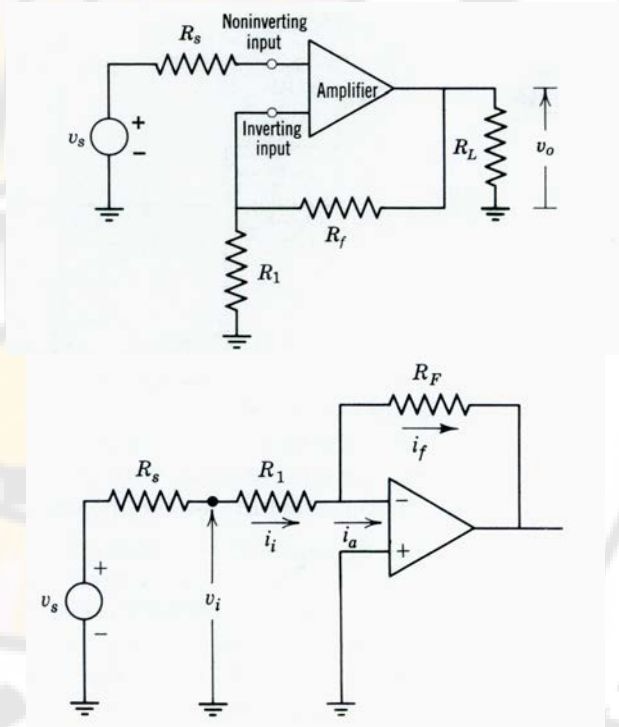
$$F_v = \frac{R_1}{R_1 + R_F} \quad (3)$$

والربح المرجعي للمضخم:

$$K = \frac{1}{F} = \frac{R_1 + R_F}{R_1} \quad (4)$$

بفرض أن ربح الحلقة المفتوحة أعلى بكثير من ربح الحلقة المغلقة. وبالتالي فإن $KF \gg 1$ ، كما رأينا في الفصل السابق. يمكن للمضخم أن يتطلب تعويضاً في حال استخدام قيم صغيرة لربح الحلقة المغلقة. غير أن بعض الدارات المتكاملة تتضمن تعويضاً داخلياً *built-in compensation* يؤمن تشغيلاً مستقراً من أجل كافة قيم ربح الحلقة المغلقة وحتى الواحدة. سوف تدرس تقنيات التعويض في الفقرة 6 .

الشكل 8. مضخم العمليات المستخدم كمضخم خطي ربحه مستقر وممانعة دخله عالية جداً



الشكل 9. مضخم عملياتي تطبق فيه إشارة الدخل على مرتبط دخله العاكس

يرغب أحياناً بأن تكون ممانعة دخل المضخم منخفضة وتوتر الإشارة المطبقة على مرتبطيه صغيراً جداً. يتم الحصول على هذه المواصفات عندما تطبق إشارتا الدخل والتغذية الخلفية معاً على مرتبط دخل المضخم العاكس، كما هو مبين في الشكل 9. نلاحظ أن هذه الطريقة في التوصيل تمثل طريقة توصيل إشارة الدخل على التوازي مع التغذية الخلفية، التي درسناها في الفصل الماضي.

يتم الإبقاء على مرتبطي الدخل غير العاكس عند الكمون الأرضي. إن إشارة المدخل العاكس تمثل توتر الدخل التفاضلي الذي تقدر قيمته ببضعة ميكروفولتات. تكون ممانعة دخل المضخم بوجود التغذية الخلفية R_1 ، ويكون ربح الحلقة المغلقة:

$$K_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_F}{R_1} \quad (5)$$

ويكون ربح التوتر من منبع الدخل إلى الخرج:

$$K'_{vf} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_F}{R_1 + R_s} \quad (6)$$

مثال 2. يوضح هذا المثال استخدام العلاقات الواردة أعلاه، كما يظهر الخطأ الصغير المرتكب نتيجة للتقريبات المتبعة. نفترض بأننا نحتاج لمضخم يؤمن ممانعة دخل قدرها $10k\Omega$ و ربح توتر قدره $v_o/v_i = 100$. تبلغ مقاومة منبع الإشارة $1k\Omega$. يستخدم مضخم عملياً ربح حلقاته المفتوحة يساوي 5×10^4 ، ومقاومة دخله $100k\Omega$. كما تستخدم المقاومة $R_1 = 10k\Omega$ (الشكل 9) لتأمين مقاومة الدخل المطلوبة، أما المقاومة $R_F = 100R_1 = 1M\Omega$ فتؤمن الربح المطلوب. ومن ثم فإن ربح التوتر من منبع التوتر إلى الخرج يساوي :

$$v_o/v_s = 10^6 / (1.1 \times 10^4) = 91$$

نعين فيما يلي الأخطاء الناجمة عن افتراض أن $i_a \approx 0$ و $v_{ia} \approx 0$ بفرض أن خرج الإشارة يساوي $5.0V$. يساوي توتر دخل المضخم في هذه الحالة:

$$v_{ia} = 5 / 5 \times 10^4 = 10^{-4}V = 100\mu V$$

وبالتالي يكون تيار إشارة الدخول للمضخم:

$$10^{-4}V / 10^5V = 10^{-9}A = 1nA$$

ويكون تيار التغذية الخلفية:

$$i_f = 5V / 10^6\Omega = 5\mu A$$

والذي هو أكبر بخمسة آلاف مرة من تيار دخل المضخم i_a ، ولما كان لا يمكن للتيار من منبع الإشارة والذي يسري في R_1 أن يختلف عن i_f إلا بالمقدار i_a ، فإن هذا الفارق لا يمثل إلا جزءاً من خمسة آلاف جزء أو 0.02% . وبالمثل يكون توتر منبع الإشارة $5V / 91 = 0.055V$ ، فهو أكبر بنحو 550 مرة من $v_{ia} \approx 10^{-4}V$ الذي نعمله. ولهذا فإن التقريبات جيدة للغاية و ربح المضخم مستقر عملياً كاستقرار R_1 و R_F .

4. فلتية الانزياح في الدخل الخرج

يسري تيار الاستقطاب في مرحلة تضخيم الدخل التفاضلية في مضخم عملياً عادة في المقاومتين الخارجيتين الموصولتين إلى مربطي الدخل. ولهذا يجب أن تتساوى المقاومتان dc بين كل من مربطي الدخل والأرضي تقريباً. وإلا فلن يتساوى هبوط الكمون $I_B R$ في المقاومتين وسيظهر توتر إزاحة dc بين مربطي الدخل. يتضاعف هذا التوتر بمقدار ربح حلقة المضخم المغلقة ويظهر في الخرج على أنه توتر إزاحة.

على الرغم من تساوي المقاومتين بين كل من مربطي الدخل والأرضي بدقة عالية، فإنه ربما يظهر توتر إزاحة دخل لسبيين:

1. اختلاف قيمتي h_{FE} في ترانزستوري مضخم الدخل التفاضلي، بحيث يختلف تيارا استقطاب الدخل لدى تساوي تيارى المجمع. يرد الاختلاف الأعظمي بين تيارى الاستقطاب في IC معينة عادة من قبل الشركات المصنعة على أنه تيار إزاحة الدخل الأعظمي.
 2. اختلاف توتري استقطاب ترانزستوري الدخل التفاضلي في حال تساوي تيارى الدخل. ينجم هذا الاختلاف في التوتر نتيجة لعدم الدقة في عملية تحضيرهما ويعرف باسم إزاحة الدخل. تورد الشركات المصنعة توتر إزاحة الدخل الأعظمي عادة في IC معينة.
- أما المركبات الثلاث لتوتر الدخل فهي:

1. حاصل ضرب تيار استقطاب الدخل بالفارق بين مقاومتي الاستقطاب $I_B \Delta R_b$
2. حاصل ضرب تيارا إزاحة الدخل بمقاومة (الوسطية) الاستقطاب الاسمية $\Delta I_B R_b$
3. توتر إزاحة الدخل ΔV_{BE}

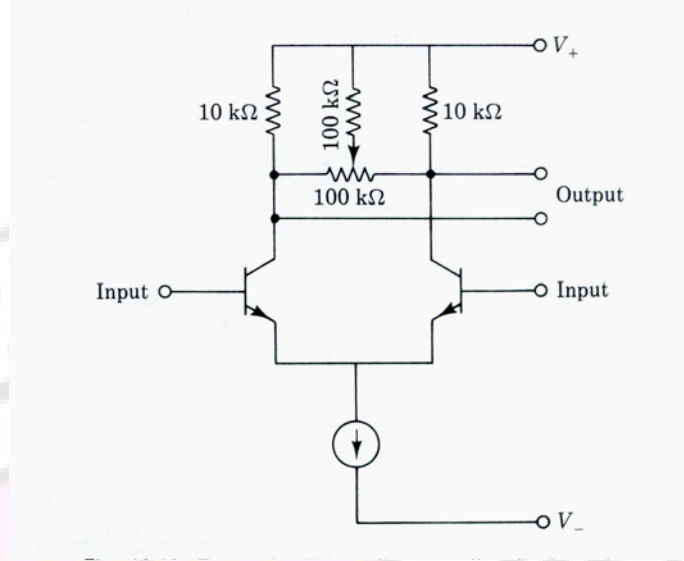
يمكن أن يكون لهذه المركبات قطبيات مختلفة وتسمى إحداها لأن تحذف الأخرى، غير أنه يترتب على مصممي الدارات أن يفترضوا أسوأ الاحتمالات وهو الاحتمال الذي تكون جميع هذه المركبات في قيمها العظمى وتنضم إلى بعضها مباشرة. يكون توتر الإزاحة في هذه الحالة:

$$(7) \quad \text{توتر إزاحة الدخل الأعظمي} = I_B \Delta R_b + \Delta I_B R_b + \Delta V_{BE}$$

وأما توتر إزاحة الخرج الأعظمي فيساوي حاصل ضرب توتر إزاحة الدخل الأعظمي بربح حلقة المضخم المغلقة كما ذكرنا سابقاً. وعند إجراء المحاولة لتشغيل مضخم العمليات $Op\ amp$ من دون تغذية خلفية، يكون توتر إزاحة الخرج عادة كبيراً بحيث يشبع الخرج. أي أن كمون الخرج سيكون قريباً من الكمونين $+V_{CC}$ أو $-V_{CC}$ ، اللذين يعرفان على أنهما الكمونان السقفيان $rail$ voltages.

يمكن ضبط المقاومتين بين كل من مدخلي مضخم العمليات والأرضي لجعل إزاحة الدخل في قيمتها الدنيا. أي أنه يمكن أن يكون فارق المقاومة ΔR_b سالباً أو موجباً وقابلاً للضبط. غير أن حذف توتر إزاحة الدخل ليس دائماً ممكن بهذه الطريقة وخاصة في مجال كبير من درجات الحرارة، ولهذا يتمتع الكثير من مضخمات العمليات بدارة حذف للإزاحة، كما هو مبين في الشكل 10. يجدر بالذكر أن تطبيق هذه الدارة وقيم كل من ربح حلقة مضخم العمليات المغلقة والمقاومة R_b عند دخله يحدد فيما إذا كان يتوجب إيلاء عناية خاصة لحذف توتر إزاحة الدخل. ويتطلب الأمر انتقاء الدارة IC بعناية إذا كان من الضروري الإبقاء على توتر إزاحة الدخل قريباً من الصفر.

الشكل 10. الدارة النموذجية لضبط
توتر الإزاحة الصفري



5. دارتا الجامع والمكامل

تم ابتكار طريقتين لتوصيل مضخم العمليات يجري استخدامهما في الحواسيب التمثيلية على نطاق واسع. تعرف إحداهما بمضخم الجمع، *Summing amplifier* أو الجامع *Summer*. يوصل المضخم في هذه الطريقة كما هو مبين في الشكل 11. يمكن التعبير عن معادلة خرج هذا الجامع على النحو:

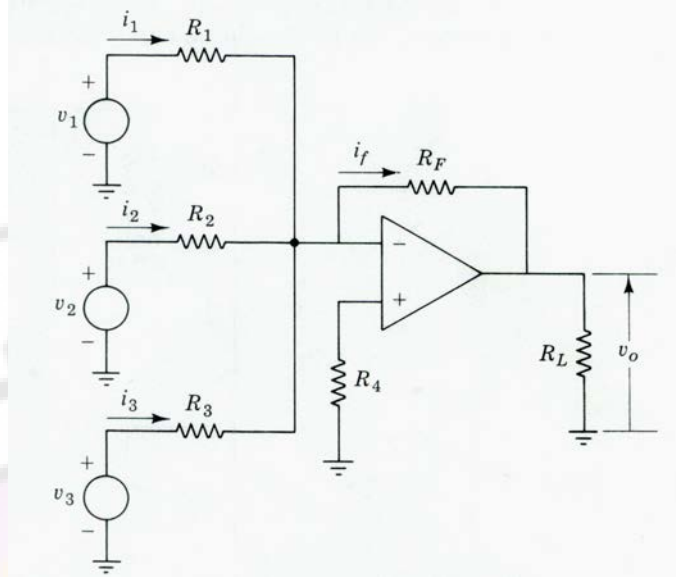
$$v_o = v_1 \frac{R_F}{R_1} + v_2 \frac{R_F}{R_2} + v_3 \frac{R_F}{R_3} \quad (8)$$

فإذا كان يُرغب بإجراء عملية جمع أو إضافة يكون $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$ ، وتعتمد دقة عملية الجمع على دقة المقاومات. غير أنه يمكن تضخيم التوتر عند كل من مداخل المضخم بنسب المقاومات المشار إليها بالمعادلة 8. يمكن طبعاً استخدام العدد الذي نرغب به من المداخل في بنية الجامع.

يجب على المقاومة R_a في الشكل 11 أن تساوي حاصل جمع المقاومات R_1 و R_2 و R_3 و R_F على التوازي أو يمكن ضبطها، لجعل توتر إزاحة الدخل في قيمته الدنيا. يمكن أن يتراءى بأنه يجب قصر R_4 في حالة الإشارات *ac* نظراً لسريان تيارات الإشارة فيها وإهمالنا هبوط توتر الإشارة فيها. غير أننا أهملنا تيار وتوتر دخل مضخم العمليات بشكل ملائم، ولما كان دخل المضخم يسري في R_4 فيمكن إهمال توتر الإشارة فيها شريطة أن تكون مقاومتها أقل من مقاومة دخل مضخم العمليات التي تساوي قيمتها النموذجية $1M\Omega$ فما فوق. يؤدي عدم قصر المقاومة R_4 إلى تخفيض ربح توتر الحلقة المفتوحة الفعال قليلاً في مضخم العمليات. تتمثل قيمة الانخفاض

$$\text{بالنسبة } R_{in} / (R_4 + R_{in}) .$$

الشكل 11. مضخم جامع بثلاثة مداخل

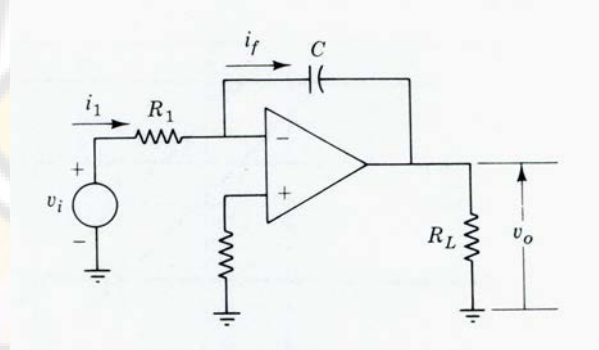


أما الطريقة الأخرى لتوصيل مضخم العمليات والمستخدم في الحواسيب التمثيلية أيضاً فهي دائرة المكامل *integrator circuit* المبينة في الشكل 12، والتي يمكن التعبير عن توتر خرجها بالشكل:

$$v_o = \frac{1}{R_1 C} \int v_i dt + V_o \quad (9)$$

حيث V_o توتر الخرج الابتدائي.

الشكل 12. الدارة الأساسية للمكامل

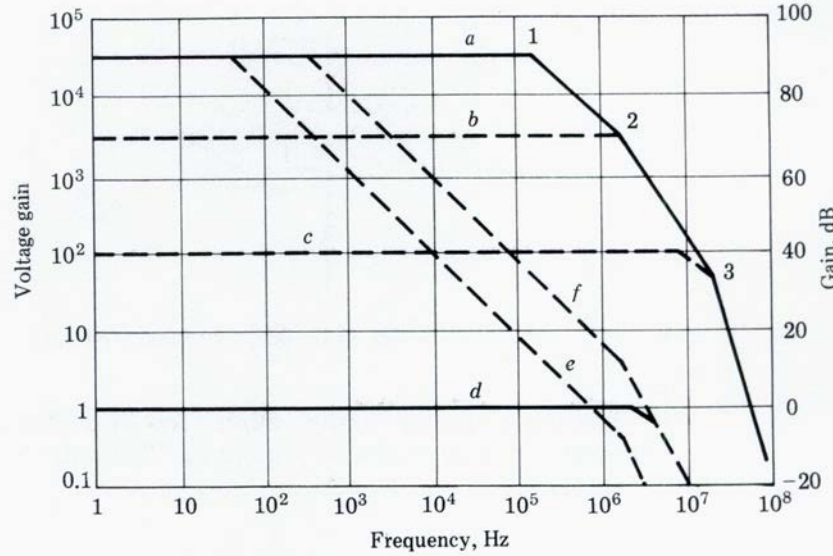


يطلق على العامل $1 / R_1 C$ اسم عامل ربح المكامل *gain factor of the integrator* .. فإذا كان الثابت $R_1 C$ يساوي الوحدة، فإن توتر الخرج ليس إلا تكامل توتر الدخل. عندما يحوي توتر الدخل مركبة dc ، يرتفع توتر الخرج باستمرار إلى حد توتر التغذية، حيث يتوقف المكامل. ولهذا فإنه عندما توجد مركبة dc في الإشارة تقوم دائرة إضافية باختبار توتر الخرج قبل الإشباع وتعيد المكامل إلى الصفر، خلال زمن يتناسب طوله مع المركبة dc الموجودة.

عندما لا يتوافر دخل dc ماعدا توتر إزاحة الدخل المعتاد، توصل عادة مقاومة R_F على التوازي المكثفة C للحد من ربح dc وبالتالي منع المضخم من الوصول إلى الإشباع من دون اللجوء للتصريف. يعرف هذا النوع من المكاملات على أنه المكامل السائد للقيمة المتوسطة *running average integrator*، ويستخدم عادة كمرشح تمرير سفلي لحذف مركبات الترددات العالية غير

المرغوب فيها في الدخل. أما تردد القطع السفلي للمضخم فيساوي $1 / R_F C$ مقدراً بالوحدة r/s .

الشكل 13. منحنى
الاستجابة الترددية



6. مضخمات التعويض

لقد تمت في الفصول الماضية دراسة بعض تقنيات التعويض التي تكفل استقرار عمل مضخم بالتغذية الخلفية واستجابته العابرة مقبولة. نستعرض هنا باختصار الأفكار التي درسناها هناك بالتفصيل بالاستعانة بالشكل 13. حيث يمثل المنحنى a التقريب الخطي لمنحنى الاستجابة الترددية لمضخم عملي نموذجي مفتوح الحلقة ربحه المرجعي 30,000 أو 89dB وترددات الكسر فيه 150kHz و 1.5MHz و 15MHz. لعلك تذكر من الفصل الماضي بأنه عندما يقطع التقريب الخطي لمنحنى استجابة الحلقة المغلقة، منحنى استجابة الحلقة المفتوحة في نقطة بحيث لا يختلف ميلاهما عندها عن 6dB لكل أكتاف أو 20dB/decade يظل هامش الطور 45° فما فوق، لذلك ليس ثمة حاجة للتعويض في دائرة المضخم أو دائرة التغذية الخلفية إذا كان ربح الحلقة المغلقة المرجعي 3,000 فما فوق، كما هو مبين في المنحنى b . إن هذا الربح يوافق 20dB من التغذية الخلفية ($1 + KF = 10$). يبين المنحنى c أنه يمكن تخفيض ربح الحلقة المغلقة إلى نحو 100 في حال استخدام تعويض سبق الطور في شبكة التغذية الخلفية حيث $R_F C_F \approx 6\pi \times 10^6$. $1 + KF = 100$ أو 40 dB عن التغذية الخلفية).

يرغب أحياناً بربح أخفض للحلقة المغلقة يساوي 10 أو حتى 1، الذي ربما يشيع في المضخم الجامع. يجب، في هذه الحالة، استخدام تعويض تخلف الطور لبلوغ الاستقرار الكافية. يتم تحقيق هذا النوع من التعويض بإضافة وسعية إلى إحدى مراحل التضخيم في المضخم كما ذكرنا في الفصل السابق. إذا لم يكن اتساع عرض الحزمة مهماً فلا حاجة لأي تعويض في شبكة التغذية

الخلفية إذا كانت مكثفة التعويض تحدث تردد كسر منخفضاً إلى حد كافٍ بحيث يتقاطع ميل منحنى الحلقة المفتوحة 6dB/octave للمضخم التعويضي مع منحنى الحلقة المفتوحة قبل مصادفة تردد الكسر الثاني. في الشكل 13 مثلاً رُسم منحنى ربح الحلقة المغلقة المرغوب d عند الربح الواحد. تضاف مكثفة التعويض لمرحلة المضخم التي يكون فيها تردد الكسر 150kHz ، والذي ينخفض بالتعويض إلى 40Hz . ينخفض منحنى الربح e في هذه الحالة عند 20dB/decade من الربح $30,000$ عند 40Hz إلى الربح الواحد عند 1.2MHz . وبالتالي يكون المضخم مستقراً بشبكة تغذية خلفية غير مستقرة. تضم بعض مضخمات العمليات تعويضاً داخلياً *built-in* من هذا النوع وتكون مستقرة في حالة أي مقدار من التغذية الخلفية غير التعويضية إلى الربح الواحد. يتم التضحية بعرض الحزمة في هذا النوع من المضخمات، غير أنه نظراً لإمكانية الحصول على عرض إضافي للحزمة باستخدام تعويض سبق الطور في شبكة التغذية الخلفية، كما هو مبين في المنحنى f ، حيث يمكن أن يحدث تقاطع f مع منحنى ربح الحلقة المغلقة عند تردد أعلى من تردد الكسر الثاني. لعلك تذكر أن تردد قطع المضخم الأعلى يحدث تقريباً عند تردد الكسر الأول في استجابة الحلقة المغلقة. يتوضع هذا التردد الكسري عند التقاطع مع منحنى استجابة الحلقة المفتوحة في حالة عدم استخدام تعويض سبق الطوري في شبكة التغذية الخلفية، أو أنه تردد الكسر الناجم عن الشبكة التعويضية في حال استخدام تعويض سبق الطور.

لاحظ من الشكل 13 المقدار الكبير من عرض الحزمة الذي تمت التضحية به لدى استخدام مضخم عملياً بتعويض داخلي، بمقدار صغير من التغذية الخلفية يولد أرباحاً عالية للحلقة المغلقة. توصي الشركات المصنعة لمضخمات العمليات عادة بقيم مركبات التعويض للمضخمات التي يجري فيها التعويض خارجياً. تتضمن هذه المركبات عادة مكثفة ومقاومة موصولة على التسلسل لتأمين صفر عالي التردد من أجل تحسين الخصائص الطورية، كما درسنا في الفصل السابق. تعطى هذه القيم من أجل قيم مختلفة لربح التوتر كما يمكن اللجوء للاستقراء للحصول على قيم مركبات التعويض للأرباح غير الواردة.

7. سرعة الصعود

إن سرعة صعود مضخم *slew rate* هي سرعة ارتفاع توتر خرج المضخم نحو توتر التغذية عندما يتوقف بعض أو جميع مراحل المضخم أو يصل إلى حالة الإشباع. بتعبير آخر لا يعمل المضخم وفق النمط العادي الخطي. يُعبّر عن سرعة الصعود عادة بالوحدة $\text{volts}/\mu\text{s}$. تصبح هذه السرعة كبيرة لدى تطبيق نبضات مستطيلة سريعة الارتفاع على مدخل مضخم ربح حلقة المفتوحة مرتفع،

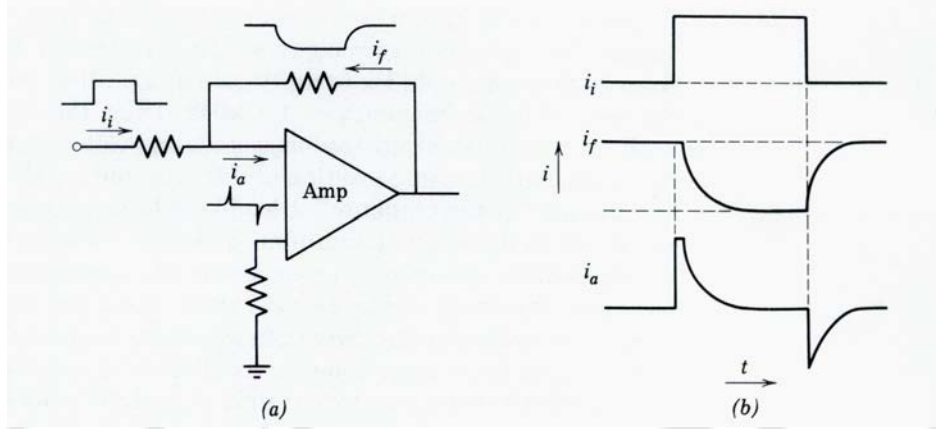
كمضخم العمليات، ولكن عامل تغذيته الخلفية كبير، الأمر الذي يختزل الريح إلى قيمة صغيرة. على الرغم من أن نبضة الدخل يمكن أن تبدو أصغر من أن تزيد حمولة المضخم، فإن كلاً من زمن التأخير وزمن الصعود في المضخم يمنع نبضة التغذية الخلفية من تأمين حذف كاف لحافة نبضة الدخل الأمامية. ولهذا يطبق على المضخم إشارة إبرة معيقة حادة وكبيرة كإشارة دخل تفاضلية بالمعدل الذي يجري التنبؤ عنه بالاعتماد على نظرية المضخم الخطي لأن المضخم ليس فعالاً بمعنى الكلمة بل يصعد بسرعة الصعود الأبطأ. وهكذا تصبح سرعة الصعود وسيطاً مهماً في تصميم المضخم. يمكن لمكثفات التعويض أن تخفض أو تبطئ سرعة الصعود بشكل كبير عندما توضع بالقرب من خرج مضخم لأن مراحل التضخيم ذات المستوى الأخفض تتوقف في هذه الحالة ويرتفع الخرج ببطء نتيجة للثوابت الزمنية الكبيرة الناجمة عن وسعيات التعويض الكبيرة. غير أن وسعية التعويض بالقرب من مدخل المضخم من جهة أخرى لن تكون ضارة على هذا النحو لأن المضخمات التالية تزيد سرعة ارتفاع توتر الصعود.

يبين الشكل 15 العلاقة بين سرعة الصعود وعرض الحزمة في تحديد زمن الصعود في مضخم عملياً. يفترض بأن ربح المضخم يساوي 10 وعرض حزمته 1MHz، وسرعة صعوده $4V/\mu s$. يفترض أن إشارة الدخل هي نبضة توتر مستطيلة الشكل واتساعها متغير. عندما تكون نبضة الدخل صغيرة إلى حد لا يحدث معه الصعود، يكون زمن الصعود مستقلاً عن اتساع الإشارة عند القيمة المحدودة بعرض الحزمة $t_r = 2.2/\omega_h = 0.32\mu s$. عندما يزداد الخرج إلى القيمة:

$$t_r = (4V/\mu s)(0.32\mu s) = 1.28V \times \text{سرعة الصعود}$$

يبدأ المضخم بالصعود. وعندما يزيد توتر الخرج على هذه القيمة، فإن زمن صعود 10% يساوي حاصل ضرب سرعة الصعود بتوتر خرج الحالة المستقرة.

إن سرعة الصعود هي السرعة العظمى لتغير توتر خرج مضخم بدلالة الزمن. ولهذا تتشوه الإشارات الجيبية أو المركبات الترددية إذا كانت سرعة تغير اتساعها تتجاوز سرعة الصعود لأن المضخم لن يكون قادراً على تكرار الميول الأكثر حدة في شكل الموجة. لنفرض مثلاً تطبيق موجة جيبية على مضخم عملياً وأن توتر الخرج هو $V_p \sin \omega t$ ، حيث V_p توتر ذروة الإشارة الجيبية. يمكننا تعيين القيمة العظمى المسموحة لتوتر خرج الذروة بالمساواة بين الميل الأعظمي وسرعة الصعود. فيكون ميل الإشارة:



الشكل 14. توضيح إبر الدخل الكبيرة الناجمة عن النبضات السريعة الصعود، والمقادير الكبيرة للتغذية الخلفية وكل من التأخير وزمن الصعود في المضخم (a) مخطط الدارة (b) شكل موجة التيار

$$\frac{d(V_p \sin \omega t)}{dt} = V_p \omega \cos \omega t \quad (10)$$

يحدث الميل الأعظمي عندما يبلغ $\cos \omega t$ قيمته العظمى التي تساوي 1. ولذلك يكون

$$V_p \omega = \text{سرعة الصعود} \quad (11)$$

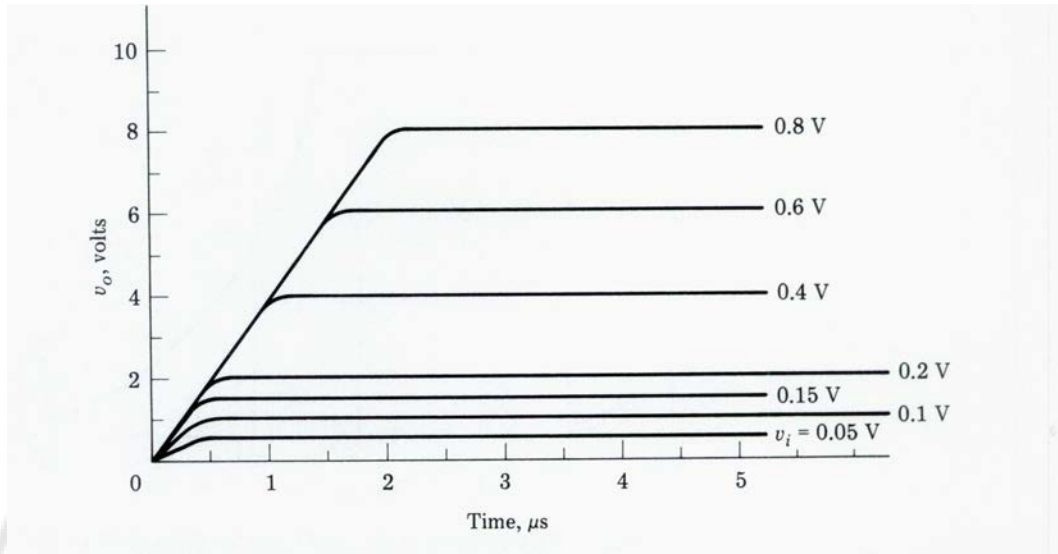
وأما قيمة V_p العظمى المسموحة لخرج المضخم فهي:

$$V_p = \frac{\text{slew rate}}{\omega} \quad (12)$$

إذا استخدم مضخم عملياً عرض حزمته 1MHz وسرعة صعوده $4\text{V}/\mu\text{s}$ مثلاً في تضخيم توتر جيبي 1MHz فإن اتساع ذروة الإشارة التي يمكن الحصول عليها في الخرج من دون تشوه يساوي:

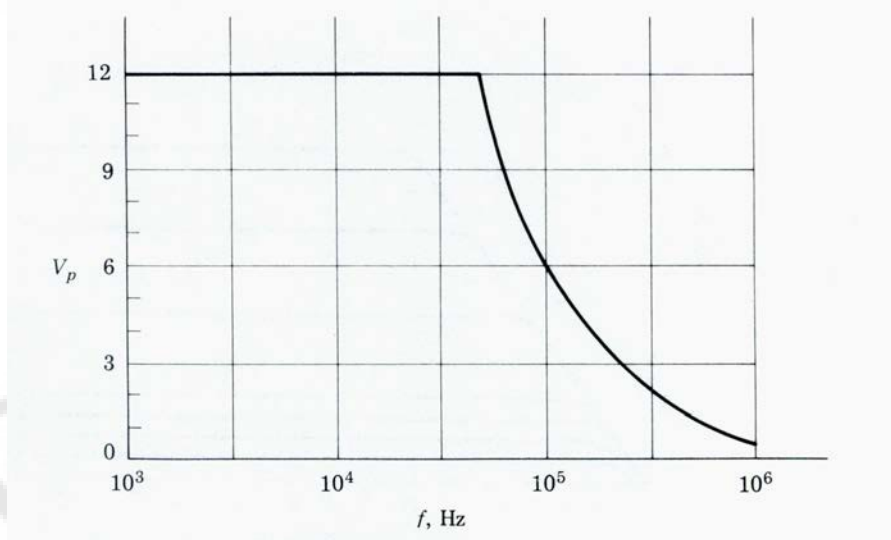
$$V_p = (3 \times 10^6 \text{V/s}) / (6.25 \times 10^6) = 0.637\text{V}$$

إذا جرت محاولة لزيادة اتساع الخرج فوق هذه القيمة، تتحول المنحنيات الجيبية إلى أمواج مثلثية يساوي ميلها الصاعد والنازل سرعة الصعود. يبين الشكل 16 مخططاً لتوتر ذروة الخرج الجاهز بدلالة التردد، في مضخم عملياً عرض حزمته 1MHz وسرعة صعوده $4\text{V}/\mu\text{s}$. ويفترض فيها أن توترات منبع التغذية تساوي $\pm 14\text{V}$. وبذلك يتوافر توتر ذروي قدره 12V عند الترددات المنخفضة التي لم يحدث فيها ما يحد من سرعة الصعود.



الشكل 15. الاستجابة الزمنية لمختلف إشارات الدخل لمضخم عمليتي

عرض حزمته 1MHz وسرعة الصعود فيه $4\text{V} / \mu\text{s}$



الشكل 16. توتر ذروة الخرج V_p الأعظمي المسموح به بدلالة التردد في خرج مضخم عمليتي عرض

حزمته 1MHz وسرعة صعوده $4\text{V} / \mu\text{s}$ ومنبعها التغذية $\pm 14\text{V}$

8. مضخمات العمليات السريعة الصعود الزمني

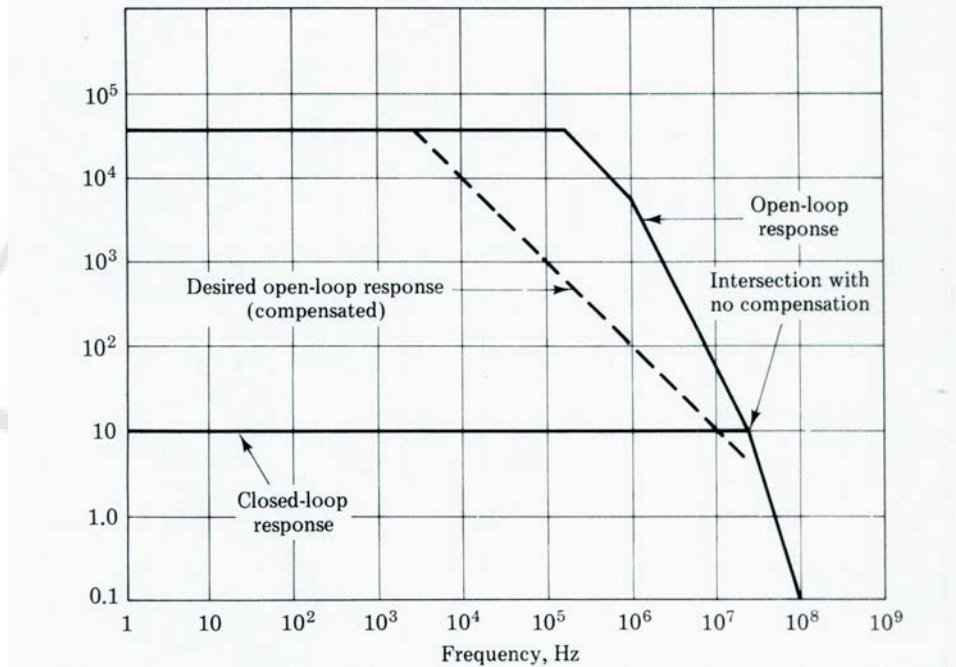
تنشأ الحاجة غالباً لأن يكون زمن الصعود في مضخم العمليات سريعاً جداً. ولما كان اتساع عرض الحزمة وارتفاع سرعة الصعود كلاهما ضروريان إذا كان يتوجب محافظة إشارة الخرج على سرعة زمن الصعود *fast time rise* في المجال المسموح به من المضخم، يجب أولاً اختيار مضخم واسع الحزمة ثم يوصى بتقنية التعويض التي تبلغ سرعة صعود عالية. فإذا كان على زمن صعود إشارة الخرج ألا يزيد على 50ns من أجل أي نبضة مستطيلة اتساعها يصل إلى 5V يجب أن يساوي عرض حزمة المضخم على الأقل:

$$B = 2.2 / 6.28 \times 5 \times 10^{-8} = 7\text{MHz}$$

كما يجب أن تكون سرعة الصعود:

$$5V / 5 \times 10^{-8} = 10^8 V / s = 100V / \mu s$$

يوضح المثال التالي كيفية اختيار مضخم العمليات والتعويض.



الشكل 17. منحنيات الاستجابة الترددية لمضخم العمليات $\mu A715C$

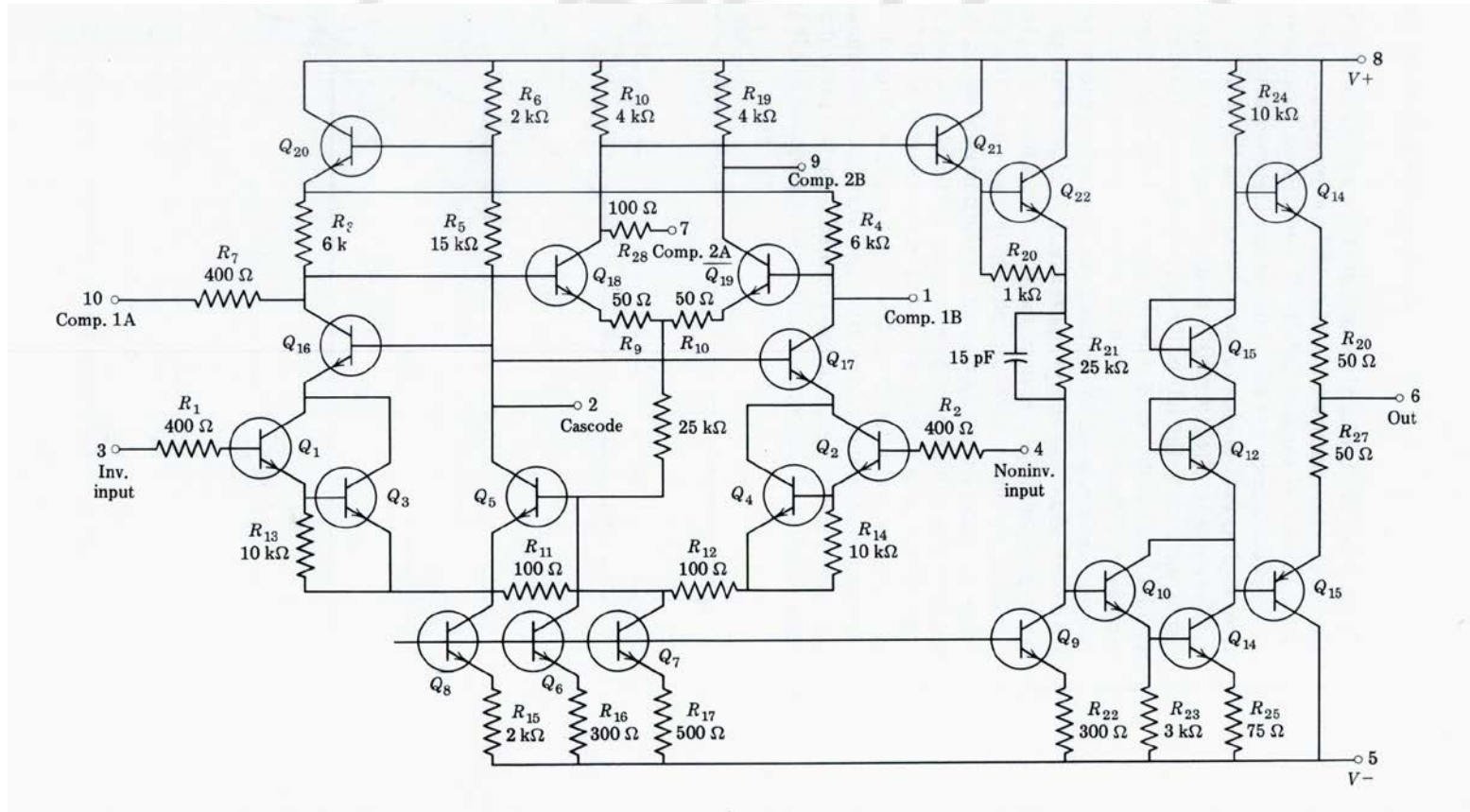
مثال 3. لنفرض أنه يجب تحضير مضخم عملياً يقدر زمن صعود نبضات خرجة التي يصل اتساعها إلى 5V وريح التوتر فيه 10 بنحو 50ns. تكمن المهمة الأولى في البحث من خلال معطيات الشركات المصنعة عن مضخم عملياً يتقاطع منحنى ربح حلقة المفتوحة مع منحنى ربح حلقة المغلقة 10 عند تردد أعلى من 7MHz. يبدو أن مضخم فيرتشلد $\mu A715$ مرشحاً جيداً لأن التقاطع، كما نرى من الشكل 17، يحدث عند نحو 20MHz. وقع الخيار على النموذج التجاري ($\mu A715C$) لأن خصائصه الحرارية تتلاءم مع بيئتنا المعتدلة وتكلفته أقل بكثير منها في حالة $\mu A715$.

لاحظ من الشكل 17 أنه يوجد في منحنى استجابة الحلقة المفتوحة قطبان يقعان إلى يسار التقاطع اللاتعويضي والذي يحدث عند القطب الثالث. ونتيجة لتجارنا السابقة نثق بأنه يمكن تعويض $\mu A715C$ بإزاحة قطب التردد إلى الأسفل بتعويض تخلف الطور وبجذف آثار قطب التردد المتوسط عند نحو 1MHz مع إحداث صفر بمقاومة على التسلسل مع تخلف الطور. إن منحنى استجابة الحلقة المغلقة يقطع منحنى استجابة الحلقة المفتوحة التعويضية، في هذه الحالة، عند تردد يقع أخفض من قطب أعلى تردد عند 20MHz. لنختار نقطة التقاطع هذه عند 10MHz التي تسمح بعامل أمان على هامش الربح لأنه يمكن أن يوجد أقطاب إضافية فوق 20MHz. تسمح

نقطة التقاطع هذه بعامل أمان على الحزمة $7MHz$ المطلوبة. إن الموقع المرغوب لقطب التردد الأخفض التعويضي يساوي إذن حاصل قسمة $10MHz$ على نسبة ربح الحلقة المفتوحة إلى ربح الحلقة المغلقة $(30,000/10)$ والذي يساوي $3.3kHz$ كما هو مبين في الشكل 17.

أما مهمتنا الثانية فتكمن في تعويض $\mu A715C$ بحيث تؤمن سرعة الصعود $100V / \mu s$ المطلوبة. يظهر في الشكل 18 الشكل التخطيطي للمضخم المذكور ليساعدنا. لاحظ أن مرحلة تضخيم الدخل تمثل مضخم كاسكودي (راجع الفصل السادس) *Cascode* تفاضلي ومرحلة التضخيم الثانية تمثل مضخم تفاضلي متوازن بسيط. ويبدو أن هذه المرحلة هي المرحلة التي يقع قطبها عند $110 kHz$ نظراً لأنه تم استخراج مرابط التعويض من قاعدتي ومجمعي هذه المرحلة. يعقب هذه المرحلة مرحلة الباعث التابع الموصول وفق دارلنغتون لتجنب الإثقال الأومي والسعوي للمضخم التفاضلي ولتأمين منبع إشارة ضعيف الممانعة لمضخمات التوتر الموصولة وفق دارلنغتون Q_{10} و Q_{14} . يمثل هذا المضخم للتوتر منبعاً للإشارة لمرحلة خرج مضخم الترانزستورين المتناظرين بتوصيل الباعث التابع (المجمع المشترك) ربما تقوم المقاومتان R_{20} و R_{27} بحماية ترانزستورات الخرج في الحالة التي يُقَصَّر فيها الخرج. يمكن تعويض المرحلة الثانية بإضافة مكثفة بين القاعدتين أو بين المجمعين أو بين القاعدة والمجمع في كل من الترانزستورين في زوج الترانزستورات التفاضلي. تفضل التقنية الأخيرة لأن وسعية التعويض اللازمة تختزل بربح توتر المرحلة نتيجة لمفعول ملر تؤدي الوسعية الأصغر إلى سرعة صعود أعلى. يظهر في الشكل 19 مخطط دائرة مرحلة التضخيم الثانية التي تضم مكثفتي التعويض والمقاومات التسلسلية اللازمة لتوليد الصفر. لاحظ أن شبكة التعويض RC تظهر كشبكة تغذية خلفية ويمكن تعيين قيم R و C باستخدام معادلة التغذية الخلفية وترددات القطب المطلوب والصفر. غير أننا سنستخدم مفعول ملر لأنه الأسهل.

لتعيين قيمة مكثفة التعويض نحتاج ربح التوتر المرجعي ومقاومة دخل مرحلة التعويض (الشكل 19). إن هاتين القيمتين لا تعطيان من قبل الشركات المصنعة ولهذا يجب تعيينهما أو تقديرهما. يمكن أن نفترض بأن h_{fe} للترانزستور تساوي 100 على الأقل وربح التوتر يساوي تقريباً نسبة مقاومة الحمولة $4k\Omega$ إلى مقاومة الباعث الكلية من دون تجاوز $50\Omega + r_e$. ونظراً لأن $r_e \approx 25 / I_E$ فيجب تقدير I_E . وإن دليل Clue هذا التقدير مقاومة دائرة الباعث $25k\Omega$ في المضخم التفاضلي. يشير التحليل السريع للهبوطات dc والكمونات في الشكل 18 أن نحو 75% من توتر التغذية الكلي قد هبط في المقاومة $25k\Omega$. لهذا إذا كان توتر التغذية الكلي (من V_{CC} إلى $-V_{CC}$) نحو $32V$ سيكون الهبوط في هذه المقاومة $24V$ وسيكون التيار فيها $1mA$.

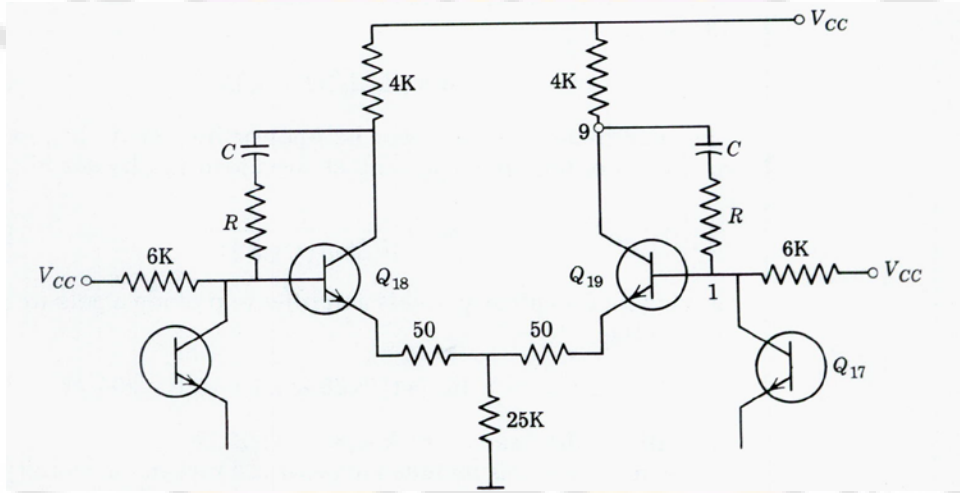


الشكل 18. شكل تخطيطي لمضخم العمليات الجاري $\mu A715C$

بالتالي يساوي تيار الباعث في كل ترانزستور تفاضلي $0.5mA$ و $r_e = 25/0.5 = 50\Omega$ وبالتالي يكون ربح توتر كل من طرفي المضخم التفاضلي $4k\Omega/100\Omega = 40$ تقريباً، ومقاومة دخل كل ترانزستور تساوي عملياً $h_{fe}(50 + r_e) = 100 \times 100 = 10k\Omega$ وأما المقاومة بين القاعدة والأرضي فتساوي حاصل جمع المقاومة $10k\Omega$ على التوازي مع مقاومة منبع الإشارة $4k\Omega$ والتي تساوي نحو $4k\Omega$. أما الثابت الزمني لهذه المرحلة الثانية العائد إلى مفعول ملر لمكثفة التعويض C ، فيساوي (بإهمال مفعول R):

$$\tau = (R_s / R_{it})(1 + K_v)C \quad (13)$$

فيكون تردد القطب أو تردد الاستطاعة النصفية العلوي، مقدراً بالوحدة r/s ، يساوي مقلوب هذا الثابت الزمني، كما هو الحال في المضخمات الحلقية:



الشكل 19. مخطط دائرة مرحلة التضخيم الثانية في $\mu A715C$ يظهر فيه عنصرا التعويض C و R

$$\omega_p = \frac{1}{(R_s // R_{it})(1 + K_v)C} \quad (14)$$

وبحل المعادلة من أجل C صراحة في المضخم لتأمين تردد قطبي قدره $3.3 kHz$ نجد:

$$C = 1/[4 \times 10^3 (41)(6.28 \times 3.3 \times 10^3)] = 294 pF \quad (15)$$

سوف نستخدم أقرب مكثفة متوافرة لهذه القيمة وهي $C = 300 pF$.

لقد تم تضمين المقاومة R لتأمين الصفر في جوار التردد المتوسط للمضخم عند $1MHz$. ولما كان هذا التردد الصفري مقدراً بالوحدة r/s هو مقلوب الثابت الزمني RC فإن

$$R = 1/6.28 \times 10^6 (3 \times 10^{-10}) = 530\Omega$$

(الشكل 20)، وسوف تظهر على التسلسل مع مكثفة التعويض الموصولة إلى الدبوسين 7 و 10.

لا تظهر مقاومة مماثلة الصنف الثاني من المضخم التفاضلي على التسلسل مع الدبوسين 9 و 1. ولهذا يجب إضافة جميع المقاومات خارجياً على هذا الطرف.

يمكننا تقدير سرعة صعود المضخم على النحو الذي جرى مع مكثفة التعويض. عندما تطبق على المدخل العاكس للمضخم نبضة كبيرة مستطيلة الشكل موجبة يمكن للترانزستور Q_{16} (الشكل 19) أن يصل لمرحلة الإشباع أو أن يصبح مجتمعه سالباً إلى حد كاف ينسظم معه الترانزستور Q_{18} . إن مجمع الترانزستور Q_{18} الذي يشكل مدخل المضخم التالي يرتفع نحو V_{CC} بسرعة ابتدائية تساوي V_{Q18} / τ حيث τ الثابت الزمني للدائرة المكونة من التعويض C والمقاومة المقابلة لها، وأما V_{Q18} فهو توتر منبع التغذية لهذه المرحلة (Q_{18}). إن أكبر قيمة يمكن أن تأخذها المقاومة التي تقابل C يساوي $10.53k\Omega$ ويساوي كمون تغذية Q_{18} من قاعدته إلى V_{CC} نحو $3V$. ومن ثم فإن السرعة الابتدائية لارتفاع توتر الخرج عند مجمع Q_{18} تساوي:

$$3 / 10.53 \times 10^3 ((3 \times 10^{-3}) \approx 10^6 V / s = 1V / \mu s.$$

يجب على سرعة الصعود التي حسبناها أن تساوي على الأقل $100V / \mu s$. وأما سرعة الصعود النهائية فتساوي حاصل ضرب الارتفاع الابتدائي بريح توتر المضخمات التالية. ولهذا لن نتحقق مواصفاتنا ما لم يكن ربح التوتر المضخم Q_{10} و Q_{14} الموصول وفق دارلنغتون في الشكل 18 (هو المضخم الوحيد الذي يعقب Q_{18} ، والذي ربح التوتر فيه < 1) يساوي 100 فما فوق. يمكن أن ترى من الشكل 18 أن مقاومة حمولة المجمع في مضخم دارلنغتون تساوي حاصل جمع المقاومة $10k\Omega$ ومقاومة دخل مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين بالبائع التابع والأكبر بكثير من $10k\Omega$ ، على التوازي. تقدر المقاومة في دائرة باعث Q_{14} بنحو 75Ω وتيار باعث Q_{14} السكوني $1.5mA$ عند $V_{CC} = 15V$ وبالتالي فإن ربح التوتر في هذه المرحلة أقل بقليل من

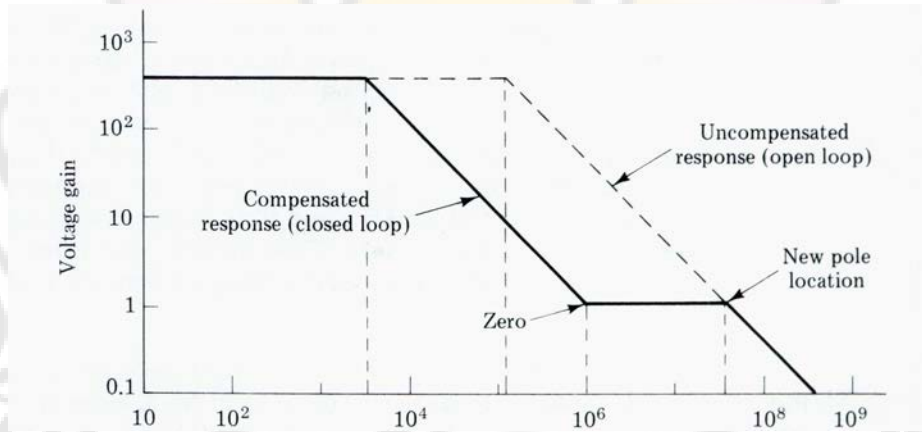
$$10^4 / (75 + r_e) = 10^4 / (75 + 17) = 109$$

ولهذا تتمتع هذه المرحلة بربح التوتر المطلوب، ومع لهذا يترتب على سرعة الصعود ومن ثم زمن الصعود أن يحقق المواصفات.

ثمة فكرة تظل بحاجة إلى التحقق منها وهي موقع قطب التردد العالي الإضافي الذي تولد مع الصفر لدى إضافة المقاومة R على التسلسل مع مكثفة التعويض. ولما كانت مرتبة مقام ممانعة شبكة RC تساوي أو أكبر من مرتبة البسط، فإن هذه الأقطاب العالية التردد تحدث دائماً عملياً. يمكن إيجاد موقع هذا القطب بمراقبة منحنى الاستجابة التعويضية لمرحلة التضخيم الثانية المعطى في الشكل 20. تؤدي المكثفة C إلى جعل الاستجابة تنطلق بعد تردد الحافة $3.3kHz$ بميل $20dB/decade$ ، كما هو مخطط له. يستمر الانطلاق إلى أن يصبح $X_C = R$ عند التردد $1MHz$ ، والذي هو تردد الصفر يبدو المضخم وراءه ذا تغذية خلفية مقاومة، ومن ثم استجابة متجانسة. تستمر هذه الاستجابة المنبسطة $flat$ إلى أن يتقاطع منحنى استجابة الحلقة المغلقة

التعويضية مع منحنى استجابة الحلقة المفتوحة غير التعويضية عند 33MHz حيث يتولد حافة أو قطب آخر. لاحظ أن النسبة الترددية لهذا القطب بالنسبة إلى الصفر عند 1MHz هي نفسها نسبة القطب الأصلي عند 110kHz إلى القطب التعويضي عند 3.3kHz . إن هذا التردد القطبي الجديد عند 33MHz أعلى بنحو 3.3 مرة من تردد تقاطع منحنى استجابة الحلقة المغلقة والحلقة المفتوحة في مضخم العمليات $\mu\text{A}715\text{C}$ ، ولهذا ينخفض هامش الطور بنحو 17 درجة. غير أننا سمحنا ببعض عوامل الأمان، وبالتالي ما يزال هامش الطور كافياً. فإذا لم يكن كذلك يمكن أن نضيف تعويض سبق طوري في مسار التغذية الخلفية بالتردد الصفري عند نحو 33MHz لتأمين هامش طوري كافٍ من دون التضحية بعرض الحزمة.

تمكنا، في المثال أعلاه، من بلوغ زمن الصعود المرغوب بريح توتر للمضخم قدره 10. غير أن ثمة حاجة لمضخمات العمليات ذات الريح الواحد في مضخمات الجمع، والتوابع التوتيرية (المجمع المشترك) *voltage followers* (التي سندرسها لاحقاً) والتطبيقات الأخرى. فإذا كان علينا استخدام تقنية التعويض نفسها من أجل $\mu\text{A}715\text{C}$ كما في المثال 3 من الفصل الحادي عشر، ولكن من أجل المضخم ذي الريح الواحد، يكون قطب التردد الأخفض بعد التعويض عند 330Hz عوضاً عن 3.3kHz كما يجب أن تكون مكثفة التعويض أكبر بعشر مرات. وبالتالي تنخفض سرعة الصعود بالعامل 10 وتسبب تزايداً متناسباً في زمن الصعود.

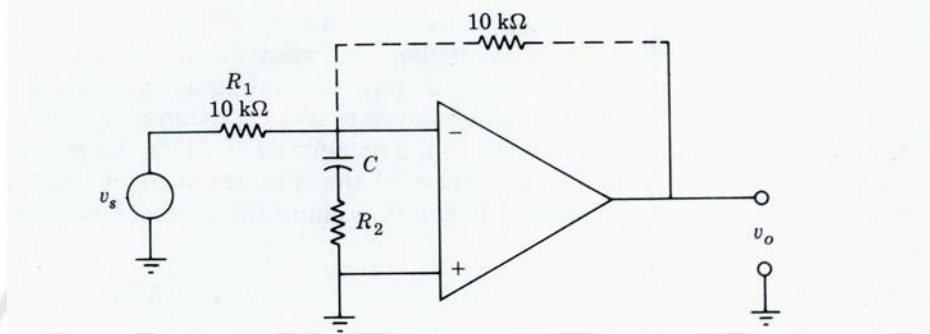


الشكل 20. منحنى الاستجابة التعويضية وغير التعويضية في مرحلة التضخيم الثانية، يظهران القطب الجديد المتولد

9. تعويض مضخم الدخل

ثمة تقنية مفيدة في توليد قطب التردد المنخفض من دون تدني سرعة الصعود تكمن في استخدام شبكة RC عند الحافة الأمامية لمضخم العمليات لتوليد قطب التردد الأخفض، ومن ثم يمكن

إضافة مقاومة إضافية لتوليد صفر يؤدي إلى إلغاء قطب آخر في المضخم. يوضح المثال التالي هذه التقنية.



الشكل 21. تعويض الحافة الأمامية المستخدمة لبلوغ زمن الصعود السريع في مضخم الريج الواحدي

مثال 4. نقوم بتعويض مضخم العمليات $\mu A715C$ الذي يظهر في الشكل 21 من أجل الريج الواحدي بإضافة شبكة تعويض عند مبرطي دخله. يفترض بأن المقاومة الكلية لمنبع الإشارة كما ترى من مضخم العمليات تساوي $10k\Omega$. يمكن تحديد ترددي القطب المناسب والصفر في شبكة تعويض الطرف الأمامي من الشكل 22 الذي يبدي منحنى استجابة الحلقة المفتوحة لمضخم العمليات $\mu A715C$ المعوض من أجل الريج 10 بالإضافة إلى منحنى استجابة الحلقة المفتوحة اللازم من أجل ريج التوتر الواحدي. يمكن أن نرى بسهولة أن تعويض الطرف الأمامي يحتاج لتأمين الصفر عند $3.3kHz$ لإلغاء تأثير القطب عند ذلك التردد. وبالتالي سيتحرك القطب $3.3kHz$ عملياً إلى $330Hz$ من دون تغيير وسعية تعويض مضخم العمليات نفسه. لما كان التردد القطبي ω_p هو مقلوب الثابت الزمني للمكثف C والمقاومة التي تقابلها من دون وصل مقاومة التغذية الخلفية.

$$\omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \quad (16)$$

وأما التردد الصفري

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C} \quad (17)$$

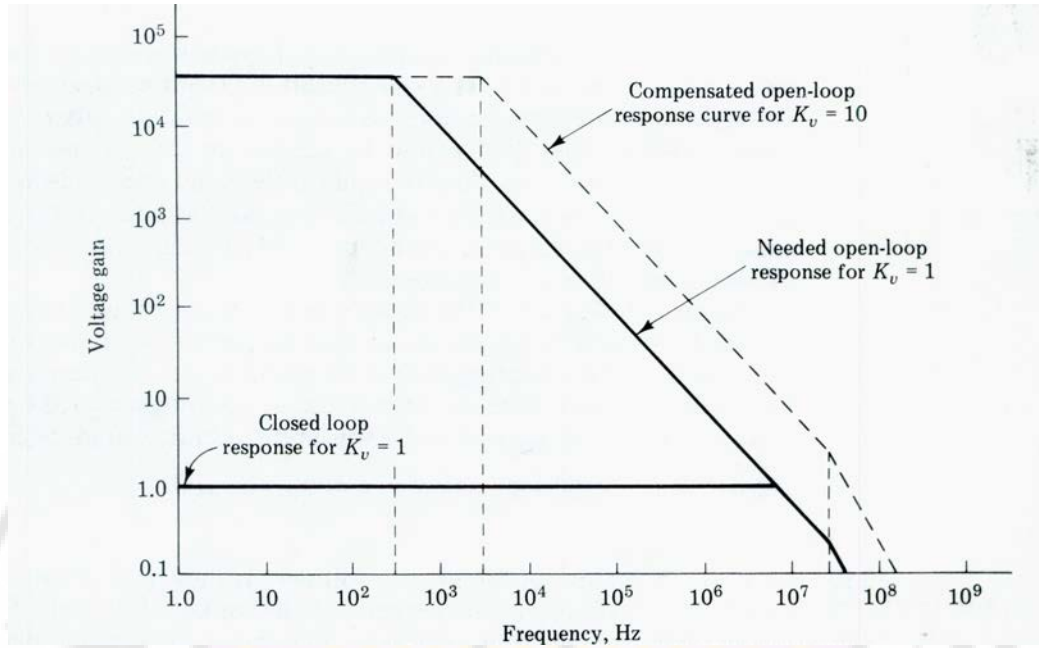
ولما كان $\omega_z = 10\omega_p$

$$\frac{10}{(R_1 + R_2)C} = \frac{1}{R_2 C} \quad (18)$$

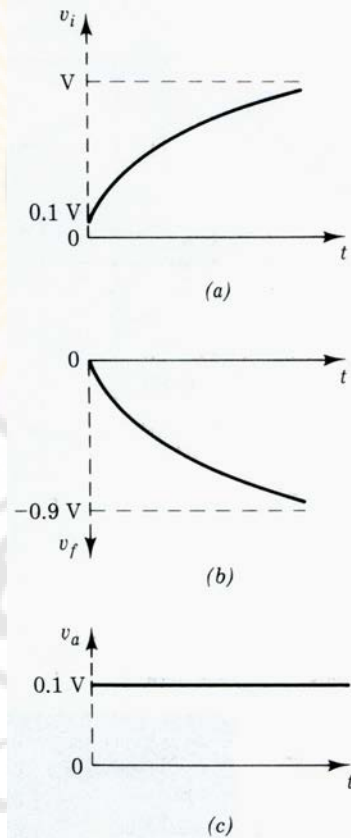
وبالتالي $R_1 = 9R_2$ أو $R_2 = R_1/9$. ولما كانت المقاومة الكلية للمنبع $R = 10k\Omega$ فإن

$R_2 = 1.1k\Omega$ وباستخدام المعادلة 17

$$C = 1/6.28(3.3 \times 10^3) \times (1.1 \times 10^3) = 0.043\mu F$$

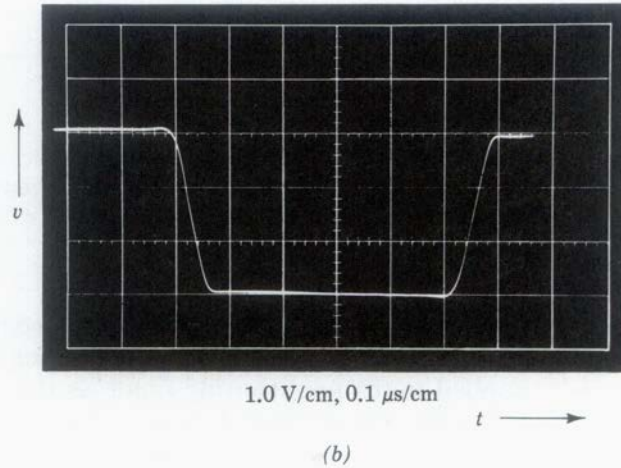
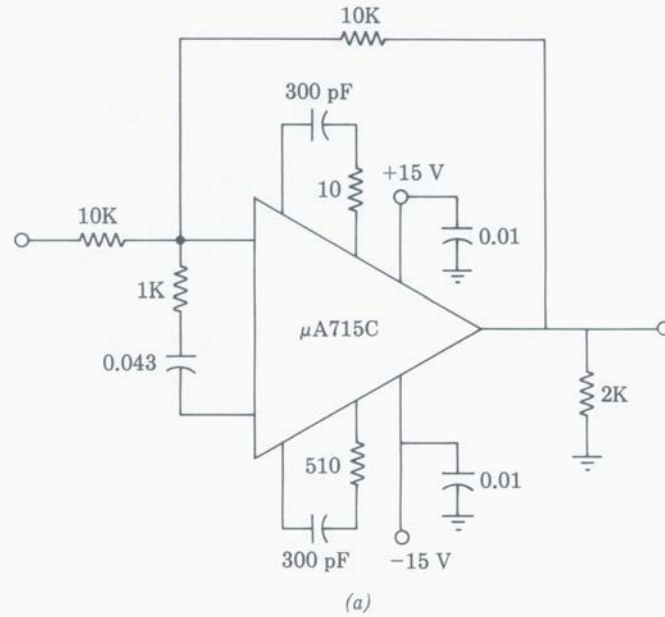


الشكل 22. منحني استجابة الحلقة المفتوحة الضروري ليكون $K_v=1$ ومنحني استجابة الحلقة المغلقة الحاصل بالتعويض



الشكل 23. الأشكال الموجية الناتجة عن منبع توتر موجته مستطيلة لدى استخدام تعويض الطرف الأمامي (a) توتر دخل المضخم v_i بدون تغذية خلفية (b) تؤثر التغذية الخلفية v_f الذي يبدى تأخراً قليلاً بعد توتر الدخل (c) توتر دخل مضخم العمليات $v_i - v_f$ الذي يظهر فيه ذرى الدخل

إن تعويض الطرف الأمامي لا يؤدي إلى تدني سرعة الصعود، كما يظهر من الشكل 23. حيث تؤدي دائرة التعويض إلى تخفيض اتساع توتر الذرى بالعامل 10 مقارنة بالذروة الناتجة عن تأخر التغذية الخلفية التي يطبق على مضخم العمليات من دون تعويض الطرف الأمامي. وهكذا فإن الذروة هي اتساع المضخم ذي الربح 10 نفسه، والذي دخله يساوي العشر. وأما تعويض المرحلة الثانية لم يكن ليتغير وبالتالي فإن سرعة الصعود هي نفسها في حالة مضخم المثال 3.



الشكل 24. مخطط دائرة مضخم ربح واحد يستخدم تعويض الطرف الأمامي (b) مخطط اهتزاز توتر الخرج لدى تطبيق نبضة مستطيلة 3V موجبة على الدخل.

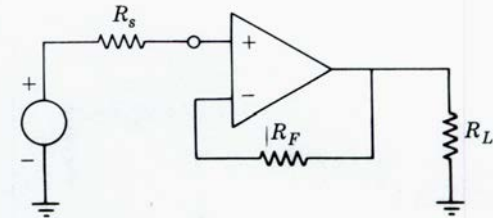
يبين الشكل 24a مخطط دائرة مضخم العمليات $\mu A715C$ ذي الربح الواحدي والمعوّض. تستخدم فيه المقاومات المتوافرة التي يقدر التفاوت في قيمها بنحو 10%، كما تظهر مكثفات فك

الارتباط عند مربطي التغذية الخلفية. هذا وكان يجري اختبار المضخم، حيث يظهر في الشكل 24b مخطط اهتزاز الخرج لدى تطبيق نبضة مستطيلة على الدخل.

10. تابع التوتر voltage follower

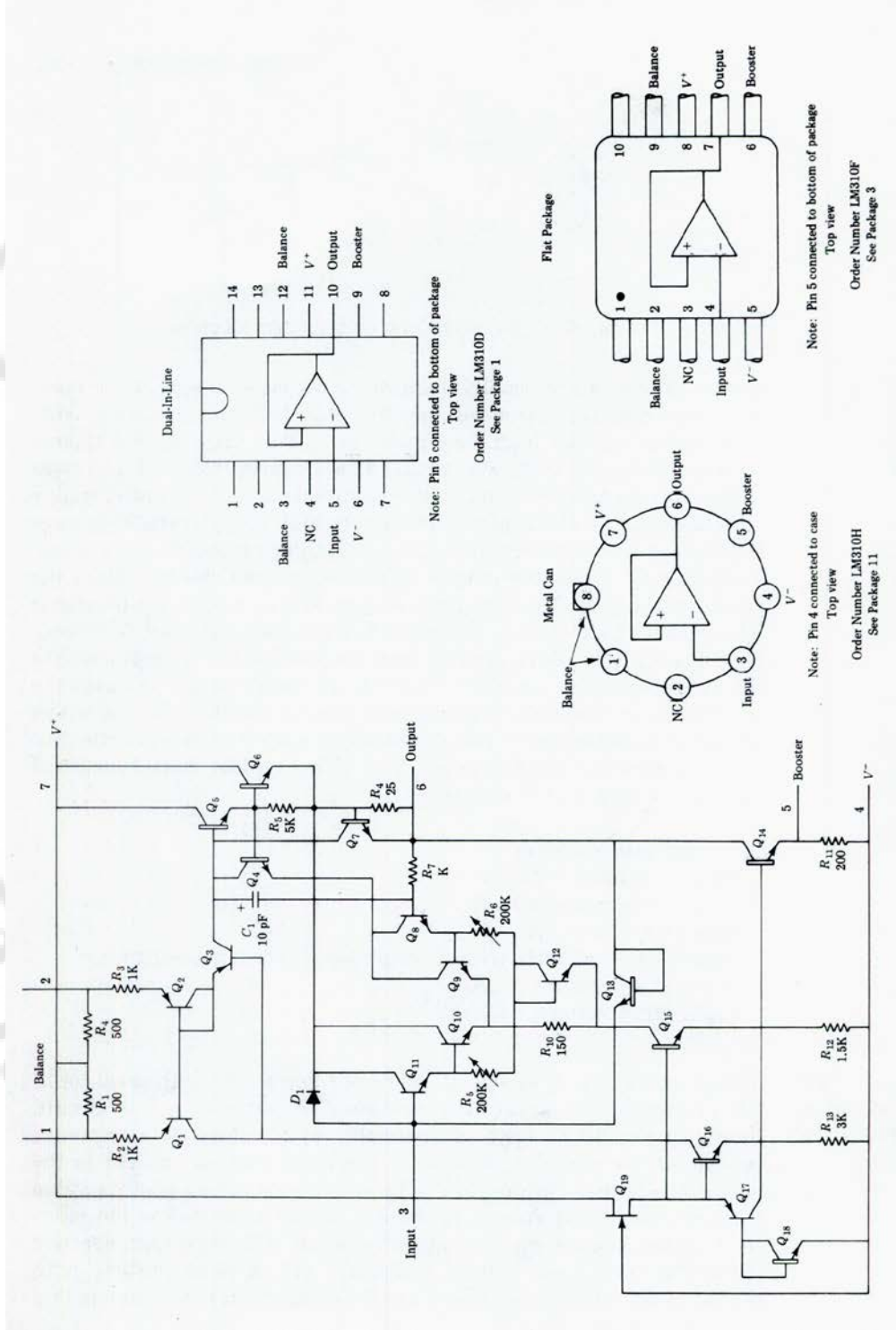
إن شكل مضخم العمليات المقابل للبائع التابع يعرف باسم تابع التوتر. تتضمن خصائص تابع التوتر التي يرغب بها، كما هو الحال في البائع التابع، الارتفاع الكبير لممانعة الدخل، والانخفاض الشديد لممانعة الخرج وريح التوتر الواحد. يجب على ربح التيار أن يكون كبيراً طبعاً وذلك لإنجاز تحويل الممانعة من دون خسارة في التوتر. تتطلب هذه الخصائص تطبيق إشارة الدخل على المدخل غير العاكس، كما هو مبين في الشكل 8. يساوي ربح التوتر في هذه الطريقة من التوصيل $R_1 + R_F / R_1$ ، كما هو مبين في الشكل 4. وبالتالي إما يجب أن تساوي R_1 اللانهاية أو أن R_F تساوي الصفر أو كلاهما وذلك للحصول على ربح التوتر الواحد. يبين الشكل 25 تابع التوتر فيه $R_1 = \infty$ ، R_F يمكن أن تساوي الصفر، ولكن يجب على تيار استقطاب الدخل أن يسري في R_F ؛ وبالتالي يجب اختيار R_F أو ضبطها لجعل توتر الإزاحة أصغرياً، إذا كانت R_s مثلاً كبيرة جداً فإن اختيار $R_F = R_s$ سيكون موفقاً، وإلا يفضل أن يكون $R_F = 0$ ، يجب طبعاً تعويض مضخم العمليات من أجل ربح التوتر الواحد.

الشكل 25. مضخم عملياتي يستخدم في تابع التوتر



تصمم بعض الدارات المتكاملة خصيصاً على أنها تابعة للتوتر لا تتطلب هذه الدارات عادة تغذية خلفية خارجية أو تعويضاً، وهي تتمتع بكافة الملامح التي يرغب بها بما فيها اتساع عرض الحزمة والارتفاع الشديد لسرعة الصعود. يبين الشكل 26 مخطط دائرة IC تابعة للتوتر نموذجية. لاحظ أن مرحلة دخل هذا التابع للتوتر تتكون من مضخم كاسكودي (راجع الفصل السادس) مرتبط بالبائع يؤدي منبع التيار Q_3 فيه دور حمولة لتأمين ربح توتر شديد الارتفاع. يعقب هذه المرحلة، مرحلة تضخيم خرج تابع البائع الموصول وفق دارلنغتون، يقوم الترانزستور Q_7 بالحد من تيار الخرج لحماية الدارة IC. عندما يصبح التيار المار في R_{25} كبيراً إلى حد يجعل Q_7 ناقلاً. يقوم هذا الترانزستور باقتناص تيار قاعدة Q_5 ، وبالتالي يحد من تيار الخرج. وأما مقاومة التغذية الخلفية فهي R_7 التي تطبق التغذية الخلفية الواحدة إلى الطرف العاكس من المضخم المقترن بالبائع. وأما

$C_1 = 12\text{pF}$ فتؤمن التعويض وأما تابع الباعث ذو الدخل الموصل وفق دارلنغتون فيتصف بأن مجموعيه مستقطبان ذاتياً مع الخرج، ظاهرياً لتخفيض وسعية الدخل الفعال التي لا تساوي إلا 1.5pF . نورد فيما يلي الخصائص النموذجية للدارة عندما يكون منبع التغذية $\pm 15\text{V}$:

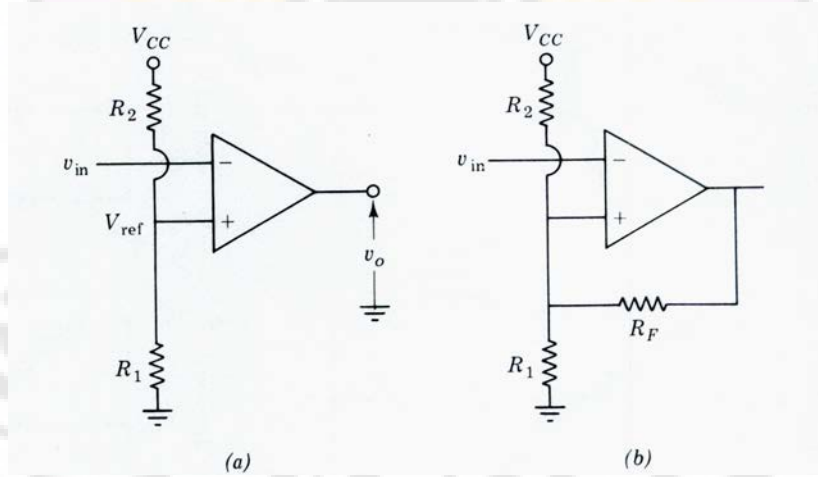


الشكل 26. شكل تخطيطي لتابع التوتر LM310

0.9999 = ربح التوتّر، و $10^{12} \Omega$ = مقاومة الدخول، و 0.75Ω = مقاومة الخرج،
و $30V / \mu s$ = سرعة الصعود، و $15MHz$ = عرض الحزمة عندما تكون مقاومة منبع الإشارة $10k\Omega$
و $2nA$ = تيار استقطاب الدخول، و $2.5mV$ = توتر إزاحة الدخول

11. مقارنات التوتّر

ثمة تطبيق أخير لمضخم العمليات ندرسه في هذا الفصل هو مقارن التوتّر *voltage comparator*. إن الغرض من هذه الدارة هو، كما يبين الشكل 27، مقارنة توتر الدخول بتوتر مرجعي كما يتضمن الاسم. عندما يطبق توتر الدخول على المربط العاكس، يكون توتر الخرج في قيمته العظمى الموجبة كلما كان توتر الدخول نحو $1mV$ فما فوق تحت التوتّر المرجعي. وبالعكس يكون توتر الخرج في قيمته العظمى السالبة عندما يكون توتر الدخول نحو $1mV$ أو أكثر موجباً بالنسبة إلى التوتّر المرجعي. وبالتالي يشير المقارن فيما إذا كانت إشارة الدخول أعلى أو أسفل التوتّر المرجعي. إن سرعة تغير خرج المقارن من حالة إلى أخرى تعتمد على عرض حزمة الحلقة المفتوحة لمضخم العمليات نظراً لعدم وجود تغذية خلفية عكسية.



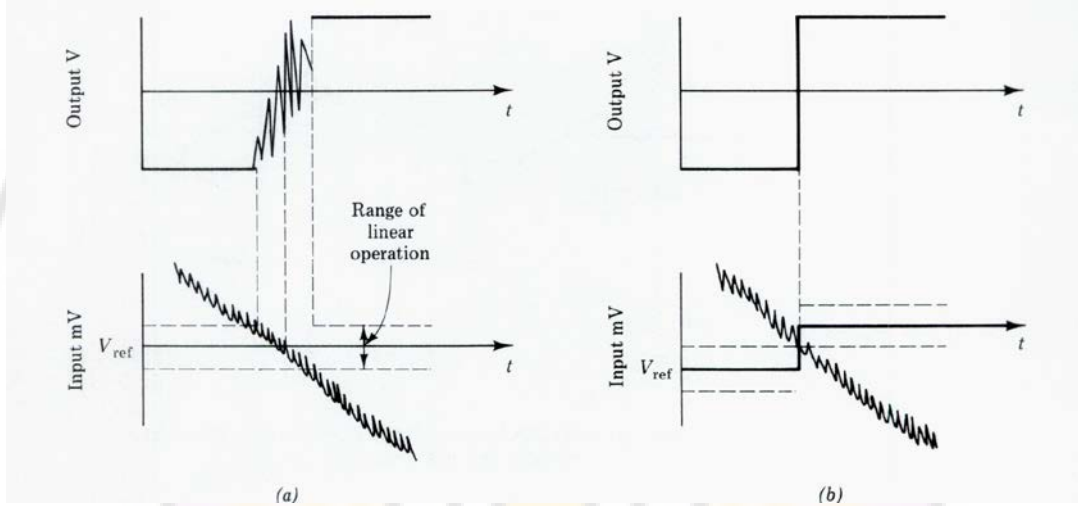
الشكل 27. (a) استخدام مضخم العمليات كمقارن توتر (b) مقارن توتر بوجود تأخير

يتكون خرج مقارن التوتّر، في الاستخدام النظامي، من سلسلة النبضات المستطيلة. ولذلك يكون المقارن مفيداً في تنظيف النبضات المستطيلة المصحوبة بالضجيج، وفي تغيير الأمواج الجيبية إلى تريبعية وفي الكثير من التطبيقات الأخرى. يمكن استخدام عدة مقارنات توتر جنباً إلى جنب مع دارات أخرى لتحويل التوتّرات التمثيلية إلى توتّرات رقمية وبالعكس.

ثمة مشكلة تنشأ في دائرة مقارن التوتّر تكمن في ضجيج توتر الخرج الذي ينجم عن ضجيج الدخول، كما هو مبين في الشكل 28a. لاحظ أن توتّرات الدخول ضمن الملي فولط ونحوه من التوتّر المرجعي تتضخم بمضخم الحلقة المفتوحة ذي الربح الكلي *Full open loop gain*. وبالتالي

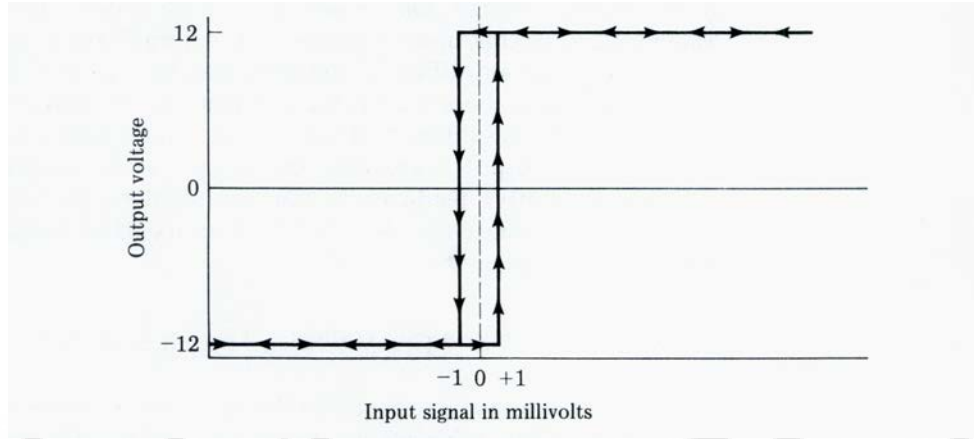
ولهذا فعندما يمر توتر الإشارة بهذا المجال، يتضخم الضجيج كثيراً ويمكن أن يؤدي إلى عدد عبورات صفرية *Zero Crossing* في الخرج. يمكن حذف هذا الضجيج (الخرج) بتطبيق مقدار صغير من التغذية الخلفية الموجبة إلى المربط غير العاكس V_{ref} للمقارن، كما هو مبين في الشكل 27b. يقوم توتر التغذية هذا بإزاحة التوتر المرجعي بالقدر:

$$\text{توتر التأخير} = FV_o = \frac{R_1}{R_1 + R_F} V_o \quad (19)$$



الشكل 28. (a) ضجيج خرج المقارن الناتج عن ضجيج الدخل
(b) حذف ضجيج الدخل بالتأخير

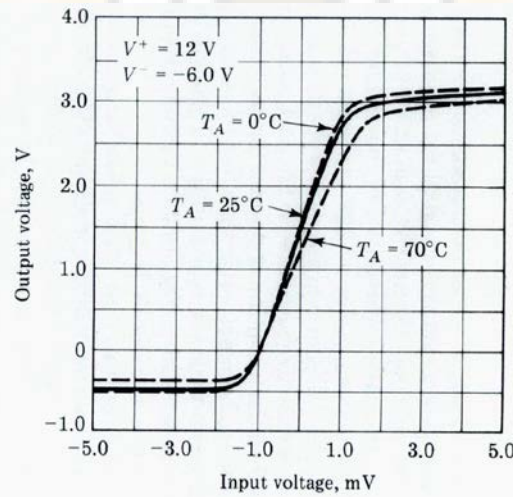
يتم إدخال حلقة التأخير في V_o بدلالة منحنى V_1 لمقارن التوتر. وبالتالي يحتاج الأمر لإزاحة الخرج في الأسفل، كما هو مبين في الشكل 29، لتوتر أعلى منه في حالة إزاحة الخرج في الأعلى. لذلك فإنه حالما يدخل توتر الدخل المنطقة التماثلية من الطرف الموجب نحو السالب يصبح توتر الخرج موجباً. وينضم توتر التأخير إلى التوتر المرجعي لإزاحة التوتر المرجعي إلى حد كافٍ فوق توتر الدخل لإيقاف المضخم فوراً وجعل توتر الخرج يرتفع إلى قيمته العظمى، كما هو مبين في الشكل 28b وهكذا فإن تغير التوتر المرجعي يحذف عملياً الزمن الذي يعمل المقارن خلاله كمضخم خطي وبالتالي يحذف ضجيج الخرج. وعندما يعود توتر الدخل من جولته السالبة نحو الموجبة، يحدث العكس طبعاً وينزاح توتر الخرج في الاتجاه السالب بالمقدار $F\Delta V_o$ حيث ΔV_o التغير في توتر الخرج. ويفترض أن توتر التأخير في الشكل 29b يساوي مجال التوتر الذي يعمل فيه المقارن كمضخم خطي. وقد كان هذا التأخير كافياً لأنه افترض بأن توتر ضجيج الذروة أقل من مجال دخل المضخم الخطي. غير أنه عندما يصبح توتر ذروة الضجيج أكبر من مجال الدخل الخطي، فإنه يتوجب زيادة توتر التأخير إلى أن يساوي توتر ذروة الضجيج كما نرى من الشكل 28b. يطلق على المقارنات التي تتميز بالتأخير اسم قاذحات شمت *Schmitt triggers*.



الشكل 29. الخصائص التوترية لمقارن بتغذية خلفية موجبة

على الرغم من أن مضخمات العمليات تقوم بدور مقارنات توتر مقبولة، عندما تكون سرعات التبديل المعتدلة كافية فإنه تصميم مضخمات عملياتية خاصة لا تسمح للترانزستورات فيها بالوصول إلى الإشباع، تقوم بدور المقارنات. تتمتع هذه الدارات المتكاملة بسرعات تبديل أعلى منها في حالة مضخمات العمليات العادية ويصمم بعضها ليعمل عند توترات منابع التغذية ومستويات الإشارة المنطقية.

يضم الشكل 30. دائرة تخطيطية لمقارن نموذجي والمنحني المميز للانتقال. يعقب مرحلة التضخيم التفاضلي للدخل Q_1 و Q_2 في هذا المقارن مرحلة تضخيم ثانية Q_3 و Q_4 تؤدي بدورها دور منبع الإشارة لتابع باعث وحيد Q_7 . يصبح المدخل غير العاكس موجباً بالنسبة إلى المدخل العاكس يصبح كل من قاعدة Q_7 عندما يصبح المدخل العاكس موجباً بالنسبة إلى المدخل العاكس يصبح كل من قاعدة Q_7 وبعائه موجباً إلى أن يصبح الترانزستور Q_6 الموصل بالشئائي موجباً بالنسبة إلى بعائه. ثم تثبت المقاومتان R_4 و R_5 عند الكمون نفسه تقريباً عند طرفيها الأخفض ويسري تيارا الترانزستور Q_3 و Q_4 في هاتين المقاومتين. ولكن نظراً لأن الترانزستورين يمثلان نصفي المضخم التفاضلي، فإن مجموع تياري مجموعيهما يكون ثابتاً و هبوطي الكمون في R_4 و R_5 ثابتان. ومن ثم فلا يرتفع توتر الخرج فوق نحو 3V، كما يتضح من مميز الانتقال في الشكل 30 والذي يساوي $V +$ مطروحاً منه مجموع الهبوط في R_5 بالإضافة إلى V_{BE7} والتوتر المرجعي 6.2V. عندما يصبح المدخل غير العاكس سالباً بالنسبة إلى المدخل العاكس، يصبح الترانزستور Q_4 مشبعاً، الأمر الذي يجعل Q_8 في حالة الإشباع تقريباً لأن توتر الخرج يجب أن يكون $(6.2V + V_{BE7})$ سالباً بالنسبة إلى مجمع Q_4 والذي يكون فقط $(6.2V + V_{CEsat})$ موجباً بالنسبة إلى الأرضي ولهذا يثبت توتر الخرج $-0.5V$ تقريباً الذي هو $(V_{BE} - V_{CEsat})$ بينما يكون المدخل سالباً على نحو ما يظهر مميز الانتقال في الشكل 30. لاحظ أنه يلزم نحو 1mV تقريباً كإشارة دخل لجعل الخرج عند قيمة تثبيته في أي من الاتجاهين. تقوم دارات الاستقطاب بالتحكم بالتيارات بحيث لا تساق الترانزستورات لحالة الإشباع في أثناء عملها النظامي.



(b)

الشكل 30. شكل تخطيطي لمقارن توتر نموذجي $\mu\text{A}710$ والمنحني المميز لانتقال التوتر
تعتبر الدراسة الفاحصة لمعطيات الشركات المصنعة أساسية قبل اختيار الدارة المتكاملة التماثلية
وتطبيقها على مسألة نوعية معينة. نأمل أن تساعد دراسة هذا الفصل على فهم معطيات الشركات
المصنعة.

نعطي في الفصول القادمة العديد من الأمثلة عن الدارات المتكاملة.

الفصل العاشر

المرشحات الفعالة

إن المرشحات الكهربائية دارات تمرر حزمًا ترددية معينة وترفض *reject* ترددات أخرى. تعدّ الدارات جميعها، وفقاً لهذا التعريف، مرشحات، كهربائية، نظراً لاستجابتها المحدودة للترددات العالية والعائدة لوسعية القصر التي لا يمكن تجنبها. وهكذا تصبح الدارات مرشحات تمرير منخفض *low-pass* أو تمرير حزمة *band-pass*، بحسب ما تتضمن مكثفات على التسلسل لمنع التيار المستمر *dc* وفصله عن الترددات المنخفضة أو لا تتضمن. غير أن اهتمامنا كان ينصب في الفصول السابقة بشكل رئيسي على جعل الحزمة المارة أعرض ما يمكن وليس على تصنيفها. نختتم في هذا الفصل بانتقاء مجال معين من الترددات ورفض الباقي.

نحن نعلم بأن المكثفات أو الملفات أو كليهما تشكل بالإضافة إلى المقاومات شبكات اصطوائية للتردد. إذ يشيع استخدام الملفات والمكثفات في الدارات المهتزة في انتقاء إشارة تردد راديوي معين من بين الكم الهائل من الإشارات المبعثرة. والملفات المستخدمة عند هذه الترددات العالية صغيرة الأبعاد ورخيصة الثمن ومنخفضة الضياع. تعالج مرشحات التمرير العالي الضيقة الحزمة بالتفصيل في المراجع. غير أن الملفات اللازمة لمرشحات الترددات السمعية *audio-frequency* فما دون تتضمن عادة قلوباً حديدية وهي كبيرة الحجم وغالية الثمن وعامل الضياع فيها كبير أو أن *Q* فيها منخفض. إن هذا المجال الترددي هو المجال الذي يكون فيه مردود مضخمات العمليات جيداً. وقد أسفر التزاوج الطبيعي بين المكثفات والمقاومات ومضخمات العمليات عن تشكيلة واسعة من دارات الترشيح الفعالة الصغيرة الحجم، وضيئة التكلفة والعالية الأداء في المجال الترددي الذي يصل حتى 0.5MHz . نقوم في هذا الفصل بدراسة بعض الأمثلة عن هذه المرشحات.

1. المرشحات الفعالة باستخدام مضخم العمليات

رأينا في الفصل الماضي بأن ربح التوتر $v_o / v_s = R_F / R_1$ في مضخم عمليات وفقاً لنمطه العاكس، حيث R_F مقاومة التغذية الخلفية و R_1 مقاومة منبع الإشارة كما ترى من مخطط الدخل العاكس لمضخم العمليات ولم تستخدم الممانعتان المقاومتان R_1 و R_F إلاّ لأنه يرغب باستجابة ترددية للمضخم عريضة الحزمة أو متجانسة.

يعمم تابع الانتقال أو معادلة الربح بكتابة:

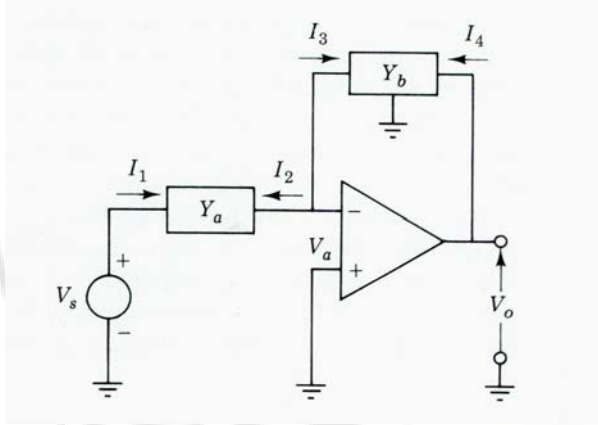
$$G_v = \frac{Z_F}{Z_1} = \frac{Y_1}{Y_F} \quad (1)$$

$$Y_F = \frac{1}{Z_F} \text{ و } Y_1 = \frac{1}{Z_1} \text{ حيث}$$

عندما يكون Y_1 أو Y_F أو كلاهما عقدياً، بتعبير آخر يحويان أقطاباً وأصفاراً تتحقق خصائص الاستجابة الترددية للمضخم بموقع أقطاب وأصفار هذه العناصر. ولهذا يمكن اختيار خصائص المرشح المرغوبة أو يمكن أن تصطنع باختيار الترددات القطبية أو الصفرية في شبكتي الدخل والتغذية الخلفية.

إن المعادلة 1 لا تميز بين قبولتي نقطة الإشارة والانتقال ولهذا فهي تقتصر على العناصر الموصولة على التسلسل أو على التوازي. وقد تم اشتقاق علاقة أكثر عمومية من الشكل 1. ولما كان تيار دخل مضخم العمليات مهماً فإن $I_3 = -I_2$. ولكن $I_2 = Y_{21a}V_s$ و $I_3 = Y_{21b}V_o$ ، وبالتالي:

$$G_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} \quad (2)$$



الشكل 1. مرشح فعال باستخدام مضخم عمليات عاكس

تنتج الإشارة السالبة في المعادلة 2 عن انعكاس قطبية مضخم العمليات. يعطي الجدول 1 قبوليات الانتقال لبعض شبكات الترشيح الأكثر شيوعاً، كما يعطي قبوليات نقاط الإشارة وبالتالي يمكن تعيين آثار مقاومة منبع الإشارة.

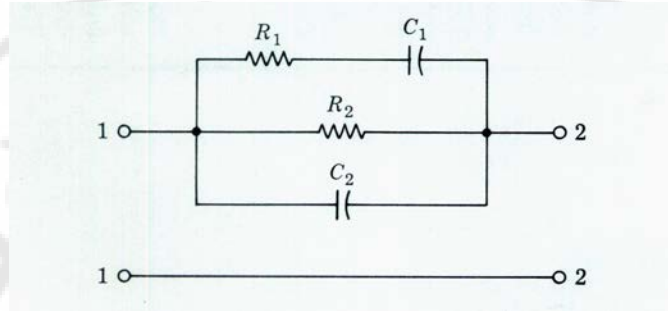
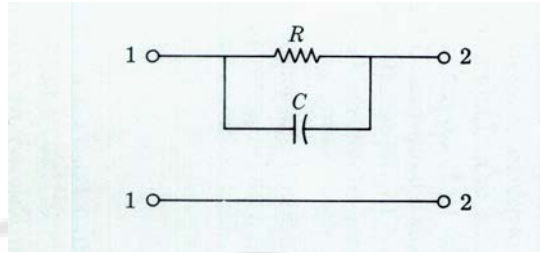
الجدول 1. الدارات RC النموذجية والوسطاء y- الموافقة لكل دائرة

$$y_{11} = y_{22} = \frac{1}{R_1} \frac{s}{(s + \frac{1}{R_1 C_1})}$$

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{1}{R_1} \frac{s}{(s + \frac{1}{R_1 C_1})}$$

$$y_{11} = y_{22} = C\left(s + \frac{1}{RC}\right)$$

$$y_{12} = y_{21} = -C\left(s + \frac{1}{RC}\right)$$



$$y_{11} = y_{22} = C_2 \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right)}$$

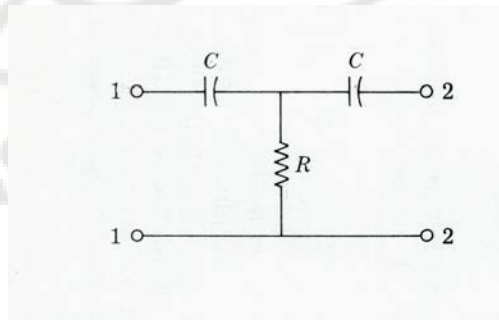
$$y_{12} = y_{21} = -C_2 \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1}\right)}$$

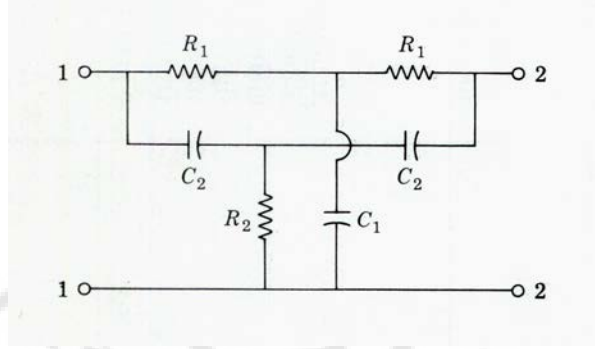
$$y_{11} = y_{22} = \frac{1}{R} \frac{\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{\left(s + \frac{2}{RC}\right)}$$

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{1}{R^2 C} \frac{1}{\left(s + \frac{2}{RC}\right)}$$

$$y_{11} = y_{22} = \frac{C}{2} \frac{s\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{\left(s + \frac{1}{2RC}\right)}$$

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{C}{2} \frac{s^2}{\left(s + \frac{2}{2RC}\right)}$$





$$y_{11} = y_{22} = \frac{C_2}{2} \frac{s^2 + s^2 \left(\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{2}{R_1 C_1} + \frac{2}{R_1 C_2} \right) + s \left(\frac{2}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{2}{R_1^2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_2^2} \right) + \frac{1}{R_1^2 R_2 C_1 C_2^2}}{\left(s + \frac{2}{R_1 C_1} \right) \left(s + \frac{1}{2 R_2 C_2} \right)}$$

$$y_{12} = y_{21} = -\frac{C_2}{2} \frac{s^2 + s^2 \frac{2}{R_1 C_1} + s \frac{2}{R_1^2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1^2 R_2 C_1 C_2^2} + \frac{1}{R_1^2 R_2 C_1 C_2^2}}{\left(s + \frac{2}{2 R_1 C_1} \right) \left(s + \frac{1}{2 R_2 C_2} \right)}$$

2. تصميم المرشحات الفعالة

من طرائق تصميم المرشحات الفعالة Active Filters أن يكتب أولاً تابع التحويل أو معادلة الربح في المجال s - الذي يحوي الأقطاب والأصفار اللازمة لتأمين استجابة المرشح المطلوبة. ثم تتركب هذه المعادلة بتعويض قبوليات الانتقال الملائمة من الجدول 1 أو من مكان آخر في المعادلة 2 لتأمين تابع الانتقال المرغوب. توصل الشبكات التي تنتج قبوليات الانتقال هذه في دائرة مضخم عمليات بموجب توترات الإزاحة. يوضح المثال التالي هذه الطريقة.

مثال. يرغب طالب في بناء أورغن لوني *color organ* (وهو يقابل الأرغن الموسيقي) فهو يرغب بالحصول على ضوء أحمر متناسب شدته طردياً مع اتساع مركبة الإشارة السمعية المنخفضة التردد. وأن يجري التحكم بشدة الضوء الأصفر باتساع مركبة الإشارة السمعية المتوسطة التردد. أخيراً يتم التحكم بالضوء الأزرق باتساع مركبة الإشارة السمعية العالية التردد. وللفصل بين المركبات السمعية يقرر الطالب بأنه يجب أن يحصل على مرشح تمرير منخفض يمرر الترددات من الصفر حتى 1000 rad/s (نحو 160 Hz) لتفعيل الضوء الأحمر. ويحتاج أيضاً مرشح تمرير حزمة من 1000 rad/s إلى $10,000 \text{ rad/s}$ (نحو $1,600 \text{ Hz}$) لتفعيل الضوء الأصفر. أخيراً يحتاج الطالب مرشح تمرير عالٍ من $10,000 \text{ rad/s}$ إلى الحافة العلوية للطيف السمعي لتفعيل الضوء الأزرق. يعطي الشكل 2 الخصائص المطلوبة للمرشحات الثلاثة. سنقوم بتصميم المرشح الحزمي. نلاحظ من الشكل 3 أنه يمكن التعبير عن تابع انتقال هذا المرشح بالعلاقة:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{As}{(s + 10^3)(s + 10^4)} \quad (3)$$

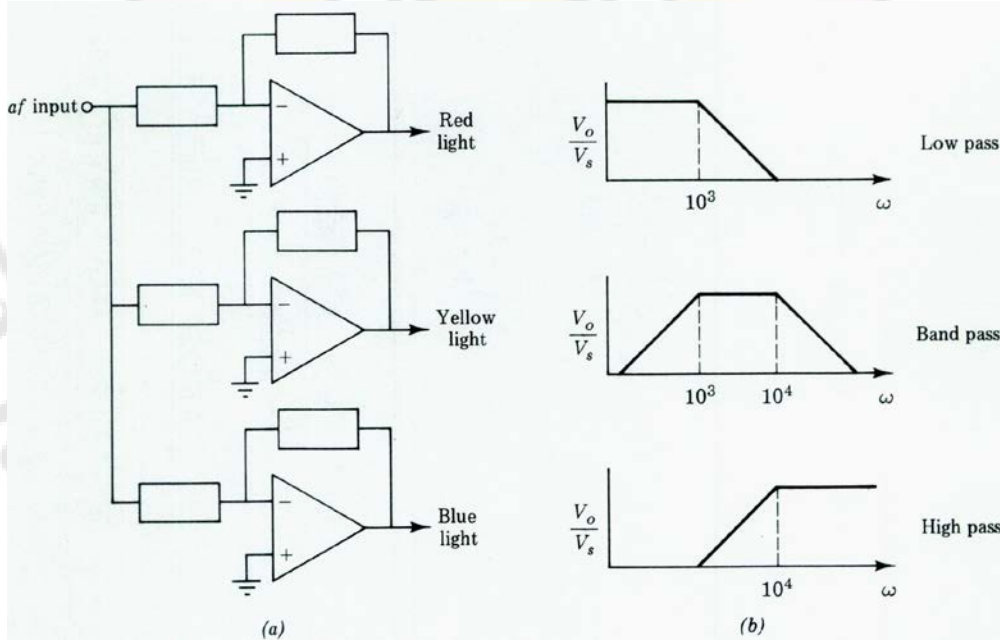
نلاحظ أن المعادلة 3 تماثل مضخم مرتبط بالكثفة فيه $\omega_l = 10^3 \text{ rad/s}$ و $\omega_h = 10^4 \text{ rad/s}$ ومن ثم فإن الثابت A يجب أن يساوي $K\omega_h$ حيث K ربح المضخم في حالة الحزمة المتوسطة. وأما ربح الحزمة المتوسطة في مرشحنا فيساوي $+20\text{dB}$ أو ربح توتر قدره 10. ومن ثم $A = 10 \times 10^4 = 10^5$ لدينا من المعادلة 2:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{y_{21a}}{y_{12b}} = \frac{10^5 s}{(s + 10^3)(s + 10^4)} \quad (4)$$

نلاحظ أن الدارة الأولى من الجدول 1 تزودنا بصفر وبأحد الأقطاب. لنستخدم هذه الدارة من أجل Y_a ، وبالتالي:

$$y_{21a} = -\frac{1}{R_1} \frac{s}{[s + (1/R_1 C_1)]} \quad (5)$$

عند الترددات الأعلى تكون ممانعة C_1 صغيرة جداً وبالتالي تساوي ممانعة دخل المضخم R_1 عملياً. وللمحافظة على ارتفاع ممانعة المرشح (وبالتالي فهي لن تؤثر على منبع الإشارة) دعنا نختار $R_1 = 10^5 \Omega$. إذا كان على y_{21a} أن يعطينا القطب عند $\omega = -10^3 \text{ rad/s}$ ، فإن $1/R_1 C_1 = 10^3$ أو $C_1 = 1/(10^3 \times R_1) = 10/10^8 = 10^{-8} \text{ F} = 0.01 \mu\text{F}$ ولدى تعويض هاتين القيمتين في المعادلة 5 نحصل على:

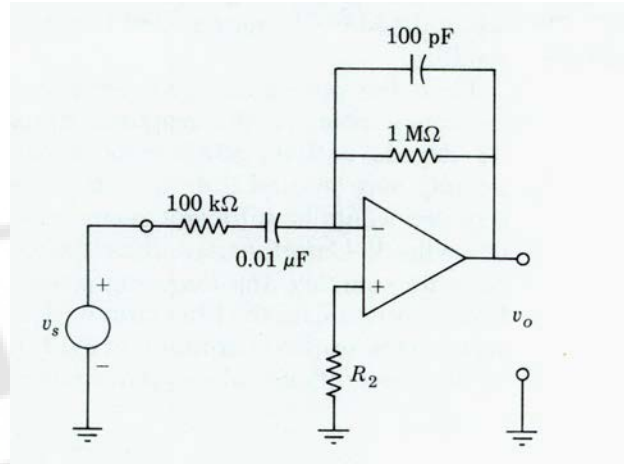


الشكل 2. (a) المرشحات الفعالة في أورغن لوني (b) مخططات بود المرغوبة للمرشحات الموافقة

$$y_{21a} = -10^{-5} \frac{s}{(s + 10^3)} \quad (6)$$

$$\frac{y_{21a}}{y_{12b}} = -10^{-5} \frac{s}{(s + 10^3)y_{12b}} \quad (7) \quad \text{ومن ثم:}$$

الشكل 3. مرشح تمرير حزمي للمثال 1



غير أن المعادلة 4 تعطي صيغة للنسبة y_{12b} / y_{21a} وبالتالي

$$\frac{10^{-5} s}{(s + 10^3) y_{12b}} = \frac{10^5 s}{(s + 10^3)(s + 10^4)} \quad (8)$$

أو

$$y_{12b} = 10^{-10} (s + 10^4) \quad (9)$$

إن شكل المعادلة الأخيرة له شكل y_{12} الموافق للدائرة الثانية في الجدول 1 وبالتالي هذه البنية من أجل Y_b . إن إشارة y_{12} الفعلية سالبة، ولهذا ينعكس V_o في المعادلة 4 بالنسبة إلى V_1 . ولما كنا نطبق الإشارة على المدخل العاكس، فإن هذا السلوك سيكون متوقعاً. من الجدول 1 لدينا

$$y_{12} = -C \left(s + \frac{1}{RC} \right) \quad (10)$$

وبمقارنة المعادلتين 9 و 10 نجد أن $C = 10^{-10} F = 100 pF$. (لا حظ أنه يمكن جعل C أكبر إذا جعلت R_1 في الدارة Y_a أصغر). وبالتالي ومن ثم $R = 1/(10^4 \times C) = 1/10^{-6} = 1 MHz$ (حيث $1/RC = 10^4$). سيكون للمرشح الحزمي المظهر المبين في الشكل 3. ليس ثمة طريق dc لمربطي الدخل ولكنه يوجد طريق عبر المقاومة $1 M\Omega$. فإذا كان يترتب الإبقاء على توتر الإزاحة قريباً من الصفر فإن R_2 يجب أن تساوي $1 M\Omega$ أيضاً.

3. استقرارية المرشحات الفعالة

للتحقق من استقرارية أي مرشح فعال، يمكن الاستعانة بطرائق تعيين استقرارية الدارات التي أوردنا موجزاً لها في الفصلين الثامن والتاسع.

يجري في بادئ الأمر تعويض مضخم العمليات من خلال إحداث قطب تردد منخفض، ولهذا تنخفض الاستجابة بميل قدره $6 dB/octave$ (أو $20 dB/decade$) إلى أن يهبط الريح إلى الواحد. يمكن بحسب الرغبة، استخدام مضخم عمليات معوض داخلياً. فإذا كانت التغذية الخلفية

مقاومة صرفة، فإن هذه الخطوة ستكون كافية للتأكد من استقرارية عمل المضخم من أجل أي مقدار من التغذية الخلفية. نظراً لأن شبكات التغذية الخلفية في المرشحات يمكن أن تكون لسوء الحظ عقدية، فإن الطريقة السابقة لا تضمن استقلال دائرة المرشح عن الاهتزاز. غير أنه إذا جرى تعويض مضخم العمليات بحيث تهبط الاستجابة بمعدل $6dB/octave$ تكون معادلة ربح المضخم (خلال مجاله المفيد).

$$G_a = \frac{-K\omega_h}{s + \omega_h} \quad (11)$$

حيث K ربح المضخم dc في حالة الحلقة المفتوحة، و ω_h تردد انكسار الحلقة المفتوحة $-3dB$ في المضخم التعويضي.

أما ربح المضخم في حالة الحلقة المغلقة فهو:

$$G_f = \frac{G_a}{1 + G_a F} \quad (12)$$

حيث F عامل التغذية الخلفية v_a / v_o في المرشح في حال توقف توتر المنبع v_s (الشكل 1). بالرجوع إلى الشكل يكون التيار الذي يسري في شبكة الدخل والناتج من v_a

$$I_2 = Y_{22a} V_a \quad (13)$$

وكذلك يكون التيار I_3 الذي يسري في شبكة التغذية الخلفية:

$$I_3 = Y_{11b} V_a + Y_{12b} V_o \quad (14)$$

وغير تيار دخل مضخم العمليات مهملاً، ومن ثم فإن $I_3 \approx -I_2$ ، و

$$-Y_{22a} V_a = Y_{11b} V_a + Y_{12b} V_o \quad (15)$$

وبالتالي يكون عامل التغذية الخلفية:

$$F = \frac{V_a}{V_o} = -\frac{Y_{12b}}{Y_{11b} + Y_{22a}} \quad (16)$$

يمكن تعيين استقرارية المرشح من تابع انتقال الحلقة، باستخدام المعادلتين 16 و 11:

$$G_a F = \frac{K\omega_h Y_{12b}}{(s + \omega_h)(Y_{11b} + Y_{22a})} \quad (17)$$

يمكن استخدام مخطط $Bode$ أو مخطط المحل الهندسي للجدول للتحقق من الاستقرارية. غير أنه يجب أولاً تحليل المقام $Y_{11b} + Y_{22a}$ إلى عوامله. نستخدم فيما يلي مثال مرشح التمرير الحزمي (الوارد في المثال 1) لإيضاح هذه النقطة.

مثال 2. لدى تعويض علاقتي Y_{11b} و Y_{22b} الواردتين في الجدول 1، في المعادلة 16، فإن هذه الأخيرة تصبح:

$$F = \frac{C(s + \frac{1}{RC})}{C(s + \frac{1}{RC}) + \frac{s}{R_1(s + \frac{1}{R_1C_1})}} \quad (18)$$

وبعد تعويض قيم المكونات الفعلية في هذه المعادلة لدينا:

$$F = \frac{10^{-10}(s + 10^4)}{10^{-10}(s + 10^4) + \frac{10^{-5}s}{s + 10^3}} \quad (19)$$

وبعد ضرب البسط والمقام في المعادلة الأخيرة بالحد $(s + 10^3)$ نحصل على:

$$F = \frac{10^{-10}(s + 10^4)(s + 10^3)}{10^{-10}(s + 10^4)(s + 10^3) + 10^{-5}s} \quad (20)$$

أو

$$F = \frac{(s + 10^4)(s + 10^3)}{s^2 + 1.11 \times 10^2 s + 10^7} \quad (21)$$

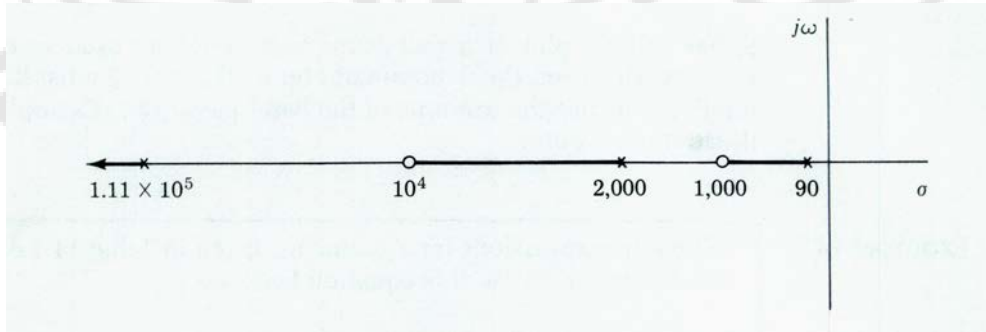
بتحليل مقام المعادلة الأخيرة نحصل:

$$F = \frac{(s + 10^4)(s + 10^3)}{(s + 1.11 \times 10^5)(s + 90)} \quad (22)$$

وباستخدام علاقة G_a في المعادلة 11 نجد:

$$G_a F = \frac{-K\omega_h(s + 10^4)(s + 10^3)}{(s + \omega_h)(s + 1.11 \times 10^5)(s + 90)} \quad (23)$$

إذا فرضنا أن $\omega_h \approx 2,000$ فإن مخطط المحل الهندسي للربح G_f يصبح على النحو المبين في الشكل 4. لاحظ أن هذا المخطط يدل على أن المرشح سيكون مستقرًا من أجل جميع قيم ربح المضخم نظرًا لأن جميع فروع المحل الهندسي تقع على المحور الحقيقي السالب.



الشكل 4. مخطط المحل الهندسي الموافق للمعادلة 23 عند $\omega_h = 2,000$

4. المرشحات العالية من الدرجة n

إن المرشحات التي كنا ندرسها حتى الآن لم تكن تفصل الترددات غير المرغوبة بشكل كامل. ولم يكن ميول منحنيات استجابتها تزيد على 6dB/octave أو 20dB/decade في مجالات الإيقاف. على الرغم من أنه يمكن لهذا الانحدار *rolloff* أن يكون حاداً إلى درجة كافية في الأورغن اللوني، فهو غير ملائم لمعظم التطبيقات. تكمن إحدى الطرائق في البحث في الجدول 1 وفي المصادر الأخرى لإيجاد الدارات التي تحوي عناصر حفظ أكثر وبالتالي وسطاء y - أكثر تحوي أقطاباً وأصفاراً أكثر من الدارات البسيطة المستخدمة سابقاً، غير أن دراسة الجدول تكشف عن أن هذه المعادلات ذات الدرجة الأعلى هي معقدة بعض الشيء وتحتاج لقدر كبير من البراعة لإيجاد الشبكات المناسبة ومن ثم تحديد جميع قيم المكونات اللازمة لتأمين الاستجابة المرغوبة للمرشح. ثمة طريقة أسهل تكمن في تعاقب مرشحين بسيطين أو أكثر لتأمين الأقطاب الأخرى وميول أكبر للاستجابة. يوضح المثال التالي هذه الطريقة.

مثال 3. إن مرشح المثال 1، ذي التمرير الحزمي من 1000 rad/s إلى $10,000 \text{ rad/s}$ لا يرفض الإشارة خارج مجال هذه الحزمة بشكل كافٍ، ولهذا يرغب بأن يكون ميل منحنى الاستجابة 12 dB/octave (أو 40dB/decade) خارج مجال الحزمة المارة.

يجب أن يكون لمعادلة تابع الانتقال صفران عند الصفر (أو قريباً جداً منه) وقطبان لتوليد نقطة الانكسار المنخفضة التردد. ومن ثم يلزم قطبان آخران لتوليد نقطة الانكسار العالية التردد. سيكون لتابع الانتقال الشكل التالي:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{As^2}{(s + \omega_l)^2 (s + \omega_h)^2} \quad (24)$$

نميل إلى جعل $\omega_l = 10^3 \text{ rad/s}$ ولكن ربحنا عند هذا التردد ينخفض بنحو 6dB. وبالتالي يترتب الاستفادة من مفاهيم الفصل السابع. ومن ثم نجد، بدءاً من المعادلة 15 من الفصل السابع، والجدول 1 من الفصل نفسه، أن ω_l يجب أن يساوي 643 rad/s وبالمثل ω_h يجب أن يساوي $1.556 \times 10^4 \text{ rad/s}$. إذا أردنا أن يكون ربح الحزمة المتوسطة مساوياً 10 يكون

$$A = K\omega_h^2 = 10 \times (1.556 \times 10^4)^2 = 2.42 \times 10^9$$

$$G_f = \frac{2.42 \times 10^9 s^2}{(s + 643)^2 (s + 1.556 \times 10^4)^2} \quad (25)$$

تكشف دراسة الجدول 1 في هذا الفصل، أنه لا يمكن بلوغ هذا التابع بالجمع بين أي من الدارات الواردة فيه ومضخم عمليات وحيد. يشير انخفاض كل من التردد العالي والتردد المنخفض،

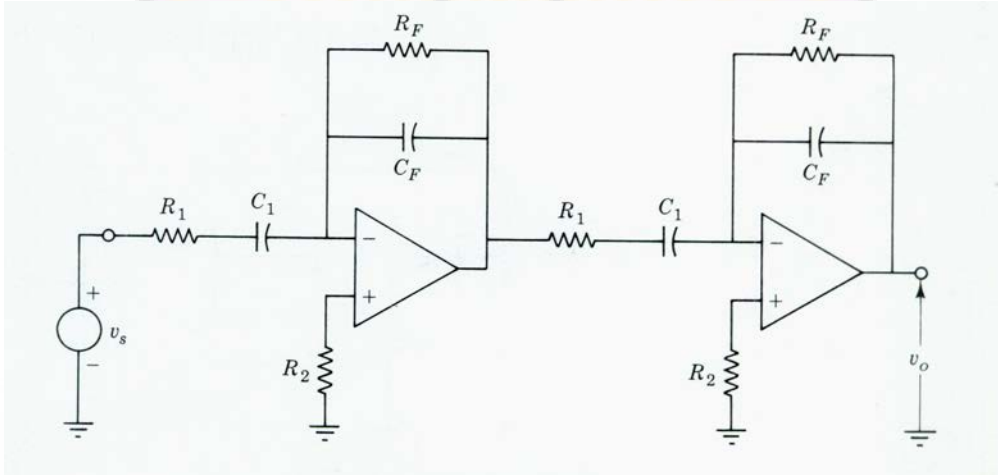
بنحو 12dB/decade ، عملياً، إلى أنه يمكن للدارة أن تهتز أو أن تكون استجابتها العابرة هزيلة إذا أمكن إيجاد البنية المناسبة للدارة وبالتالي نحصل بتقسيم تابع الانتقال إلى جزأين متماثلين، على:

$$G_f = \frac{4.92 \times 10^4 s}{(s + 643)(s + 1.556 \times 10^4)} \cdot \frac{4.92 \times 10^4 s}{(s + 643)(s + 1.556 \times 10^4)} \quad (26)$$

إن كلاً من جزأي هذا التابع له شكل المعادلة 4 نفسه. وهكذا يمكن بناء المرشح المطلوب من مرشحين لهما البنية نفسها المبينة في الشكل 3 وموصولين على التعاقب. يبين الشكل 5 بنية المرشح الكلي.

وجدنا في المثال 2 أن الدارة المماثلة لكل من وحدتي الشكل 5 مستقرة. لما كان التفاعل بين هاتين الوحدتين مهملاً، فإن البنية الكلية مستقرة كذلك.

يمكن شراء مضخمي عمليات في حافظة واحدة، وبالتالي لا حاجة لأن تكون تكلفة هذا المرشح وأبعاده ضعف ما هو عليه الحال في مرشح المثال 2.



الشكل 5. مرشح الحزمة المارة الوارد في المثال 3

5. مرشح التمرير المنخفض من الدرجة الثانية

يمكن تصميم مرشح تمرير منخفض من الدرجة الثانية ويمكن التحكم بميل منحنى استجابته بالاعتماد على تابع التوتر. يبين الشكل 6 مخطط دائرة المرشح. يفترض بأن ممانعة دخل تابع التوتر مرتفعة للغاية وربحه يساوي الواحد.

يمكن إيجاد تابع انتقال المرشح بجمع تيارات العقدة a . وباستخدام $G_1 = 1/R_1$ و $G_2 = 1/R_2$

نجد:

$$(v_s - v_a)G_1 + (v_o - v_a)G_2 + (v_o - v_a)sC_1 = 0 \quad (27)$$

وبجمع الحدود

$$(v_s - v_a)G_1 + (v_o - v_a)(G_2 + sC_1) = 0 \quad (28)$$

ولما كانت العلاقة بين v_o و v_a عند مدخل المضخم مجرد مجزئ يكون لدينا

$$v_o = v_a \frac{\frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} = \frac{v_a}{R_2 C_2 s + 1} \quad (29)$$

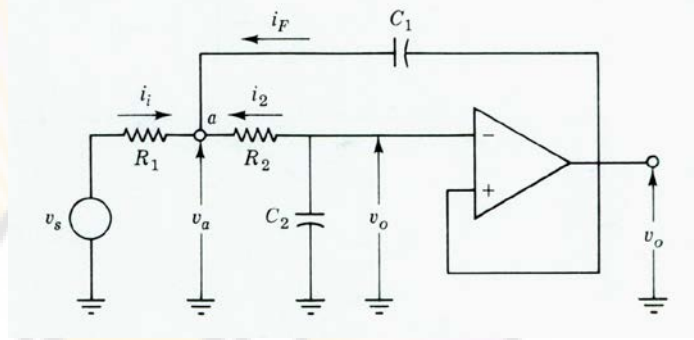
وبالحل من أجل v_a نجد:

$$v_a = v_o R_2 C_2 \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \quad (30)$$

وبتعويز قيمة v_a في المعادلة 28 نحصل على:

$$\left[v_s - v_o R_2 C_2 \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \right] G_1 + v_o \left[1 - R_2 C_2 \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) \right] (G_2 + sC_1) = 0 \quad (31)$$

الشكل 6. مرشح تمرير منخفض ثنائي القطب



وبحل المعادلة 31 نحصل على v_o بدلالة v_s

$$v_o = \frac{v_s G_1}{R_2 C_2 G_1 \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \left[R_2 C_2 \left(s + \frac{1}{R_2 C_2} \right) - 1 \right] (G_2 + sC_1)} \quad (32)$$

وينشر حدود الجداءات في المقام وجمع حدود قوى s المتساوية، يصبح تابع الانتقال:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{G_1}{R_2 C_2 C_1 s^2 + (R_2 G_1 C_2 + C_2) s + G_1} \quad (33)$$

وبتقسيم البسط والمقام على $R_2 C_2 C_1$ ، وبمعرفة أن $G_1 = 1/R_1$ تصبح المعادلة 33:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{s^2 + \frac{(R_1 + R_2) C_2 s}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (34)$$

ويكون الشكل العياري لتابع الانتقال من الدرجة الثانية:

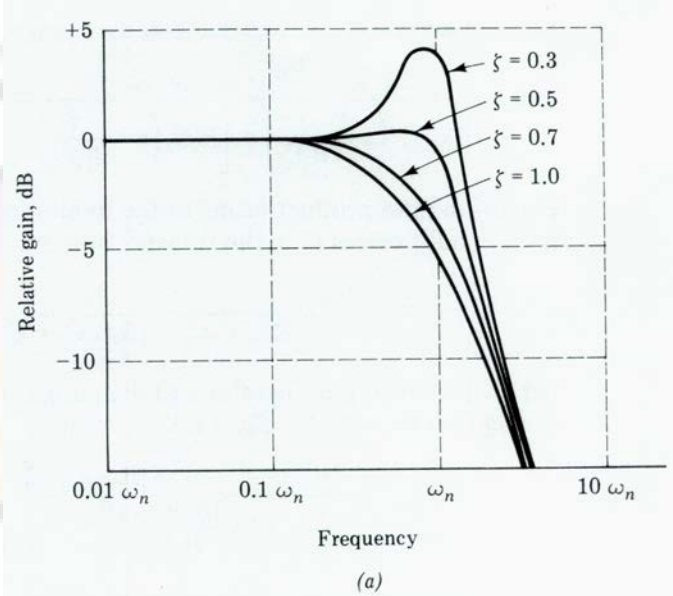
$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (35)$$

وبمقارنة المعادلتين 34 و 35 نجد:

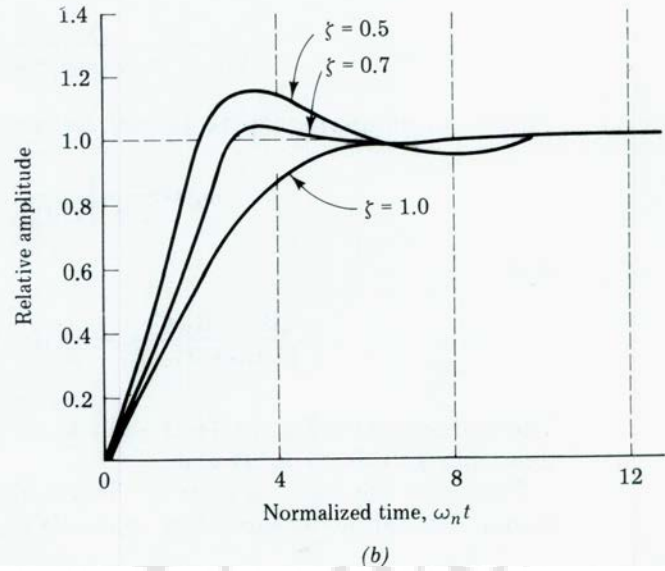
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (36)$$

$$\zeta = \frac{(R_1 + R_2)C_2}{2R_1R_2C_1C_2\omega_n} = \frac{\omega_n}{2}(R_1 + R_2)C_2 \quad \text{و} \quad (37)$$

نرى من المعادلة 34 أن البسط يساوي ω_n^2 ، وبالتالي فإن ربح التردد المنخفض ($s \ll \omega_n$) يساوي الواحد.



الشكل 7. (a) الاستجابة الترددية
لمرشح تمرير منخفض من الدرجة
الثانية (b) الاستجابة الزمنية



يمكن تصميم المرشح في تعيين قيم مكوناته المناسبة. يمكن اتباع الطريقة التالية:

a. اختر R_1 ، والتي تمثل ممانعة الحاملة (العالية التردد) الصغرى على منبع الإشارة

b. اختر نسبة R_2 / R_1 ، ربما $R_2 = R_1$

c. اختر كلاً من ω_n و ζ ولإعطاء الاستجابة الترددية للمرشح أو الثابت الزمني والحزمة المارة التي

يرغب بها. يعطي الشكل 7 منحنيات الاستجابة النظرية في حالة قيم ζ متعددة

d. عين قيمة C_2 من المعادلة 37

$$C_2 = 2\zeta / (R_1 + R_2)\omega_n \quad (38)$$

e. عين C_1 من المعادلة 36

$$C_1 = \frac{1}{R_1 R_2 C_2 \omega_n^2} \quad (39)$$

إذا لم تكن C_2 أو C_1 ملائمتين، فيمكن استخدام قيمة مختلفة للنسبة R_2 / R_1 .

6. مرشح التمرير العالي من الدرجة الثانية

يمكن الحصول على مرشح التمرير العالي من الدرجة الثانية بالتبادل القطب بين المقاومات والمكثفات في مرشح التمرير المنخفض (المبين في الشكل 6)، كما هو مبين في الشكل 8. عند حل الدارة من أجل تابع الانتقال V_o / V_s ، كما في السابق، نجد:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{s(s + \frac{1}{R_2 C_2})}{s^2 + \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (40)$$

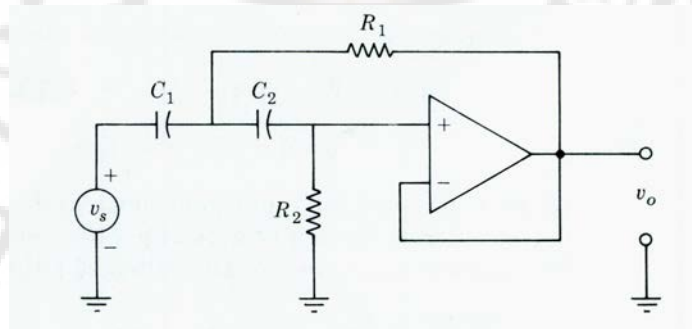
وعندما نقارن المعادلة 40 بالمعادلة 35 نرى كما في السابق أن:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (41)$$

$$2\zeta\omega_n = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right) \frac{1}{R_2} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) \frac{1}{R_2} \quad \text{و} \quad (42)$$

وبالتالي:

$$\zeta = \frac{1}{2\omega_n} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) G_2 \quad (43)$$

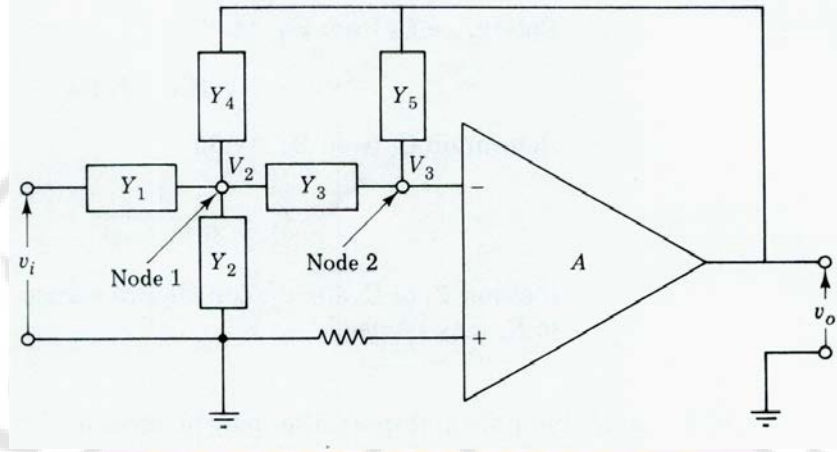


الشكل 8. مرشح التمرير العالي من الدرجة الثانية

يمكن استخدام طريقة التصميم المقترحة لمرشح التمرير المنخفض أيضاً من أجل مرشح التمرير العلوي فيما عدا الحالة التي تساوي فيها الممانعة الصغرى (عند الترددات العالية) المقاومة R_2 وليس

R_1

إن المرشحات التي يدخل فيها تابع التوتر تكون مستقرة عندما يتم تعويض مضخم عمليات من أجل الريج الواحد بشكل مناسب، ولهذا لا يمكن أن يتجاوز ريج تابع التوتر K الواحدة عند أي تردد.



الشكل 9. مرشح فعال بتغذية خلفية ثنائية

7. مرشحات فعالة بتغذية خلفية متعددة

كانت المرشحات السابقة تستخدم التغذية الخلفية إلى عقدة وحيدة في شبكات الدخل. ثمة نوع هام من المرشحات، كثير الشبوع يستخدم التغذية الخلفية إلى أكثر من عقدة في شبكة الدخل. يطلق على هذه البنية اسم "شبكة التغذية الخلفية المتعددة" وهي تظهر في الشكل 9. فإذا لاحظنا أن $V_o = -KV_3$ فيمكن حل هذه الشبكة بالاعتماد على معادلتين عقديتين (من العقدة). يمكن كتابة المعادلتين العقديتين عند العقدتين 1 و 2 على النحو:

$$0 = V_i Y_1 + V_2 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - V_3 Y_3 - V_o Y_4 \quad (44)$$

$$0 = 0 - V_2 Y_3 + V_3 (Y_3 + Y_5) - V_o Y_5 \quad (45)$$

وقد افترضنا أن ممانعة دخل للمضخم مرتفعة جداً بحيث يكون تيار المضخم مهماً. إذا استبدلنا

$-V_o/K$ بالتوتر V_3 ، في المعادلتين السابقتين تصبحان على النحو:

$$V_i Y_1 = V_2 (Y_1 + Y_2 + Y_4) - V_o \left(\frac{Y_3}{K} + Y_4 \right) \quad (46)$$

$$0 = -V_2 Y_3 + V_o \left(-\frac{Y_3}{K} - \frac{Y_5}{K} - Y_5 \right) \quad (47)$$

وبحل هاتين المعادلتين من أجل V_o نحصل:

$$V_o = \frac{-V_i Y_1 Y_3}{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 + \frac{1}{K} [(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - Y_3^2]} \quad (48)$$

إذا افترضنا أن K كبيراً جداً يصبح الحد $1/K$ صغيراً جداً وبالتالي:

$$\frac{V_o}{V_i} \approx -\frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (49)$$

لما كان $Y = sC$ في حالة المكثفة و $Y = 1/R$ في حالة المقاومة، فيمكن الحصول على ثلاثي حدود من الدرجة الثانية في المقام.

وبالتالي يمكن كتابة معادلة مرشح التمرير المنخفض من الدرجة الثانية على النحو:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (50)$$

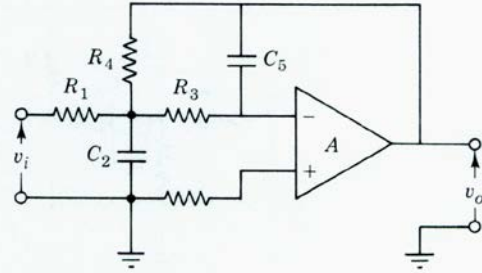
لكي يكون البسط حقيقياً، يجب أن يكون Y_1 و Y_3 كلاهما مقاومتين. ونظراً لأننا نحتاج لثلاثي حدود من الدرجة الثانية في المقام، يجب أن يكون Y_5 مكثفة كما يجب أن يكون Y_2 أو Y_4 مكثفةً. غير أنه للحصول على حد حقيقي من أجل ω_n^2 ، يجب أن يكون Y_4 مقاومة. وبالتالي يجب أن يكون Y_2 المكثفة الثانية. يبين الشكل 10 الشكل الذي تأخذه دائرة التمرير المنخفض.

عندما تدرج وسطاء الدارة في المعادلة 49 يكون لدينا:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G_1 G_3}{sC_5(G_1 + sC_2 + G_3 + G_4) + G_3 G_4} \quad (51)$$

يمكن إعادة كتابة العلاقة بالشكل:

الشكل 10. مرشح تمرير منخفض بتغذية خلفية متعددة



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G_1 G_3 / C_2 C_5}{s^2 + s(G_1 + G_3 + G_4) / C_2 + G_3 G_4 / C_2 C_5} \quad (52)$$

ومن هذه المعادلة:

$$K = \frac{G_1}{G_4} \quad (53)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{C_5}{C_2 G_3 G_4} \right)^{1/2} (G_1 + G_3 + G_4) \quad (54)$$

$$\omega_n = \left(\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5} \right)^{1/2} \quad (55)$$

ميل منحنى استجابة هذا المرشح 40 dB/decade وأما ζ فتحدد خصائص الميل بالقرب ω_n .

يجب أن يكون لمرشح التمرير الحزمي الشكل:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{sK\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (56)$$

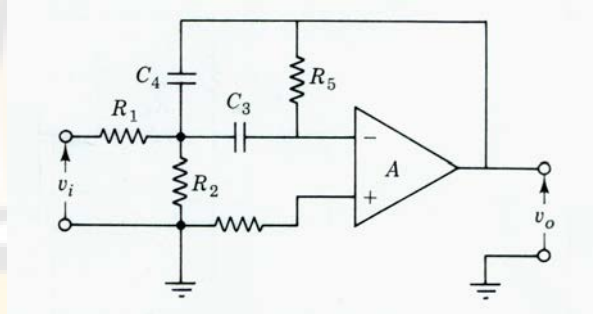
نجعل كلاً Y_1 و Y_2 و Y_5 في هذا المرشح مقاومات. فيكون Y_3 و Y_4 مكثفتين. يبين الشكل 11 مخطط هذا المرشح. وبالتالي تصبح المعادلة 49:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G_1}{R_2 C_2 C_1 s^2 + (R_2 G_1 C_2 + C_2)s + G_1} \quad (57)$$

يمكن إعادة كتابة هذه المعادلة بالشكل:

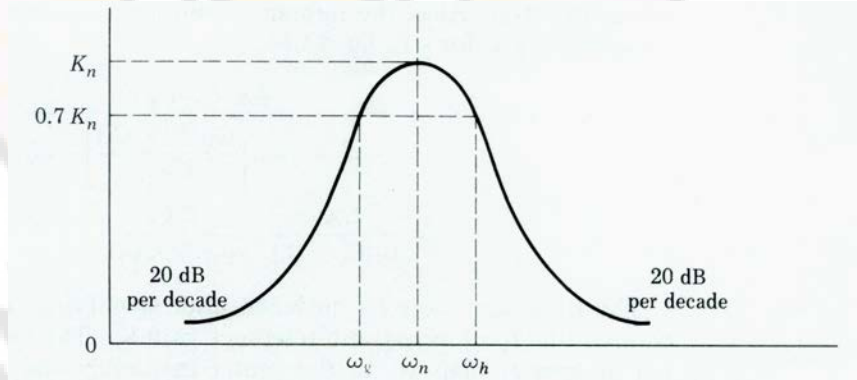
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sG_1 / C_4}{s^2 + sG_5(C_3 + C_4) / C_3 C_4 + G_5(G_1 + G_2) / C_3 C_4} \quad (58)$$

ومنه:



الشكل 11. مرشح تمرير حزمة متعدد التغذية الخلفية

الشكل 12. تابع الاستجابة الترددية لمرشح تمرير حزمة



$$K = G_1 \left[\frac{C_3}{C_4 G_5 (G_1 + G_2)} \right]^{1/2} \quad (59)$$

$$\zeta = \frac{C_3 + C_4}{2} \left[\frac{G_5}{C_3 C_4 (G_1 + G_2)} \right]^{1/2} \quad (60)$$

$$\omega_n = \left[\frac{G_5 (G_1 + G_2)}{C_3 C_4} \right]^{1/2} \quad (61)$$

تتعين خصائص الاستجابة الترددية لمرشح التمرير المنخفض باختيار ζ كما هو مبين في الشكل 7. غير أن ميل منحنى استجابته يساوي 20dB/decade في حالة الترددات البعيدة كثيراً عن حافتي

الحزمة عند أسفل الحزمة المارة وأعلىها على السواء بسبب وجود s في بسط المعادلة 36. يمكن أن يكون الميل أكثر شدة عند حافتي الحزمة، وذلك بحسب ζ . يبين الشكل 12 الاستجابة الترددية لهذا المرشح. وقد تم الحصول على الاستجابة الذروية عند ω_n في حالة ربح التوتر K_n . (يتغير هذا الربح بدلالة ζ ويمكن أن يختلف عن K في المعادلة 56). يمكن البرهان على أن عرض حزمة الاستطاعة النصفية، مقدراً بالراديان / الثانية يساوي:

$$B = \omega_h - \omega_\ell = \frac{\omega_n}{Q} = 2\zeta\omega_n \quad (62)$$

حيث $Q = 1/2$. كما يمكن الحصول على الربح المرجعي K_n باستبدال $j\omega_n$ بـ s في المعادلة 58.

$$K_n = \frac{j\omega_n G_1 / C_4}{-\omega_n^2 + j\omega_n \left[\frac{G_5(C_3 + C_4)}{C_3 C_4} \right] + \omega_n^2} \quad (63)$$

$$= \frac{G_1 C_3}{G_5(C_3 + C_4)} = \frac{R_5 C_3}{R_1(C_3 + C_4)}$$

والآن يمكن تصميم المرشح بعد تحديد قيم ω_n وعرض الحزمة $(2\zeta\omega_n)$ مقدراً بالوحدة rps ، والربح المرجعي K_n . يجب أن لاتزيد قيمة هذا الأخير أكبر على 10، وإلاّ يمكن أن يتأثر كل من التردد وعرض الحزمة كثيراً بتغيرات قيم الوسطاء ودرجة الحرارة. ونظراً لوجود خمسة مكونات للمرشح وثلاثة وسطاء محددة فيجب اختيار مكونين على أساس اعتبارات أخرى. ولما كانت R_1 تحدد ممانعة الدخل الصغرى، فإننا نختار لها قيمة تؤمن حمولة مناسبة لمنبع الإشارة. تتبسط معادلات تصميم المرشح إذا جعلنا $C_4 = C_3 = C$ ، ومنه باستخدام المعادلة 63 يمكن تعيين R_5 من خلال قيمة الربح المرجعي التي يرغب بها.

$$K_n = \frac{R_5}{2R_1} \quad (64)$$

لا حظ أنه يمكن استخدام R_5 للتحكم بالربح. كما يمكن تعيين G_2 ومن ثم R_2 من المعادلة 60.

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{R_5(G_1 + G_2)}} \quad (65)$$

أخيراً يمكن تعيين C من المعادلة 61:

$$C = \frac{\sqrt{G_5(G_1 + G_2)}}{\omega_n} \quad (66)$$

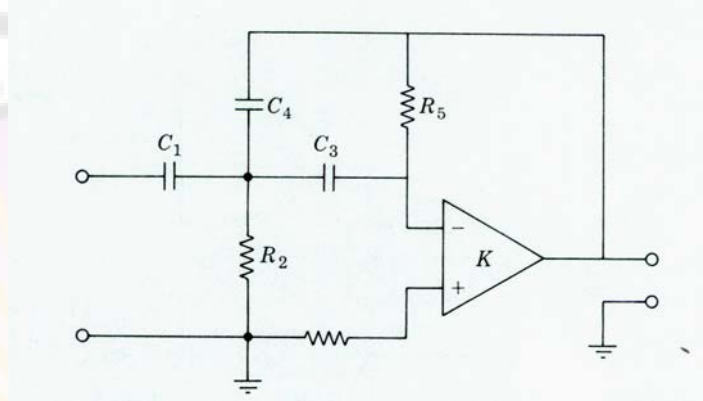
يجب أن يكون عرض حزمة المضخم في هذا المرشح، كما هو الحال في المرشحات الأخرى، كبيراً بالنسبة إلى ω_n ، كما يجب على ربح مضخم عمليات وحلقته مفتوحة أن يكون بالنسبة K_n . ولقد أخذت هذه الافتراضات في الحسبان لدى اشتقاق المعادلات. يجب على ربح مضخم العمليات

وحلقته مفتوحة وقد تم تعويضها أن يساوي 10 على الأقل عند أعلى تردد مهم، وربما يكون $100\omega_n$. يكون التصميم، خلافاً لذلك غير دقيق ويمكن أن يكون غير مستقر. وعندما تكون ثمة حاجة للحزم العريضة تأخذ المعادلة الشكل الوارد في المثال 1.

إن لمعادلة مرشح التمرير العالي المتعدد التغذية الخلفية من الدرجة الثانية الشكل التالي.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{s^2 K}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (67)$$

الشكل 13. مرشح تمرير عالي متعدد التغذية الخلفية



يجب أن يكون Y_1 و Y_3 كلاهما في هذا المرشح مكثفتين. كما يجب أن يكون Y_5 و Y_2 كلاهما مقاومتين للحصول على حد حقيقي في المقام، وبالتالي يجب أن يكون Y_4 مكثفة للحصول على متعدد حدود من الدرجة الثانية في المقام، يبين الشكل 13 مخطط مرشح التمرير العالي المتعدد التغذية الخلفية. تصبح المعادلة 49 وفقاً لهذا المخطط:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 C_1 C_3}{G_5(sC_1 + G_2 + sC_3 + sC_4) + s^2 C_3 C_4} \quad (68)$$

يمكن إعادة كتابة هذه المعادلة على النحو:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 C_1 / C_4}{s^2 + sG_5(C_1 + C_3 + C_4) / C_3 C_4 + G_5 G_2 / C_3 C_4} \quad (69)$$

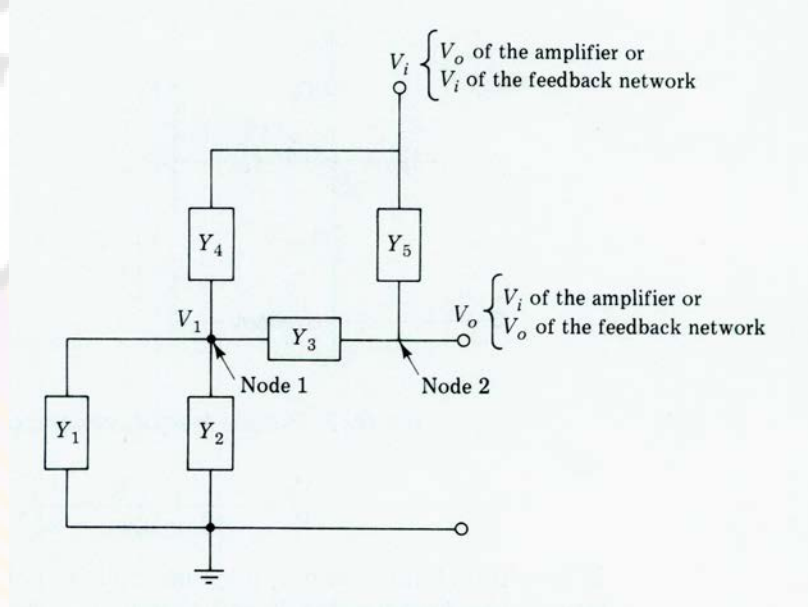
ومن هذه المعادلة :

$$K = \frac{C_1}{C_4} \quad (70)$$

$$\zeta = \frac{C_1 + C_3 + C_4}{4} \left(\frac{R_2}{R_5 C_3 C_4} \right)^{1/2} \quad (71)$$

$$\omega_n = \left(\frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4} \right)^{1/2} \quad (72)$$

لاختبار هذه الشبكات المتعددة التغذية الخلفية يجب أن تكون قيمة عامل التغذية الخلفية F معلومة. يمكن إيجاد هذه القيمة من الشكل 14. وقد افترض بأن ممانعة منبع الإشارة مهملة. فإذا لم تكن كذلك فيجب تضمينها في Y_1 . تكتب المعادلتين العقديتين (من العقدة) في هذه الشبكة على النحو:



الشكل 14. مخطط إيجاد عامل التغذية الخلفية في الشكل 9

$$0 = -V_i Y_4 + V_1 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - V_o Y_3 \quad (73)$$

$$0 = -V_i Y_5 - V_1 Y_3 + V_o (Y_3 + Y_5) \quad (74)$$

أو

$$V_i Y_4 = V_1 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) - V_o Y_3 \quad (75)$$

$$V_i Y_5 = -V_1 Y_3 + V_o (Y_3 + Y_5) \quad (76)$$

وعند حل هاتين المعادلتين من أجل V_o وبالاختصار نحصل على:

$$\frac{1}{F} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}{(Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3^2} \quad (77)$$

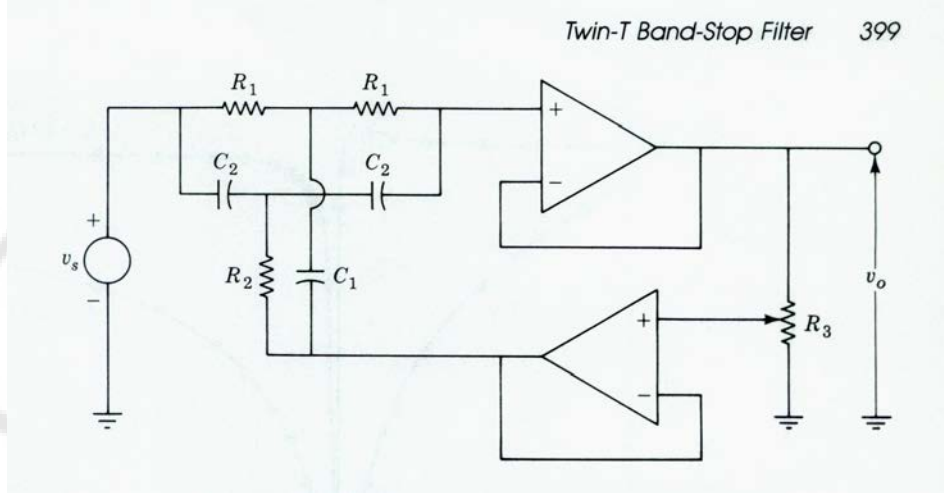
وبمعرفة F يمكن تعيين الاستقرار على نحو ما جاء في الفقرة 3.

8. مرشح حذف الحزمة التوأمية الشكل T-

يطلق على الدارة الأخيرة من الجدول 1 اسم الدارة التوأمية الشكل T - نظراً إلى طريقة توصيلها.

يمكن استخدام هذه الدارة في مخطط التمرير الحزمي، إذا وضعت في شبكة التغذية الخلفية أو كمرشح توقيف حزمي *band-stop filter* إذا وضعت في دخل الدارة على النحو المبين في الشكل 15. وقد أضيف في هذا المرشح الأخير توتر تغذية خلفية موجبة قابل للتعديل من خلال تابع

التوتر إلى المربط المشترك في شبكة المرشح وذلك للتحكم في عرض حزمة هذا الأخير. تؤدي التغذية الخلفية الموجبة، خلافاً للسالبة (العكسية)، إلى تخفيض عرض الحزمة وبالتالي تزيد عامل جودة الدارة Q .

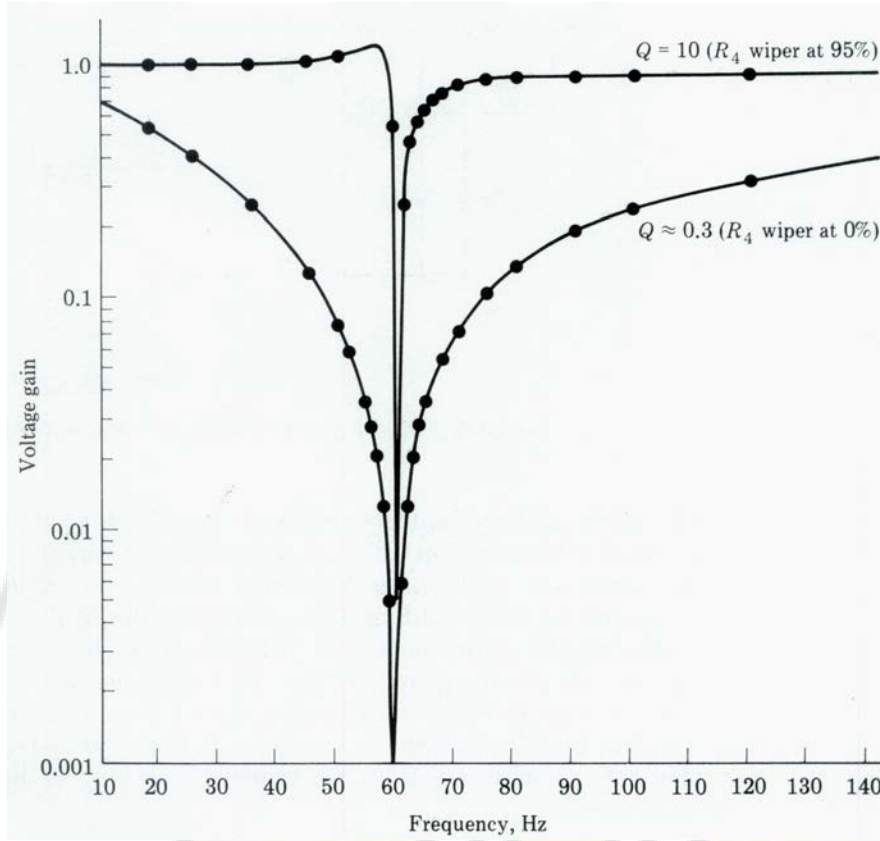


الشكل 15. مرشح حذف حزمة توافمي الشكل - T ، فيه Q قابل للتعديل

ثمة حاجة إلى ممانعة انتقال الشبكة RC بالأحرى وليس إلى قبولية الانتقال الواردة في الجدول 1، لأن دخل تابع التوتر يؤدي دور دائرة مفتوحة وليس دور دائرة قصيرة. إن اشتقاق تابع الانتقال طويل وشاق نظراً لأن العناصر RC الثلاثة تولد تابع انتقال من الدرجة الثالثة، وكما يظهر من الجدول 1.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 R_2 C_1 C_2}} \quad (78)$$

وهنا تحدد R_1 أيضاً مقاومة دخل المرشح الصغرى، ولهذا يجب أن تكون كبيرة إلى حد كاف بحيث لا تثقل على منبع الإشارة. كانت مقاومة المنبع في المرشحات السابقة، تتأثر بالمقاومة R_1 ، ولكن نظراً لوجود مقاومتين R_1 ، فيجب وصل المكثفتين C_2 على التوازي مع المقاومتين R_1 وبالتالي لا يمكن تضمين R_s كجزء من R_1 . وبالتالي يجب على R_1 أن تساوي $10R_s$ فما فوق للحفاظ على الاستجابة المرغوبة للدائرة فإذا اختيرت R_2 بحيث يكون $R_2 = R_1/2$ و $C_1 = 2C_2$ ، وبذلك تكون الثوابت الزمنية للعناصر RC الثلاثة متساوية ويكون $\xi = 1.6$ و $Q = 0.3$ عندما يضبط التحكم بالتخميد R_3 من أجل التغذية الخلفية صفر يؤمن هذا الإعداد عرضاً أعظماً للحزمة المتوقفة. وعندما تزداد التغذية الخلفية يتناقص التخامد ويزداد Q إلى يصبح $\xi = 0.05$ و $Q = 10$ عندما يظهر 95% من R_3 بين لامسة المسح والأرضي. يبين الشكل 16 الاستجابة الترددية للمرشح من أجل هاتين الوضعيتين للامسة المسح عندما $\omega_n = 2\pi(60) \text{ rps}$.



الشكل 16.

الاستجابة الترددية

لمرشح التوقيف

الحزمي التوافقي

الشكل T

9. المرشح الفعال الشامل Universal Active Filter

يمكن استخدام دائرة المكامل لبناء مرشح متعدد الأغراض. يبين الشكل 17 مخططاً صندوقياً لهذا المرشح. يحوي كل صندوق تابع الانتقال لذلك الجزء من الدارة. وبالتالي تمثل بنيتنا المكاملين (الشكل 14)، بالصندوقين اللذين يحويان الحدين $(-\omega/s)$.

يمكن من الشكل 17، كتابة العلاقتين:

$$V_3 = -\frac{\omega_2}{s} V_2 = \frac{\omega_1 \omega_2}{s^2} V_1 \quad (79)$$

$$V_2 = -\frac{\omega_1}{s} V_1 \quad (80)$$

وكذلك

$$V_1 = V_i + K_2 V_2 - K_1 V_2 \quad (81)$$

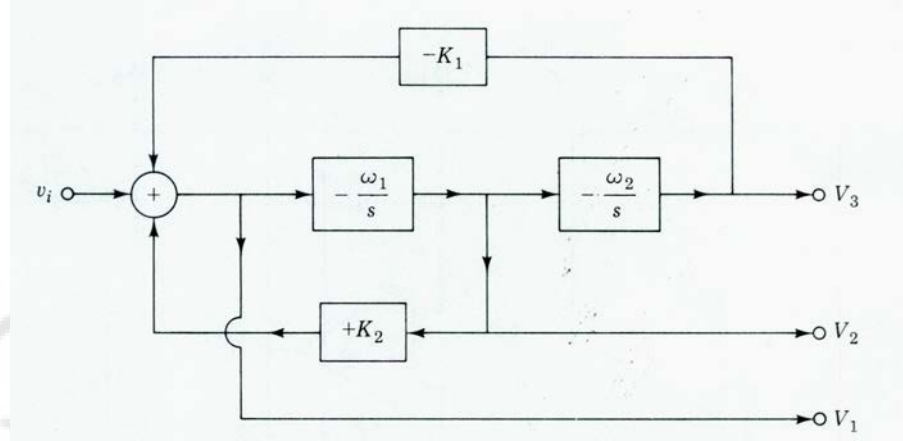
ومن المعادلتين 79 و 80

$$V_1 = V_i - \frac{K_2 \omega_1}{s} V_1 - \frac{K_1 \omega_1 \omega_2}{s^2} V_1 \quad (82)$$

يمكن ترتيب هذه المعادلة بالشكل:

$$V_1 + \frac{K_2 \omega_1}{s} V_1 + \frac{K_1 \omega_1 \omega_2}{s^2} V_1 = V_i \quad (83)$$

الشكل 17.
مخطط صندوقي
للمرشف الفعال
الشامل



و

$$V_1 \left(\frac{s^2 + sK_2\omega_1 + K_1\omega_1\omega_2}{s^2} \right) = V_i \quad (84)$$

أخيراً

$$\frac{V_1}{V_i} = \frac{s^2}{s^2 + sK_2\omega_1 + K_1\omega_1\omega_2} \quad (85)$$

وبالتالي فإن V_1 تمثل مرتبط الخرج لمرشف تمرير عالٍ من الدرجة الثانية. إن قيمة V_2 من المعادلة 80 تساوي $(\omega_1/s)V_1$ - ولدى تطبيق هذه العلاقة في المعادلة 85 نحصل.

$$\frac{V_2}{V_i} = \frac{s\omega_1}{s^2 + sK_2\omega_1 + K_1\omega_1\omega_2} \quad (86)$$

وبالتالي فإن V_2 تمثل مرتبط خرج مرشف تمرير حزمي من الدرجة الثانية. أخيراً نجد من المعادلة 79 نجد أن قيمة V_3 تساوي $(\omega_2/s)V_2$ - ومن ثم يمكن تحويل المعادلة 86 إلى الشكل:

$$\frac{V_3}{V_i} = \frac{\omega_1\omega_2}{s^2 + sK_2\omega_1 + K_1\omega_1\omega_2} \quad (87)$$

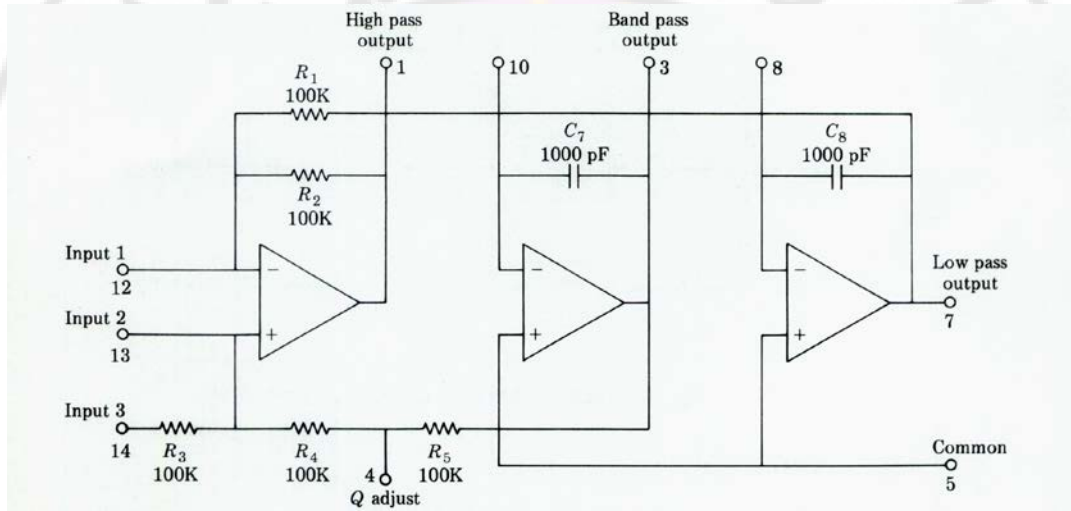
وهكذا فإن V_3 يمثل مرتبط خرج في مرشف تمرير منخفض من الدرجة الثانية.

إن حقيقة إمكانية استخدام دائرة وحيدة لمثل هذا المجال من المرشحات يمكن أن تؤدي إلى جعل المكونات عيارية. من المعروف أن *Burr-Brown* تنتج مثلاً عدة نماذج من المرشحات الفعالة الشاملة. تحوي كل وحدة *module* منها ثلاثة مضخمات عمليات توصل فيما بينها على النحو المبين في الشكل 18. وبإضافة مقاومات خارجية إلى الدارة السابقة على النحو المبين في

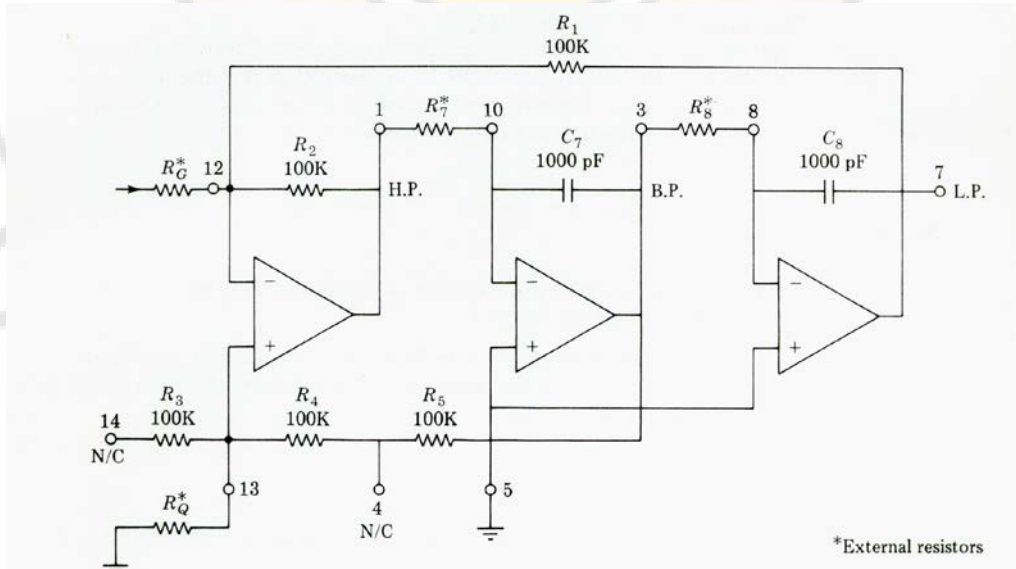
الشكل 19، يصبح لهذه الأخيرة المخطط المبين في الشكل 17. إن قيمتي R_8 (خارجية) و C_8 تعيينان ω_2 . وأما قيمتا R_7 (خارجية) و C_7 فتعطين ω_1 . من شأن المقاومتين R_1 و R_2 أن تجعل K_1 يساوي الواحد. يمكن الحصول على أرباح أخرى بوضع مقاومتين على التوازي مع R_1 و R_2 . يؤدي مضخم العمليات الأول دور وصلة جمع *summing junction*. إن حقيقة كون R_1 تلقيم

مدخل مضخم العمليات العاكس تجعل إشارة K_1 سالبة. أما الكمون V_1 على الشكل 17 فيظهر عند المربط 1 من الشكل 19.

إن نسبة R_G (خارجية) و R_2 تعين القيمة المنتجة للتوتر V_i المطبقة على المرشح. أما R_2 و R_G فتعينان طبعاً ربح دخل مضخم العمليات، كما يرى من المربط غير العاكسة. غير أنه يمكن أيضاً تعديل (ضبط) K_2 بنسبة $(R_4 + R_6)$ (خارجية). ولما كانت R_4 تغذي المربط غير العاكس للمضخم الجامع، تكون إشارة K_2 موجبة. يظهر الكمون V_2 في الشكل 17 عند المربط 3 من الشكل 19، في حين يظهر الكمون V_3 من الشكل 17 عند المربط 7 من الشكل 19.



الشكل 18. دائرة UAF31 و UAF21/25 و UAF=11/15



الشكل 19. المرشح الفعال عملياً

ثمة ملاحظات تطبيقية تؤمن بنيات وتوصيفات إضافية. تعطى المعادلات التالية في حالة الدارة

$$\omega_n < 2\pi \times 5 \times 10^3 \text{ rad/s} \text{، و في الشكل 19،}$$

$$K_{BP}(2R_C 10^{-5} + 1) > 1$$

حيث K_{BP} هي K في المعادلة 56 في مرشح الحزمة

$$R_7 = R_8 = 10^9 / \omega_n$$

$$QK_{LP} = QK_{HP} = K_{BP}$$

$$R_G = 10^5 Q / K_{BP}$$

$$R_Q = 2 \times 10^5 / (2K_{BP}R_G 10^{-5} + K_{BP} - 1)$$

إن قيمة Q تساوي $1/(2\xi)$

تلي المرشحات الموصوفة في هذا الفصل معظم متطلبات الترشيح الحديثة على الرغم من توافر الكثير من البنيات الأخرى. وإن حقيقة تعيين ترددات القطع والتجاوب في المرشحات من خلال تركيبات RC تسمح لهذه المرشحات باستخدام مقاومات متغيرة لأغراض التوليف.

الفصل الحادي عشر

مضخمات الاستطاعة

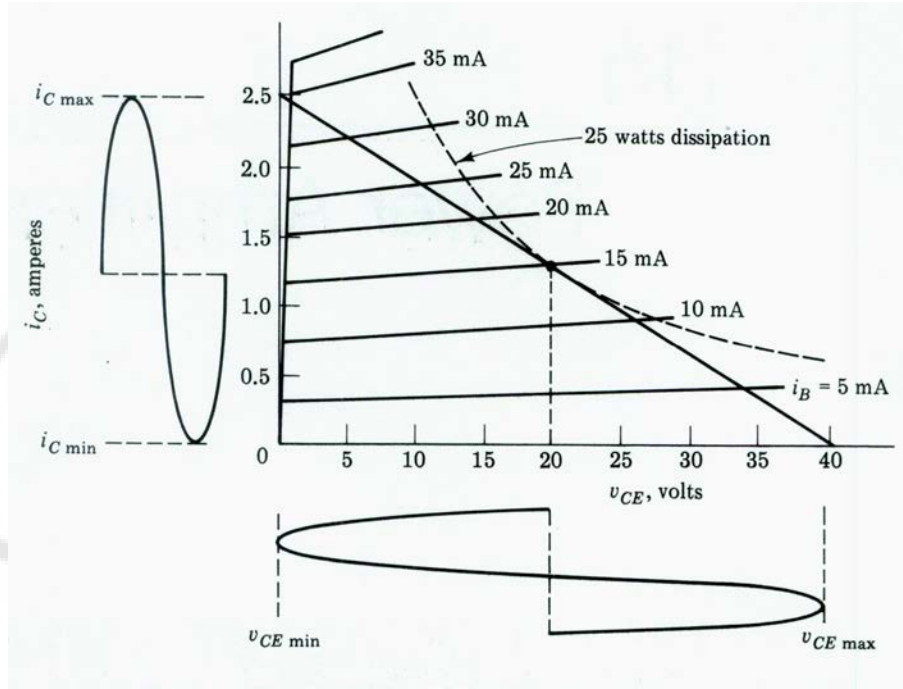
يتكون المضخم النموذجي من عدة مراحل تضخيم. تتكون معظم مراحل التضخيم هذه من مكونات صغيرة الإشارة منخفضة الاستطاعة. يكون مردود هذه المراحل غير كبير ويكون تشوه الإشارة فيها مهماً، وتتنبأ داراتها المكافئة بدقة عن سلوكها. غير أنه يتطلب الأمر عادة من مرحلة التضخيم الأخيرة (وفي بعض الحالات مرحلة سواقة أخرى) أن تزود حملتها بإشارة استطاعتها كبيرة. تتضمن الحمولات النموذجية مكبرات الصوت والهوائيات، وأدوات تحديد المواقع... الخ. تشيع تسمية هذه المضخمات بمضخمات الاستطاعة. ومردود هذه المضخمات كبير نظراً للارتفاع النسبي لمستوى استطاعتها. ويزداد تشوه الإشارة فيها نتيجة لتغير وسطاء المضخم بشكل كبير خلال الدور الواحد. الأمر الذي يجعل حلول الدارات المكافئة تقريبية، وتزداد أهمية الطرائق البيانية. وتنشأ فيها مشكلة التبديد الحراري. ندرس في هذا الفصل المشاكل التي تخص مضخمات الاستطاعة أي تشوه الإشارة كما ندرس مردودها وتوصيلاتها الدفعية الجذبية والنقل الحراري.

1. استطاعة خرج المضخم ومردوده

ندرس في بادئ الأمر طريقة تعيين استطاعة خرج المضخم ومردوده $Efficiency$. سوف نعمل هبوط التوتر وضيق الاستطاعة في مقاومات استقرار دائرة الباعث. يمكن تضمين هذا الضيق من خلال زيادة V_{CC} لتعويض الهبوط IR في V_E ومن ثم استخدام V_{CC} الأعلى في حساب الاستطاعة التي يسوقها منبع التغذية.

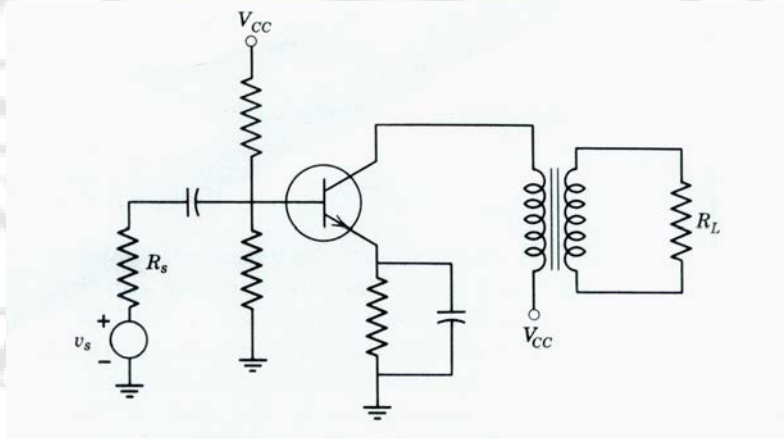
يبين الشكل 1 كيفية تعيين استطاعة خرج مضخم ومردوده من المنحنيات المميزة للمجمع. تعتبر الاستطاعة العظمى للجهاز ذات أهمية بالغة ويتم الحصول على هذه الاستطاعة في الحالة التي يقع فيها استقطاب مجمع الترانزستور في منتصف الطريق بين تيار الإشباع والتوقف، أي أن الاستطاعة العظمى لخرج سعة الإشارة بحيث تجعله يراوح بين حالتي الإشباع والتوقف، أي أن الاستطاعة العظمى لخرج مضخم تقابل تأرجحاً أعظمياً متناظراً لكمون استقطاب مجمعه. إن الاستطاعة العظمى لخرج المضخم تساوي، في حالة منبع للإشارة الجيبية، $V_c I_c$ حيث V_c و I_c هما توتر المجمع وتياره المنتجان (rms) والليذان يمكن الحصول عليهما بتقسيم قيمتي التوتر والتيار من الذروة إلى الذروة على العدد 2 ثم على $\sqrt{2}$ ، وبالتالي:

$$P_o = \frac{(V_{CE \max} - V_{CE \min})(i_{C \max} - i_{C \min})}{8} \quad (1)$$



الشكل 1. العلاقات بين التيار والتوتر والاستطاعة في مضخم

لاحظ عدم تماثل نصفي الدورة المتناوبين في إشارة الخرج، وفقاً للشكل 1، وبالتالي فهما ينطويان على تشوه توافقي مالم تتباعد المنحنيات المميزة بفواصل متساوية. يمكن الحصول على قيمة ذروة المركبة الأساسية لتيار الإشارة أو توتر الإشارة في الخرج من $(i_{\max} - i_{\min})/2$ أو من $(V_{\max} - V_{\min})/2$ على الترتيب.



الشكل 2. مضخم استطاعة مرتبط بمحول

يمكن لمضخم الشكل 1 أن يزود الحمل باستطاعة الإشارة نفسها، بنصف استطاعة منبع التغذية إذا كانت الحمل ترتبط بمحول، كما هو مبين في الشكل 2، وليس بدارة RC. يتحسن المردود لأنه يتم تجنب ضياع الاستطاعة dc في الحمل. إذا كانت المقاومة الأومية في أولية المحول مهمة يكون

خط الحمولة dc شاقولياً تقريباً. تمتد الإشارة ac إلى أعلى من V_{CC} ، كما تنخفض إلى أسفل V_{CC} . وبالتالي تمثل V_{CC} القيمة المتوسطة لـ V_{CE} يوضح المثال التالي التباين بين المضخم وفيه R_L في دائرة الجمع والمضخم المرتبط بالمحول.

مثال 1. يبين الشكل 1 المنحنيات المميزة لجمع مضخم حويلته 16Ω . نعين فيما يلي مردود دائرة الجمع إذا كانت R_L موصولة بين الجمع و V_{CC} ، ثم نقارن قيمة هذا المردود بها في حالة المضخم المرتبط بالمحول (الشكل 2) والذي يعمل وفق خط الحمل نفسه.

إن استطاعة الإشارة، بحسب المعادلة 1، تساوي:

$$P_o = (40 - 1)(2.45 - 0)/8 = 11.9W$$

وإن دخل استطاعة الجمع في المضخم، بوجود المقاومة في الجمع، يساوي:

$$P_i = V_{CC} I_{Cave} = 40 \times 1.225 = 49W$$

وبالتالي يكون مردود الجمع:

$$\eta_c = (P_o / P_i)100 = (11.9 / 49)100 = 24\%$$

ولدى دراسة المضخم المرتبط بالمحول (الشكل 2) يزداد V_{CE} إلى أعلى من V_{CC} ويقل إلى أخفض من V_{CC} . في هذه الحالة يكون:

$$V_{CC} = (V_{CE \max} + V_{CE \min}) / 2 = (40 + 1) / 2 = 20.5$$

وتساوي استطاعة الخرج ac ، القيمة نفسها التي حصلنا عليها أعلاه. غير أن استطاعة الدخل يساوي في هذه الحالة:

$$P_i = V_{CC} I_{Cave} = 20.5 \times 1.225 = 25.1W$$

ويكون مردود دائرة الجمع في هذه الحالة.

$$\eta_c = (11.9 / 25.1) = 47.4\%$$

أي أنه أكبر بمرتين عملياً.

تزداد استطاعة الخرج ومن ثم المردود إذا أمكن جعل كمون الجمع v_{CE} مساوياً للصفر في أحد نصفي الدورة وجعل تيار الجمع i_C مساوياً للصفر في نصف الدورة التالية. ومنه باستخدام الشكل 1 والمعادلة 1:

$$P_{o \max} = \frac{2V_{CC} 2I_{Bq}}{8} = \frac{V_{CC} I_{Cq}}{2} \quad (2)$$

وبالتالي يساوي المردود الأعظمي:

$$\max \text{eff} = \frac{(V_{CC} I_{Cq}) / 2}{V_{CC} I_{Cq}} \times 100 = 50\% \quad (3)$$

وهو المردود النظري الأعظمي لمضخم وفق النظام A دخله جيبي. يمكن للمردود أن يقترب من 100% إذا كانت إشارة الدخل تريعية. يعرف مضخم النظام A بأنه المضخم الذي يسري فيه تيار الجمع في أثناء كامل الدورة. ولم ندرس حتى الآن إلا مضخمات النظام A فيما عدا مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين الذي ورد في الفصل السادس.

إن مضخم النظام A غير فعال نظراً للارتفاع النسبي لتيار النقطة السكونية q الذي يسري فيه طوال الوقت. حيث يجب على هذا التيار أن يساوي تيار ذروة الإشارة، ويتوقف تيار الجمع من ناحية أخرى خلال جزء من دورة الإشارة التي تتشوه بشكل كبير. لاحظ بأن استطاعة دخل الجمع الوسطية في مضخم النظام A ثابتة عملياً. غير أن استطاعة إشارة الخرج تزداد مع مستوى الإشارة. وإن الاستطاعة المتبددة في الجمع تساوي حاصل طرح استطاعة دخل الجمع واستطاعة إشارة الخرج. وبالتالي تتناقص الاستطاعة المتبددة في الجمع ويزداد مردود الأخير مع تزايد مستوى الإشارة.

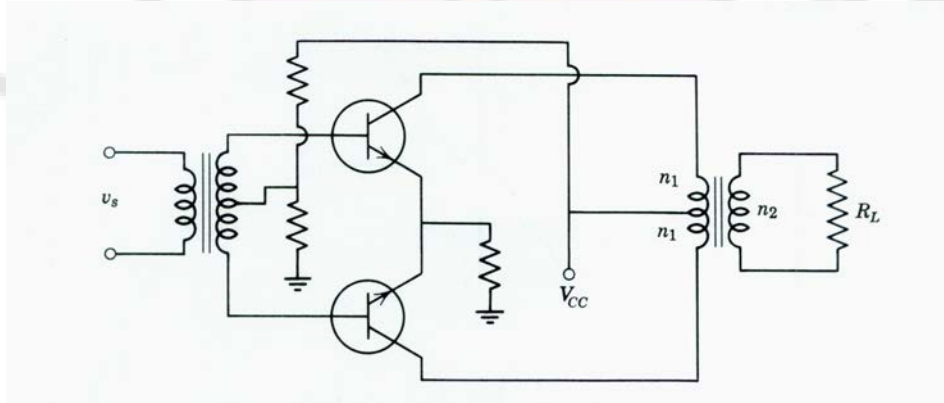
2. المضخمات الدفعية الجذبية

يمكن بناء مضخم عالي المردود باستخدام ترانزستورين وفق ترتيب يطلق عليه اسم المضخم الدفعي - الجذبي $Push-Pull$ المبين في الشكل 3. إن هذا المضخم يشبه المضخم المتوازن (الأحادي القطبية) الذي درس في الفصل السادس، فيما عدا استخدام الربط بالمحول لتأمين إشارتين متماثلتين بالمطال ومتعاكستين في الطور وتطبقان على قاعدتي الترانزستورين. يستخدم الربط بالمحول كذلك للجمع بين خرجي الترانزستورين المتوازنين في حمولة وحيدة R_L . يمكن تشغيل المضخم الدفعي - الجذبي وفق النظام A ، ويوفر نحو ضعف استطاعة الخرج التي يمكن الحصول عليها من ترانزستور وحيد ضمن الشروط نفسها. تتضاعف طبعاً استطاعة دخل المضخم الكلية، أيضاً (مرحلتا تضخيم) وبذلك يظل مردود الجمع نفسه. ينخفض التشوه الخطي في الوصل الدفعي - الجذبي بفضل طريقة التوصيل المتناظري. ينضم نصف الدورة الموجب لأحد الترانزستورين إلى نصف الدورة السالب للترانزستور الآخر لتأمين خرج تتعاقب فيه أنصاف الدورات على النحو المبين في الشكل 4.

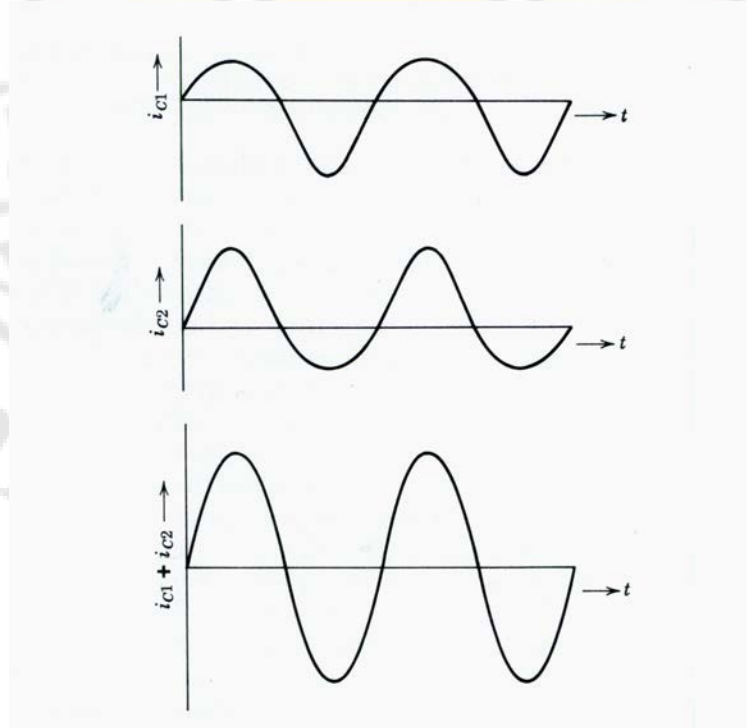
إن الميزة الرئيسية للمضخم الدفعي - الجذبي تنتج من حقيقة أن تيار النقطة السكونية q في الترانزستورين كل على حدة يمكن أن ينخفضا بشدة وبالتالي يزداد المردود بشكل ملحوظ. يمكن في الحقيقة جعل كل ترانزستور يستقطب قريباً جداً من حالة السطم (التوقف) وبالتالي يمنح كل ترانزستور استطاعة للحمولة في أثناء أحد نصفي دورة الإشارة فقط. حيث يسري تيار الجمع

نصف الوقت في أحد الترانزستورين والنصف الآخر في الترانزستور الآخر. يطلق على هذا النوع من التشغيل اسم النظام B.

يتشوه خرج الترانزستورين عندما يستقطبان بالقرب من حالة الانسجام (التوقف) تحديداً، نظراً لشدة انخفاض h_{fe} في حال كون تيار المجمع صغيراً جداً. يطلق على هذا النوع من التشوه اسم التشوه العرضي *Crossover distortion*، الذي يظهر في الشكل 5a. ويبدو أن مميز انتقال أحد الترانزستورين يمثل مقلوب مميز انتقال الترانزستور الآخر ويعاكسه، وبذلك يمثل مجموع هذين المنحنيين، منحنى الانتقال الكلي للمضخم الدفعي - الجذبي. يحدث معظم الالخطية في منحنى الانتقال الكلي عند قيم التيار i_C الصغيرة، كما هو مبين.



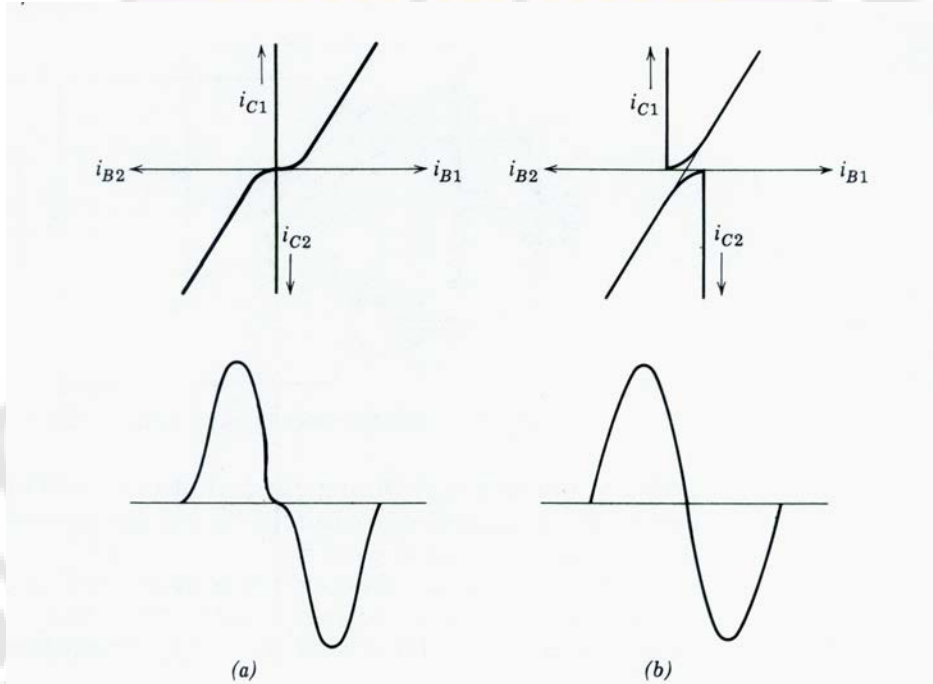
الشكل 3. مضخم دفعي - جذبي مرتبط بمحول



الشكل 4. إيضاح التخلص من المدروجات الزوجية في خرج مضخم دفعي - جذبي تناظري

متوازن

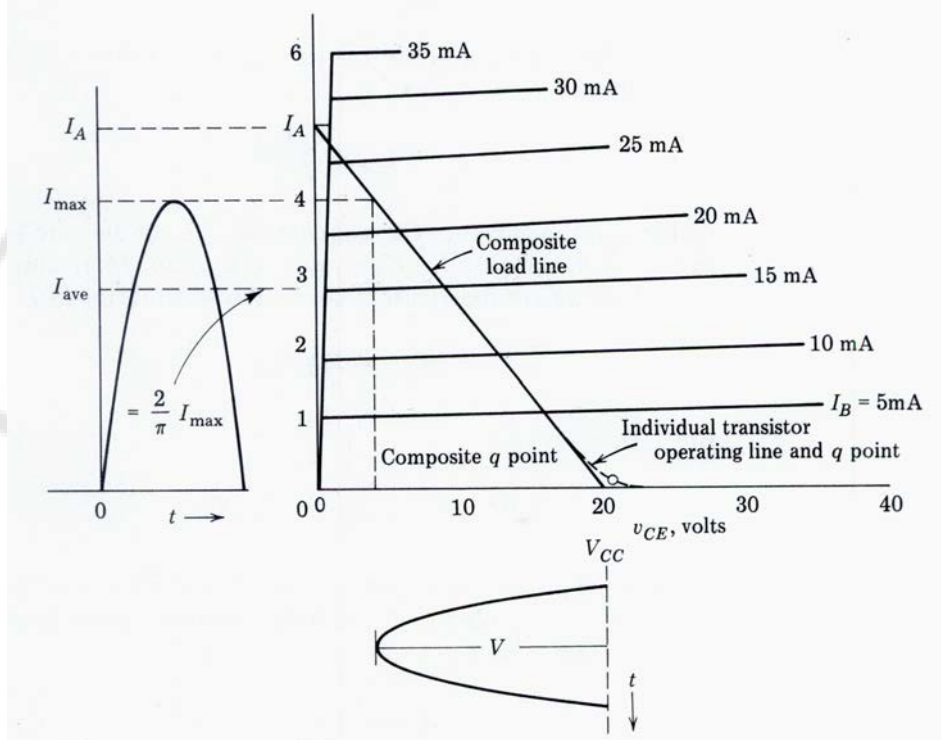
يمكن التخلص من التشوه العرضاني بإمرار تيار استقطاب أمامي صغير على النحو المبين في الشكل 5b. يمكن تعيين القيمة الصغرى لهذا الاستقطاب من خلال تمديد الأجزاء المستقيمة من منحنى الانتقال لأحد الترانزستورين إلى أن يقطع ممدده المحور $i_C = 0$. يطلق على قيمة i_B عند التقاطع اسم "استقطاب السطم المطلوب" *Projected cutoff bias*. فإذا تم قلب وعكس منحنى انتقال الترانزستور الآخر، وجعل منحنى الانتقال المطلوبين ينطبقان عند قيمة i_B الموافقة لاستقطاب السطم المطلوب يكون منحنى الانتقال الكلي مستقيماً عملياً ولا يحدث إلا تشوه ضئيل. ولما كان التدفق المغنطيسي في محول الخرج والذي ينجم عن مركبي تيارى المجمعين يسعى للتلاشي فإن التدفق الصافي والفعال في توليد الكمون في ثانوية المحول يتناسب طردياً مع الفارق بين تيارى المجمعين الفرديين. وبالتالي فإن مميز الانتقال الكلي أو المركب هو الفارق في كل نقطة بين مميزي الانتقال الفرديين.



الشكل 5. إيضاح التشوه العرضاني الناجم عن استقطاب السطم (التوقف) وتخفيض التشوه باستخدام استقطاب السطم المطلوب (a) التشوه العرضاني (b) استقطاب السطم المطلوب.

يمكن رسم مجموعة من مميزات الجمع المركبة (أو الكلية) بقلب إحدى المجموعتين وعكسها لدى مقارنتها بالأخرى ثم محاذاة نقاط التشغيل السكونية الفردية شاقولياً. غير أن النصف السفلي لمثل هذه المجموعة المركبة يضم المعلومات نفسها في حالة النصف العلوي وبالتالي ليس ثمة حاجة إلا للنصف العلوي، كما هو مبين في الشكل 6. يمر خط الحمل المركب (الكلي) من خلال النقطة السكونية المركبة والتي تقع عند $i_C = 0$ و $v_{CE} = V_{CC}$. إن تشغيل الترانزستور الفردي يتبع خط الحمل

المركب فيما عدا الزمن الذي يكون فيه الترانزستوران كلاهما ناقلين. وبالتالي يمثل تيار المجموع الكلي الفارق بين تيارَي المجمعين الفرديين. ولما كان كل ترانزستور يعمل في أحد نصفي أولية محول الخرج، فإن خط الحمل المركب لا يمثل إلا ممانعة أحد نصفي الأولية والتي تمثل ربع الممانعة الكلية للأولية.



الشكل 6. رسم i_C بدلالة i_B لإيجاد السطم المطلوب

3. خرج الاستطاعة ومردود مضخمات النظام B

يمكن تعيين كل من تيار المجموع الكلي المسموح به والاستطاعة العظمى لخرج مضخم النظام B الدفعي - الجذبي بدلالة الاستطاعة المتبددة في الترانزستور المسموح بها بمساعدة الشكل 6. يفترض بأن الإشارة جيبيه. يمكن التعبير عن الاستطاعة المتبددة الكلية للترانزستور بالشكل:

$$P_d = P_i - P_o \quad (4)$$

حيث P_i دخل استطاعة المجموع من منبع التغذية و P_o استطاعة إشارة الخرج، كما درسنا سابقاً. ولكن بافتراض استقطاب السطم نحصل:

$$P_i = I_{ave} V_{CC} = \frac{2}{\pi} I_{max} V_{CC} \quad (5)$$

$$P_o = \frac{I_{max}^2}{2} R_L \quad (6)$$

وبتعويض المعادلتين 6 و 5 في المعادلة 4 نحصل:

$$P_d = \frac{2}{\pi} I_{max} V_{CC} - \frac{I_{max}^2}{2} R_L \quad (7)$$

نحتاج لإيجاد قيمة $I_{\max}$ الذي يعطي الاستطاعة المتبددة العظمى $P_{d\max}$. يمكن تحقيق ذلك بمفاضلة P_d بالنسبة إلى $I_{\max}$ ومساواة المشتق بالصفر

$$\frac{dP_d}{dI_{\max}} = \frac{2}{\pi} V_{CC} - I_{\max} R_L = 0 \quad (8)$$

وبحل المعادلة 8 من أجل $I_{\max}$ الذي يعطي الاستطاعة المتبددة العظمى:

$$I_{\max} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} = \frac{2}{\pi} I_A \quad (9)$$

حيث I_A نقطة تقاطع خط الحمل (V_{CC}/R_L) مع محور التيار كما هو مبين في الشكل 6. وبتعويض قيمة $I_{\max}$ من المعادلة 9 في المعادلة 7، يمكن إيجاد الاستطاعة المتبددة العظمى بدلالة I_A و V_{CC}

$$P_{d\max} = \frac{2}{\pi^2} I_A V_{CC} - \frac{2}{\pi^2} I_A^2 R_L \quad (10)$$

ولكن $I_A R_L = V_{CC}$ وبالتالي:

$$P_{d\max} = \frac{4}{\pi^2} I_A V_{CC} - \frac{2}{\pi^2} I_A V_{CC} = \frac{2}{\pi^2} I_A V_{CC} \quad (11)$$

غير أن إمكانيات تبديد الاستطاعة في الترانزستورين P_d معروفة عادة أو يمكن الحصول عليها، كما يمكن إيجاد قيمة I_A العظمى المسموحة من المعادلة 11:

$$I_A(\max) = \frac{\pi^2}{2} \frac{P_d}{V_{CC}} \approx \frac{5P_d}{V_{CC}} \quad (12)$$

ندرس في الفقرة 8 طريقة لتعيين P_d . يجب تخفيض التيار I_A الذي يوافق نقطة تقاطع خط الحمل مع محور التيار i_C عندما يزداد تيار المجمع السكوني I_{CQ} إلى أعلى من السط. ثمة بديل تجريبي للمعادلة 12 يأخذ في الحسبان التيار السكوني للترانزستور الفردي:

$$I_A(\max) \approx \frac{5P_d}{V_{CC}} - 3I_{CQ} \quad (13)$$

يمثل P_d هنا التبديد الكلي للترانزستورين نظراً لأن كل ترانزستور لا يبدد إلاّ خلال أحد نصفَي الدورة.

يمكن في هذه الحالة تعيين كل من مقاومة الحمولة الصغرى واستطاعة الخرج العظمى والمردود الأعظمي إذا كان V_{CC} و P_d معلومين. سوف نوضح هذا الحساب بمثال.

مثال 2. نعتبر المضخم الذي يعطي الشكل 6 منحنياته المميزة، كما نعتبر أن $V_{CC} = 20V$. لنعتبر

أن $P_d = 20W$ الكلية للترانزستورين، و $I_{CQ} = 100mA$. باستخدام المعادلة 13 نجد:

$$I_A = 5 - 0.3 = 4.7A$$

والقيمة الصغرى لمقاومة الحمل:

$$R_L = V_{CC} / I_A = 20 / 4.7 = 4.25\Omega$$

واستطاعة الخرج العظمى بفرض أن كمون الإشباع مهمل:

$$P_o = V_{CC} I_A / 2 = 47W$$

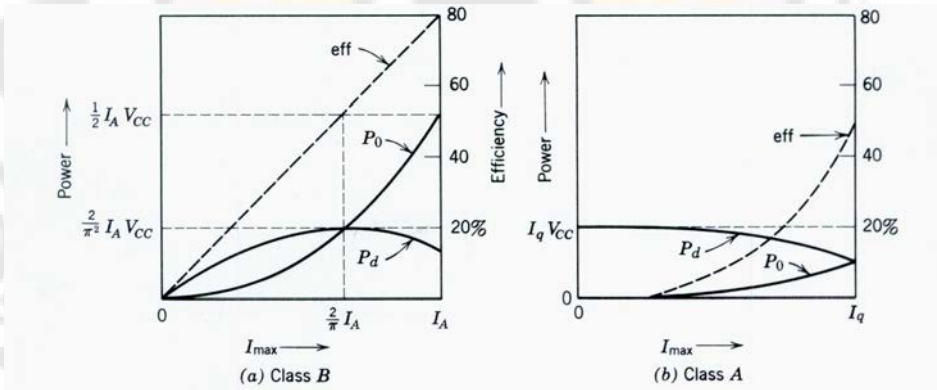
عند هذه القيمة لاستطاعة الخرج، يكون دخل استطاعة المجمع:

$$P_i = I_{ave} V_{CC} = [I_A (2/\pi) + I_{Cq}] V_{CC} = (4.7 \times 0.636 + 0.1) 20 = 62W$$

ومردود دارة المجمع الأعظمي .

$$(47/62)100 = 75\%$$

يبين الشكل 7a كلاً من استطاعة الخرج والاستطاعة المتبددة والمردود المثوي في مضخم النظام B بدلالة اتساع ذروة إشارة الخرج I_{max} . يفترض بأن مضخم النظام B مستقطب عند السطيم. يعطي الشكل 7b كلاً من استطاعة الخرج والاستطاعة المتبددة ومردود مضخم النظام A الدفعي - الجذبي أو الأحادي القطبية بدلالة I_{max} . يتميز المضخمان بأن لهما الإمكانية نفسها في الاستطاعة المتبددة P_{dmax} . لاحظ مقدرة استطاعة الخرج المتزايدة في مضخم النظام B مقارنة بالنظام A. فإذا كانت الاستطاعة المتبددة تساوي 10W مثلاً في أي مضخم، فتقدر الاستطاعة العظمى لخرج مضخم النظام A بنحو 5W، وتكون استطاعة الخرج العظمى لمضخم النظام B 25W، مع إهمال توتر الإشباع. وهذا يعني أنه يمكن لمضخم النظام B أن يوفر استطاعة خرج تقدر بنحو 5 أضعاف ما يوفره مضخم النظام A.

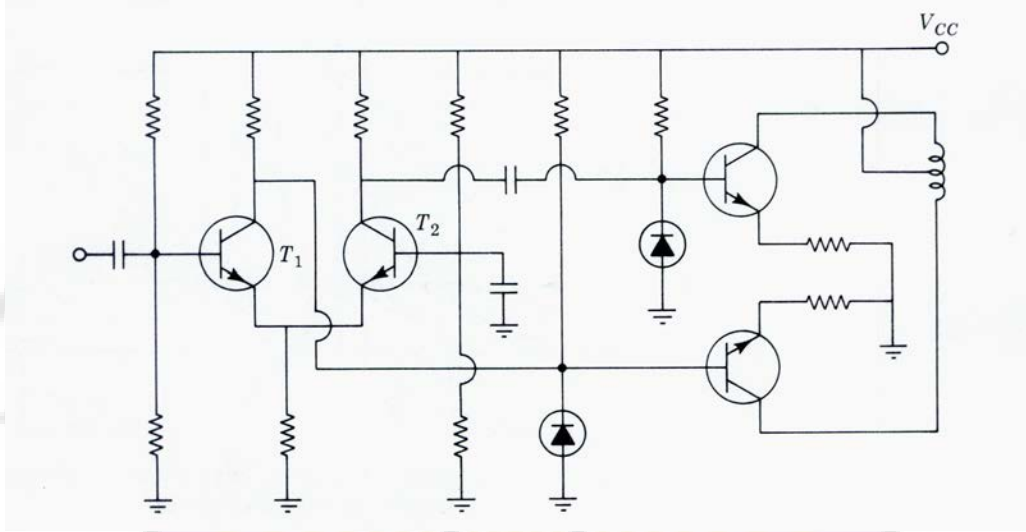


الشكل 7. المنحنيات المميزة لكل من استطاعة الخرج والاستطاعة المتبددة والمردود في مضخمي

النظام A والنظام B

يمكن الحصول على كمون المنبع الم توازن من عاكس inverter، أو شاطر splitter للطور phase، عوضاً عن المحول مع توفير في التكاليف والوزن. يمكن استخدام مضخم تفاضلي كعاكس للطور كما هو مبين في الشكل 8. يؤمن كمونا المجمعين T_1 و T_2 في المضخم التفاضلي الكموني المتعاكسي القطبية اللازمين للمضخم الدفعي - الجذبي. أما الثنائيان في دارتي قاعدتي المضخم

الدفعي - الجذبي فيؤمنان استقطاب السطم المطلوب ويثبتان القاعدتين عند هذا الكمون للاستقطاب. وربما تكون ثمة حاجة لمقاومة صغيرة على التسلسل مع كل ثنائي لضبط الاستقطاب. تثبت وصلتا القاعدة- الباعث بدون الثنائين بكمون الاستقطاب الموافق لذروة توتر إشارة القاعدة.



الشكل 8. المضخم التفاضلي المستخدم كشاطر للطور

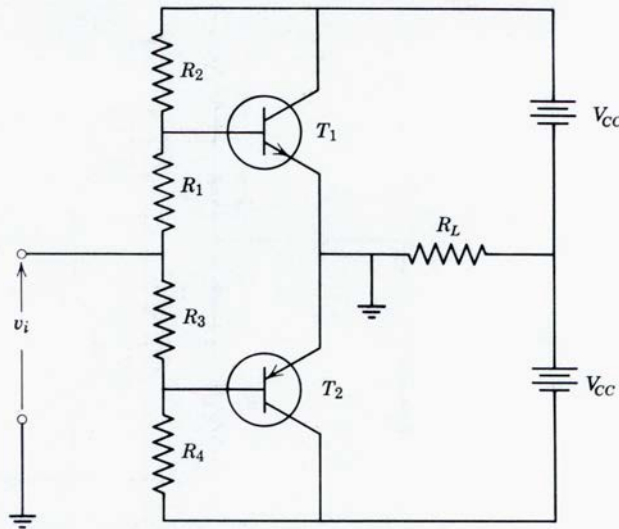
4. مضخمات الاستطاعة باستخدام ترانزستورين متناظرين متتامين

يمكن حذف محوي الدخل والخرج كليهما في مضخم من النوع الدفعي - الجذبي الذي يطلق عليه اسم مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين *Complementary-Symmetry amplifier*، الذي درسناه باختصار في الفصل السادس. يستخدم هذا المضخم، كما هو مبين في الشكل 9، ترانزستورين متماثلين في خصائصهما أحدهما من النوع $n-p-n$ وآخر من النوع $p-n-p$. تؤمن مقاومات الاستقطاب R_1 و R_2 و R_3 و R_4 الاستقطاب الأمامي المرغوب، وعادة استقطاب السطم المطلوب للترانزستورين. عندما تكون إشارة الدخل v_i في نصف الدورة الموجب، تستقطب وصلة الباعث في الترانزستور $n-p-n$ T_1 استقطاباً مباشراً وتستقطب وصلة باعث الترانزستور $p-n-p$ T_2 استقطاباً عكسياً مؤدية إلى مرور تيار مجمع T_1 في مقاومة الحمل R_L من اليسار إلى اليمين وهي العملية التي تؤدي إلى دفع التيار في الحمل. وفي نصف الدورة التالي عندما يكون توتر الدخل سالباً يصبح الترانزستور $p-n-p$ مستقطباً استقطاباً مباشراً في حين يصبح الترانزستور $n-p-n$ مسطوماً وبالتالي يمر تيار مجمع T_2 خلال الحمل R_L من اليمين إلى اليسار وهي العملية التي تؤدي إلى جذب أو سحب التيار من الحمل. عندما ينعدم تيار الإشارة يتساوى تيارا الترانزستورين تقريباً وبالتالي لا يمر عملياً أي تيار مباشر في مقاومة الحمل. لاحظ أن هذا المضخم كأى مضخم دفعي - جذبي آخر يمكن تشغيله وفق النظام A أو عند أي نقطة سكونية تقع بين النظامين A و

B. يطلق على تشغيل المضخم عند نقاط سكونية بين النظام A والنظام B اسم النظام AB. غير أن مضخمات الاستطاعة العالية تشغل عادة في النظام B الموافق للسطم المطلوب نظراً لارتفاع مردود هذا النمط.

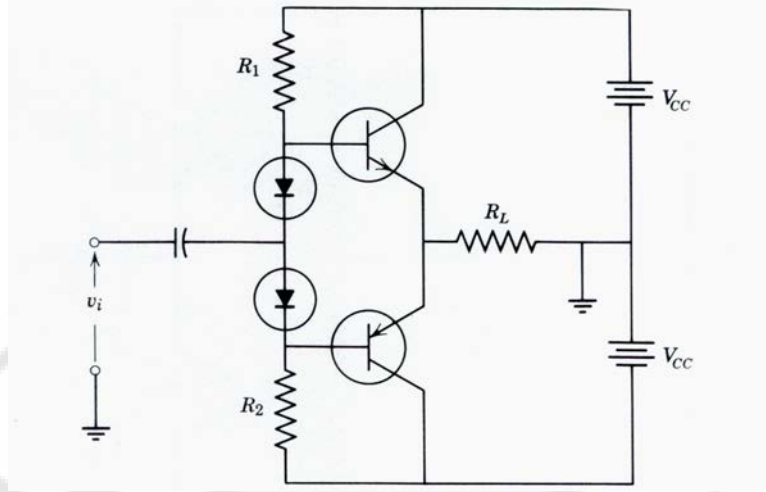
تتميز دائرة الشكل 9 بحد خطير. وهو أن منبع التغذية الذي يمثل ببطاريتين ليس له نقطة أرضي. ولهذا يظهر توتر إشارة الخرج بين منبع التغذية والأرضي، ولن يكون ممكناً استخدام هذا المنبع لمضخمات أخرى في الجملة. كما أن مكثفة القصر بين منبع التغذية والأرضي (الشاسيه chassis) تحدد أيضاً من استجابة المضخم العالية التردد.

يسمح مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين بتوصيل الباعث التابع، كما يتضح من الشكل 10، بتأريض منبع التغذية. غير أن ممانعة دخله عالية مقارنة بتوصيل الباعث المشترك الأمر الذي يتطلب أن يكون توتر دخله v_i أعلى. يتأمن الاستقطاب الأمامي للترانزستورين في الشكل 10 من خلال ثنائيتين مستقطبتين استقطاباً مباشراً. كما أن كلاً من انخفاض المقاومة الديناميكية في هذين الثنائيتين ومعاملهما الحراري السالب يؤمن استقرارية حرارية أفضل للترانزستورين بالنسبة إلى دائرة الشكل 9. يمكن وصل مقاومة صغيرة على التسلسل أو على التوازي مع الثنائيتين لتأمين ضبط النقطة السكونية q - بدقة.



الشكل 9. المضخم الدفعي - الجذبي (مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين)

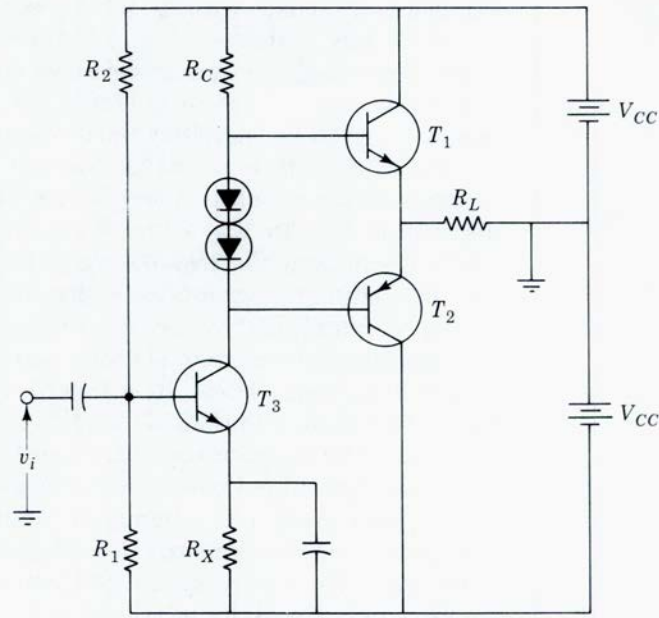
يمكن للترانزستور السواق driver في مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين أن يوصل بالربط المباشر، على النحو المبين في الشكل 11. ندرس فيما يلي تصميم مضخم نموذجي من هذا النوع ليتسنى لنا فهم عمله بشكل أفضل.



الشكل 10. بنية المجمع - المشترك (الباعث التابع) في مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين

مثال 3. نفترض فيما يلي بأن $V_{CC} = 15V$ (ينطبق هذا الأمر على منبعي التغذية في الشكل 11)؛ و $R_L = 100\Omega$. ومن ثم تكون نقطة تقاطع خط الحمل مع محور التيار في حالة T_1 أو T_2 عند $I_A = 15V / 100\Omega = 150mA$. من المعادلة 22 وباعتماد على استقطاب السطم المطلوب فإن شرط تبديد الاستطاعة في الترانزستورين T_1 و T_2 يحقق $I_A V_{CC} / 5 = 450mW$. يتميز الترانزستوران المتناظران المتتامان من السيليسيوم 2N3703 و 2N3705 بمقدرة تيارية وتقديرات لكل من الاستطاعة المتبددة والكمون كافية لهذا التطبيق، ولهذا تستخدم في هذه الترانزستورات $\beta_o \approx 100$ في مجال تيار المجمع من $10mA$ إلى $150mA$. يقدر استقطاب السطم المطلوب بنحو $I_C = 1mA$ و $I_B = 15\mu A$. وبالتالي يجب اختيار ثنائي الاستقطاب الأمامي، وربما مقاومة إضافية أخرى، للحصول على هذه القيم السكونية. يجب أن نتوقع أن يكون هذان الثنائيان من السيليسيوم ومنخفضي التيار ليتلاءما مع المنحني المميز لوصليتي باعثي الترانزستورين.

عندما تكون إشارة الدخول v_i موجبة، يصبح مجمع السواعة T_3 سالباً، وبالتالي ينسطم الترانزستور T_1 في حين يصبح الترانزستور T_2 ناقلاً. يكون لطرف الحمولة من جهة الباعث في هذه الحالة كمون مجمع السواعة نفسه. وعندما يصل الترانزستور T_3 (السواعة) إلى حالة الإشباع، يختلف كمون طرف مقاومة الحمولة من جهة الباعث عن كمون الطرف السالب من V_{CC} الأخفض بمقدار حاصل جمع الهبوط في R_E وكمون إشباع الترانزستور T_3 والكمون V_{BE} في الترانزستور T_2 . وبالتالي يجب أن يكون الكمون $I_E R_E$ في الترانزستور T_3 (السواعة) صغيراً جداً، سوف نستخدم $1V$.



الشكل 11. مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين يرتبط مباشرة بسواعة driver

وعندما تصبح إشارة الدخل سالبة، يصبح مجمع الترانزستور T_3 (السواعة) موجباً وبالتالي T_1 ناقلاً في حين ينسطم الترانزستور T_2 . يقترب كمون مقاومة الحمولة من جهة الباعث في هذه الحالة من كمون الطرف الموجب لـ V_{CC} العلوي. غير أن تيار مجمع T_3 وتيار قاعدة T_1 كليهما يجب أن يسرياً في مقاومة حمولة المجمع R_C . وبالتالي ينسطم الترانزستور T_3 عند ذروة توتر الدخل السالب v_i ، ويجب على تيار قاعدة الترانزستور T_1 الموافق للإشارة العظمى أن يسري في R_C . وهكذا فإن الفارق بين كمون الحمولة الموجب الأعظمي وكمون منبع التغذية الموجب يساوي حاصل جمع كل من $i_{Bmax} R_C$ و V_{BE} (في حالة الترانزستور T_1). ولهذا يجب على التوتر $i_{Bmax} R_C$ أن لا يتجاوز 1volt أو نحوه. نسمح بأن يصل هذا التوتر إلى 1.5V. وعندما يكون $i_{Cmax} = 150mA$ (في حالة الترانزستور T_1) و $\beta_o = 100$ يكون $i_{Bmax} = 1.5mA$ و $R_C = 1.5V / 1.5mA = 1k\Omega$.

يمكن الآن تصميم مرحلة تضخيم سواعة فيها $R_C = 1k\Omega$. إن هبوط التوتر في حمولة السواعة R_C يساوي في الشروط السكونية تقريباً $V_{CC} = 15V$ ، وبالتالي يساوي تيار المجمع عند النقطة السكونية 15mA، أما المقاومة R_E اللازمة من أجل هبوط في التوتر قدره 1V فتساوي $1/0.015 = 67\Omega$. تعمل السواعة كمضخم في النظام A فيه $V_{CC} = 30V$ ، الاستطاعة المتبددة العظمى فيه $P_d = 15V(15mA) = 225mW$. يتميز الترانزستور 2N3704، والذي يماثل 2N3705 فيما عدا أن $\beta_o \approx 200$ فيه، بمجالات توتر واستطاعات متبددة كافية لهذا التطبيق. يمكن تعيين

مقاومتي الاستقطاب R_1 و R_2 بالتقنية التي درسناها في الفصل الثالث. سوف نفترض بأن عامل الاستقرارية التيارية 25 كاف في حالة هذا الترانزستور. ومنه:

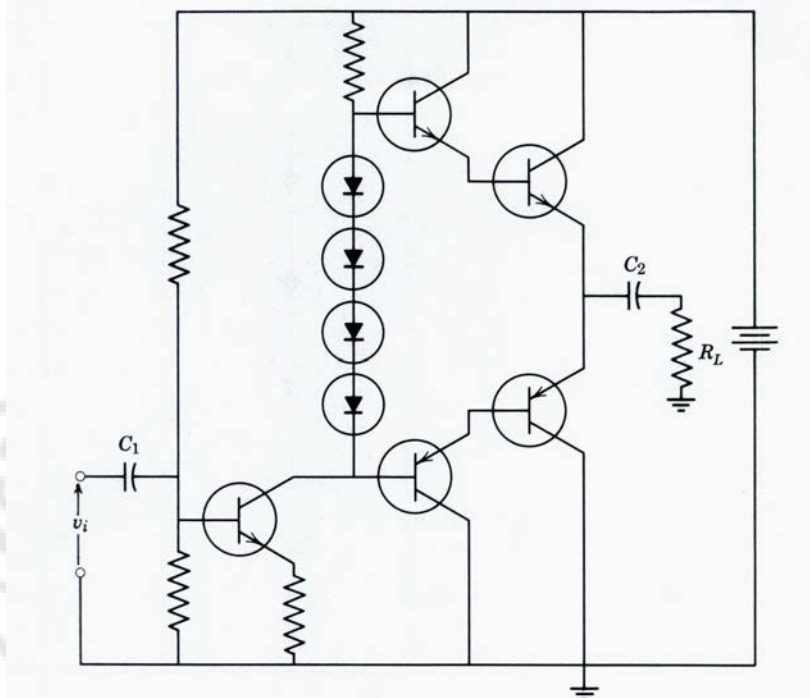
$$R_B = 25 \times 67 = 1.7k\Omega$$

$$V_B = I_B R_B + V_{BE} - I_E R_E = 1.63V$$

$$R_1 = (30 / 28.37) 1.7k = 1.8k\Omega$$

$$R_2 = (30 / 1.63) 1.7k = 32k\Omega$$

يمكن تعيين كل من مكثفة الربط C ومكثفة قصر الباعث C_E عندما تكون مقاومة منبع الإشارة معلومة. غالباً ما تحذف مكثفة القصر C_E لتأمين مقاومة دخل أعلى وخطية أفضل (تشوه أقل) على حساب انخفاض ربح الاستطاعة. يقدر ربح التوتر بدون قصر R_E ، بنحو $1k\Omega / 67\Omega = 15$ وبالتالي فإن توتر الدخل الذروي v_i اللازم لاستطاعة الخرج العظمى يساوي $15/15 = 1V$.

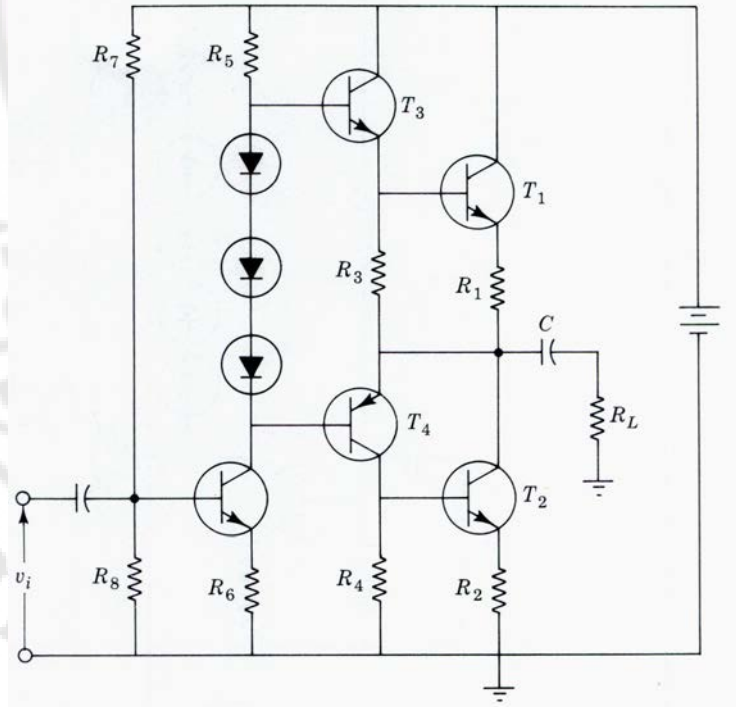


الشكل 12. مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين عالي الاستطاعة يتدخل فيه مضخما دارلنغتون لعلك لاحظت أن قيمة الاستطاعة المتبددة في سواقة تعمل وفق النظام A يجب أن تكون مماثلة لها تقريباً لكل من ترانزستوري النظام B . وبالتالي يتطلب مضخم الاستطاعة العالية سواقة عالية الاستطاعة ما لم يستخدم مضخم وسيط في مضخم النظام B على النحو المبين في الشكل 12. يبين هذا الشكل أيضاً أنه يمكن استخدام منبع تغذية وحيد لهذا المضخم في حال ارتباط مقاومة الحموله R_L به سعويّاً. يمكن أن يتقدم تصميم المضخم بالأسلوب نفسه الذي اتبعناه سابقاً فيما عدا أنه يتم التعامل مع β الفعالة في زوج دارلنغتون على أنها $\beta_1 \beta_2$ ، كما رأينا سابقاً. تحسب

المكثفة C_2 بالطريقة المعتادة. لما كانت مقاومة خرج المضخم (الباعث التابع) شديدة الانخفاض، فإنه يمكن تعيين مكثفة الربط من خلال قيمتي f_1 و R_L . فإذا كان $R_L = 10\Omega$ و $f_1 = 32\text{Hz}$ مثلاً، فإن $C = 1/\omega_1 R_L = 500\mu F$.

5. المضخم الشبيه بمضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين

يندر توافر أزواج الترانزستورات المتناظرة المتتامة، وخاصة في الأنواع العالية الاستطاعة. يمكن التغلب على هذه المشكلة — باستخدام دائرة مضخم الشكل 13 الشبيه بمضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين. لاحظ أن خرج هذا المضخم يضم ترانزستورين من النوع نفسه. غير أن الترانزستور الأخفض يصبح ناقلاً بتيار مجمع المضخم السواعة بدلاً من تيار باعته. بتعبير آخر يتكون المضخم الأخفض من التركيب $p-n-p-n-p-n$ وليس توصيل دارلنغتون. يسمح انعكاس قطبية الترانزستور T_2 في هذا التوصيل أن يكون من النوع $n-p-n$ عوضاً عن $p-n-p$. يظن المرء للوهلة الأولى بأن مقاومة دخل السواعة T_4 أخفض بكثير من مقاومة دخل T_3 . إن هذا الأمر غير صحيح نظراً لأن توتر الخرج $\Delta i_{C2} R_L$ يقع بين باعث T_4 والأرضي، وإن توتر الإشارة بين القاعدة والأرضي v_{B4} للترانزستور T_4 يساوي توتر الخرج عملياً وبالتالي:



الشكل 13. المضخم شبه التناظري - التكامل

$$R_{it} = \frac{\Delta v_{B4}}{\Delta i_{B4}} \approx \frac{\Delta i_{C2} R_L}{\Delta i_{B4}} \approx \beta_2 \beta_4 R_L \quad (14)$$

وبالتالي تقدّر مقاومة الدخول للترانزستور T_4 عندما يكون $R_L = 10\Omega$ و $\beta_2 = 100$ و $\beta_4 = 200$

بنحو $R_{it} = 200,000\Omega$.

أما المقاومات R_1 و R_2 و R_3 و R_4 (في الشكل 13) فهي ضرورية لتأمين استقرارية حرارية كافية في حال استخدام ترانزستورات الجرمانيوم. يجب أن تكون المقاومتان R_1 و R_2 صغيرتين بالنسبة إلى R_L وذلك لتخفيض الضياع في استطاعة الخرج. فإذا كان $R_L = 8\Omega$ مثلاً، فيجب أن يكون كل من R_1 و R_2 ، كما رأينا في فقرة مضخم دارلنغتون من الفصل السادس، من مرتبة مقاومة دخل ترانزستوري الاستطاعة T_1 و T_2 ، وبالتالي من مرتبة 100Ω في مضخم الاستطاعة العالية. لاحظ أن مقاومة دخل T_2 ، كما ترى من خلال R_4 ، تساوي:

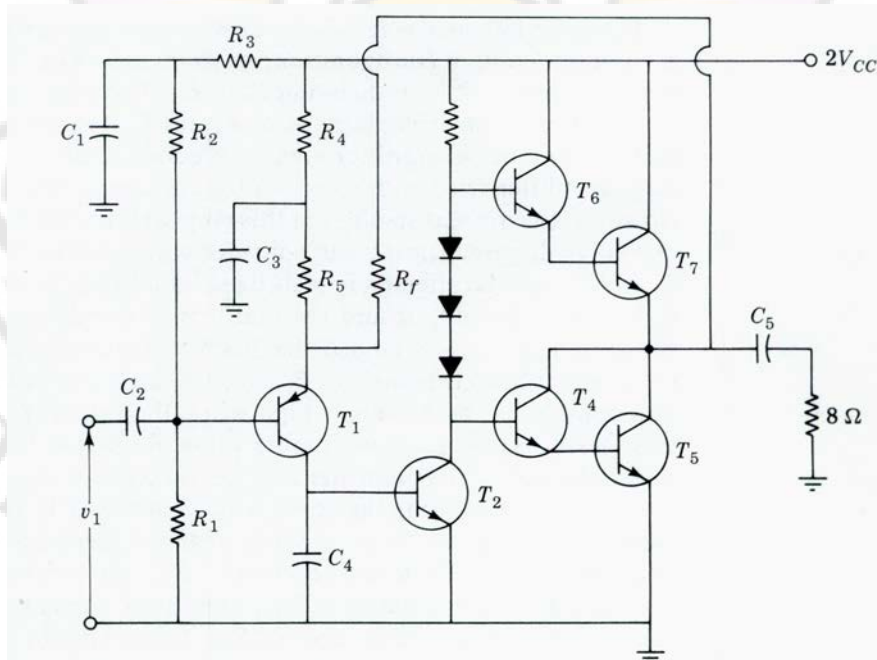
$$h_{ie2} + (\beta_2 + 1)R_2$$

على الرغم من تغير h_{ie2} بشكل كبير خلال دورة الإشارة، فإنها تظل، عادة، صغيرة، بالنسبة إلى $(\beta_2 + 1)R_2$. يجدر بالذكر أن هذه العلاقة تنطبق أيضاً على مقاومة دخل الترانزستور T_1 كما ترى من خلال R_3 . لاحظ أن مقاومتى خرج الترانزستورين T_3 و T_4 على التوازي مع R_3 و R_4 على الترتيب. من شأن الشناتيات الواقعة بين قاعدتي T_3 و T_4 أن تجعل مقاومة خرجهما منخفضة تماماً طالما يسري التيار في باعثيهما، وبالتالي يكون عاملاً للاستقرارية التيارية في الترانزستورين T_1 و T_2 في هذه الحالة أخفض بكثير من النسبة R_3 / R_1 أو R_4 / R_2 .

يبين الشكل 14 شكلاً أفضل لمضخم شبه تناظري- تكاملي، يشبه مضخم الشكل 13 الذي سبقت درسته فيما عدا التغيرات التالية:

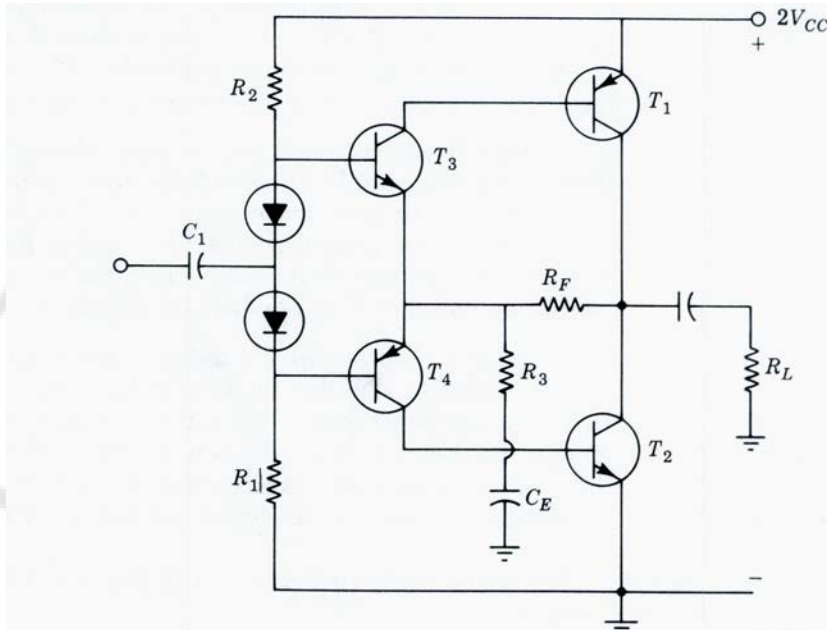
1. إضافة مضخم إضافي T_1 لزيادة ربح التوتر، وبذلك يمكن تطبيق تغذية خلفية واسعة لاستقرار توترات نقطة العمل السكونية وتخفيض التشوه.
2. هبوط أحد نصفي توتر التغذية الكلي في مقاومة دائرة الباعث $(R_4 + R_5)$ للترانزستور T_1 . وقد تم قصر المقاومة R_4 بالمكثفة. لا تؤمن المقاومة R_5 إلا التغذية الخلفية للإشارة في حين أن المقاومة $(R_4 + R_5)$ تؤمن التغذية الخلفية dc لاستقرار توتر نقطة العمل السكونية عند مرتبط الخرج.
3. يشكل كل من المقاومة R_3 والمكثفة C_1 مرشح تمرير منخفض يقوم بترشيح تموجات منبع التغذية من دائرة استقطاب قاعدة T_1 لتأمين أخفض مستوى للطنين $low\ hum\ level$. يجب اختيار المقاومات R_1 و R_2 و R_3 بحيث يكون التيار المار فيها أعلى بعدة مرات منه في حالة تيار قاعدة T_1 ، ويكون كمون باعث T_1 نصف كمون منبع التغذية.
4. تؤمن المكثفة C_4 تعويض تأخير الطور لمرحلة تضخيم الدخل وذلك لاستقرار نظام التغذية الخلفية. يجب على هذه المكثفة أن لا تكون أكبر من الضروري لتأمين هامش الطور الكافي. إذ أن

يمكن توصيل مضخم الاستطاعة التناظري- التكاملي وفق بنية الباعث المشترك، كما هو مبين في الشكل 15. إن المضخم الأساسي لا يتضمن R_3 أو R_F . تؤدي المكثفة C_E في هذه الحالة إلى جعل باعثي الترانزستورين السواقين T_3 و T_4 عند كمون أرضي الإشارة بحيث يعمل كامل المضخم كمضخم ثنائي المراحل تناظري - تكاملي، مرحلتاه كلتاهما وفق توصيل الباعث المشترك. غير أن استقرار النقطة السكونية لهذا المضخم غير مقبولة بسبب ارتفاع ربحه dc . يمكن تثبيت توتر المجمع في ترانزستوري الخرج T_1 و T_2 عند النقطة السكونية عملياً بإضافة مقاومة تغذية خلفية R_F بين خرج وباعث الترانزستورين السواقين، كما هو مبين في الشكل 15. يمكن الحصول على عامل تغذية خلفية dc كبير (يقترّب من الوحدة) من هذه المقاومة R_F لأن ممانعة الدخل التي تطل على باعثي السواقين تكون كبيرة لدى تطبيق الإشارة على قاعدتيهما، كما هو مبين في الفصل الثامن، بينما يمكن أن تكون R_F منخفضة بقدر $10R_L$. يمكن تخفيض تشوه المضخم على حساب انخفاض ربح التوتر بإضافة المقاومة R_3 على التسلسل مع المكثفة C_E ، كما هو مبين في الشكل 15، لتأمين التغذية الخلفية العكسية خلال مجال تردد الإشارة.



ومنه يجب أن تكون ردية C_E صغيرة بالنسبة إلى مقاومة R_3 عند الحد الأدنى لحزمة التمرير المرغوبة. يجب أن تكون مقاومة R_1 و R_2 (الشكل 15) صغيرة إلى حد كافٍ يسمح بتيار أكبر بعدة مرات

من تيار قاعدة كل من T_3 أو T_4 . ومنه، إذا كان $R_1 = R_2$ فإن كمون باعث T_3 و T_4 يقع في منتصف كمون التغذية، كما هو مرغوب.



الشكل 15. مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين الموصولين وفق الباعث المشترك

6. مضخمات الاستطاعة التكاملية

تتوافر مضخمات الاستطاعة على شكل دارات تكاملية، نورد فيمايلي نوعين تمثيليين نموذجيين. النوع الأول دائرة الاستطاعة الهجينة RCA HC2500 المبينة في الشكل 16. وهي دائرة هجينة لأن الدارة الأحادية الرقاقة غير قادرة على تبديد الحرارة التي تولدها ترانزستورات ذات استطاعة الخرج العالية. ولذلك ترتبط هذه الترانزستورات إلى الرقاقة بطريقة تسمح لها بتبديد كاف للحرارة وسندرسها لاحقاً. إن هذه الدارة تشبه الدارة شبه التناظرية- التكاملية المبينة في الشكل 14، فيما عدا الفوارق الأساسية التالية:

1. تستخدم الدارة HC2500 مضخم دخل تفاضلي يتكون من الترانزستورين Q_1 و Q_2 ومنبع تيار الباعث Q_3 بينما كان مضخم الشكل 14 يستخدم ترانزستور وحيد، وقد تم فيه قصر مقاومة الباعث الكبيرة وللتحكم بتيار الباعث فيه.
2. يستخدم الترانزستور السواك Q_5 في حالة الزوج التكاملية منبعاً للتيار Q_4 بدلاً من مقاومة الحمولة المألوفة R_C . إن منبع هذه الدارة، بالإضافة إلى تأمين تيار النقطة السكونية المناسب من أجل Q_5 ، يؤمن ممانعة حمولة كبيرة جداً وبالتالي ربح توتر مرتفع من أجل هذه السواقة.
3. تتضمن مرحلة تضخيم استطاعة الخرج مقاومات استقرار حراري بحيث تعمل الدارة خلال المجال المحدد لدرجة حرارة الوصلة من $-55^\circ C$ إلى $150^\circ C$.

تقدر القيمة النموذجية لريح توتر المضخم في حالة الحلقة المفتوحة بنحو 70dB ويعوض المضخم ذاتياً من خلال القطب السائد عند 30kHz.

يظهر في الشكل 17 مضخم الاستطاعة التكاملي النموذجي الثاني الأحادي الرقاقة LM379 المزدوج 6watt. تقوم الشركة *National semiconductor corporation* بتحضير هذا المضخم بهدف تطبيقات ستيريو باستخدام مكبرات الصوت 8Ω أو 16Ω . تكلفة هذا المضخم ضئيلة، واستطاعتها كافية للاستعمالات المنزلية. نعرض فيما يلي بعض خصائص هذا المضخم (الشكل 17a) الشبيه بمضخمات الترانزستورين المتناظرين المتتامين.

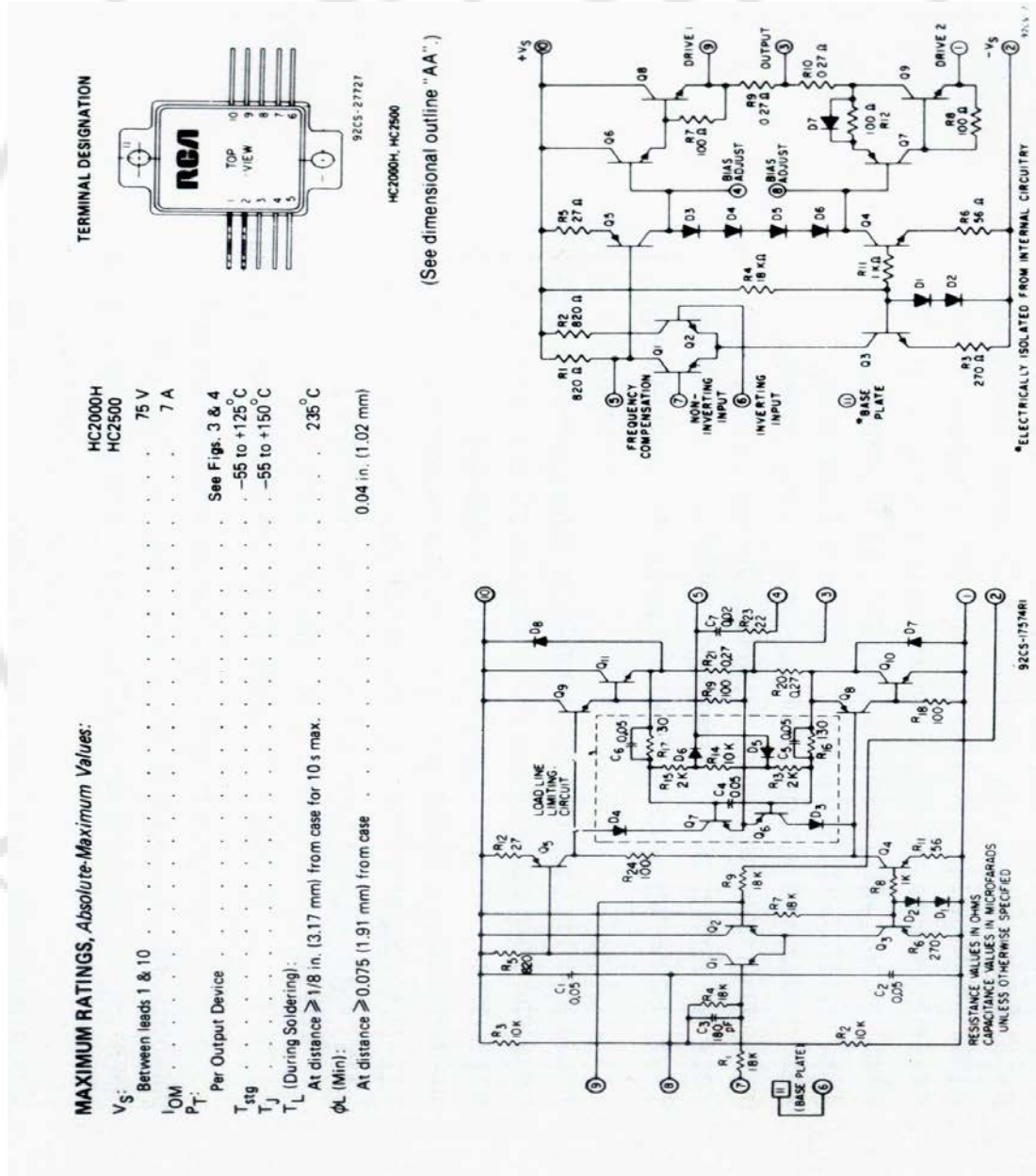
1. إن مضخم الدخل التفاضلي يستخدم ترانزستورين Q_2 و Q_3 بمجمعين (منفصلين). إن أحد زوجي المجمعين يضيف التيار إلى باعثي الترانزستورين Q_1 و Q_4 الموصلين بطريقة الباعث التابع (المجمع المشترك) لزيادة كل من ناقلية الانتقال وعرض حزمة هذين الترانزستورين. إن الزوج الثاني من المجمعين المنفصلين يؤمن تياراً مختزلاً وبالتالي مقاومة خرج أعلى إلى مرحلة التضخيم التالية Q_7 . يرغب بمقاومة الخرج الأعلى نظراً لتعويض هذه المرحلة بالمكثفة C_1 والتي يمكن أن تكون أصغر من أجل الثابت الزمني المطلوب نفسه. تؤمن هذه الدارة التعويضية التشغيل المستقر عند أرباح توتر للحلقة المغلقة التي تصل إلى 10.

2. إن التوصيل غير الشائع والذي يتضمن Q_5 و Q_6 يعرف بأنه مرآة التيار *current mirror* ويستخدم لمضاعفة ربح المضخم التفاضلي. نظراً لأن قاعدتي الترانزستورين وباعثيهما مرتبطتين معاً فإن تيار قاعدتي Q_5 و Q_6 متساويان وبالتالي يكون تيارا مجموعيهما متساويين ضمن الشروط السكونية. يجدر بالذكر أن هذا الأمر مألوف في الترانزستورات التفاضلية. لكن بينما تؤدي إشارة الدخل التفاضلية إلى زيادة تيار مجمع Q_2 وبالتالي تيار قاعدتي Q_5 و Q_6 يتناقص تيار مجمع Q_3 . يسعى هذان التأثيران كلاهما لتخفيض كمون قاعدة Q_7 . يكون للتأثيرين الأهمية نفسها، ولهذا يتضاعف ربح التوتر. يبدو الترانزستوران Q_5 و Q_3 في الواقع كزوجين تناظرين تكامليين يعملان وفق النظام A لأن أحدهما يكون ناقلاً بينما يكون الآخر مسطوماً.

3. تصمم عناصر الدارة في المركز العلوي من الشكل 17a للإبقاء على التوترات السكونية عند مربطي دخل المضخم وخرجه عند $V_{CC}/2$ من أجل أي منبع للتوتر $\geq 10V$. تؤمن هذه الدارة الاستقطاب $V_{CC}/2$ من أجل الاستخدام الخارجي.

4. إن الترانزستور *p-n-p* الجانبي، والذي يؤمن السوق التكاملي للترانزستورين Q_{14} و Q_{15} له رمز فريد ليدل على أنه *p-n-p* جانبي مدعوم بالحقل. يعني هذا الأمر أنه في قاعدته حقل كهربائي يشبه

الحقل الكهربائي في الترانزستور التقليدي المتدرج القاعدة. إن الميزة الرئيسية لهذا الحقل استجابة الترانزستور $p-n-p$ الترددية الأفضل أو تزايد f_T . وهي ميزة مهمة نظراً لأن انخفاض f_T في الترانزستور الجانبي $p-n-p$ يؤدي إلى ضعف التوازن في المضخم التناظري- التكاملي عند الترددات العالية. كما يمكن أن يسبب عدم الاستقرار في أثناء أنصاف الدورات السالبة عند الأرباح المنخفضة للحلقة المغلقة بسبب التباعد غير الكافي بين قطبي المضخم التفاضلي التعويضي والنصف السفلي من مضخم الخرج .



الشكل 16

5. أما الترانزستوران Q_{10} و Q_{11} فهما يحددان من تيار الخرج، وبالتالي حماية الرقاقة بقصر تيار قاعدة Q_{12} أو Q_{14} عندما يكون هبوط التوتر في مقاومتي باعشي Q_{13} أو Q_{15} كبيراً إلى حد يكفي لتشغيل Q_{10} أو Q_{11} .

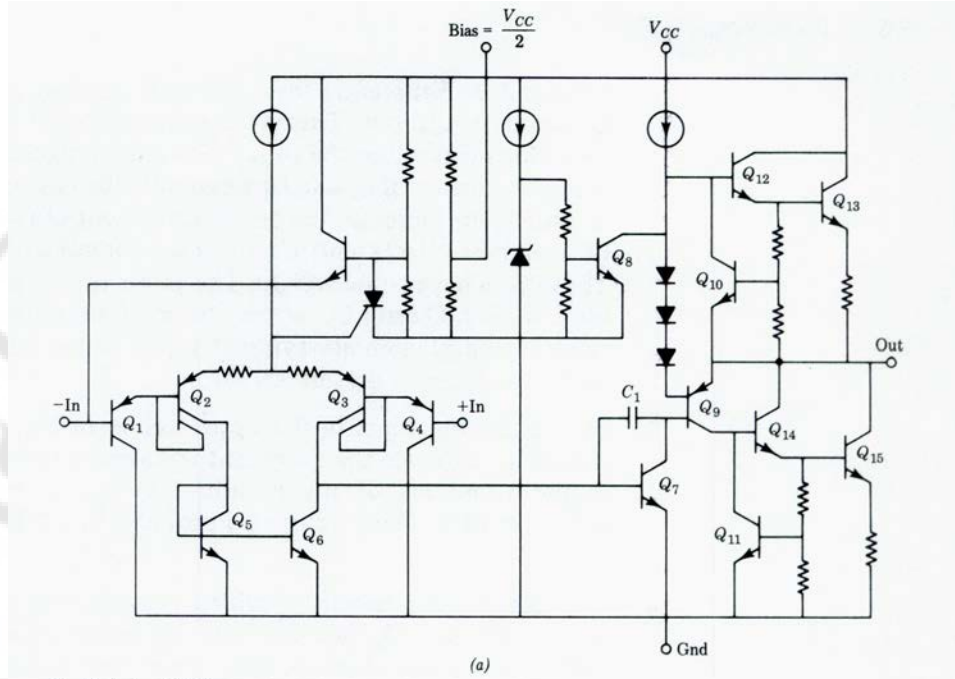
تتوافر في نشرات الشركات المصنعة لهذا المضخم مرابط دارات خارجية ومكونات خارجية ينصح باستخدامها بالإضافة إلى معطيات ومواصفات أخرى عن هذا المضخم للاستطاعة بالإضافة إلى دارات أخرى لتضخيم للاستطاعة.

7. مضخمات الاستطاعة بالترانزستورات الفموسية VMOS

ليس للترانزستورات الحقلية (الفيت والموسفيت) التي درسناها في الفصل الخامس إمكانيات تيارية كبيرة إلى حد يشجع على استخدامها في مضخمات الاستطاعة. يعود هذا الأمر إلى عدم جدوى تقصير طول القناة وتوسيع عرضها اللازمين للحصول على تيارات مصب من مرتبة الأمبير من الناحية العملية أو الاقتصادية.

لقد ابتكر ترانزستور استطاعة يعرف بالترانزستور الفموسي VMOS وهو مختصر موسفيت شاقولي *Vertical MOSFET*، يظهر في الشكل 18a مقطع له، ويظهر في الشكل 18b مقطع في موسفيت تقليدي، على سبيل المقارنة. تؤدي الركيزة n في الترانزستور الفموسي دور مصب. كما تظهر على الشكل طبقة منمّاة ضعيفة الإشابة كجزء من المصب ولكن هذه الطبقة تصبح الطبقة الناضبة بين المصب والقناة عندما يكون كمون المصب أعلى ببضعة فولتات من كمون الجسم، عندما يعمل بشكل نظامي. يدل الرمز n^+ و n^- على أن إشابة المادة n^- ضعيفة بالنسبة لها في حالة المادة n^+ . إن الجسم المشوب من النوع p^- والمنبع المشوب من النوع n^+ بالإضافة إلى الركيزة المشوبة من النوع n^+ (المصب) هي في الواقع انتشارية في المادة المنمّاة الضعيفة الإشابة. إن الغرض من المادة الإنمائية تأمين منطقة ناضبة عريضة نسبياً وثابتة العرض، ينتج عنها توتر انخيار مرتفع بين المنبع والمصب ووسعية صغيرة بين المصب والبوابة نظراً لأن البوابة تتداخل بالأحرى مع المنطقة المنمّاة ثم المصب n^+ . ثم يحفر ثلم على شكل V في المنبع n^+ والجسم p في المنطقة المنمّاة. ثم تشكل طبقة أكسيدية عازلة في جو مؤكسد وأخيراً توضع طبقة من الألمنيوم على الأكسيد في الشق لتشكيل البوابة المعدنية ذات الشكل V^- . إن تطبيق كمون موجب على البوابة بالنسبة إلى المنبع، في الحالة التي تكون فيها منطقة القاعدة موصولة بها يجرّس قناة من النوع n إلى جانبي الثلم V وبالتالي يتضاعف عرض القناة التي يكون طولها قصيراً جداً بسبب بنائها الشاقولي. وهكذا تكون

نسبة عرض الترانزستور الفموسي إلى طوله كبيرة مقارنة بها في حالة الموسفيت التقليدي، كما يظهر من الشكل 18.



Electrical characteristics
 $V_S = 28 \text{ V}$, $T_{\text{TAB}} = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 8 \Omega$, $A_V = 50$ (34 dB), unless otherwise specified.

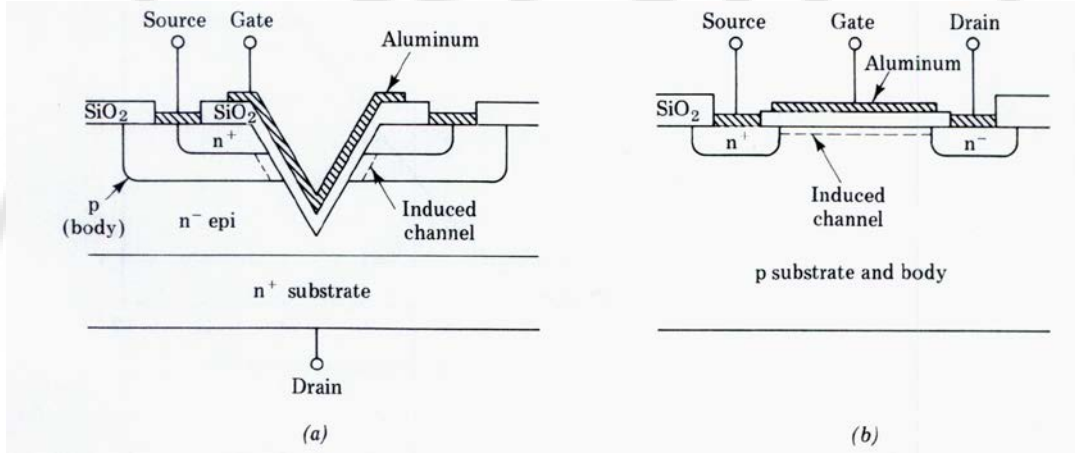
Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Total supply current	$P_{\text{OUT}} = 0 \text{ W}$ $P_{\text{OUT}} = 1.5 \text{ W/channel}$		15 430	65	mA mA
dc output level			14		V
Supply voltage		10			V
Output power	T.H.D. = 5% T.H.D. = 10%	6	6 7		W W
T.H.D.	$P_{\text{OUT}} = 1 \text{ W/channel}$, $f = 1 \text{ kHz}$ $P_{\text{OUT}} = 4 \text{ W/channel}$, $f = 1 \text{ kHz}$		0.07 0.2	1	% %
Offset voltage			15		mV
Input bias current			100		nA
Input impedance		3			M Ω
Open loop gain	$R_S = 0 \Omega$	66	90		dB
Channel separation	$C_F = 250 \mu\text{F}$, $f = 1 \text{ kHz}$	50	70		dB
Ripple rejection	$f = 120 \text{ Hz}$, $C_F = 250 \mu\text{F}$		70		dB
Current limit			1.5		A
Slew rate			1.4		V/ μs
Equivalent input noise voltage	$R_S = 600 \Omega$, 100 Hz-10 kHz		3		μVrms

Note 1: For operation at ambient temperatures greater than 25°C the LM379 must be derated based on a maximum 150°C junction temperature using a thermal resistance which depends upon device mounting techniques.

الشكل 17.

تشيع معرفة الترانزستور الفموسي الوحيد المتوافر تجارياً تشيع معرفته بالاسم VMP_1 . تظهر في الشكل 19 المنحنيات المميزة للمصب والانتقال لهذا الترانزستور. لعلك لاحظت بأن المنحنيات المميزة للمصب تكون منبسطة عادة من أجل $V_{DS} \geq V_T + V_{GS}$ حيث يكون تابع العتبة 1 V . ينتج هذا الانبساط من الطبقة المنمأة التي تحوي المنطقة الناضبة وبالتالي تعزل القناة من التغيرات في توتر

المصّب عندما يتم الوصول إلى نقطة الاختناق. ومن الخصائص الملفتة للانتباه والتي يمكن ملاحظتها من المنحنيات المميزة للمصّب أو المنحني المميز للانتقال خطية تيار المصّب بالنسبة إلى V_{GS} من أجل قيم تيار المصّب التي تزيد على $400mA$. وقد كانت أدوات التضخيم التي سبقت دراستها تبدي إما علاقة القانون التربيعي أو العلاقة الأسية بين تيار الخرج وتوتر الدخل. يعود سبب علاقة القانون التربيعي في الموسفيت أو الفيت التقليدي إلى تسارع حاملات الشحنة لدى عبورها القناة .



الشكل 18. منظر مقطعي في (a) ترانزستور فموسي VMOS (b) ترانزستور موسفيتي تقليدي

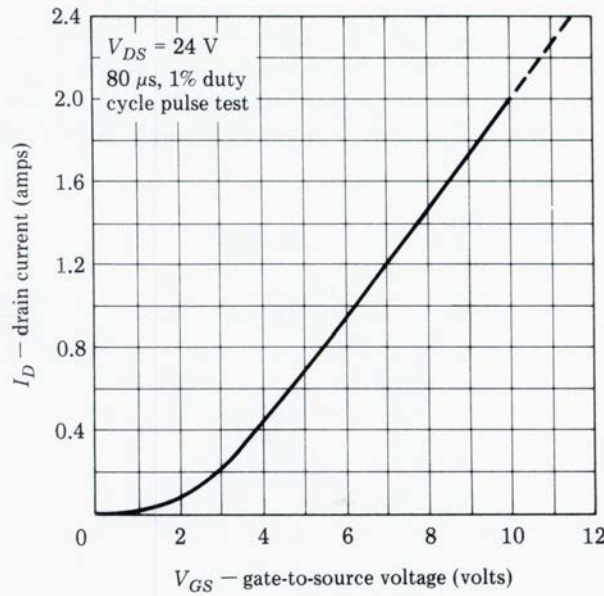
غير أن الإلكترونات في الترانزستور VMOS تبلغ سرعة حدية تعرف باسم سرعة الإشباع عندما يتجاوز V_{GS} نحو $0.4V$ بسبب ارتفاع السرعات التي يتم بلوغها في القناة القصيرة والتصادمات الناجمة والكثيرة الضياع بين الإلكترونات والجسيمات الأخرى في القناة. تقدر ناقلية الانتقال التي يتم بلوغها في هذه المنطقة الخطية بنحو $260 mS$ ، كما يتعين من مميزات الشكل 19.

يتوافر VMP_1 الأساسي في أشكال متعددة للغلاف وتقديرات مختلفة لكمون المصّب والتي تأخذ الدليل التسلسلي 2N- أو VN-. تتوافر السلسلة 2N6656 إلى 2N6658 في الغلاف TO-3 والتي تتلاءم أكثر مع مضخمات الاستطاعة ذات الترددات السمعية نظراً لمقاومتها الحرارية الدنيا، والتي سندرسها في الفقرة الثامنة من هذا الفصل. يتضمن الشكل 20 التقديرات العظمى المطلقة لهذه السلسلة بالإضافة إلى صورة الغلاف.

يستخدم مضخم الترددات السمعية الفموسي VMOS والذي تقدر استطاعة خرجة الجيبيه بنحو $30watt$ كمثال لتصميم هذا النوع من المضخمات. يبين الشكل 21 مخطط دائرة هذا المضخم.

إن ترانزستوري خرج الفموس VMOS 2N6658 يعملان كدفع جذب في بنية المنبع التابع ويصبحان ناقلين من خلال الترانزستورين T_3 و T_4 . يستقبل هذان الترانزستوران إشارتيهما من

مضخم الدخل التفاضلي والذي يؤدي دور شاطر للطور.

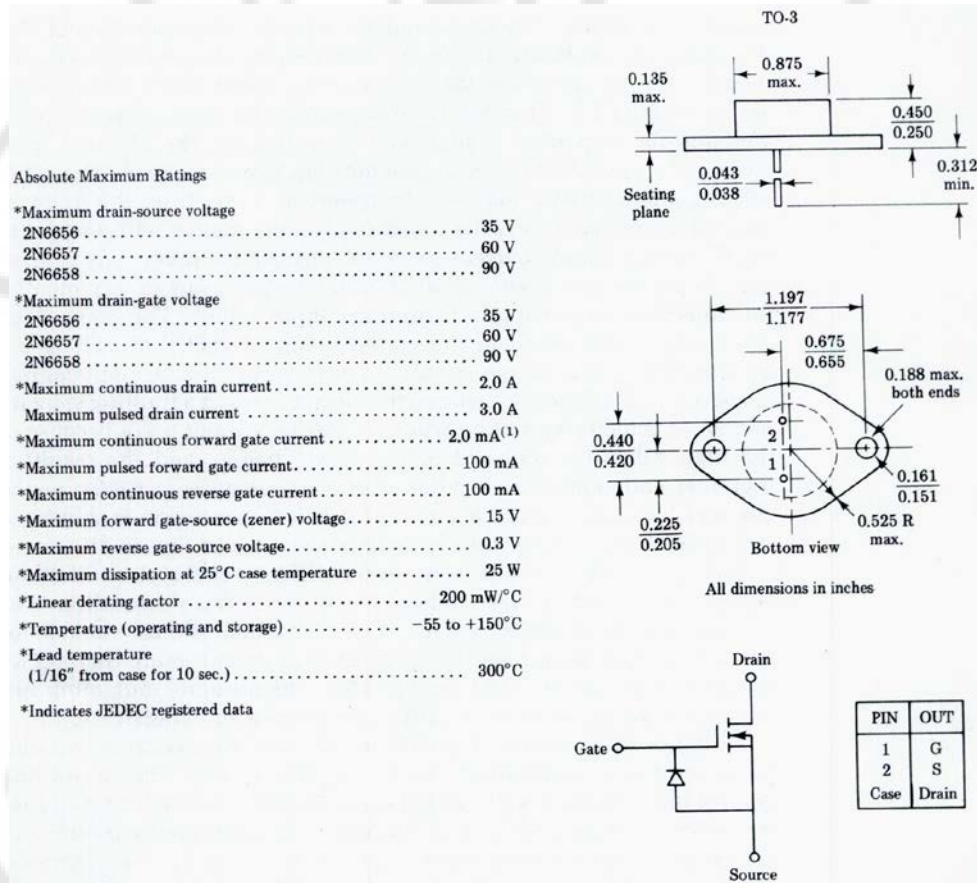


(b)

الشكل 19. (a) المنحنيات المميزة للمصب في VMOS V_{MP1} (b) المنحني المميز للانتقال إن مضخم الاستطاعة VMOS لا يبدو أنه مضخم دفعي - جذبي بالمنبع التابع push-pull source follower لأن الترانزستور الأخفض يبدو أنه في نمط المنبع المشترك. تشبه هذه الطريقة في التوصيل مضخم الترانزستورين المتناظرين المتتامين الذي سبقت دراسته. غير أن الأمر يتطلب إشارة توتر في حالة الترانزستور الفموسي عوضاً عن إشارة التيار، وبذلك لا تؤدي الترانزستورات الثنائية القطبية المتناظرة المتتامة جيداً دور سواقات للإشارة. ولذلك ابتكر مخطط آخر لتأمين ربح التوتر نفسه أو مقاومة خرج الفموس الأخفض وسواقه كما هو الحال في الترانزستور الفموسي العلوي

الموصول بالمنبع التابع وسواقته. يوضح الشكل 22 هذا المخطط، حيث تظهر فيه الحمل السواقة لترانزستوري الخرج.

يبدو أن الترانزستور الفموسي في الشكل 22a يعمل كمنبع تابع. ربح توتر الترانزستور السواق قريب جداً من R_C / R_E ، وباستخدام مفهوم التغذية الخلفية الواحدة يكون ربح توتر المنبع التابع الفموسي $(1 + g_m R_L) \cdot g_m R_L$. وبالتالي فإن ربح التوتر المرجعي الكلي للدائرة يساوي:



الشكل 20. صورة غلاف VMOS السلسلة 2N6656 ومجالاته المأمونة العظمى

$$K_v = \frac{g_m R_L R_C}{(1 + g_m R_L) R_E} \quad (15)$$

تكون مقاومة خرج المنبع التابع $1/g_m$ ، كما رأينا في الفصل الخامس.

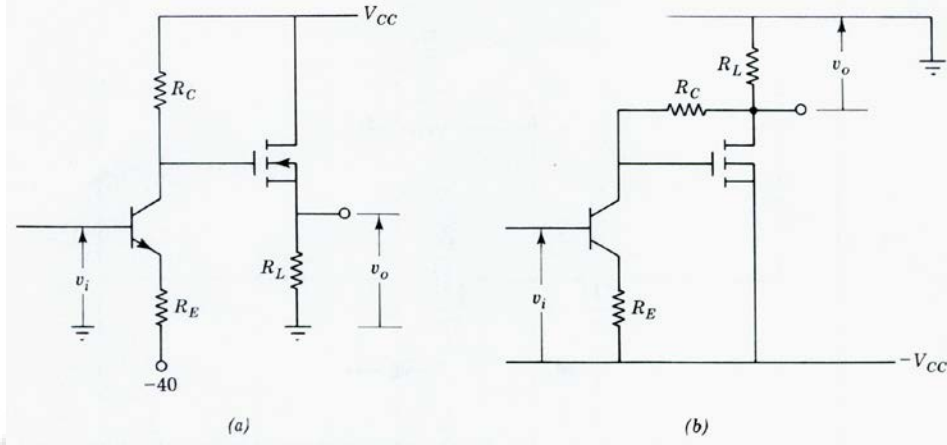
يبدو مضخم الشكل 22b، الفموسي كمضخم منبعه مشترك تؤدي R_C فيه دور مقاومة التغذية الخلفية. ويكون ربح توتر الترانزستور الفموسي مساوياً $g_m R_L$ وإن ربح توتر الترانزستور السواق يساوي تقريباً $R_C / R_E (1 + g_m R_L)$ لأن مقاومة حمولة السواقة تساوي $R_C / (1 + g_m R_L)$ الناجمة عن مفعول ملر على R_C . وبالتالي فإن ربح التوتر الكلي لهذه الدارة يساوي:

$$K_v = \frac{g_m R_L R_C}{R_E (1 + g_m R_L)} \quad (16)$$

إن هذا الربح للتوتر يماثله في توصيل المنبع التابع، كما يتضح من مقارنة الشكلين 15 و 16.



280



الشكل 22. مضخمان فموسيان ودارتاهما السواقتان (a) مضخم فموسي بتوصيل المنبع التابع التقليدي (المصب المشترك) (b) مضخم بتوصيل المنبع التابع بالتغذية الخلفية إلى السقاة بالعودة إلى الشكل 21، يوصل الثنائان المرجعيان (10V) بين بوابة الترانزستور الفموسي ومنبعه ليحمي هذا الأخير من فرط التوتر بين المنبع والبوابة. تبني ثنائيات زئر هذه عملياً في سلسلة 2N6656 كما هو مبين في الشكل 20 لحماية الترانزستور الفموسي من الشحنات السكونية فضلاً عن فرط التوترات السقاة. أما ثنائي شوتكي (الشكل 21) فيمنع الترانزستور السقاة T_4 من أن يساق بشكل ملحوظ نحو الإشباع. وبسبب الوسعية الانتشارية لا يمكن للترانزستور الثنائي القطبية المشبع أن يعود فوراً إلى عمله النظامي: فإذا سمح للترانزستور T_4 أن يشبع، فإنه يحدث تشوهاً متزايداً عند الترددات العالية حيث يمكن لزمن الاسترداد *recovery time* أن يشكل جزءاً كبيراً من الدور. يقوم ثنائي شوتكي بالنقل في حالة قيمة صغيرة لتوتر الاستقطاب الأمامي بالنسبة لثنائي من السيليسيوم وبذلك فهو يحرف *divert* التيار من قاعدة الترانزستور نحو مجمعه قبل أن تصبح وصلة القاعدة — المجمع مستقطبة استقطاباً أمامياً بشكل ملحوظ، والذي يمثل شرط الإشباع. يستخدم مجزئ الكمون (50kΩ) في دارتي مجمعي T_1 و T_2 (الشكل 21) لضبط استقطابي الترانزستورين الفموسيين إلى استقطاب السطم المطلوب (نحو 2V) وللمساواة بين ربحي نصفي المضخم. وقد سبق أن درسنا جميع مكونات المضخم الأخرى وخصائصه في دارات أخرى. إن الترانزستور الفموسي قادر على تضخيم الإشارات ذات الترددات الشديدة الارتفاع (عدة مئات الميغاهرتز). ولهذا فإن المضخمات المصممة للترددات السمعية يمكن أن تضم اهتزازات طفيلية. تنجم هذه الاهتزازات عن أسلاك التوصيل التي تهتر *resonate* تحريضاتها مع وسعيات الهروب في الدارة عند ترددات تقع ضمن الحزمة المارة من المضخم، ومن ثم ينجم عنها ربح استطاعة مرتفع عند هذه الترددات، كما أن التغذية الخلفية ضرورية للاهتزاز، ولكن عند هذه الترددات العالية، يتم الحصول على التغذية الخلفية الكافية من خلال C_{gd} أو بين أسلاك التوصيل.

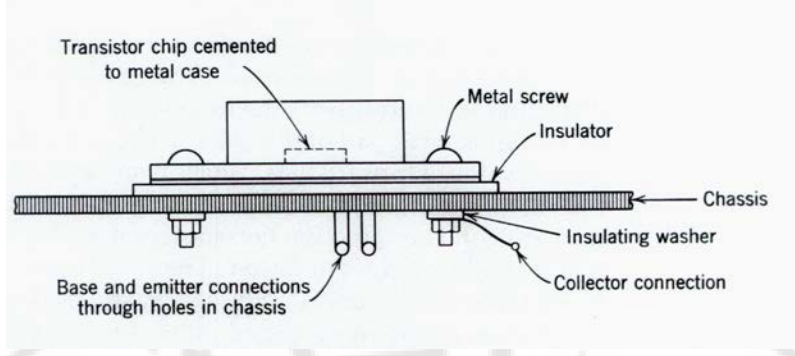
يمكن التخلص من هذه الاهتزازات الطفيلية، في حال حدوثها، بإضافة مقاومة على التسلسل مع الأسلاك إلى مسري الترانزستور الفموسي . يجب وصل المقاومتين مع مريطي ال VMOS بسلكين طولهما أصغر ما يمكن. وأما مقاومة البوابة فيجب أن تكون عدة مئات الأومات، ولو أن مقاومتي المصب والمنبع لا تزيدان على بضعة أومات. يمكن لف بضع لفات من السلك المعزول على مقاومتي المصب والمنبع وتوصل معهما على التوازي للتخلص من ضياع الاستطاعة في هاتين المقاومتين في مجال الترددات السمعية. يطلق على هاتين المقاومتين والملفين اسم "كاثما الاهتزازات الطفيلية" *Parasitic suppressor*.

8. النقل الحراري والتصريف الحراري

تعتمد ترانزستورات الإشارات الصغيرة، كما أشرنا في الفصل الثاني، على كل من تيارات الحمل الهوائية وناقلية أسلاك التوصيل في نقل الحرارة من الترانزستور إلى الوسط المحيط. ولذلك يعتمد معدل التبدد الحراري على درجة حرارة الوسط المحيط والتي تقدر عادة بنحو $25^{\circ}C$ ، ولا بد لهذا المعدل أن ينخفض مع ارتفاع درجة حرارة الوسط المحيط فوق درجة الحرارة المرجعية. لعلك تذكر أنه يطلق اسم المقاومة الحرارية على مقلوب عامل انخفاض الاستطاعة الحرارية المتبددة *derating factor* (راجع الفقرة السادسة من الفصل الثاني في هذا الكتاب).

توصل ترانزستورات الاستطاعة (التي تزيد على نحو 1watt) عادة بشكل مأمون إلى صفيحة أو هيكل معدني كبير يؤدي دور مبرّد حراري. يوصل مجمع ترانزستور الاستطاعة عادة كهربائياً وميكانيكياً إلى غلاف الترانزستور، يتم الحصول على الناقلية الحرارية العظمى عندما يكون غلاف الترانزستور موصولاً كهربائياً وميكانيكياً إلى المبرّد الحراري. ومع ذلك فإنه ثمة حاجة لعازل عادة لعزل المجمع عن المبرّد الحراري، كما هو مبين في الشكل 23.

لكل ترانزستور درجة حرارة الوصلة العظمى المسموح بها T_{jmax} والتي تمتد من نحو $85^{\circ}C$ إلى $110^{\circ}C$ في حالة الجرمانيوم ومن نحو $130^{\circ}C$ إلى $175^{\circ}C$ في حالة السيليسيوم. تعرف المقاومة الحرارية θ_T بأنها نسبة ارتفاع درجة الحرارة مقدراً بالدرجات المئوية (أو بالكلفن) إلى الاستطاعة المنقولة مقدرة بالواط. ولهذا يمكن ربط درجة حرارة الوصلة بكل من الاستطاعة المتبددة P_d والمقاومة الحرارية θ_T ودرجة حرارة الوسط المحيط T_a بالمعادلة التالية التي سبق ورودها في الفصل الثاني.



الشكل 23. ترتيب المبرّد الحراري في حالة ترانزستور استطاعة نموذجي

$$T_j = \theta_T P_d + T_a \quad (17)$$

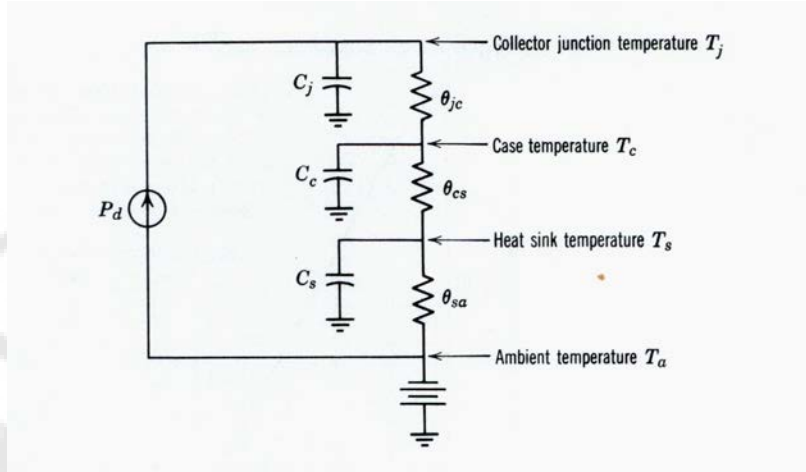
تتكون المقاومة الحرارية من ثلاثة أجزاء

1. المقاومة الحرارية بين وصلة المجمع وغلاف الترانزستور θ_{jc}
2. المقاومة الحرارية بين غلاف الترانزستور والمبرّد الحراري θ_{cs}
3. المقاومة الحرارية تبين المبرّد الحراري والوسط المحيط θ_{sa} .

يمكن مقارنة الناقلية الحرارية بالناقلية الكهربائية. وبذلك تمثل دائرة الشكل 24 المكافئة العلاقات الحرارية للترانزستور ومبرّده الحراري. تمثل المكثفات في الدارة السعة الحرارية لأجزاء الدارة الثلاثة. إن السعة الحرارية C_j لوصلة المجمع صغيرة جداً نظراً لأن كتلة رقاقة الترانزستور ومن ثم سعته الحرارية صغيرة جداً. ولذلك يقدر الثابت الزمني الحراري $\theta_{jc} C_j$ من مرتبة بضعة أجزاء من ألف من الثانية. يكمن مدلول هذا الثابت الزمني في إمكانية مرور خط الحمل من خلال المساحة التي تعلو منحني الاستطاعة العظمى المتبددة، شريطة أن لا يستمر فرط الاستطاعة المتبددة لأكثر من بضع مليثانيات. يمكن أن تحدث هذه الحالة في مضخم النظام B أو AB . وأما السعة الحرارية للغلاف C_c فهي أكبر بكثير منها في حالة الوصلة. ولذلك فإن المضخم الترانزستوري المصمم ليعمل في مبرّد حراري يمكن أن يعمل لعدة ثوان على الأقل بدون مبرّد حراري قبل أن يتلف الترانزستور. وبالمثل فإن السعة الحرارية للمبرّد الحراري أكبر بكثير عادة منها في حالة غلاف الترانزستور، وبالتالي يمكن أن يعمل المضخم عدة دقائق بوجود مبرّد حراري غير كاف.

تعطي الشركات المصنّعة قيم المقاومة الحرارية θ_{jc} من وصلة المجمع إلى الغلاف لكل نوع من أنواع ترانزستورات الاستطاعة. كما تتوافر معطيات المقاومة الحرارية θ_{cs} عادة لمختلف النظم التي تتركب عليها الترانزستورات. أما المقاومة الحرارية θ_{sa} لصفحة من الألمنيوم اللامع بشخانة $0.125 (0.3mm)$ inch فتعطى في الشكل 25، بدلالة مساحتها (من الجانبين). عندما يكون المبرّد الحراري أفقياً،

تزداد المقاومة الحرارية بنحو 10% بسبب انخفاض الحمل. كما أن الطلاء الأسود للمبرّد الحراري أو أنودته يؤدي من جهة أخرى إلى تخفيض المقاومة الحرارية بسبب تزايد الإشعاع الحراري.

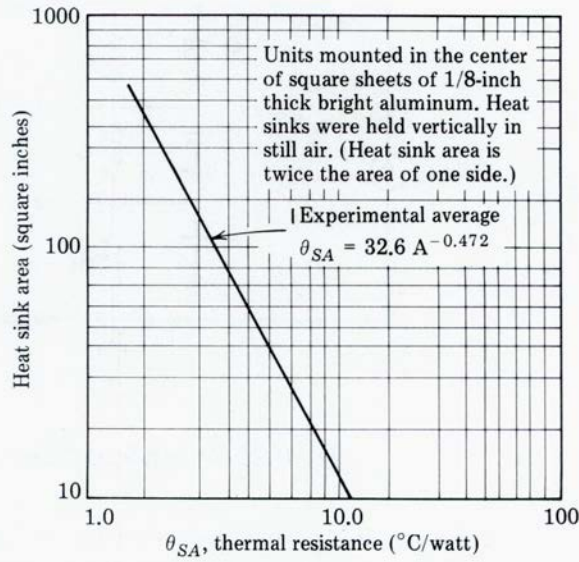


الشكل 24. الدارة المكافئة الحرارية

يمكن في هذه الحالة تعيين الاستطاعة المتبددة لترانزستور استطاعة بوجود مبرّد حراري من خلال تطبيق قانون أوم على الدارات الحرارية حيث يمكن مقارنة الاستطاعة المتبددة P_d بالتيار، وفرق درجتي الحرارة يماثل فرق الكمون أو التوتر، كما يمكن مقارنة المقاومة الحرارية بالمقاومة الكهربائية. يوضح المثال التالي هذه الطريقة.

مثال 4. لنعتبر ترانزستوراً فيه $\theta_{jc} = 1^\circ C/W$ ، مركباً على صفيحة من الألمنيوم مساحتها $10 \times 10 \text{ inch}^2$ وسماكتها $(1/8)\text{inch}$. تستخدم فلكة (*) من الميكا مطلية بشحم السيليسيوم في عزل الترانزستور عن الهيكل. تقدر المقاومة الحرارية لهذه الفلكة بنحو $0.5^\circ C/W$. كما تقدر المقاومة الحرارية للمبرّد الحراري بنحو $\theta_{sa} = 2.5^\circ C/W$ ، كما يظهر في الشكل 25، في حال تركيبه شاقولياً و $2.75^\circ C/W$ في حال تركيبه أفقياً. تبلغ المقاومة الحرارية الكلية من الوصلة إلى الوسط المحيط $\theta_T = 1.0 + 0.5 + 2.5 = 4^\circ C/W$ في حالة المبرّد الحراري الشاقولي. إذا كانت درجة الحرارة العظمى للترانزستور $175^\circ C$ ودرجة حرارة الوسط المحيط $25^\circ C$ فإن الاستطاعة المتبددة العظمى المسموح بها للترانزستور تساوي $P_{d \max} = (175 - 25) / 4 = 37.5W$. أما إذا كانت درجة الحرارة العظمى المتوقعة للوسط المحيط $75^\circ C$ فإن الاستطاعة المتبددة العظمى المأمونة للترانزستور تساوي:

*-الفلكة washer : حلقة رقيقة مطاطية أو معدنية لإحكام الوصل أو منع الارتشاح .



الشكل 25. مساحة المبرّد الحراري بدلالة المقاومة الحرارية

$$P_{d \max} = (175 - 75) / 4 = 25W$$

أما استطاعة الخرج العظمى لهذا الترانزستور في مضخم يعمل وفق النظام A في وسط درجة حرارته $T_a = 75^\circ C$ فتساوي:

$$P_o = 25 / 2 = 12.5 W$$

أما إذا تم تركيب اثنين من هذه الترانزستورات على المبرّد الحراري نفسه ونوع الفلكات نفسه فتكون المقاومة الحرارية الكلية

$$\theta_T = (1.5 / 2) + 2.5 = 3.25^\circ C / W$$

وتكون الاستطاعة المتبددة العظمى للترانزستورين عند $T_a = 75^\circ C$

$$P_{d \max} = 100 / 3.25 = 30W$$

وتكون استطاعة الخرج الجيبية العظمى لهذين الترانزستورين لدى عملهما وفق النظام B عند الدرجة $75^\circ C$

$$P_o = 2.5 \times 30 = 75W$$

كما هو ملاحظ من الشكل 7a.

غالباً ما يعطى معدل استطاعة الترانزستور المتبددة لدى ثبات درجة حرارة غلافه عند القيمة $25^\circ C$. فالترانزستور في المثال السابق، حيث يمكن أن يبدد مثلاً $(175 - 25) / 1 = 150W$ ، عند تلك الدرجة للغلاف. يمكن الحفاظ على درجة الغلاف بتبريده بالماء الجاري. لا يقصد من هذا المعدل عادة إلا الإشارة إلى المقاومة الحرارية بين الوصلة والغلاف. فإذا صنف ترانزستور معين مثلاً على أن $T_{j \max} = 100^\circ C$ و $P_{d \max} = 150W$ عند درجة الغلاف $25^\circ C$ فيمكن حساب:

$$\theta_{jc} = (100 - 25) / 150 = 0.5^\circ C / W$$

إن الترانزستور الشائبي القطبية لا يكون محمياً تماماً عندما يكون المبرّد الحراري كافياً للتبريد المطلوب، حيث يمكن أن يتلف الترانزستور بالانطلاق السريع للحرارة. ينجم هذا الانطلاق من تزايد تيار المجمع الناجم عن تزايد I_{CO} . لعلك تذكر من الفصل الرابع بأن $\Delta I_C = S_I \Delta I_{CO}$ ، حيث S_I عامل الاستقرار التيارية. لم نكن نهتم آنئذٍ بالانطلاق السريع للحرارة في المضخم ذي الربط السعوي RC وذلك لأن خط الحمل dc لم يكن يقطع منحنى الاستطاعة المتبددة العظمى، ولذا ما كان يمكن للترانزستور أن يتلف بالحرارة. تتناقص الاستطاعة المتبددة عملياً يتناقص مع تزايد تيار المجمع عندما تقع النقطة السكونية إلى يسار منتصف خط الحمل. غير أن خط الحمل في مضخم تناظري- تكاملي أو مرتبط بمحول، كما هو مبين في الشكل 26، يكون شاقولياً تقريباً. ولذا يكون كمون المجمع dc مستقلاً تقريباً عن تيار المجمع عند قيمة V_{CC} وتناسب الاستطاعة المتبددة عملياً طردياً مع تيار المجمع الوسطي.

يحدث الانطلاق السريع للحرارة عندما يتجاوز معدل زيادة درجة حرارة المجمع قدرة المبرّد الحراري على التخلص من الحرارة. وأما جزء الحرارة المتبددة والناجم عن I_{CO} فهو:

$$P_d = S_I I_{CO} V_{CC} \quad (18)$$

وبالتالي يكون معدل تزايد الاستطاعة المتبددة مع درجة الحرارة:

$$\frac{dP_d}{dT} = S_I V_{CC} \frac{dI_{CO}}{dT} \quad (19)$$

إن معدل الانتقال الحراري من وصلة المجمع إلى الوسط المحيط تساوي مقلوب المقاومة الحرارية أو

$1/\theta_T$. ولمنع التراكم المستمر للحرارة، يجب تحقق المتراجحة التالية:

$$\frac{1}{\theta_T} > S_I V_{CC} \frac{dI_{CO}}{dT} \quad (20)$$

فإذا تضاعف I_{CO} كل $10^\circ C$ ، يزداد I_{CO} بنحو $7\%/^\circ C$. ومنه:

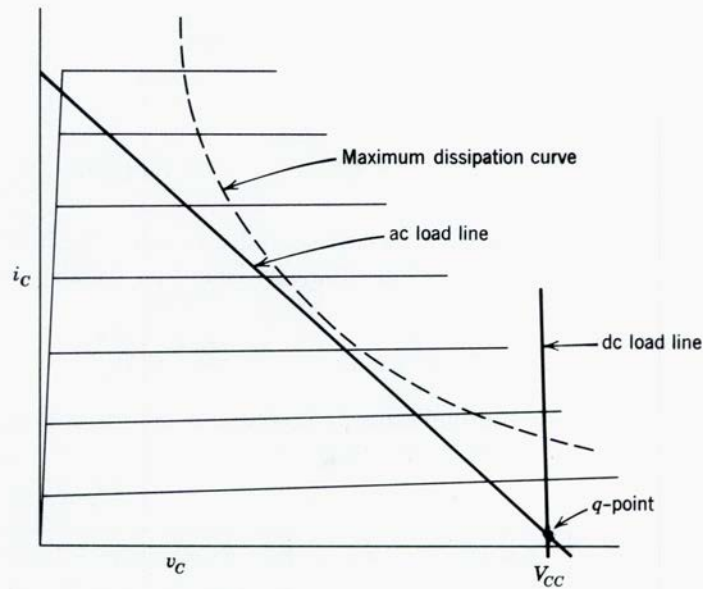
$$\frac{dI_{CO}}{dT} = 0.07 I_{CO} \quad (21)$$

$$\frac{1}{\theta_T} > S_I V_{CC} (0.07 I_{CO}) \quad \text{و} \quad (22)$$

لاحظ أنه يجب التحكم بعامل الاستقرار التيارية لمنع الانطلاق السريع للحرارة. نحصل على S_I باستخدام المعادلة 22:

$$S_I < \frac{14.3}{\theta_T V_{CC} I_{CO}} \quad (23)$$

يجب تعيين التيار الحراري I_{CO} عند درجة الحرارة العظمى المتوقعة للوصلة.



الشكل 26. إيضاح تأثيرية مضخم تناظري - تكاملي أو مرتبط بمحول بالانطلاق السريع للحرارة

مثال 5. لندرس مضخم النمط B حيث $V_{CC} = 16V$ و $R_L = 8\Omega$ و $I_{CO} = 0.1mA$ عند الدرجة $25^\circ C$ ، ويتضاعف لكل تزايد في درجة الحرارة قدره $10^\circ C$ ومنه $I_A = 16/8 = 2.0A$ وتكون الاستطاعة المتبددة عظمى عندما $I_{Cmax} = 0.63I_A = 1.27A$

ولذلك فإن استطاعة الدخول العظمى تساوي $I_{ave} = 0.636(1.27) = 0.81A$

والاستطاعة المتبددة العظمى تساوي $V_{CC}I_{ave} = 16 \times 0.81 = 13W$ نظراً لأن $13 / 2 = 6.5 W$

فعالية المضخم تقدر بنحو 50% عند هذا المستوى للإشارة (الشكل 7). نفترض فيما يلي أن

$\theta_T = 4.0^\circ C/W$ كما هو الحال في المثال السابق وأن درجة حرارة الوسط المحيط العظمى

تساوي $40^\circ C$. ومنه، ومن المعادلة 17 يكون $T_{jmax} = 6.5 \times 4 + 40 = 66^\circ C$

ويكون التيار الحراري I_{CO} عند هذه الدرجة

$$I_{CO} = 0.1mA(2)^{(66-25)/10} = 1.8mA$$

يجب أن يكون عامل الاستقرار الحرارية الحرارية أقل من :

$$S_T = 14.3/(4 \times 16 \times 0.0018) = 123$$

وذلك للتأكد من عدم حدوث الانطلاق السريع للحرارة.

لعلك تذكر من الفصل الخامس بأن تزايد مقاومة القناة في الفيت FET مع درجة الحرارة يسعى

لتخفيض تيار المصب مع تزايد درجة الحرارة. يؤدي هذا المعامل الحراري السالب للتخلص من

مشكلة الانطلاق السريع للحرارة في المضخمات الفموسية.

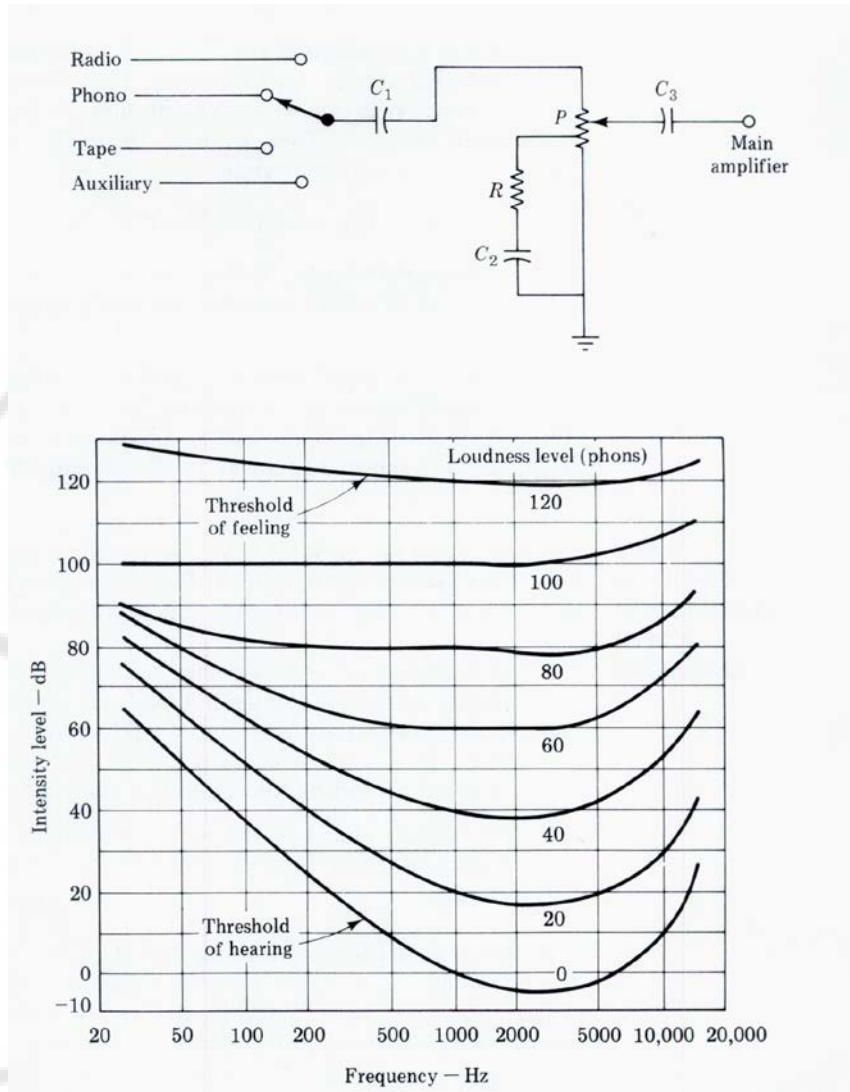
9. دارات التحكم في مضخمات الاستطاعة

يجب القيام بتدابير احتياطية لاختيار إشارة دخل المضخم والتحكم في مستوى خرجة. يجب إدخال هذه الضوابط عند مستوى الإشارة 1V، للأسباب التالية:

1. غالباً ما تكون مجزئات الكمون والقاطعات أكثر ضجيجاً من المقاومات الثابتة، وتكون أسلاك توصيلها طويلة عادة لأن وسيلة التحكم تتركب عادة على اللوحة الأمامية. ولهذا يحتاج مستوى الإشارة لأن يكون عالياً إلى حد ما عند نقطة إدخالها وذلك لتجنب تدني نسبة الإشارة/الضجيج.

2. يجب على جميع الإشارات المتقدمة على مستوى أو ارتفاع التحكم، أن تكون منخفضة المستوى إلى حد كاف وذلك لتجنب التشوه أو القص.

يبين الشكل 27a دائرة تحكم نموذجية بمستوى الإشارة والتبديل. تأتي مداخل الكلام والتسجيل عادة من مخارج المضخمات الأولية *Preamplifiers*. تستخدم المكثفتان C_1 و C_3 لمنع dc من السريان في مجزئ الكمون P نظراً لأن dc يجعل التحكم صاخباً. يمكن تضمين مكثفتي الإعاقة هاتين في المضخمات الأولية والمضخم الرئيسي. ويعد المكونان R و C_2 غير أساسيين للتحكم بالمستوى ولكنهما يستخدمان غالباً للتعويض من أجل المنحنيات المميزة للأذن في النظم الموسيقية المصممة للمنازل حيث تكون مستويات الصوت التي يرغب بها أخفض بكثير منها في حالة قاعات الاحتفال أو في استوديوهات التسجيل. تدرك الأذن ضمن هذه الشروط الاستجابة للجهاز المنخفض أو التردد المنخفض نظراً لحساسية الأذن الأخفض للترددات المنخفضة عند مستويات الإصغاء. تتضح هذه الاستجابة للأذن من خلال ثبات إطارات إدراك الارتفاع، كما هو مبين في الشكل 27b. غالباً ما تعرف هذه المنحنيات باسم منحنيات Fletcher-Munson تخليد لذكرى مبتكريها. إن مجزئ الكمون P ، ذي التدرجات اللوغارتمية أو السمعية يفرع عند نقطة في منتصف مقاومته. ومن ثم تختار المقاومة R بحيث تساوي 10% من مقاومة مجزئ الكمون بين نقطة التفرع والأرضي. أخيراً يتم اختيار C_2 بحيث $X_{C_2} = R$ عند نحو 800Hz. إن هذا النوع من التحكم في المستوى أو الارتفاع غالباً ما يعرف بالتحكم بالارتفاع. يوصل أحياناً مجزئ كمون آخر له مقاومة P نفسها، على التوازي مع C_2 للتحكم بمقدار تعويض التردد المنخفض.



الشكل 27. (a) دائرة تحكم نموذجية بمستوى الدخل وتبديله
(b) إطارات تساوي ارتفاع الصوت في الأذن

الفصل الثاني عشر

الدارات المهتزة

يعرّف المهتزّ الإلكتروني *electronic oscillator*، في هذا الفصل، بأنه الأداة التي تولّد تياراً أو توتراً شكل موجته جيبي. يحتاج هذا المهتزّ، كما هو حال معظم الأدوات الإلكترونية، إلى منبع تغذية مستمرة، ليؤدي دوره¹. يمكن عموماً استخدام إما أدوات زوجية أحادية المربط مثل الكليسترونات *klystrons* والثنائيات النفقية وغيرها وإما أدوات زوجية ثنائية المربط كالترانزستورات التقليدية والصمامات وغيرها كعناصر فعالة. لن ندرس في هذا الفصل إلاّ العناصر الزوجية الثنائية المرباطة. يترتب على العناصر الفعالة أن تعمل جنباً إلى جنب مع الشبكات الحاملة *passive networks* (كالمقاومة R والتحريضية L والوسعية C) تتوزع قيم كل من R و L و C في بعض أدوات الأمواج المكروية بالأحرى في الدارة ولا تُؤخذ شكل عناصر متكاملة منفصلة. يمكن حتى في هذه الظروف إنشاء الدارات المكافئة للعناصر R و L و G لإظهار فعل الأداة.

صادفنا في دروسنا السابقة دارات مهتزة وقد وجد أن دارات التغذية الخلفية التي درسناها في الفصل الثامن، تَهْتَرُ ضمن بعض الشروط. وقد كانت الاهتزازات في تلك الدارات غير مرغوب فيها، وكان يقال بأن دارات التضخيم تكون غير مستقرة لدى حدوث الاهتزازات وقد رأينا كيفية تجنب هذه الاهتزازات. غير أننا سنكتشف أن نظم الاتصالات العملية كافة تتطلب دارات توليد للإشارة يطلق عليها اسم "المهتّزّات" *oscillators*، ولذلك نضطر إلى إعادة تقييم افتراضاتنا السابقة بأنه يجب تجنب الاهتزازات جميعها. يمكن للدارات التي سبق ذكرها أن تستخدم لتلبية هذه الحاجة، حتى أنها تستخدم حالياً لهذا الغرض. ولكن ثمة حاجة لتقنيات خاصة عموماً تجعل المهتزّ يلبي الحاجات التالية وهي:

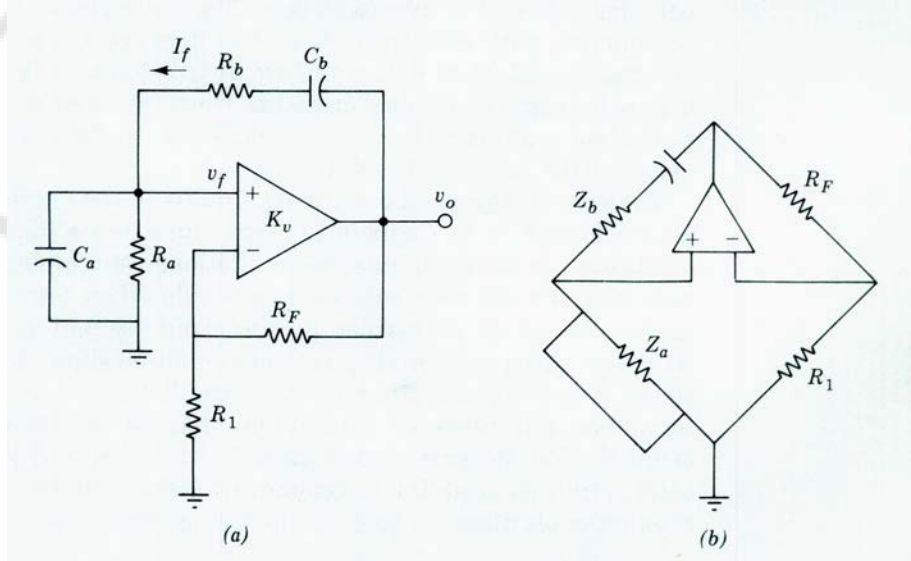
1. إمكانية المحافظة على ثبات تردد الاهتزاز، والتي يطلق عليها اسم "استقرارية التردد".
2. إمكانية المحافظة على ثبات توتر الخرج والتي تعرف باستقرارية التوتر.
3. خاصية خطية المهتزّ، والتي تتطلب موجة جيبيه جيدة الشكل والتي تمثل موضوع هذا الفصل.

1. المهتّزّات RC

يبين الشكل 1a واحداً من أكثر المهتّزّات شيوعاً وهو المهتّزّ RC . تطبق التغذية الخلفية الموجبة على المضخم في هذا المهتّزّ من خلال الدارة المكونة من كل من C_b و R_b و R_a و C_a . تؤمن هذه

[□] الكليسترون *klystrons* : أنبوب مفرّغة لتوليد التيارات العالية التردد أو تقويتها

الدارة توتر التغذية الخلفية الذي لا يتفق في الطور إلا مع تردد وحيد ولهذا تمثل هذه الدارة الشبكة التي تحدد التردد. إن توتر التغذية الخلفية V_f ، عند مرتبط الدخل غير العاكس، يؤخر تيار التغذية الخلفية I_f ، عند تردد التشغيل، بزاوية الطور نفسها التي يتقدم بها التيار I_f عن طور توتر الخرج V_o . تؤدي دارة التغذية الخلفية العكسية التي تتكون من R_F و R_1 إلى الحد من ربح توتر المضخم إلى القيمة اللازمة لإعطاء توتر خرج جيبي. يمكن فهم عمل الدارة بشكل أفضل من خلال تحليل الدارة الأساسية.



الشكل 1. (a) الدارة الأساسية للمهتز RC، (b) رسم الدارة السابقة وفق الشكل الجسري

تبين المعادلة الأساسية للتغذية الخلفية (وهي المعادلة 7 في الفصل الثامن) أن ربح المضخم يصبح لانهائياً ومن ثم يحدث الاهتزاز عندما $K_{vn}F_{vp} = 1$ وتكون التغذية الخلفية موجبة حيث K_{vn} ربح توتر المضخم في حالة التغذية الخلفية العكسية، و F_{vp} عامل التغذية الخلفية التوتري الموجب ولكن:

$$F_{vp} = \frac{Z_a}{Z_a + Z_b} = \frac{\frac{R_a/j\omega C_a}{R_a + 1/j\omega C_a}}{\frac{R_a/j\omega C_a}{R_a + 1/j\omega C_a} + R_b + 1/j\omega C_b} \quad (1)$$

وبضرب كل من البسط والمقام بالمقدار $(R_a + 1/j\omega C_a)$

$$F_{vp} = \frac{R_a / j\omega C_a}{(R_a / j\omega C_a) + (R_a + 1/j\omega C_a)(R_b + 1/j\omega C_b)} \quad (2)$$

يمكن تبسيط المعادلة الأخيرة كثيراً بجعل $C_a = C_b = C$ و $R_a = R_b = R$

$$F_{vp} = \frac{R}{R + j\omega CR^2 + 2R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3)$$

ولما كان $K_{vn}F_{vp} = 1$

$$K_{vn} = \frac{1}{F_{vp}} = 1 + j\omega CR + 2 + \frac{1}{j\omega CR} \quad (4)$$

غير أن K_{vn} حقيقي في مجال ترددات المضخم المتوسطة. وبالتالي يجب على مجموع حدود $j\omega$ أن يساوي الصفر

$$j\omega CR = \frac{1}{j\omega CR} \quad (5)$$

وبحل هذه الأخيرة من أجل ω :

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad (6)$$

وبتعويض هذه القيمة في المعادلة 4 نجد:

$$K_{vn} = 3 \quad (7)$$

وهكذا يجب أن يكون ربح التوتر المضخم في حالة التغذية الخلفية العكسية مساوياً 3. غير أن:

$$K_{vn} \approx \frac{1}{F_{vn}} = \frac{R_F + R_1}{R_1} = 3 \quad (8)$$

وبالتالي:

$$R_F = 2R_1$$

يجب أن يكون حاصل جمع المقاومتين R_F و R_1 على التوازي مساوياً R_a وذلك لجعل إزاحة توتر الخرج أصغر ما يمكن.

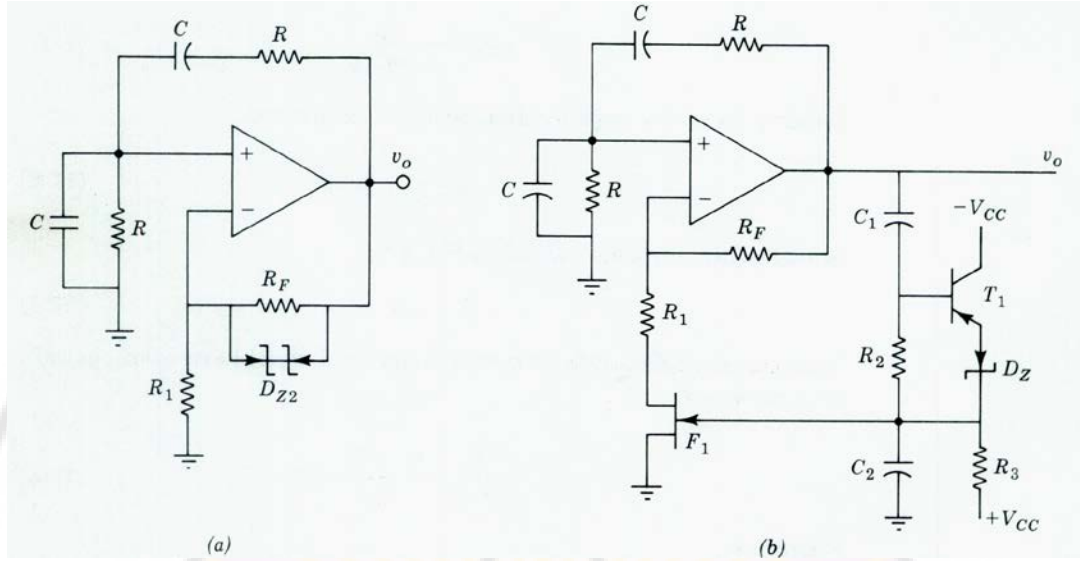
جرت إعادة رسم دائرة الشكل 1a على شكل دائرة جسرية في الشكل 1b لإيضاح السبب الذي من أجله تشيع تسميتها مهتزّ جسر فين *Wein bridge oscillator*.

إن توتر دخل المضخم التفاضلي صغير جداً بالنسبة إلى توتر الخرج حتى أن الدارة تبدو عملياً كجسر متوازن.

تكمن المشكلة الرئيسية لدائرة الشكل 1 في تشوه توتر خرج المهتز في حال كون عامل التغذية الخلفية العكسية صغيراً جداً. ومن جهة أخرى لن تهتز الدارة إذا كان ذلك العامل كبيراً جداً. بتعبير آخر: يتأثر سلوك الدارة كثيراً بقيم مقاومة التغذية الخلفية. يمكن التغلب على هذه المشكلة بعدة تقنيات مختلفة، يبين الشكل 2 اثنتين منها.

يبين الشكل 2a دائرة مهتزّ تجعل فيها مقاومة التغذية الخلفية R_F أكبر بقليل من $2R_1$ ، وتقتصر بشنائين مرجعيين (ثنائيي زنر) موصولين ظهراً لظهر يؤديان دور مقص مضاعف المصعد D_{z2} . تقع أقطاب المستوي s- الموافق للمهتز لدى تشغيله في نصف المستوي الأيمن. ولذلك يزداد توتر الاهتزاز في R_F إلى أن تتجاوز ذروته توتر انخيار المقص المضاعف المصعد. ثم يتناقص ربح المضخم قليلاً نظراً لمفعول قصر المقص للمقاومة R_F الذي يحرك الأقطاب نحو المحور $j\omega$ ويظل توتر الذروة

في ac R_F ثابتاً تقريباً عند توتر انخيار المقص المضاعف المصعد، كما يجب أن يظل توتر الخرج V_o ثابتاً عملياً نظراً لأنه أكبر بمرة ونصف منه في حالة التوتر في R_F .



الشكل 2. دارتا التحكم الآلي بالربح والحد منه في جسري فين هزازين

يؤدي الفيت F_1 في دائرة الشكل 2b دور مقاومة متغيرة في حلقة التغذية الخلفية العكسية للتحكم في ربح المضخم. لعلك تذكر أن مقاومة مصب الفيت تتمثل عملياً في مقاومة القناة الأومية عندما يكون التوتر بين المنبع والمصب أقل من توتر الاختناق، ويتحكم توتر البوابة في مقاومة هذه القناة. ومن ثم يمكن التحكم بعامل التغذية الخلفية ومن ثم بربح المضخم من خلال توتر الخرج. عندما تطبق التغذية في بادئ الأمر على الدارة، تستقطب بوابة F_1 استقطاباً مباشراً بالتغذية الموجبة وتكون مقاومة القناة منخفضة جداً. ويساوي عامل التغذية الخلفية عملياً $R_1 / (R_F + R_1)$ ويتم اختياره بحيث يكون أقل من $1/3$ بقليل. يؤدي كل من التشغيل الابتدائي والضخيج إلى بناء اهتزازات بالتردد ω_o إلى أن تتجاوز ذروته خرج التوتر السالبة توتر ثنائي زنر بالإضافة إلى V_{BE} المباشر الموافق للترانزستور T_1 ، ومن ثم يصبح هذا الأخير ناقلاً ويؤدي تيار باعته إلى زيادة التوتر عبر R_3 ومن ثم يشحن المكثف C_2 سلبياً. ولهذا يظل F_1 مستقطب عكسياً، وتزداد مقاومة القناة إلى أن يصبح عامل التغذية الخلفية مساوياً $1/3$ ويصبح ربح المضخم 3 تحديداً. يجب أن يكون توترا منبع التغذية $-V_{CC}$ و $+V_{CC}$ كبيرين إلى حد يكفي لأن يقع توتر ذروة الخرج (والذي يقدر بنحو 7V إذا كان $V_E = 6.5$) تماماً ضمن المجال الخطي للمضخم.

إن الدارة المبينة في الشكل 2a أبسط من دائرة الشكل 2b، ولكن المقص المصعدي المضاعف في شبكة التغذية الخلفية يسبب بعض التشوه في موجة الخرج من خلال فلتحة ذروتها. يمكن أن

يكون هذا التفلطح طفيفاً كما يمكن أن يكون التشوه أقل من 1% في حال استخدام مقاومات دقيقة ولا تقل النسبة $R_1/(R_F + R_1)$ عن 1/3 إلا بشكل طفيف.

شاع استخدام دائرة جسر فين المهتزة في مولدات الإشارة التجارية والتي تغطي المجال الترددي الذي يمتد من نحو 1Hz إلى عدة MHz. يتم الحصول على هذا المجال العريض من الترددات بتبديل المكثفات C لتغيير قيم وسعيتها بمقادير من مرتبة العشرة وباستخدام مجموعة من مجزئات الكمون بحيث يمكن تغيير قيم المقاومة R في الوقت نفسه لتغطية كل مراتب المقاومات.

2. مولدات الإشارة

على الرغم من استخدام الإشارات الجيبية على نطاق واسع، فإنه كثيراً ما يكون مفيداً أو ضرورياً توليد أشكال موجية أخرى. فالدارات الرقمية مثلاً تتطلب أمواجاً تربيعية أو أشكالاً موجية نبضية لتعمل بشكل مناسب. يعد، نتيجة لذلك، الكثير من مولدات الإشارة في المختبر قادراً على توليد مجموعة من الأشكال الموجية للإشارة. تدعى منابع الإشارة هذه عادة مولدات الإشارة Function generator.

يبين الشكل 3، أحد أنواع مولدات الإشارة. يعتبر مضخم العمليات A_1 ودارته المرافقة مولداً للأمواج التربيعية. وللتعرف على آلية عمل هذه الدارة، لنفرض أن مربوط الدخل العاكس أكثر سلبية من مربوط الدخول غير العاكس بمقدار 1volt أو أكثر. ومن ثم يكون توتر خرج A_1 مشبعاً عند قيمة أخفض من $V_{CC} + 1V$. يتعين توتر مربوط الدخل غير العاكس V_{i+} بنسبة المقاومتين R_3 و R_5 .

$$V_{i+} = V_o \frac{R_3}{R_3 + R_5} \quad (10)$$

في الشكل 3، يكون $V_{i+} = 17.27V$ عندما يكون $V_o = 19V$. تنشحن المكثفة C_1 من خلال R_1 نحو V_o . وعندما يكون الفارق بين V_{i+} و V_{i-} نحو بضعة ميلي فولطات يبدأ التوتر V_o بالتناقص. كما يبدأ V_{i+} بالتناقص أيضاً، ولكن يظل V_{i-} ثابتاً عملياً من خلال C_1 ، ويتناقص V_o أكثر. إن هذا المفعول تراكمي؛ وبذلك يهبط V_o بشكل مفاجئ من 19V إلى نحو 1V أعلى من $-V_{CC}$ أو 19V-. ومن ثم يهبط التوتر V_{i+} إلى نحو 17.27V-، ينخفض توتر C_1 من 17.27V+ نحو 19V- وفق ثابت زمني $R_1 C_1$. تكون معادلة V_{i-} خلال هذا الزمن

$$V_C = V_{i-} = V_f + (V_{in} - V_f) e^{-t/\tau} \quad (11)$$

حيث V_f القيمة النهائية للتوتر V_C (في دارتنا $-19V$) و V_{in} هي القيمة الابتدائية للتوتر V_C ($17.27V$ في دارتنا) وعندما يبلغ هذا الأخير $-17.27V$ يتبدل مضخم العمليات ويصبح V_o مساوياً $19V$. فإذا تم تعويض القيم المعروفة للتوتر في المعادلة 11 نحصل على:

$$-17.27 = -19 + (17.25 + 19)e^{-t/R_1C_1} \quad (12)$$

أو

$$t = \left(\ln \frac{36.27}{1.73} \right) 10^{-2} = 0.03s \quad (13)$$

ومن ثم :

$$f = \frac{1}{2t} = 16.4Hz \quad (14)$$

عندما تبلغ V_{i-} ، كما رأينا، $-17.27V$ ، ينزاح الخرج إلى $+19V$ ، ويبدأ نصف الدورة الموجب من جديد. يتعين تردد تشغيل مولد هذه الموجة التربيعية بنسبة R_3 و R_5 والتي تهيئ قيمة V_i حيث يحدث التبديل، وفق الثابت الزمني R_1C_1 .

يعد مضخم العمليات A_2 ودارته المرفقة في الشكل 3 متعدد الاهتزاز أحادي الاستقرار *monostable multivibrator*. تتميز الدارة بحالة مستقرة واحدة، حيث يجعل V_{i-} عند القيمة $0.4V$ و V_{i+} عند أقل من $0.4V$ وعادة عند $0V$ تقريباً. عندما تنقلب إشارة A_1 إلى $+19V$ ، فإن تغير الإشارة بمقدار $38V$ (من $-19V$ إلى $+19V$) يقترن بـ V_{i+} وهو مرتبط A_2 وتوتر خرج (A_2) V_o ينقلب إلى $+19V$. أما شحنة C_2 فهي تتصرف عبر R_2 نحو الأرضي. ولما كان الثابت الزمني R_2C_2 أقل بكثير من الثابت الزمني R_1C_1 فإن التوتر V_{i+} (لـ A_2) يهبط إلى أقل من $0.4V$ قبل مدة نصف دور الموجة التربيعية بكثير. يعود الخرج النبضي لـ A_2 فيهبط إلى $-19V$ كلما أصبح V_{i+} أقل من $0.4V$. يمكن إيجاد مدة نبضة خرج A_2 من العلاقة 11 عندما يكون $V_C = 0.4V$ و $V_i = +38V$ و $V_f = 0$ و $\tau = R_2C_2$. يتعين عرض نبضة A_2 عموماً بنسبة المقاومتين R_6 و R_7 ، نظراً لأن هاتين المقاومتين تعيينان توتر تبديل الدخل V_i (لـ A_2)، أضف إلى ذلك أن الثابت الزمني R_2C_2 يعين مدى سرعة هبوط V_{i+} إلى أسفل توتر تبديل التبديل. لا يمكن لعرض نبضة A_2 طبعاً أن يتجاوز زمن نصف دورة الموجة التربيعية.

يمثل مضخم العمليات A_3 ودارته المرافقة دائرة مكامل مستقرة سكونياً dc . يمثل خرجه موجة مثلثية $\pm 5V$ يقوم كل من المقاومة R_4 والشائنين D_1 و D_2 بتخفيض إشارة الخرج $\pm 19V$ إلى موجة تربيعية $\pm 6.3V$. يتعين مطال الموجه المثلثية بتوتر V_z للشائنين D_1 و D_2 وفق الثابت الزمني R_9C_3 . يتحقق التثبيت dc من خلال الدارة ذات الشكل T والمكونة من R_{10} و R_{11} و C_5 .

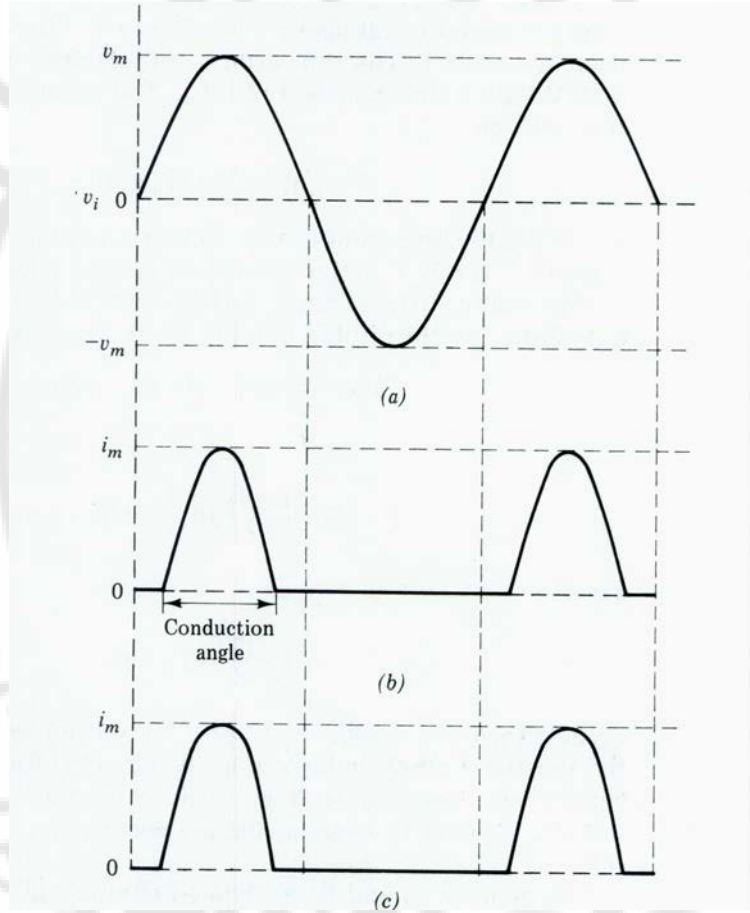
الشكل 3. مولد إشارة بثلاثة مخارج

3. أنماط المضخمات

3. أنماط المضخات

297

مبين في الشكل 4c، الذي يظهر فيه تشوه أشكال موجة التيار إلى حد كبير. يأخذ هذا التشوه شكل توافقيات مضافة إلى مركبات الإشارة الأساسية. يمكن التخلص من هذا التشوه بتمرير الإشارة خلال مرشح تمرير حزمي يمرر المركبات الأساسية، ويمنع المركبات الترددية الأعلى. تقوم المرشحات LC البسيطة على شكل دارات تجاوب عالية الجودة بهذا الدور جيداً في مجال الترددات الراديوية. تكون الملفات عند هذه الترددات صغيرة نسبياً وخفيفة ويمكن أن تكون قيم Q فيها من مرتبة 100 فما فوق.



الشكل 4. أشكال موجية في مضخمات النمط C، (a) شكل موجة توتر الدخول (b) الناقلية في المنطقة الخطية، (c) الناقلية في منطقة الإشباع.

نظراً لأن مردود مضخمات النمط B أعلى بكثير منه في حالة المضخم A، يتوقع القارئ أن يكون مردود مضخمات النمط C أعلى. وإن الواقع هو كذلك. يمكن البرهان مثلاً على أنه إذا كان شكل موجة التيار يمثل جزءاً من موجة جيبية، كما في الشكل 4b، يكون المردود:

$$\eta_P = \frac{\theta - \sin \theta}{4 \sin \theta / 2 - 2 \cos \theta / 2} \quad (15)$$

حيث θ زاوية الناقلية أو عدد الدرجات التي يحدث النقل خلالها في الدورة. عندما تصغر زاوية النقل ينخفض، لسوء الحظ، خرج الاستطاعة من أجل قيمة معينة لذروة تيار المجمع. وبالتالي يجب تحقيق تسوية بين استطاعة خرج المضخم ومردوده.

عندما تزداد إشارة دخل مضخم من النمط C، بالمقدار، فيمكن أن يساق المجمع نحو الإشباع. ينسب، في هذه الحالة تيار المجمع الجيبي عند الذروة العلوية، كما هو مبين في الشكل 4c. يجب في هذه الحالة استخدام تحليل فورييه لهذه الموجة لإيجاد مركبة الإشارة الأساسية والمركبة dc وذلك لتعين المردود. يوحى الشكل المنبسط للموجة بطريقة لبلوغ مردود أكبر في المضخم.

عندما يكون الترانزستور مسطوماً، لن يكون ثمة تيار للمجمع، وبالتالي فإن الاستطاعة المتبددة في دائرة المجمع تساوي الصفر، وعندما يكون الترانزستور مشبعاً، يكون تيار المجمع عالياً ولكن توتر المجمع لا يساوي إلا بضعة أعشار الفولط وبالتالي فإن الاستطاعة المتبددة في المجمع منخفضة جداً أيضاً. لا تكون الاستطاعة المتبددة في مجمع الترانزستور كبيرة، إلا عندما يعمل هذا الأخير في المجال الخطي. يمكن للاستطاعة المتبددة في المجمع أن تنخفض بشكل كبير عندما يتم التبديل بسرعة بين منطقتي السطم والإشباع. يطلق على هذا النمط من التشغيل اسم النمط D.

يبين الشكل 5a أحد أشكال مضخم النمط D. إشارة دخله موجة توتر تريبعية تقوم على التناوب بإشباع أحد الترانزستورين وسطم الآخر. فإذا أهمل توتر إشباع الترانزستور، يحدث الأثر نفسه فيما لو استبدل مفتاح بتحويليتين بالترانزستورين والمبين في الشكل 5b. إن توتر الدخل v_I للدائرة المولفة هي موجة تريبعية قيمتها من القمة إلى القمة V_{CC} ، كما هو مبين في الشكل 5c. يعطي تحويل فورييه لهذه الموجة التريبعية:

$$V_I = V_{CC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_0 t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_0 t + \dots \right)$$

حيث ω_0 التردد الأساسي و $1/f_0$ يساوي مدة الدورة الواحدة للموجة التريبعية. إن توتر تجاوب الدائرة المولفة التسلسلية هو ω_0 وبالتالي لا يسري عملياً في الدائرة المولفة إلا المركبة الأساسية من تيار الإشارة. وبالتالي يساوي التوتر عبر R_L :

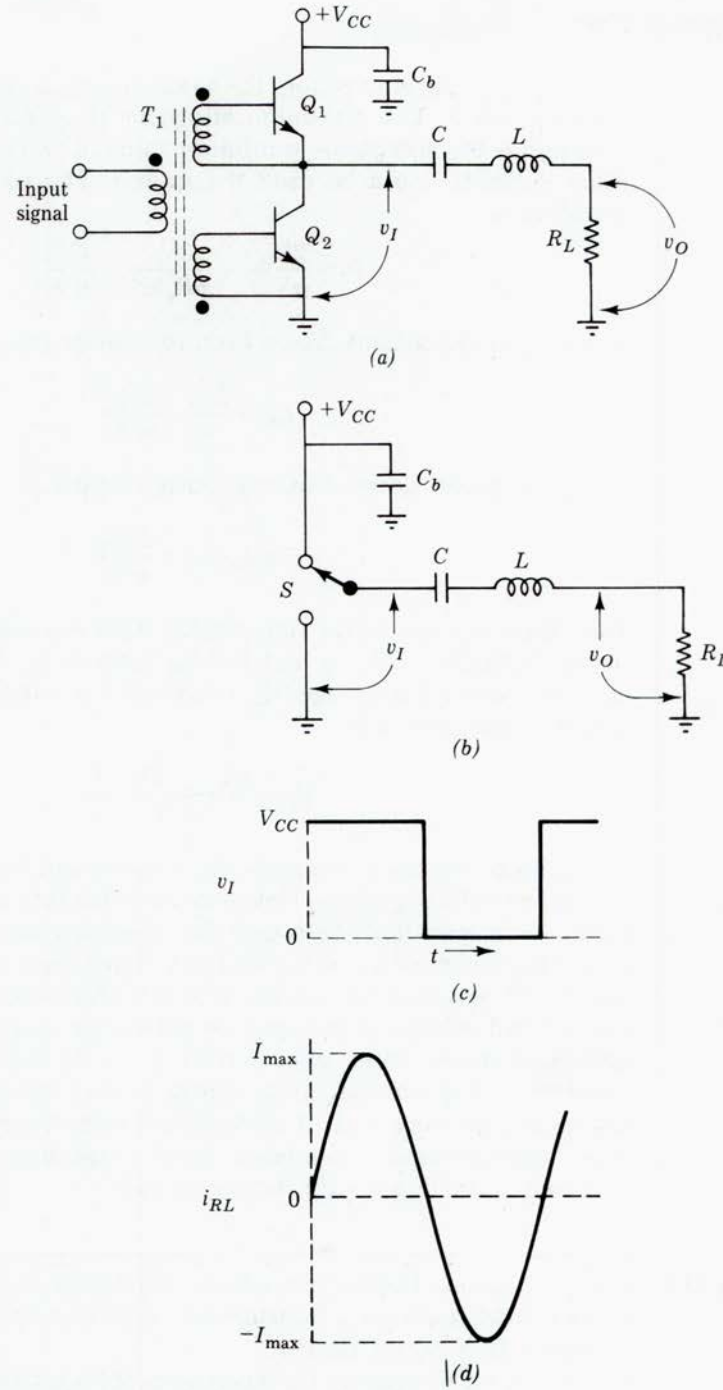
$$v_{RL} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (16)$$

يبين الشكل 5d شكل موجة التيار الذي يسري في دائرة التجاوب:

$$i_{RL} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} \sin \omega_0 t \quad (17)$$

إن النصف الموجب من موجة هذا التيار يسري في Q_1 عندما يكون مشبعاً وأما النصف السالب من هذه الموجة فيسري في Q_2 عندما يكون مشبعاً. يجب تضمين المكثفة C_b في الدارة لمنع تيارات الإشارة من السريان في منبع التغذية. تتصف مكثفة القصر هذه بأن رديتها مهمة عند تردد تجاوب الدارة المولفة.

يجب أن يساوي عامل جودة دارة التجاوب التسلسلية 5 على الأقل ليكون الترشيح جيداً. أما المركبة التوافقية الثالثة العظمى المسموح بها فتحدد أصغر قيمة مقبولة لعامل الجودة Q . يمكن طبعاً استخدام عناصر ترشيح إضافية في حال الضرورة. وتكون استطاعة خرج المضخم:



الشكل 5. مضخم النمط D، (a) الدارة الفعلية، (b) الدارة المكافئة، (c) شكل موجة توتر الدخول للدارة المولفة، (d) التيار الناتج في الدارة المولفة .

$$P_o = \frac{2V_{CC}}{\pi\sqrt{2}} \times \frac{2V_{CC}}{\pi R_L \sqrt{2}} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (18)$$

ويكون متوسط التيار dc المسحوب من منبع التغذية:

$$I_{DC} = \frac{I_{\max}}{\pi} = \frac{2V_{CC}}{\pi^2 R_L} \quad (19)$$

وتكون الاستطاعة المسحوبة من منبع التغذية:

$$P_I = I_{DC} V_{CC} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (20)$$

سيكون المردود مساوياً 100% وفقاً للافتراضات التي قمنا بها. إن كلاً من v_{RL} الحد V_{CC} في i_{RL} يختزل في الواقع بتوتر إشباع المجمع (V_{Csat}) عبر الترانزستورين. وبالتالي فإن استطاعة الخرج الفعلية:

$$P_o = \frac{2(V_{CC} - 2V_{Csat})^2}{\pi^2 R_L} \quad (21)$$

فرضنا بالإضافة إلى ذلك بأن زمي الإغلاق $turn-on$ والتوقف $turn-off$ للترانزستورين مهملان. لاحظ، مع ذلك، أن التيار في كل ترانزستور يساوي الصفر عملياً بالقرب من أزمنة التبديل. فإذا كان زمنا التبديل محدودين، ولكن أقل 5° من دورة إشارة الدخل فيمكن إهمال هذه الخسارة. فإذا وجب تضمين هذا المفعول، فيجب مضاعفة قيم التيار والتوتر لدى المكاملة على زمي التبديل. ثمّة مفعولات أخرى كوسيعات القصر وتحريضية الأسلاك يمكن أن يكون لها مفعول، ولكن مردود هذه المضخمات عموماً يكون مرتفعاً جداً في حال توافر ترانزستورات مناسبة. تجد في المراجع دارات أخرى عالية المردود. يوضح المثال التالي هذه المفاهيم.

مثال 1. صمم مضخماً من النمط D يعطي خرجاً أعظمية لحمولة 50Ω (ربما تتكون من خط نقل) بتردد قدره $1.8MHz$ من منبع تغذية $12V$.

لنفرض أولاً أن توتر الإشباع الأعظمي لمجمع الترانزستورات $0.25V$ ومن ثم فإن التوتر من القمة إلى القمة عند V_I في الشكل 5 يساوي:

$$12 - 2(0.25) = 11.5V$$

وأما قيمة تيار المجمع العظمي فتساوي (المعادلة 17)

$$I_{max} = 2 \times 11.5 / \pi 50 = 146mA$$

وتكون استطاعة الخرج (المعادلة 21):

$$P_o = 2(11.5)^2 / \pi^2 50 = 536milliwatts$$

ومتوسط التيار dc المسحوب من منبع التغذية يساوي (المعادلة 19)

$$I_{DC} = 2 \times 11.5 / (\pi^2 \times 50) = 46.6mA$$

وتكون استطاعة الدخل إلى دائرة مجمع المضخم:

$$P_I = I_{DC} V_{CC} = 0.0466 \times 12 = 559milliwatts$$

فإذا كان توتر الإشباع يمثل الفقدان الرئيسي للاستطاعة في هذين الترانزستورين فإن مردود دائرة المجمع:

$$\eta = (536/559)100 = 95.9\%$$

فلا بد للترانزستورين أن يبددا $559-536=23\text{milliwatts}$ بينهما. يجب أن يتمتع هذان الترانزستوران بالخصائص التالية:

$$V_{CE\max} = 12\text{ V} \text{ فما فوق}$$

$$I_{C\max} = 150\text{ mA} \text{ فما فوق}$$

$$P_{D\max} = 12\text{ mW} \text{ فما فوق}$$

والآن يجب حساب عناصر الدارة الباقية. لنفرض بأن المقاومة الأومية لملف التحريضية صغيرة بالنسبة إلى 50Ω . وللحصول على موجة خرج جيئية جيدة، لنصمم دائرة فيها $Q=10$. ولما كان $Q = \omega_o L / R_L$ فإن :

$$L = QR_L / \omega_o = 10 \times 50 / (2\pi \times 1.8 \times 10^6) = 44.2\mu\text{H}$$

عند التجاوب يكون $\omega_o L = 1 / \omega_o C$ وبالتالي:

$$C = 1 / \omega_o^2 L = 1 / (2\pi \times 1.8 \times 10^6)^2 \times 44.2 \times 10^{-6} = 176\text{ pF}$$

نجعل $(1 / \omega_o C_b) = 1\Omega$ أو

$$C_b = 1 / 2\pi \times 1.8 \times 10^6 = 8.84 \times 10^{-8} = 0.0884\mu\text{F}$$

نستخدم القيمة $0.1\mu\text{F}$ لمقاومة القصر C_b .

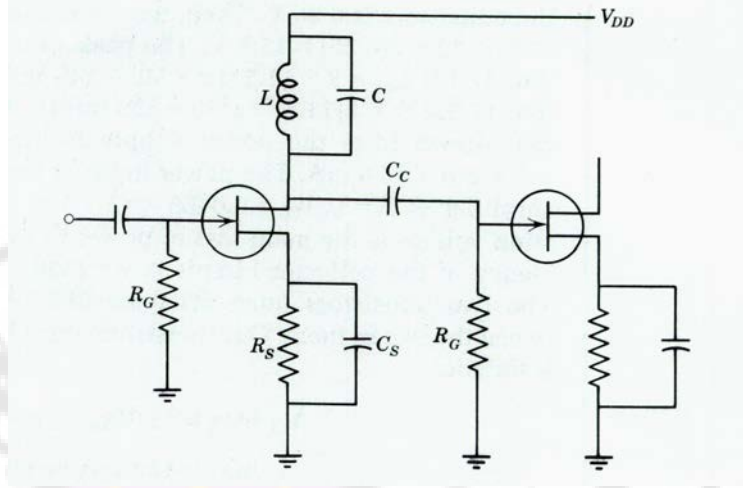
كانت استطاعة خرج المضخم المذكور في المثال السابق منخفضة جداً. يمكن زيادتها إما بزيادة توتر المنبع V_{CC} أو بتخفيض مقاومة الحمولة R_L . ثمة طريقة سهلة لتخفيض مقاومة الحمولة الفعالة تتمثل باستخدام ممانعة محول مصمم ليعمل عند التردد المرغوب. يمكن لهذه المحولات عند الترددات الأعلى أن تكون صغيرة الحجم وخفيفة الوزن.

4. المضخمات المولّفة

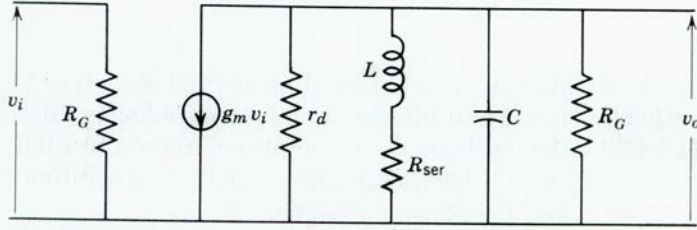
ثمة نمط من المهتزازات تعرف بالمهتزازات LC ليست إلا مضخمات مولّفة بتغذية خلفية موجبة. ولهذا فإننا نحتاج لدراسة المبادئ الأساسية للمضخمات المولّفة قبل المضي في دراسة المهتزازات المذكورة.

يبين الشكل 6 مضخم حقلي مولّف. لاحظ أن هذا المضخم يختلف أساسياً عن مضخم الربط RC بدارة دائرة التوليف التي تحل محل المقاومة في دائرة المصب. ولتعيين ربح المضخم وعرض حزمته تعطى دارته المكافئة في الشكل 7. تتضمن المكثفة C وسعية قصر المضخمات والوسعية المتوزعة للأسلاك. إن دمج وسعية القصر في دائرة التوليف يجعل تضخيم الترددات العالية جداً ممكناً على نحو يمكن معه الاقتراب من f_T الخاص بالترانزستور.

الشكل 6. مضخم فيت
مولف



الشكل 7. الدارة المكافئة
لمضخم الشكل 6، المولف



إن دارة الشكل 7 المكافئة لن تحوي إلا عناصر على التوازي ومن ثم فإن تحليلها سهل نسبياً فيما عدا المقاومة التسلسلية R_{ser} للملف. لذلك نعين تركيباً على التوازي للمقاومة والتحريضية يكون له ممانعة التركيب التسلسلي نفسها للحزمة المارة. يتحقق هذا الأمر بإيجاد قبولية التركيب التسلسلي:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R_{ser} + j\omega L} \quad (22)$$

وبالتالي

$$Y = \frac{R_{ser} - j\omega L}{(R_{ser} + j\omega L)(R_{ser} - j\omega L)} = \frac{R_{ser} - j\omega L}{R_{ser}^2 + (\omega L)^2} \quad (23)$$

ولكن نسبة ωL على R_{ser} تمثل Q للملف المعروف بـ Q_o . فإذا كان Q_o يساوي العشرة فما فوق، وهذا دائماً صحيح، يكون $(\omega L)^2$ أكبر من R_{ser} بمئة مرة على الأقل، وبالتالي يمكن إهمال الحد الأخير في مقام المعادلة 23. وباستخدام هذا التبسيط نحصل على:

$$Y = \frac{R_{ser} - j\omega L}{(\omega L)^2} = \frac{R_{ser}}{(\omega L)^2} - j \frac{1}{\omega L} \quad (24)$$

إن هذه القبولية هي من الشكل $G + jB$ وتمثل ناقلية $G = R_{ser}/(\omega L)^2$ على التوازي مع ردية تحريضية $B = 1/(\omega L)$ inductive susceptance، على النحو المبين في دارة الشكل 8 المحاطة بخط متقطع. ولما كان يمكن كتابة عامل جودة الملف بالشكل $Q_o = \omega L / R_{ser}$ فيمكن كتابة ناقلية التركيب على التوازي لعنصري الملف على النحو:

$$G_p = \frac{R_{ser}}{(\omega L)^2} = \frac{1}{Q_o \omega L} \quad (25)$$

كما يمكن التعبير عن الناقلية أيضاً على أنها مقاومة:

$$R_{par} = \frac{1}{G_p} = \frac{(\omega L)^2}{R_{ser}} = Q_o \omega L \quad (26)$$

لاحظ أن دائرة التوازي المكافئة تابع للتردد. غير أن المضخم المؤلف الذي يستخدم دائرة عالية الجودة ($Q \geq 10$) لا تضخم إلاّ حزمة ضيقة من الترددات بالقرب من تردد التجاوب ω_o . وبالتالي يمكن افتراض بأن مقاومة الملف الموازية الفعالة، ثابتة من أجل الحزمة المارة وتساوي:

$$R_{par} = Q_o \omega_o L \quad (27a)$$

لاحظ أن عامل جودة الملف Q_o يساوي النسبة $R_{par} / \omega_o L$ وأن صغر قيم المقاومة التسلسلية R_{ser} تؤمن ارتفاع عامل الجودة الذي يعطي بدوره قيمة كبيرة لمقاومة الجمع على التوازي الفعالة R_{par} نظراً لأن هذه الأخيرة تتناسب طردياً مع عامل جودة الملف.

$$Q_o = R_{par} / \omega_o L \quad (27b)$$

يمكن جمع مقاومة التوازي الفعالة للملف على التوازي مع عناصر أخرى مقاومة في دائرة الشكل 8 المكافئة وذلك للحصول على الدائرة المكافئة المبسطة في الشكل 9، حيث تمثل R حاصل جمع كل من r_d و R_{par} و R_G في الشكل 8 على التوازي. لدى حساب Q_o (عامل جودة الملف) استخدمنا $R_{par} / \omega_o L$ حيث تفسر R_{par} فقدان الطاقة في الملف.

غير أن المنحنيات المميزة لدائرة مولفة تعتمد على فقدان الطاقة من كامل الدائرة. وبالتالي يعرف عامل جودة دائرة معينة بالشكل:

$$Q = \frac{R}{\omega_o L} = R \omega_o C \quad (28)$$

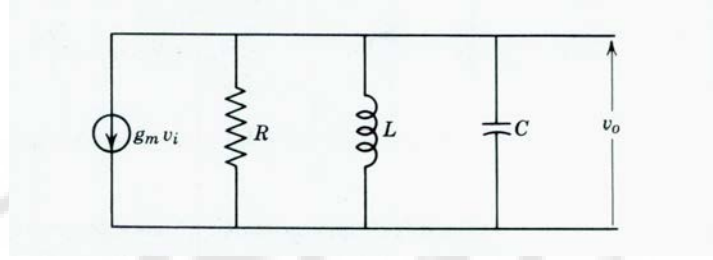
حيث R مقاومة القصر الكلية الفعالة على التوازي مع L و C ، كما هو مبين في الشكل 8. إن الرمز Q ، الذي جاء هنا من دون دليل، يمثل بطريقة ما Q الدائرة في هذه الدراسة. إن Q الدائرة وسيط كبير الأهمية في دائرة مولفة لأنه يعين عرض الحزمة ويؤثر على ربح المضخم. لما كانت ممانعة الدائرة المولفة الخالية من الضياع، محدودة عند تردد التجاوب، يبين الشكل 9 أن ممانعة الحمولة الكلية، عند التجاوب تساوي R وأن توتر خرج المضخم الفيت V_o يساوي:

$$V_o = -g_m V_i R \quad (29)$$

ومن ثم يساوي ربح التوتر عند التجاوب:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = -g_m R \quad (30)$$

لاحظ أن ربح التوتر يتناسب طردياً مع R والتي تساوي $Q\omega_o L$ عند تردد التجاوب. وبالتالي يتناسب الربح طردياً مع Q الدارة والردية التحريضية للملف.



الشكل 9. الدارة المكافئة المبسطة لمضخم مولف

مثال 2. دارة موصولة على النحو المبين في الشكل 6. تقدر قيمة تحريضيتها بنحو $1mH$ و $Q_o = 100$ و $C = 1,000pF$ و $R_G = 1M\Omega$ وفي الفيت $r_d = 2.5 \times 10^5 \Omega$ و $g_m = 2 \times 10^{-3} S$ والمطلوب تعيين ربح توتر الدارة

إن قيمة $\omega_o = 10^6 \frac{rad}{s}$ و $R_{par} = 100,000 \Omega$. إن حاصل جمع كل من $R_{par} (100,000 \Omega)$ و $r_d (2.5 \times 10^5 \Omega)$ و $R_G (10^6 \Omega)$ على التوازي يساوي $R = 67k\Omega$. ومنه:

$$Q = R / \omega_o L = 6.7 \times 10^4 / 10^6 \times 10^{-3} = 67$$

أخيراً يكون ربح التوتر عند التجاوب:

$$G_v = -g_m R = -2 \times 10^{-3} \times 6.7 \times 10^4 = -134$$

5. عرض حزمة المضخم المولف

يتعين Q الدارة المرغوب في مضخم بعرض حزمته، وليس بربح التوتر المرغوب. يمكن الحصول على العلاقة بين Q الدارة وعرض حزمته بكتابة العلاقة العامة لتوتر الخرج V_o . لدينا من الشكل 9 مايلي:

$$V_o = -g_m V_i Z = \frac{-g_m V_i}{G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (31)$$

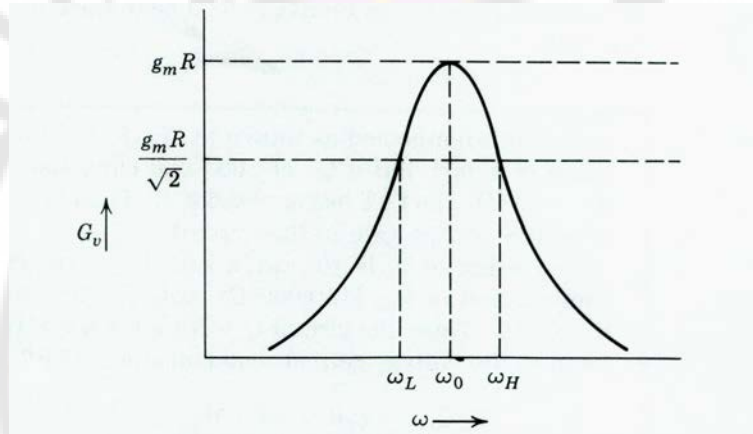
حيث $G = 1/R$. فإذا ضربنا البسط والمقام في الطرف الأيمن من المعادلة الأخيرة بالمقاومة R وقسمنا الطرفين على V_i نحصل:

$$G_v = \frac{-g_m R}{1 + j\omega CR + \frac{R}{j\omega L}} \quad (32)$$

ولكن $R/\omega_o L = Q$ وبالمثل $R\omega_o C = Q$ ، نظراً لأن $\omega_o L = 1/\omega_o C$ عند تردد التجاوب ω_o . وبالتبديل في المعادلة الأخيرة نحصل:

$$G_v = \frac{-g_m R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)} \quad (33)$$

لما كان بسط هذه المعادلة يساوي ربح التوتّر عند التجاوب عندما $\omega = \omega_o$ ، فإن الرّبح ينخفض إلى قيمة الاستطاعة النصفية عندما يساوي جزء المقام التخيلي الواحد. ولكن ثمة ترددين يحققان ربح الاستطاعة النصفية كما هو مبين في الشكل 10. يرمز لهذين الترددين بالشكل ω_H و ω_L ، وفي الحالة التي يكون فيها $\omega = \omega_L$ أو $\omega = \omega_H$ ، يساوي الجزء التخيلي في مقام المعادلة الأخيرة الواحد.



الشكل 10. الاستجابة الترددية لمضخم أحادي التوليف

$$Q\left(\frac{\omega_H - \omega_o}{\omega_o - \omega_H}\right) = 1 \quad (34)$$

$$Q\left(\frac{\omega_L - \omega_o}{\omega_o - \omega_L}\right) = -1 \quad (35)$$

$$\frac{\omega_H - \omega_o}{\omega_o - \omega_H} = \frac{\omega_o - \omega_L}{\omega_L - \omega_o} \quad (36)$$

وبإعادة ترتيب الحدود نحصل:

$$\frac{\omega_H}{\omega_o} + \frac{\omega_L}{\omega_o} = \frac{\omega_o}{\omega_L} + \frac{\omega_o}{\omega_H} \quad (37)$$

$$\frac{\omega_H + \omega_L}{\omega_o} = \omega_o \frac{\omega_H + \omega_L}{\omega_H \omega_L} \quad (38)$$

وبالتالي:

$$\omega_o^2 = \omega_H \omega_L \quad (39)$$

وباستخدام المعادلة 34 نجد:

$$Q\left(\frac{\omega_H^2 - \omega_o^2}{\omega_o \omega_H}\right) = 1 \quad (40)$$

وبتعويض $\omega_o^2 = \omega_H \omega_L$ من المعادلة 39 نحصل:

$$Q \left(\frac{\omega_H^2 - \omega_L \omega_H}{\omega_o \omega_H} \right) = Q \left(\frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o} \right) = 1 \quad (41)$$

ولكن $\omega_H - \omega_L = B$ عرض الحزمة مقدراً بالراديان/الثانية، كما يظهر من الشكل 10 ومنه:

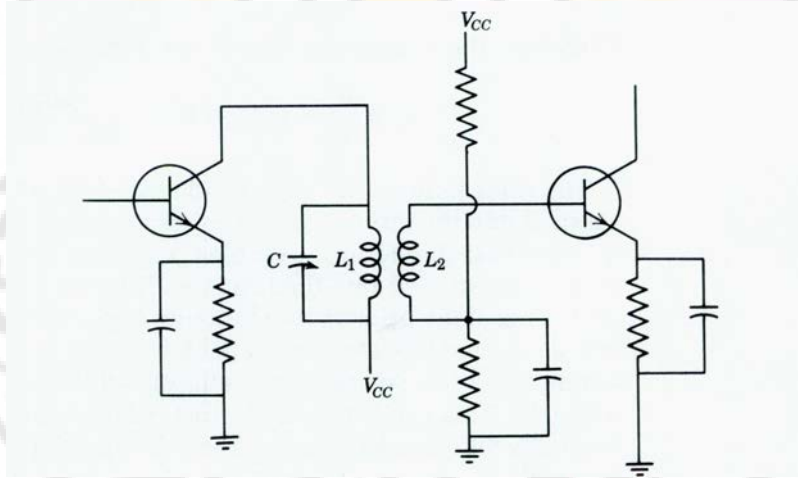
$$B = \frac{\omega_o}{Q} \quad (42)$$

لاحظ أنه يمكن تقسيم طرفي المعادلة 42 على 2π للحصول على عرض الحزمة مقدراً بالهرتز:

$$B(\text{Hertz}) = \frac{f_o}{Q} \quad (43)$$

6. الدارات المرتبطة بمحول ربط

إن الربط السعوي في دائرة الشكل 6 بين مرحلتي تضخيم بالفيت يلائم هذا المضخم نظراً لارتفاع ممانعتي دخل الفيت وخرجه، الأمر الذي يوفق بين الممانعات. غير أن دائرة الربط التي تؤمن توافقاً بين الممانعات بالإضافة إلى التوليف يمكن أن تعطي ربح استطاعة أعلى بكثير لدى استخدامها في الربط بين الترانزستورات الشنائية القطبية. يبين الشكل 11 دائرة يتم الربط فيها بين مرحلتي تضخيم بمحول ربط.

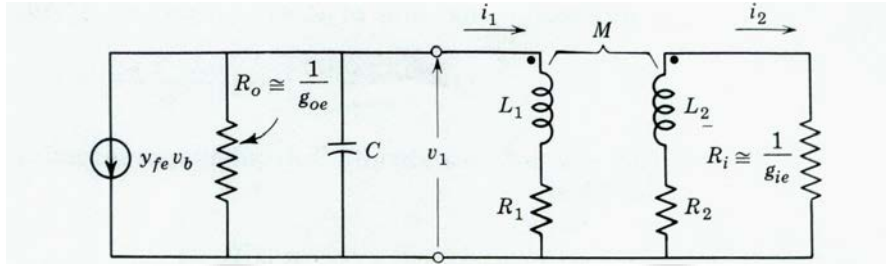


الشكل 11. مضخم ترانزستوري مولف، يتم الربط بين مرحلتي التضخيم فيه بمحول ربط

يبين الشكل 12 دائرة مبسطة للوسطاء y ، وقد أهمل فيها y_{re} . يفترض بأن ناقلتي الخرج والدخل هما g_{ie} و g_{oe} تقريباً على الترتيب. يتم دمج كل من $jb_{oe} = j\omega_o C_{oe}$ و jb_{ie} المتبادلة في مكثفة التوليف C . تعرف الممانعة المتبادلة للمحول $j\omega M$ ، حيث M التحريضية المتبادلة، بأنها نسبة التوتر المتحرض في أحد الملفين إلى التيار في الملف الآخر. وبالعودة إلى الشكل 12 لدينا:

$$V_1 = (j\omega L_1 + R_1)I_1 - j\omega MI_2 \quad (44)$$

حيث يفترض أن التيارات والترددات جيبيية. ولما كان التوتر المتحرض في الثانوية $j\omega MI_1$:



الشكل 12. دائرة الوسيط - y المكافئة.

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_i + R_2} \quad (45)$$

حيث $R_i \approx 1/g_{ie}$. وبتعويض I_2 في المعادلة 44:

$$V_1 = (j\omega L_1 + R_1)I_1 + \frac{(\omega M)^2 I_1}{j\omega L_2 + R_i + R_2} \quad (46)$$

وبالتالي تساوي الممانعة التي ترى بين مربطي الأولوية:

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = j\omega L_1 + R_1 + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_2 + R_i + R_2} \quad (47)$$

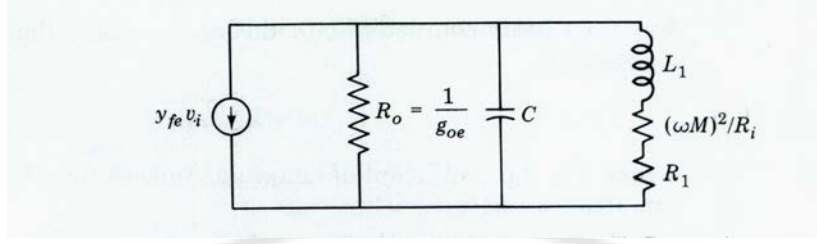
إن الحد الثالث في طرف المعادلة 47 الأيمن، يمثل الممانعة المرتبطة بأولوية المحول (على التسلسل) نتيجة لتيار الثانوية I_2 . لاحظ أن هذا الحد عقدي وبالتالي فإن الردية بالإضافة إلى المقاومة مرتبطة بالأولوية. إن هذه الردية والتي تؤثر على توليف الأولوية، تابع لـ g_{ie} . وبالتالي سوف يختل توليف دائرة الربط بأي تغير يؤثر على g_{ie} . يمكن التخلص عملياً من هذا المفعول غير المرغوب إذا كانت R_i كبيرة بالنسبة إلى ωL_2 . يمكن تحقيق هذا الشرط في معظم الدارات. أضف إلى ذلك أن ωL_2 تكون عادة أكبر بكثير من R_2 ، ومن ثم تساوي الممانعة التي ترى بين مربطي الأولوية:

$$Z_1 \approx j\omega L_1 + R_1 + \frac{(\omega M)^2}{R_i} \quad (48)$$

يمكن لممانعة أولوية المحول أن تحل محل المحول في دائرة الشكل 12 المكافئة والحصول على دائرة الأولوية المبسطة والمبينة في الشكل 13.

نحتاج لقاعدة من أجل اختيار تحريضية الأولوية L_1 . من أهم القواعد الحصول على الانتقال الأعظمي للاستطاعة وبالتالي على الربح الأعظمي. غير أن الاستطاعة العظمى في الأولوية ربما لا ينتج عنها استطاعة عظمى في الحمولة نظراً لفقدان جزء من استطاعة الأولوية في مقاومتها R_1 . يمكن التخلص من هذه المشكلة إذا حوّلنا مقاومة الضياع هذه إلى قيمتها الفعالة الموازية وجمعها مع R_o للحصول على مقاومة خرج معدلة R'_o ، كما هو مبين في الشكل 14. وباستخدام العلاقة

$$R'_o = R_{par} R_o / (R_{par} + R_o) \quad \text{و} \quad R_{par} = Q_o \omega_o L_1 \quad \text{(المعادلة 27)}$$



الشكل 13. الدارة المكافئة المبسطة في الحالة $R_i \gg \omega L_2$

$$R'_o = \frac{R_o Q_o \omega_o L_1}{R_o + Q_o \omega_o L_1} \quad (49)$$

فإذا قمنا الآن بالملاءمة بين ممانعة الأولية المولفة (الشكل 14) و R'_o ، فيمكن انتقال الاستطاعة العظمى للحمولة نظراً للتخلص من ضياع الاستطاعة في الحمولة. ولهذا نقوم بتحويل المقاومة

التسلسلية $(\omega M)^2 / R_i$ إلى قيمتها المكافئة الموازية ومساواتها بالمقاومة R'_o

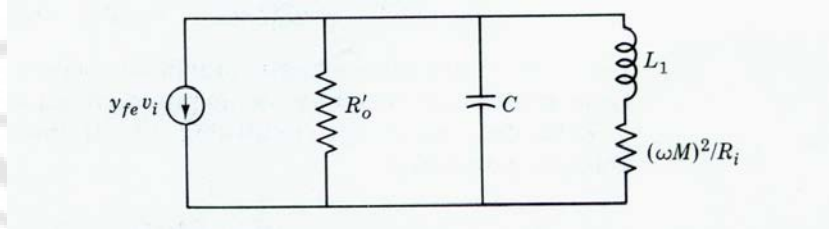
$$R'_o = \frac{(\omega_o L_1)^2}{(\omega M)^2 / R_i} = \frac{L_1^2}{M^2} R_i \quad (50)$$

والتي تتضمن الضياع في ملف الأولية.

ولكننا نعلم من نظرية دارة الربط الأساسية أن التحريضية المتبادلة تساوي:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (51)$$

حيث k عامل الربط وبالتعويض عن هذا المعامل في المعادلة 50



الشكل 14. دارة مكافئة تبدي مقاومة الخرج المعدلة R'_o

$$R'_o = \frac{L_1^2 R_i}{k^2 L_1 L_2} = \frac{L_1 R_i}{k^2 L_2} \quad (52)$$

نقوم فيما يلي بتعيين L_1 من شرط عرض الحزمة. ونظراً لأن $Q = \frac{\omega_o}{B}$ في الدارة وهو مقدار

معروف تكون مقاومة القصر الكلية في المضخم الملائم $R = R'_o / 2$ ، فيمكن أن نكتب:

$$\frac{R'_o}{2} = Q \omega_o L_1 \quad (53)$$

$$R'_o = 2Q \omega_o L_1 \quad (54)$$

وبتعويض قيمة R'_o من المعادلة 49 في المعادلة 50

$$\frac{R_o Q_o \omega_o L_1}{R_o + Q_o \omega_o L_1} = 2Q \omega_o L_1 \quad (55)$$

وبالاختصار:

$$\frac{R_o Q_o}{R_o + Q_o \omega_o L_1} = 2Q \quad (56)$$

ومن ثم:

$$R_o Q_o = 2Q R_o + 2Q Q_o \omega_o L_1 \quad (57)$$

وبحل المعادلة من أجل L_1

$$L_1 = \frac{R_o (Q_o - 2Q)}{2Q Q_o \omega_o} = \frac{R_o}{\omega_o} \left(\frac{1}{2Q} - \frac{1}{Q_o} \right) \quad (58)$$

لاحظ أنه لا يمكن تحقيق ملائمة الممانعات ما لم يكن Q_o أكبر من ضعف Q الدارة المطلوب من دائرة الوسطاء - y (الشكل 13)، يكون توتر الإشارة عند مرتبط المجموع

$$V_o = \frac{-y_{fe} V_i}{y_{oe} + Y_L} \quad (59)$$

غير أن الرذبة الكلية $j(b_{oe} + B_L)$ تساوي الصفر عند تردد التجاوب ω ، فلا يبقى إلا $g_{oe} + G_L$ يمثل القبولية الكلية التي يسري خلالها التيار $y_{fe} V_i$. ومن ثم يساوي مقدار ربح التوتر من القاعدة إلى المجموع عند التجاوب:

$$K_{vc} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{y_{fe}}{g_{oe} + G_L} \quad (60)$$

فإذا تم الانتقال الأعظمي للطاقة، فإن $g_{oe} + G_L = 2g'_{oe}$ حيث g'_{oe} يتضمن مقاومة التوازي $Q_o \omega_o L$ لأولية المحول المولفة.

يرغب عادة بربح التوتر لكامل مرحلة التضخيم من القاعدة إلى القاعدة. ولا بد لنسبة التوتر، في دائرة ارتباط من دون فقدان للطاقة، أن تساوي الجذر التربيعي لنسبة ممانعتي التحويل. وباستخدام المعادلة 60 لدينا:

$$K_v = \frac{y_{fe}}{g_{oe} + G_L} \sqrt{\frac{R_i}{R'_o}} \quad (61)$$

7. الدارات المولفة التفرعية

يمكن إنجاز تحويل الممانعة في دائرة مولفة وذلك بتفريع ملف وحيد كمحول آلي كما هو مبين في الشكل 15a. تمثل R_o ، في دائرة الشكل 15b المكافئة مقاومة خرج أداة التضخيم ($1/g_{oe}$ تقريباً في الترانزستور و r_d في الموسفيت أو الفيت). وأما المقاومة التسلسلية في الملف فهي R_1 و R_i مقاومة دخل المرحلة التالية. ثمة n_2 لفة بين نقطة التفرع والمربط الأرضي لملف التردد الراديوي.

يمكن تبسيط الدارة المكافئة 15b نوعاً ما بتحويل مقاومة الملف R_1 إلى قيمتها المكافئة الموازية $R_{par} = Q_o \omega_o L$ ومن ثم جمع هذه المقاومة مع مقاومة الخرج R_o لتأمين مقاومة الخرج المعدلة R'_o كما هو مبين في الشكل 16.

نظراً لعدم ضياع الطاقة في دارة الربط 16b، فإن الاستطاعة المساقة لدارة التوليف تساوي الاستطاعة المستهلكة في الحمولة. لنفرض بأننا نريد من دارة الارتباط المولفة أن تؤمن مقاومة R'_o كحمولة للمضخم الناقل (السوّاق) بحيث يتحقق الانتقال الأعظمي للطاقة. ومن ثم فإن الاستطاعة المساقة إلى دارة الربط تساوي V_1^2 / R'_o حيث V_1 هو التوتر rms المطبق على دارة الربط عند التجاوب كما أن الاستطاعة المنقولة للحمولة الفعلية، والتي افترضنا بأنها تمثل مقاومة دخل المضخم التالي تساوي V_2^2 / R_i حيث V_2 يمثل التوتر rms عبر R_i . ومنه:

$$\frac{V_1^2}{R'_o} = \frac{V_2^2}{R_i} \quad (62)$$

سوف نفترض بأن التوتر $d\phi/dt$ المتولد في كل لفة يساوي التوتر المتولد في أي لفة أخرى. إن هذا الأمر يكون صحيحاً تماماً عندما يجتاز تحريض مساوٍ كل لفة، كما يحدث في الملفات المقترنة بشدة أو الملفات الطويلة الضيقة الضعيفة الاقتران وهذا تقريب جيد لبنيات الملفات التي يشيع استخدامها. ومن ثم فإنه يمكن التعبير عن الفولتات في اللفة الواحدة من الملف بالشكل V_1/n و

$$V_2 = \frac{V_1 n_2}{n} \quad (63)$$

وبتعويض المعادلة 63 في 62 نحصل:

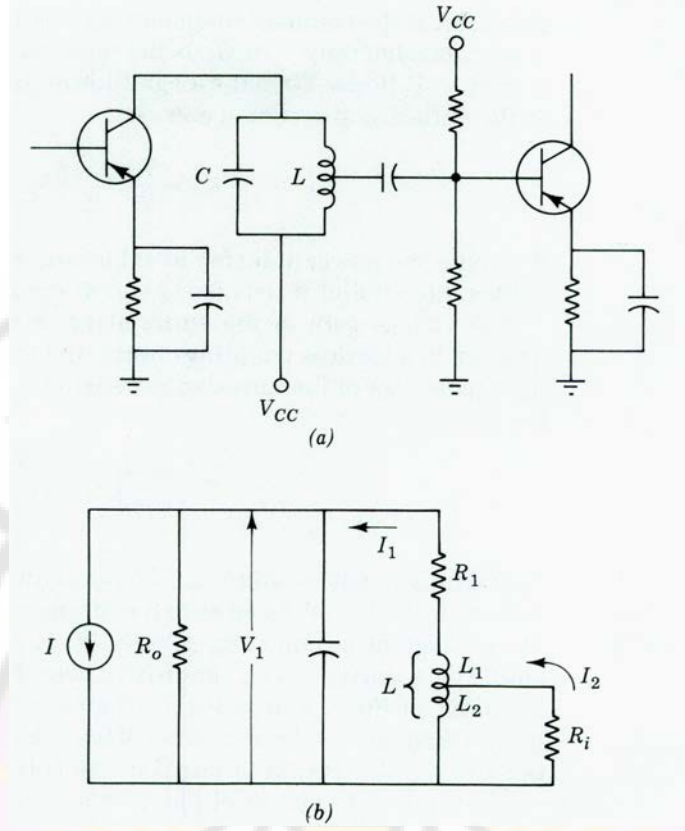
$$\frac{V_1^2}{R'_o} = \frac{n_2^2 V_1^2}{n^2 R_i} \quad (64)$$

وبحل المعادلة 64 من أجل n_2

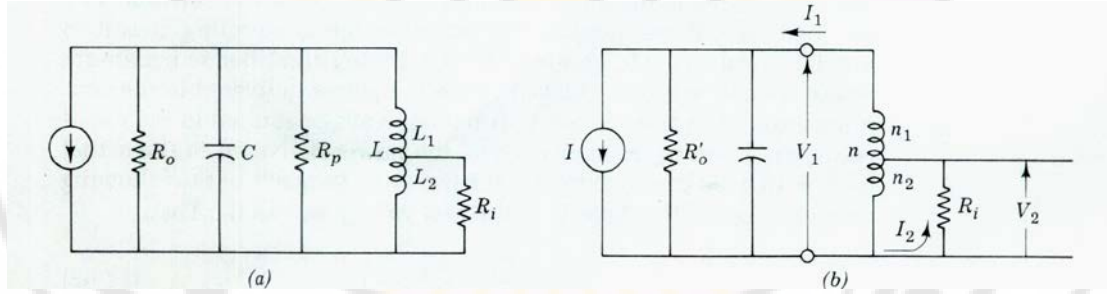
$$n_2 = n \left(\frac{R_i}{R'_o} \right)^{1/2} \quad (65)$$

بهذا الصدد يرغب بممانعة نقطة سوق R_L أخرى غير R'_o ، يمكن الحصول على تلك القيمة بمجرد استبدال R_L بـ R'_o في المعادلة 65.

يمكن تعيين قيمة التحريضية المطلوبة L لكامل الملف من شرط عرض الحزمة ومقاومة القصر الكلية عبر دارة التوليف؛ بالطريقة نفسها المستخدمة في الدارة المرتبطة تحريضياً. فإذا كان يرغب بالانتقال الأعظمي للاستطاعة، فيمكن تطبيق المعادلة 58. أما إذا لم يكن ذلك مرغوباً فيمكن تعيين L من العلاقة $\omega_o L = R/Q$ حيث R حاصل جمع كل من R'_o و R_L على التوازي، و $Q = \omega_o / B$.



الشكل 15. دائرة التوليف التفرعية التي تؤمن تحويل الممانعة (a) الدارة الفعلية، (b) الدارة المكافئة



الشكل 16. (a) المقاومة المكافئة الموازية R_p والتي تمثل فقدان الاستطاعة في الملف L تجمع مع مقاومة خرج الترانزستور R_o لإعطاء مقاومة الخرج المعدلة R'_o في (b)

17. كان يمكن تحقيق تحويل الممانعة بتفريع المكثفة عوضاً عن الملف، كما هو مبين في الشكل 17. يمكن تعيين العلاقة بين C_1 و C_2 المطلوبة لتأمين تحويل الممانعة المرغوب من علاقة الطاقة التي تعطىها المعادلة 62 في الملف المفترّع. لنفترض بأن التيار الذي يسري في دائرة التوليف، كبيراً بالنسبة إلى التيارات الخارجية. إن التيار المار أكبر في الحقيقة Q_o مرة من تيار المربط، حيث يتعين Q_o عند المربط ذي الشأن. ومن ثم فإن التيار الذي يمر في C_2 يساوي تقريباً التيار المار في C . الكلية التي تولف L . يمكن تعويض علاقتي V_1 و V_2 في المعادلة 62 لنحصل على:

$$\frac{X_C^2}{R_o'} = \frac{X_{C2}^2}{R_i} \quad (66)$$

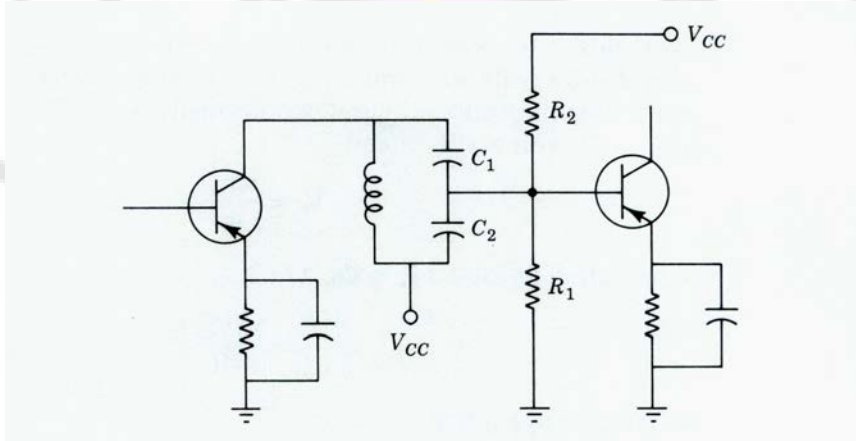
وباستبدال $X_C = 1/\omega_0 C$ و $X_{C2} = 1/\omega_0 C_2$ في المعادلة الأخيرة نحصل

$$\frac{1}{C^2 R'_o} = \frac{1}{C_2^2 R_i} \quad (67)$$

وبحل المعادلة 67 من أجل C_2 نحصل :

$$C_2 = C \left(\frac{R'_o}{R_i} \right)^{1/2} \quad (68)$$

إن وسعية التوليف $C = 1/\omega_0^2 L$ ولما كانت المكثفات على التسلسل تجمع كالمقاومات على التوازي فإن $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ وبالتالي:



الشكل 17. نظام توفيق الممانعات البديل

$$C_1 = \frac{C_2 C}{C_2 - C} \quad (69)$$

تمتاز دائرة التوليف التفرعية عن دائرة الارتباط التحريضي ببساطتها وتوافر ملف واحد. ولو أنه يتم قصر جزء من الإشارة عبر مقاومتي الاستقطاب R_1 و R_2 (الشكل 17).

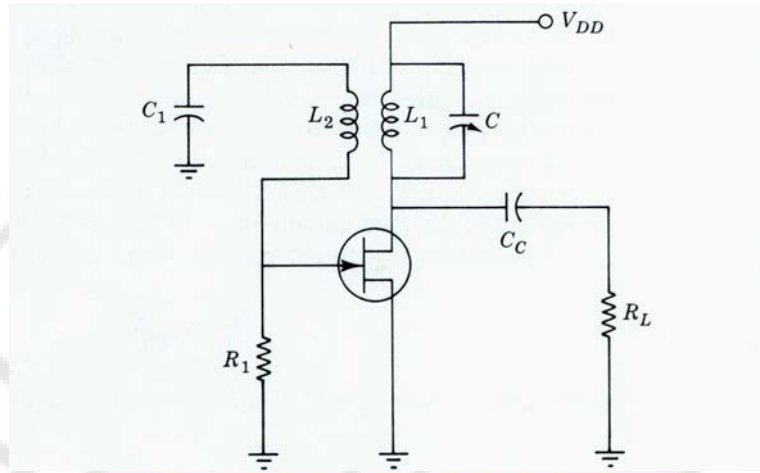
8. المهتزات LC

يمكن استخدام المضخم المرتبط تحريضياً بلفة وحيدة كمهتز إذا أمكن اقتران بعض من طاقة دائرة الخرج بدارة الدخل، كما هو مبين في الشكل 18.

يعطي الشكل 19 رسماً لربح التوتر ذي القطب الصفري للمضخم المولف - المصب، كما يعطي الشكل نفسه أيضاً الحل الهندسي للجذور في حالة التغذية الخلفية الموجبة. لاحظ أن توتر الاهتزاز قريب جداً من تردد اهتزاز دائرة التوليف إذا كان Q الدارة مرتفعاً وذلك لأن أقطاب المضخم (الحلقة المفتوحة) قريبة جداً من المحور $j\omega$.

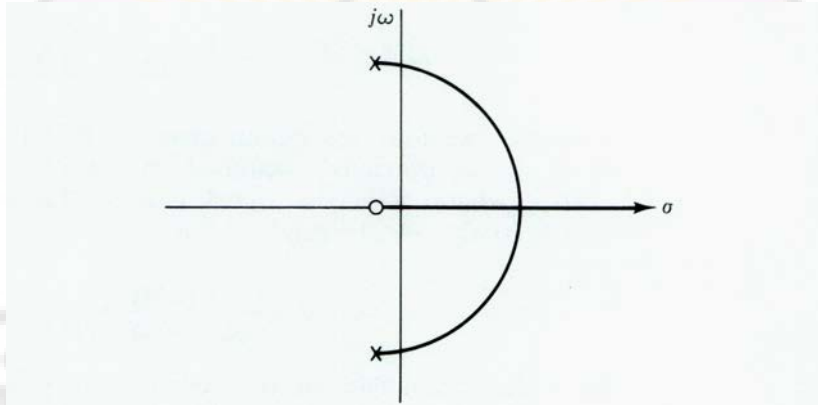
يمكن تعيين التردد الفعلي للاهتزاز وشروط التحريضية المتبادلة من تحليل دائرة الشكل 20 المكافئة. يفترض العمل في بادئ الأمر على الإشارات الصغيرة لأن الدارة المكافئة لا تسري إلا على

الإشارات الصغيرة. ولما كانت ممانعة أولية المحول تساوي $j\omega L_1 + (\omega M)^2 / R_1$ (المعادلة 48) ،
 بفرض $R_1 \gg \omega L$ ، فيمكن كتابة المعادلة العقدية لعقدة المصّب بالشكل:



الشكل 18. مهتز بتوليف المصّب

$$g_m V_i = \left(G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L_1 + (\omega M)^2 / R_1} \right) V_o \quad (70)$$



الشكل 19. القطب الصفري والمحل الهندسي للجذور في المهتز المولّف المصّب

حيث تتضمن G ناقلية مقاومة الحمولة R_L . إذا كان $R_1 \gg \omega L_2$ كما افترضنا سابقاً، فإن توتر البوابة V_i يساوي عملياً $j\omega M I_d$ حيث I_d تيار الإشارة المار في L_1 . ولما كان

$$I_d = V_o / (j\omega L_1 + \omega^2 M^2 / R_1)$$

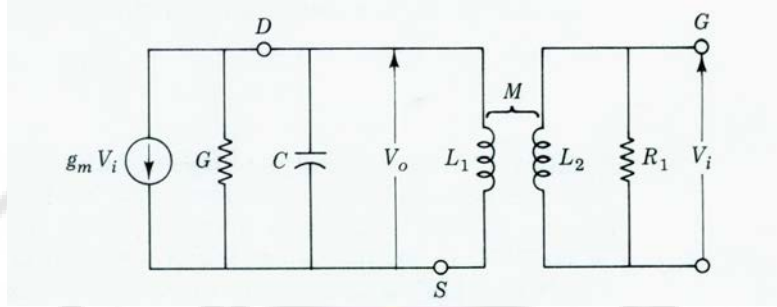
$$V_i = \frac{j\omega M V_o}{j\omega L_1 + [(\omega M)^2 / R_1]} \quad (71)$$

يمكن في هذه الحالة كتابة ربح التوتّر بالتغذية الخلفية الموجبة باستخدام $G_a = V_o / V_i$ ، والذي يمكن الحصول عليه من المعادلة 70 و $F = V_i / V_o$ من المعادلة 71.

$$G_{af} = \frac{G_a}{1 - G_a F} = \frac{g_m / [G + j\omega C + R_1 / (j\omega L_1 R_1 + \omega^2 M^2)]}{1 - \frac{j\omega M g_m}{(j\omega L_1 + \omega^2 M^2 / R_1)(G + j\omega C) + 1}} \quad (72)$$

يحدث الاهتزاز في الحالة التي يكون فيها مقام المعادلة 71 مساوياً للصفر

$$j\omega L_1 G - \omega^2 L_1 C + \frac{\omega^2 M^2 G}{R_1} + \frac{j\omega^3 M^2 C}{R_1} + 1 - j\omega M g_m = 0 \quad (73)$$



الشكل 20. الدارة المكافئة للمهتز المولف المصب

وبمساواة الحدود الحقيقية بالصفر نحصل على :

$$\omega^2 L_1 C = \frac{\omega^2 M^2 G}{R_1} + 1 \quad (74)$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C - (M^2 G / R_1)} \approx \frac{1}{L_1 C} + \frac{GM^2}{L_1^2 C^2 R_1} \quad \text{أو} \quad (75)$$

ولما كان $1/L_1 C = \omega_n^2$ حيث ω_n تردد التجاوب غير المتخامد لدارة التوليف، فإن تردد الاهتزاز يساوي:

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 + \frac{(\omega_n M)^2}{R_1}} \quad (76)$$

تبين المعادلة الأخيرة بأن تردد الاهتزاز يعتمد على ناقلية الحمولة G ، ومقاومة الدخل R_1 وممانعة الربط $\omega_n M$. يكون تردد الاهتزاز قريباً جداً من ω_n إذا كان $(\omega_n M)^2 G / R_1$ صغيراً بالنسبة إلى الواحد، وهذا ما يتحقق عندما يكون Q الدارة عالياً بحيث تكون G صغيرة أو R_1 كبيرة وهذا ما يحدث عندما يكون المضخم ترانزستوراً حقلياً (فيت).

يمكن الحصول على القيمة المطلوبة للتحريضية المتبادلة بمساواة الحدود التخيلية في المعادلة 73 بالصفر، وبالتالي:

$$\frac{\omega^3 M^2 C}{R_1} - \omega M g_m + \omega L_1 G = 0 \quad (77)$$

$$M^2 - \frac{g_m R_1 M}{\omega^2 C} + \frac{L_1 G R_1}{\omega^2 C} = 0 \quad \text{أو} \quad (78)$$

وباستخدام الصيغة التربيعية

$$M = \frac{g_m R_1}{2\omega^2 C} \pm \sqrt{\left(\frac{g_m R_1}{2\omega^2 C}\right)^2 - \frac{L_1 C R_1}{\omega^2 C}} \quad (79)$$

$$M = \frac{g_m R_1}{2\omega^2 C} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\omega^2 L_1 C G}{g_m^2 R_1}} \right) \quad (80)$$

إذا كان Q الدارة عالياً فإن $\omega^2 \approx 1/L_1 C$ وبالتالي:

$$M \approx \frac{g_m R_1 L_1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4G}{g_m^2 R_1}} \right) \quad (81)$$

يمكن استبعاد حل المعادلة الذي ينجم عن الإشارة الموجبة التي تسبق الجذر نظراً لأنه ينتج عنه قيم M غير قابلة للتحقيق، يكون عادة $4G/g_m^2 R_1 < 1$ ؛ ولذلك يمكن استخدام التقريب

$$(1-x)^{1/2} \approx 1-x/2 \quad \text{لتبسيط المعادلة 81 ومنه:}$$

$$M \approx \frac{L_1 G}{g_m} \quad (82)$$

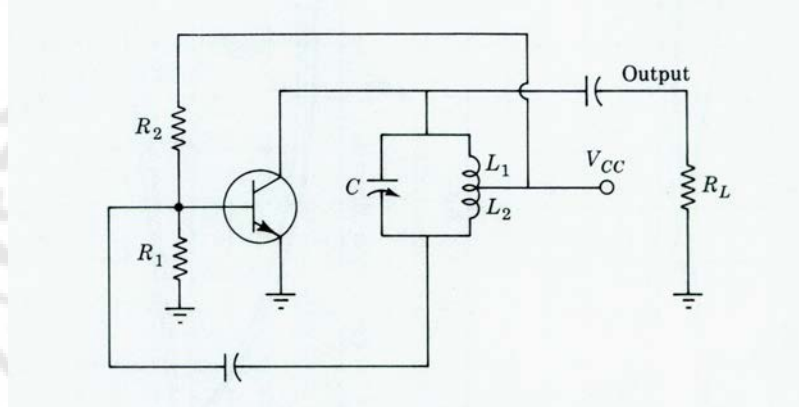
لاحظ أن قيمة M المطلوبة مستقلة عن التردد شريطة تحقيق التوليف باستخدام مكثفة متغيرة وتظل L_1 ثابتة. إن قيمة M التي نحصل عليها من المعادلة 82 تؤدي إلى العمل وفق النظام A . أما قيم M الأعلى فتؤدي إلى تزايد ناقلية البوابة وينتج عنها العمل وفق النمط B أو النمط C ، وذلك بحسب قيمة M . يؤمن كل من المقاومة R_1 والمكثفة C_1 (الشكل 8) تزايد الاستقطاب العكسي المطلوب للعمل وفق النمط B أو C بشكل آلي لدى التحريضية المتبادلة M ، وتسحب وصلة البوابة التيار لدى القمم الموجبة لتوتر الدخل.

يمكن استخدام الترانزستور الثنائي القطبية عوضاً عن الفيت في الشكل 18. يستبدل y_{fe} الترانزستور في هذه الحالة بالوسيط g_m ، ويصبح y_{fe} عقدياً عند الترددات التي تزيد على f_β . وهكذا يصبح تحليل الدارة معقداً عند هذه الترددات المرتفعة. كما يسبب انخفاض مقاومة الدخل R_1 من الترانزستور الثنائي القطبية زيادة اعتماد التردد على وسطاء الترانزستور.

إن دائرة هارتلي *Hartley* المهتزة المبينة في الشكل 21 تشبه دائرة توليف المجمع، فيما عدا أنه يستخدم ملف وحيد مفرع ومكثفة التوليف تولف كامل الملف في هذه الدارة. إن الربط وفقاً لهذا التوصيل بين دارتي المجمع والقاعدة لا يعتمد على التحريضية المتبادلة بين L_1 و L_2 لأن التوتر ac عبر L_1 يطبق أيضاً على الوصل التسلسلي بين C و L_2 . ولهذا يسري تيار الإشارة عبر L_2 وأما التوتر عبر L_2 فهو توتر التغذية الخلفية لوصلة القاعدة – الباعث. يتساوى تيارا الإشارة في كل من L_1 و L_2 عملياً لأن تيار الدارة المولفة كبير بالنسبة إلى تيار المجمع، ولهذا فإن نسبة توتر المجمع إلى توتر القاعدة تساوي عملياً L_1/L_2 . وهي نسبة تمثل ربح التوتر ومقلوبها يساوي نسبة التغذية الخلفية. وهكذا فإن $FG=1$ شريطة أن يكون L_2/L_1 كبيراً إلى حد يكفي للاهتزاز. لاحظ أن

أحد طرفي الدارة المولّقة يكون عند كمون إشارة المجموع نفسه، ويكون الطرف الآخر عند كمون إشارة القاعدة. أما نقطة تفرع الملف فهي تقع عند كمون إشارة الباعث. ولما كان كمونا القاعدة والمجمع متعاكسين بالنسبة إلى الباعث، تكون التغذية الخلفية موجبة. يسري هذا الإعداد للإشارات دائماً على مهتز هارتلي. ونظراً لأن إشارة الدخل لم ترد بالنسبة إلى الأرضي، فإنه يمكن لأي من المرباط الثلاثة للملف أو المسرى أن يكون عند كمون الإشارة الأرضي. يجدر بالذكر أن عمل الدارة المهتزة لا يتأثر باختيار نقطة الأرضي فيما عدا طبعاً، وجوب أن لا يكون مرتبط بالخرج عند نقطة أرضي الإشارة. يوضح المثال التالي طريقة لتصميم دائرة هارتلي المهتزة.

مثال 3. يستخدم في دائرة هارتلي المهتزة (الشكل 21) الترانزستور 2N4957 الذي يتميز بالوسطاء الواردة في الشكل 22. لنفترض بأن مقاومة الحمولة $R_L = 10\text{ k}\Omega$ و $Q_o = 100$ وأن تردد الدارة المهتزة 1.0 MHz ، يجب أن يكون Q الدارة عالياً لضمان استقرار ترددية جيدة. نقوم في هذا المثال بتصميم الدارة بحيث $Q = 50$. إن الاستطاعة السواعة عند القاعدة صغيرة جداً بالنسبة للاستطاعة المزودة للحمولة أو المتبددة في دائرة التوليف ولهذا يهمل تأثيرها على Q الدارة. يبين الشكل 22 $g_{oe} \approx 0.1\text{ mS}$ عند $I_C = 2\text{ mA}$ وبالتالي فإن حاصل جمع كل من R_o و R_L على التوازي يساوي $R_x = 5\text{ k}\Omega$.



الشكل 21. دائرة هارتلي المهتزة

يمكن تعيين التحريضية L_1 كما يلي:

إن المقاومة الكلية لدائرة قصر المجمع

$$R_{sh} = Q_o \omega_o L_1 \quad (83)$$

وأما جزء هذه المقاومة الذي تسهم به مقاومة الملف في الدارة المولّقة فيكون:

$$R_{par} = Q_o \omega_o L_1 \quad (84)$$

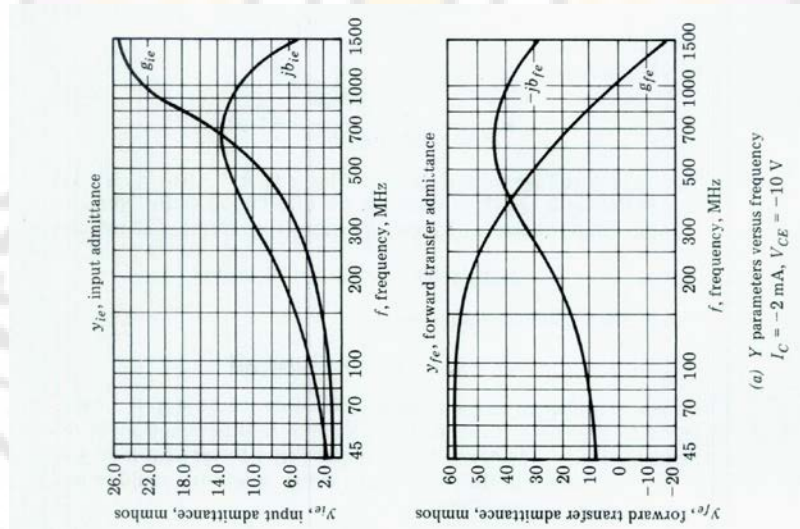
ولكن R_{sh} هي حاصل جمع كل من R_x و R_{par} على التوازي. باستخدام المعادلتين 84 و 83 نحصل على:

$$R_x = \frac{R_{par} R_{sh}}{R_{par} - R_{sh}} = \frac{Q_o Q}{Q_o - Q} \omega_o L_1 \quad (85)$$

$$L_1 = \frac{R_x (Q_o - Q)}{\omega_o (Q_o Q)} = \frac{R_x}{\omega_o} \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_o} \right) \quad (86)$$

في هذا المثال

$$L_1 = \frac{5 \times 10^3 (50)}{6.28 \times 10^6 (100)(50)} = 8.0 \mu H$$



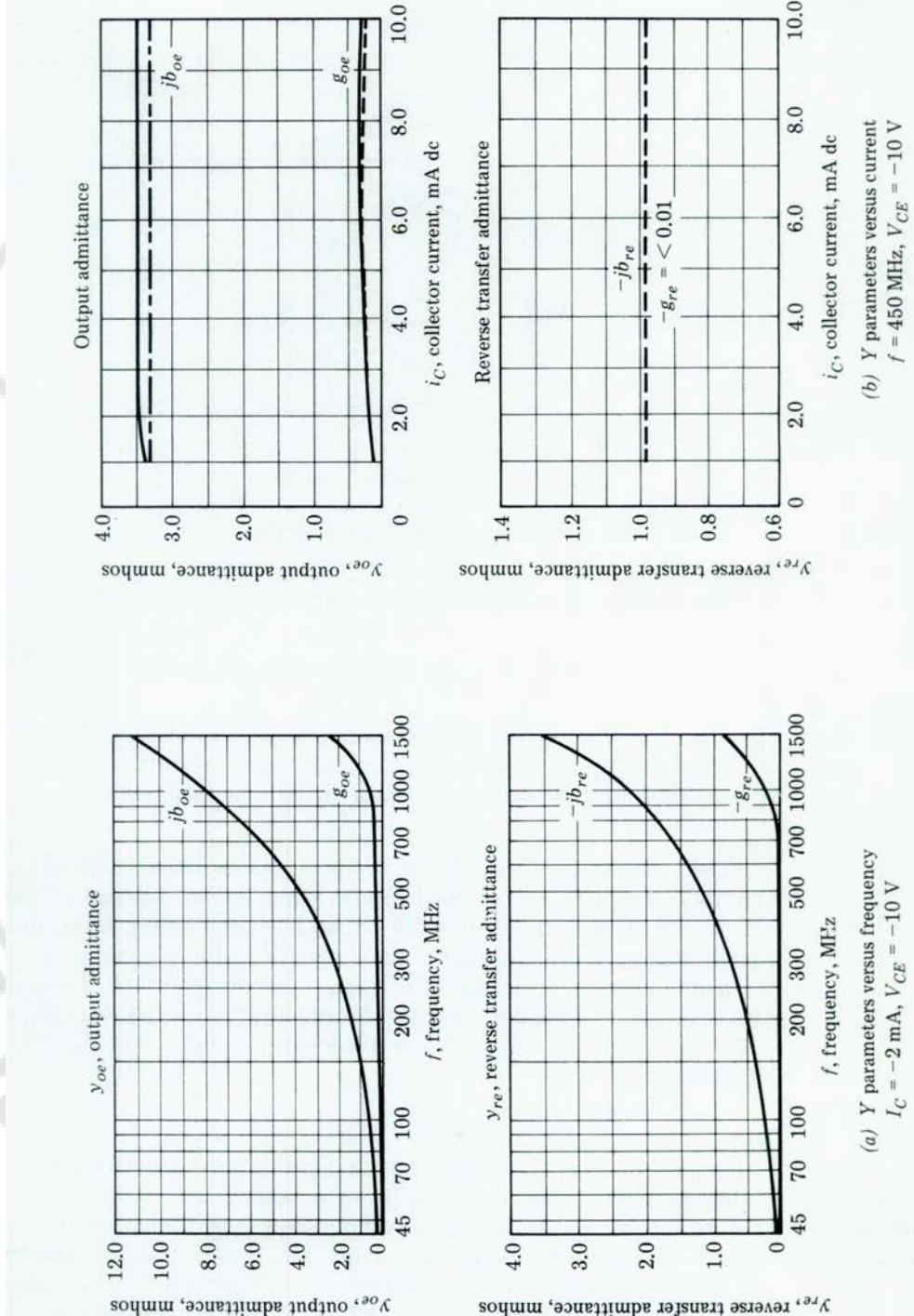
الشكل 22. وسطاء الترانزستورات 2N4957 و 2N4958 و 2N4959 في حالة الباعث المشترك إن ربح توتر المضخم في النمط A يساوي $y_{fe} R_{sh}$. كما أن حاصل جمع كل من $R_{sh} = 5k\Omega$ و $Q_o \omega_o L_1 = 5k\Omega$ على التوازي يساوي $2.5k\Omega$ يختار تيار المجمع عند نقطة العمل السكونية بحيث يساوي 2.0 mA في هذه الحالة $y_{fe} = 58 \text{ mS}$ (الشكل 21) و

$$G_v = y_{fe} R_{sh} = 58 \times 10^{-3} (2.5 \times 10^3) = 145$$

تعمل الدارة المهتزة وفق النمط A إذا كان:

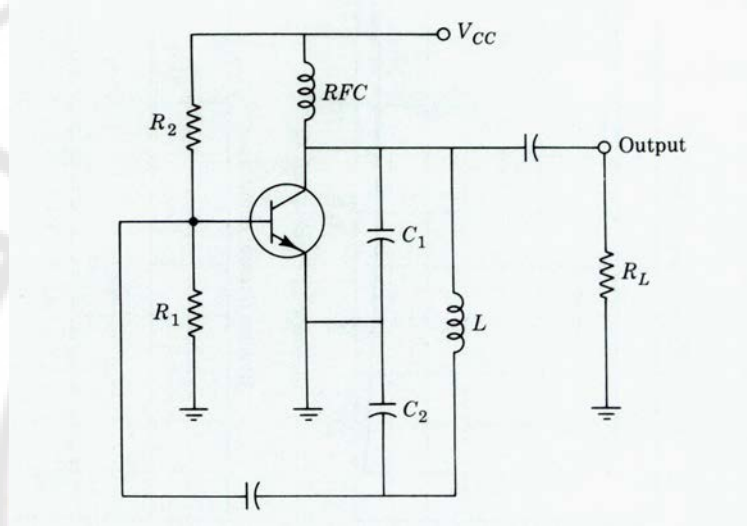
$$L_2 = L_1 / G_v = 8 / 145 = 0.055 \mu H$$

غير أن التغير في الوسطاء أو الحمولة يمكن أن يوقف الاهتزاز في هذا النمط. يمكن أن تصبح الدارة المهتزة أكثر موثوقية في حال تزايد التحريضية L_2 بعامل يساوي على الأقل 4 أو 5. وسيكون لها في هذه الحالة استقرارية مطال أفضل واستطاعة خرج أكبر في هذه الحالة.



تابع الشكل 22

إن دائرة كوليتس Colpitts المبينة في الشكل 23 تماثل دائرة هارتلي تقريباً فيما عدا أن وسعية التوليف هي التي تفرع عوضاً عن الملف. كما أضيف لها ملف RF خانق للسماح بتطبيق التيار المباشر على الجمع ولیمثل ممانعة عالية جداً عند تردد الاهتزاز. تتبع في تصميم هذه الدارة الخطوات نفسها المتبعة في تصميم دائرة هارتلي فيما عدا استبدال $1/\omega C_1$ و $1/\omega C_2$ بكل من $j\omega L_1$ و $j\omega L_2$ على الترتيب.



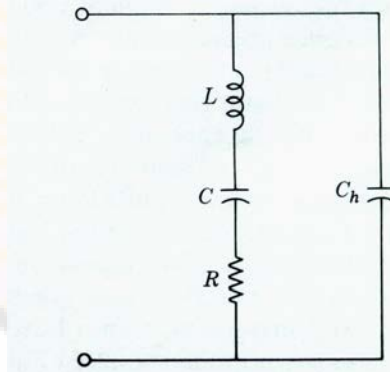
الشكل 23. دائرة كوليتس المهتزة

9. المهتزاز البلورية

هناك صنف عام من المهتزازات التي تحقق استقرارية ترددية جيدة جداً بسبب الاستفادة من ارتفاع Q الدارة هو صنف المهتزازات البلورية. تستبدل بلورة من الكوارتز في المهتزاز البلوري بدارة LC في المهتزاز التقليدي. تتصف البلورة بتوليد فرق الكمون بين وجهيها المتوازيين وفق أحد المحاور عندما تخضع هذه البلورة إلى إجهاد أو تشوه وفق محور آخر. وبالعكس عندما يطبق فرق في الكمون بين وجهيها المتوازيين وفق المحور الأول، فإنها تنضغط أو تتسع وفق المحور الثاني. يطلق على هذه الخاصية اسم المفعول الكهرضغطي الذي يجعل البلورة تسلك سلوك دائرة تجاوب فيها Q مرتفع جداً. سوف تهتز البلورة بسهولة بتردد تجاوبها الميكانيكي، ولكنها تسلك، بسبب خصائصها الكهربائية المرافقة، كما لو كانت دائرة LC فيها Q مرتفع جداً (من مرتبة عشرات الآلاف). تقطع البلورة على شكل شرائح رقيقة جداً ثم تشحذ بعناية $ground$ بحيث تحقق تردد التجاوب المرغوب. من شأن توجه

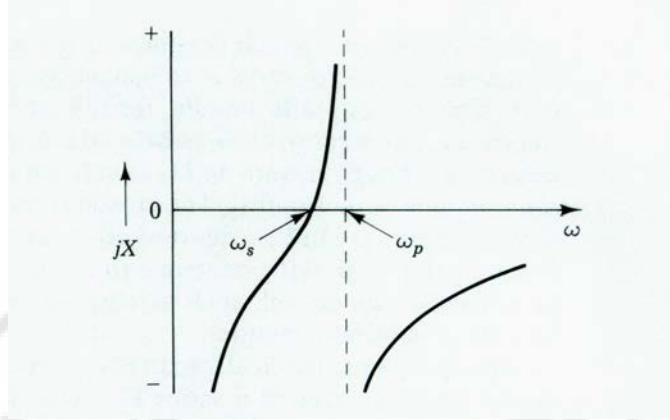
الشريحة بالنسبة إلى محاور البلورة أن يحدد خصائص البلورة مثل قوة الاهتزاز وتغير تردد الاهتزاز مع درجة الحرارة.

يعطي الشكل 24 الدارة الكهربائية المكافئة للبلورة. تسلك البلورة نفسها سلوك RLC على التسلسل. غير أنه يجب إجراء التوصيلات بوجهي البلورة بمسريين أو صفيحتين ناقلتين، يطلق عليهما اسم "حامل البلورة". يؤمن الحامل الوسعية C_h المبينة في الشكل 24، الموصولة على التوازي مع دائرة البلورة. وهكذا تسلك البلورة سلوك دائرة تجاوب تسلسلية عند تردد تجاوبها الطبيعي. ولكن عند تردد أعلى بقليل تشكل الردية التحريضية الصافية مع وسعية حامل البلورة هزاة تتجاوب على التوازي. إن تردد التجاوب على التوازي لا يزيد إلا قليلاً عن تردد التجاوب على التسلسل لأن التحريضية المكافئة للبلورة يمكن أن تكون من مرتبة الهنري في حين لا تمثل الوسعية الفعالة C إلا كسراً صغيراً من البيكوفاراد. إن كلاً من هذه التحريضية المكافئة المرتفعة جداً والوسعية الصغيرة والضياغ الميكانيكي المنخفض يعلل الارتفاع الكبير لـ Q البلورة ويوفر معدل تغير كبير جداً للردية مع التردد.



الشكل 24. الدارة المكافئة لبلورة مع الحامل

في الشكل 25 مخطط لتغير ردية بلورة نموذجية بدلالة التردد. لاحظ أن الردية لا تكون تحريضية إلا بين تردد التجاوب على التسلسل ω_s وتردد التجاوب على التوازي ω_p . يختلف هذان الترددان فيما بينهما بنسبة صغيرة جداً (بضع مئات الهرتز/ميغاهرتز)؛ لهذا تتغير التحريضية الفعالة بسرعة كبيرة مع التردد ضمن هذا المجال.



الشكل 25. مخطط الردية بدلالة التردد لبلورة في حامل

مثال 4. في بلورة ترددها 1MHz لدينا $C = 0.02113\text{ pF}$ و $L = 1.20\text{ H}$ و $R = 250\Omega$ و Q و $30,000 =$ تقع وسعية حوامل البلورات عادة في المجال من 5 إلى 10 pF . لنفرض أن $C_h = 7\text{ pF}$ في هذه البلورة. تكون الوسعية الكلية في هذه الحالة.

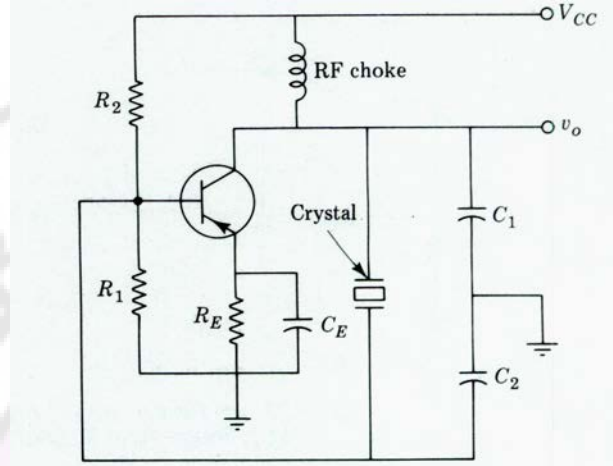
$$7(0.02113)/(7+0.02113) = 0.020924\text{ pF}$$

وتردد التجاوب على التوازي يساوي تقريباً 1.065MHz والذي لا يزيد إلا بمقدار 0.5 من 1% عن تردد التجاوب التسلسلي وبالتالي تتغير التحريضية الفعالة للبلورة في حاملها عملياً من الصفر إلى اللانهاية، في حين يتغير التردد بمقدار 0.5 %.

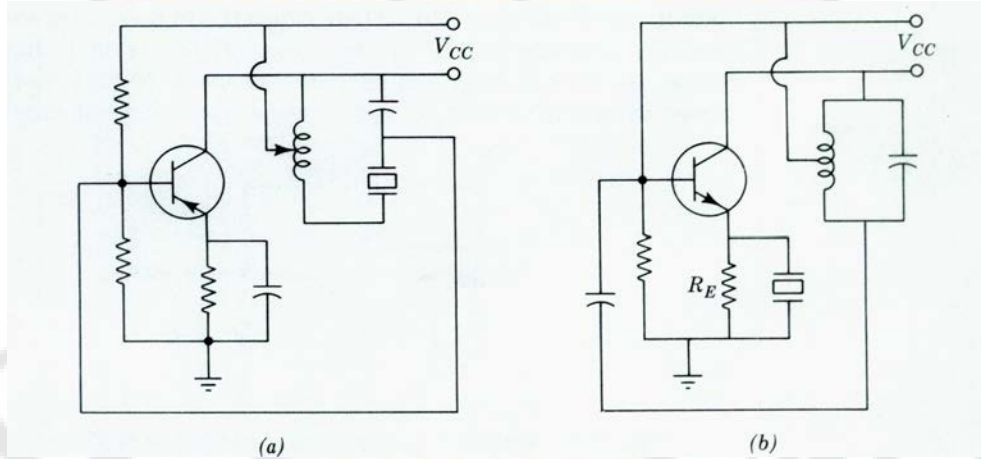
يمكن للدارات البلورية المهتزة أن تشبه كثيراً الدارات RC أو LC التي سبق أن درسناها فيما عدا أن البلورات تستخدم كعناصر محددة للتردد. فالدارة المبينة في الشكل 26 مثلاً يطلق عليها اسم مهتز بيرس *Pierce*. غير أن إمعان النظر في هذه الدارة يكشف أن هذا المهتز هو في الواقع مهتز كولييتس الذي استبدلت فيه البلورة بالعنصر التحريضي. يمكن تصميم هذا المهتز على أنه مهتز كولييتس التقليدي الذي تؤمن البلورة فيه التحريضية الملائمة للتشغيل بتردد يقع بين ترددي تجاوب البلورة التسلسلي وعلى التوازي. تبدو المكثفتان C_1 و C_2 على أنهما مكثفتا توليف ولكن أثر تغير وسعيتيهما ضئيل على تردد الاهتزاز بسبب المفعول التعويضي للتحريضية الفعالة الناجم عن البلورة. تتحكم قيمتا C_1 و C_2 بممانعة الحمولة التي ترى من خلال الترانزستور وتعين النسبة C_2 / C_1 ربح التوتر ومن ثم نمط عمل المهتز، كما درسنا سابقاً.

يمكن استخدام البلورة في دائرة من نوع مهتز هارتلي من خلال أي من الطريقتين المبينتين في الشكل 27. تؤمن البلورة في الشكل 27a الردية الملائمة على التسلسل مع الملف، لتجعل الدارة المهتزة

تعمل بالقرب من نمط التجاوب التسلسلي للبلورة. تعمل البلورة في الشكل 27b كدارة قصر للمقاومة R_E وتسمح للدارة بالعمل كمهتز هارتلي عند ترددات قريبة جداً من نمط الاهتزاز التسلسلي للبلورة.



الشكل 26. مهتز بيرس

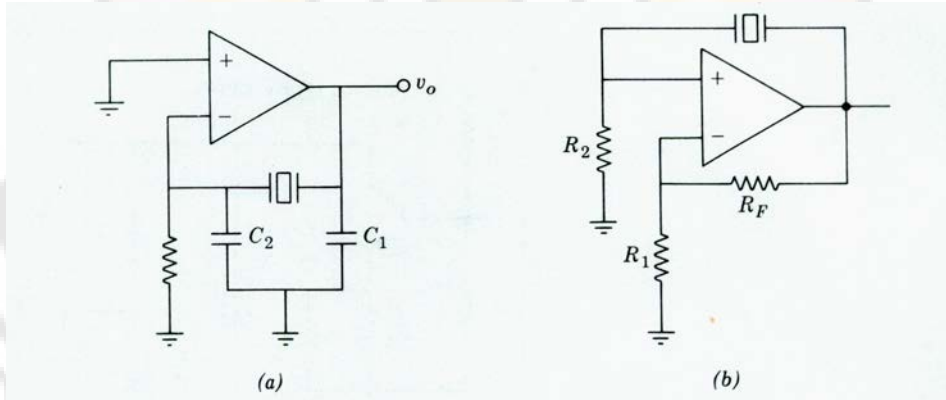


الشكل 27. المهتزات البلورية وفق نموذج هارتلي

يمكن استخدام البلورة في الدارات التكاملية لإنتاج المهتزات، كما هو مبين في الشكل 28. إن دائرة الشكل 28a هي من نوع بيرس أو كوليتس حيث تؤدي البلورة دور تحريضية، وتعين النسبة C_2/C_1 ربح التوتر أو نمط عمل الدارة التكاملية. في حين تعمل دائرة الشكل 28b كمهتز فين تؤمن فيها البلورة طور التغذية الخلفية المناسب عند تردد النمط التسلسلي وتتحكم المقاومتان R_F و R_1 بربح التوتر. يمكن اللجوء إلى تحديد الربح في هذه الدارة، كما سبق أن رأينا، وذلك لتخفيف التشوه. غير أن ربح التوتر المطلوب في هذه الدارة ومن ثم نسبة R_E إلى R_1 المطلوبة تتعين من

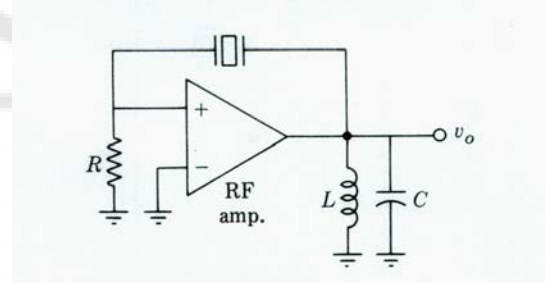
خلال نسبة المقاومة التسلسلية للبلورة إلى مقاومة R_2 . فإذا لم تستخدم التغذية الخلفية العكسية يعطي المهتز أمواجاً تربيعية عند خرجها.

تتوافر البلورات في المجال الأساسي عند أي توتر يقع بين $70kHz$ و $20MHz$ وقد قام أحد المؤلفين ببناء مهتز بلوري يعمل عند $6kHz$ في النمط الانثنائي للبلورة. يمكن تحقيق مهتّرات بلورية أخرى من أجل ترددات تقل عن $70kHz$ باستخدام دارات التقسيم أو العد التنازلي كمتعدّدات الاهتزاز *multivibrators*. لا تتوافر بلورات النمط الأساسي عند ترددات تزيد على $20MHz$ لأن تردد الاهتزاز يتناسب عكسياً مع ثخانة الشريحة البلورية وتصبح البلورة هشة جداً عند ترددات تزيد على $20MHz$ بحيث يمكن للإجهاد الناجم عن توترات الخرج النموذجية أن يحطم البلورة. غير أن البلورات عبارة عن عناصر متوزعة وبالتالي فهي تهتز وفق أنماط توافقية إذا جرت مراعاة هذا الأمر. تعمل البلورة بشكل مقبول عند التوافقيات الفردية التي تصل إلى التوافقي التاسع. ولهذا يمكن أن تستخدم حتى من أجل $180MHz$. وللقيام بذلك نحتاج إلى استخدام دائرة مولفة كحمولة للمهتز على النحو المبين في الشكل 29. حيث تولف الدارة LC إلى توافقى فردي لتردد البلورة الأساسي وتجعل المقاومة R صغيرة إلى حد كاف ليصبح ربح الحلقة المغلقة كبيراً إلى حد يكفي لتوليد الاهتزاز فقط في جوار تردد تجاوب البلورة LC .



الشكل 28. (a) المهتز البلوري IC من نوع بييرس (b) المهتز البلوري IC من نوع جسر فين

الشكل 29. التشغيل التوافقي لمهتز بلوري بتوليف دائرة LC عند الخرج بحيث تحقق توافقياً فردياً لتردد البلورة الأساسي





الفصل الثالث عشر

الدارات المنطقية (الرقمية) الأساسية

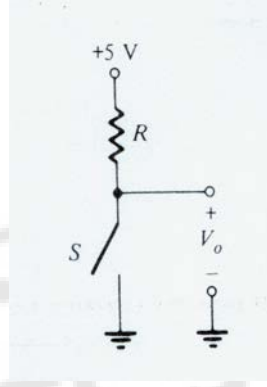
يعتبر جبر بول *Boole algebra* نظاماً لتحليل المنطق الرياضي وقد أطلقت عليه هذه التسمية تخليداً لذكرى عالم الرياضيات الإنكليزي *George Boole*. تعود البوابات المنطقية *Logic gates* للدارات الرقمية *digital circuits* المستخدمة في تنفيذ معادلات جبر بول. ندرس في هذا الفصل البوابات المنطقية الأساسية: NOT و AND و OR و تمماتها NAND و NOR. وهدفنا الرئيسي هو وصف تحقيق هذه البوابات كميّاً باستخدام الدارات المتكاملة (ICs). أما المجموعتان المنطقيتان اللتان تستخدمان الترانزستورات الحقلية FETs فهما NMOS و CMOS، في حين تشكل المجموعتان ECL و TTL أهم المجموعات المنطقية الثنائية القطبية، تعتمد المجموعات الأربع المذكورة في عملها على قدرة كل من الترانزستور الحقلية FET و الترانزستور الثنائي القطبية BPT على التبديل بين حالين.

لهذا فإننا نبدأ هذا الفصل بدراسة موجزة عن الأعداد الثنائية وتمثيلها على شكل إشارات كهربائية. ثم نتبع ذلك بمقدمة عن جبر بول.

1. النظام الثنائي

تأخذ الإشارة أو الأداة أو الدارة الرقمية وفقاً لهذا النظام إحدى حالتين يسمح بهما. لنعتبر مثلاً دائرة الشكل 1.

يكون توتر الخرج V_o مساوياً 5V عندما تكون القاطعة S مفتوحة ومساوياً 0V عندما تكون القاطعة مغلقة. ليس ثمة قيم أخرى لتوتر الخرج ممكنة. ولما كان كل من القاطعة S والخرج V_o يوجد في إحدى حالتين فإنهما يعملان وفق أسلوب ثنائي. وقد بينا في الفصول السابقة بأن كلاً من الترانزستورين BPT و FET يسلك من خلال منحنياته المميزة سلوك مبدل، بالتحكم بقاعدة الأول وببوابه الثاني، وبالتالي فهو يؤدي دور بوابة ثنائية. ودارات الترانزستور التبديلية الثنائية الحالة، سريعة وموثوقة ورخيصة الثمن ويمكن تحضيرها بكميات كبيرة. تعمل النظم الرقمية المعاصرة، بالتالي، وفق نظام العدّ الثنائي أو ذي الأساس 2. ونظراً لأن جبر بول تمثيل منطقي ثنائي الحالة، فهو يستخدم النظام الثنائي *Binary system* في العمليات المنطقية والحسابية في آن معاً. وبالتالي تستخدم الدارات نفسها في تنفيذ كل من الوظيفتين وفق نظام رقمي.



الشكل 1. دائرة الشناية

تستخدم عادة رموز مختلفة للحالتين الكميتين. عديداً : يستخدم الرقمان الثنائيان الواحد والصفر 0، أما في النظم المنطقية فيستخدم إما كلمة صح أو كلمة خطأ أو تستخدم الكلمتان "نعم" و "لا". أما من الناحية الإلكترونية فيغلب أن تمثل هاتين الحالتين إما بـ ON أو OFF، أو HI (مرتفع) و LO (منخفض). يشير الرمزان الأخيران عموماً إلى مستويي الكمون أو التيار في العنصر التبديلي، كما يستخدم الرمزان $V(0)$ و $V(1)$ للإشارة إلى مستويي الكمون الموافقين للرقمين الثنائيين 1 و 0 على الترتيب. ونظراً لوجود حالتين لكل رقم ثنائي *Binary digit* أو *bit* فإن هذا الرقم قادر على حمل معلومة. والكلمات الشناية *Binary words* هي مجموعات من البتات *bits* ذات دلالة جماعية حيث يطلق على المجموعة المكونة من ثمانية بتات *8 bits* اسم البايت *byte*.

إن تمثيل الأعداد في النظام الثنائي يماثله تماماً في حالة النظام العشري (ذي الأساس 10). فالعدد 378 ليس في الواقع إلاً $300+70+8$ أو $3 \times 10^2 + 7 \times 10^1 + 8 \times 10^0$. يمثل كل موقع في العدد العشري قوة للعدد 10؛ وكل رقم يمثل عدد مرات تكرار هذه القوة. يتكون الرقم الثنائي من تعاقب من الرقمين 1 و 0 يمثل كل منها أمثال قوة للرقم 2. فالعدد 101011 مثلاً يساوي $1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$. 43. تستخدم ثلاثة أرقام عشرية لتمثيل ألف من الأعداد المختلفة التي تقع بين 0 و 999، حيث يمثل أكبر هذه الأعداد بالشكل $10^3 - 1$. وبالمثل يمكن استخدام العدد السداسي البتات *6-bit* في تمثيل 2^6 من القيم المختلفة الواقعة بين 0 و $2^6 - 1$. تعمم هذه العلاقة وتعطى بالمعادلة:

$$N = 2^n - 1 \quad (1)$$

حيث n عدد البتات و N أكبر عدد عشري يمكن تمثيله بـ n بته.

يمكن تحويل العدد العشري *Decimal number D* إلى عدد ثنائي *B* باتباع الطريقة التالية:

1. قم بتشكيل صفين من الأعداد كما هو مبين في الجدول 1

2. ابدأ من أقصى اليمين، وقسم D على 2 وضع ناتج القسمة الأول D_1 في العمود الأول من صف العدد العشري D row

3. ضع باقي القسمة R_1 remainder، في حال وجود باقي، في العمود الأول من صف العدد

الثنائي B row (إن قيمة R_1 إما 1 أو 0 نظراً لأن D يكون إما فردياً أو زوجياً)

4. قسم D_1 على 2 وضع ناتج القسمة D_2 في العمود الثاني من الصف D

5. ضع باقي القسم R_2 (وهو 0 أو 1) في العمود الثاني من الصف B

6. كرر العمليتين 4 و 5 إلى أن يصل ناتج القسمة إلى الصفر. إن الأرقام الموجودة في الصف B ،

عندما تقرأ من اليسار إلى اليمين، ليست إلا التمثيل الثنائي للعدد العشري D ، حيث تمثل البتة

الواقعة إلى أقصى اليسار الموقع ذا القوة الأعلى، وتدعى "البتة الأكثر دلالة" $most- (MSB)$

$significant\ bit$ في حين تدعى البتة إلى أقصى اليمين "البتة الأقل دلالة" $least- (LSB)$

$significant\ bit$.

الجدول 1. تحويل العدد العشري إلى ثنائي.

العمود $k+1$	العمود k	العمود 2	العمود 1	
0	$D_k = D_{k-1} / 2$	$D_2 = D_1 / 2$	$D_1 = D / 2$	العدد العشري D
0	R_k	R_2	R_1	العدد الثنائي B

مثال 1. حوّل العدد العشري 73 إلى عدد ثنائي.

قم بإعداد جدول مماثل للجدول 1. تجد كما هو مبين في الجدول 2، أن العدد السباعي البتات

1001001 هو التمثيل العشري للعدد 73. يمكن التأكد بسهولة من هذه النتيجة على النحو:

$$1001001 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

الجدول 2. صيفيف المثال 1

8	7	6	5	4	3	2	1	
0	$\frac{1}{2} = 0$	$\frac{2}{2} = 1$	$\frac{4}{2} = 2$	$\frac{9}{2} = 4$	$\frac{18}{2} = 9$	$\frac{36}{2} = 18$	$\frac{73}{2} = 36$	$D = 73$
0	1	0	0	1	0	0	1	B

يمكن توسيع الطريقة المعروضة في الجدول 1 لتشمل تحويل العدد العشري D إلى عدد أساسه B .

وتشكل فيه البواقي R_1 و $R_2 \dots R_n$ التي تقرأ من اليسار إلى اليمين أرقام العدد ذي الأساس B .

فإذا كان $B = 5$ مثلاً لا يأخذ الباقي إلا قيم 0 و 1 و 2 و 3 و 4. غالباً ما يستخدم دليل يشير إلى

الأساس لدى التعبير عن عدد معين، وبالتالي فإن العدد N_{10} هو عدد عشري والعدد N_2 هو عدد

ثنائي. وكما تفصل النقطة العشرية بين القوى الموجبة والسالبة للعدد 10، فإن النقطة الثنائية تفصل قيم قوى المواقع الموجبة عن قيم قوى المواقع السالبة. فالعدد الثنائي:

$$101.011 = 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 + 0 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 1 \times 2^{-3}$$

ومكافئه العشري (5.375).

أما الأعداد السالبة فيتم تمثيلها بإضافة بته إشارة إلى يسار أكثر البتات دلالة MSB في الكلمة الثنائية. حيث تدل القيمة (0) لبته الإشارة على العدد الموجب والقيمة (1) على العدد السالب. وبالتالي يكون العدد +73 هو المكافئ العشري للعدد الثنائي 0¹1001001 والعدد -73 المكافئ العشري للعدد الثنائي 1¹1001001. تستخدم علامة الإقحام (∧) أحياناً للدلالة على أن البته الأولى هي بته الإشارة.

تستخدم في الفصل التالي تشكيلة من التمثيلات المشتقة للأعداد الثنائية والتميزات الثنائية في النظم الرقمية.

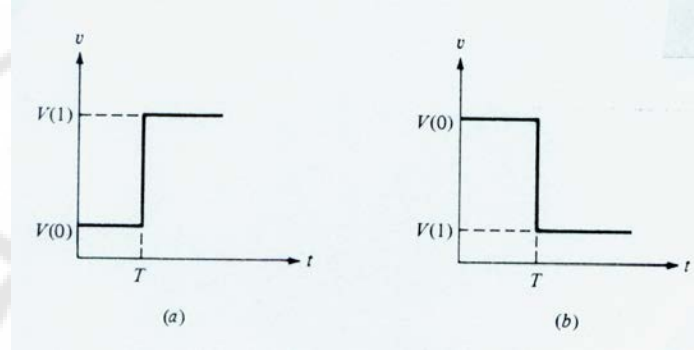
2. جبر بول

إن جبر بول هو منطق الترميز الثنائي الحالة (الثنائي). ويأخذ متحول بول A إحدى قيمتين ممكنتين 0 أو 1. وهكذا يكون A إما مساوياً الواحد A=1 أو مساوياً الصفر A=0. فإذا لم يكن A مساوياً 1 فهو يساوي الصفر. يتضمن جبر بول عدة متحويلات لا تحتاج إلا لعدة توابع منطقية أساسية تدعى AND (التقاطع) و OR (الاجتماع) و NOT (العاكس). والبوابة المنطقية دائرة تستخدم في تحقيق تابع منطقي أساسي. هذا وتسهم البوابات المنطقية التجميعية التي تعالج في الفصل التالي في تنفيذ المعادلات البوليانية المركبة.

النظم المنطقية

يعتمد عمل البوابة على أسلوب تعريف الإشارة الثنائية. ففي نظام منطق المستوى أو التيار المستمر، تنفذ البته على أنها أحد مستويي الكمون. فإذا كانت قيمة الكمون الأكثر إيجابية في الشكل 2a تمثل المستوى 1 وقيمة الكمون الأخرى تمثل المستوى 0 (حيث $V(1) > V(0)$)، يقال بأن النظام يستخدم منطق التيار المستمر الموجب. في حين أن نظام منطق dc السالب، في الشكل 2b، هو النظام الذي يرمز للحالة الأكثر سلبية للكمون بالمستوى 1 وللحالة الأقل سلبية بالمستوى 0 (حيث $V(0) > V(1)$). يجب التأكد بأنه لا أهمية للقيمتين المنطقيتين للكمون في هذه التعاريف. ولا تحتاج الحالة 0، بشكل خاص، أن تمثل مستوى الكمون الصفري (ولو أنها يمكن أن تكون كذلك في بعض النظم).

يتم التعرف على البتة، في نظام المنطق الديناميكي أو النبضي، من خلال وجود النبضة أو غيابها. فالرقم 1 يدل على وجود نبضة موجبة في نظام المنطق الديناميكي الموجب، بينما تمثل النبضة السالبة الرقم (1) في نظام المنطق الديناميكي السالب. وفي النظامين كليهما يدل الصفر عند دخل (أو خرج) معين في لحظة معينة على عدم وجود أي نبضة في تلك اللحظة.



الشكل 2. الشكلان الموجبان (a) للمنطق الموجب (b) للمنطق السالب

بوابة الاجتماع (أو الجواز) OR

لبوابة الاجتماع OR مدخلان أو أكثر وخرج واحد وتعمل وفقاً للتعريف التالي: يأخذ خرج بوابة الاجتماع الحالة 1 عندما يأخذ أحد المدخلين أو كليهما الحالة 1. سوف تدل الحروف A و B ... N على دخول (ج. دخل) البوابة المنطقية، ويدل الحرف Y على خرجها. يجب أن ندرك بأن كلاً من هذه المتحولات يمكن أن يأخذ إحدى قيمتين ممكنتين، إما الصفر أو الواحد. يبين الشكل 3a الرمز المعياري لدائرة الاجتماع بالإضافة إلى التمثيل البولياني لهذه البوابة. حيث يجب قراءة المعادلة على النحو: Y يساوي A أو B ... أو N. وبدلاً من تعريف العملية المنطقية بكلمات تستخدم طريقة بديلة لإعطاء جدول حقيقة يضم قيم الدخول الممكنة لهذه البوابة وقيمة خرجها الموافق لكل حالة. يجب أن يكون واضحاً أن جدول الحقيقة الثنائي الدخول في الشكل 3b يكافئ التعريف السابق لعملية الاجتماع OR.

لنفترض بأن الشكلين الموجبيين A و B لهما المستويان الثنائيان بدلالة الزمن، كما هو مبين في الشكل 3c. إن شكل موجة الخرج، في هذه الحالة يوافق جدول الحقيقة 3b لبوابة الاجتماع وفقاً للمنطق الموجب. لاحظ أنه عندما $V(0) = 0$ تتحقق عملية الاجتماع في منطق المستوى والمنطق الديناميكي.

إذا تذكرنا أن كلاً من A و B و C لا يمكن أن يأخذ إلا قيمة 0 أو 1، فيمكن التحقق من

صحة المعادلات التالية في جبر بول المتعلقة بعملية الاجتماع (+):

$$A + B + C = (A+B) + C = A + (B + C) \quad (2)$$

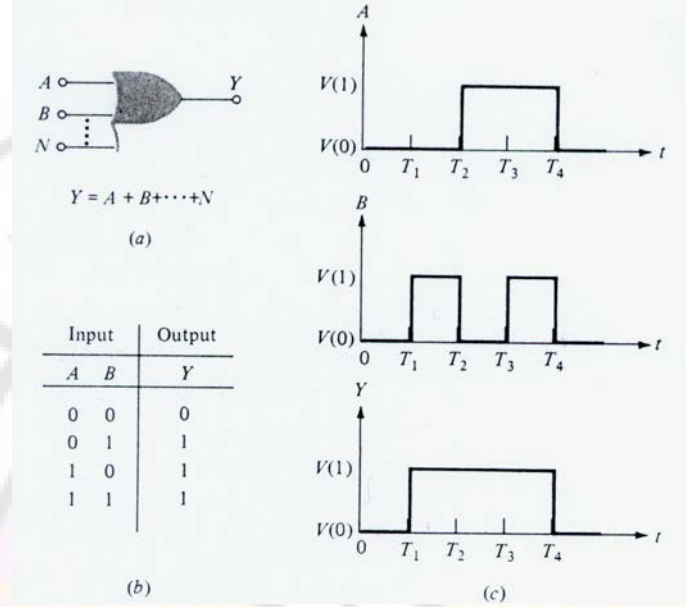
$$A + B = B + A \quad (3)$$

$$A + A = A \quad (4)$$

$$A + 1 = 1 \quad (5)$$

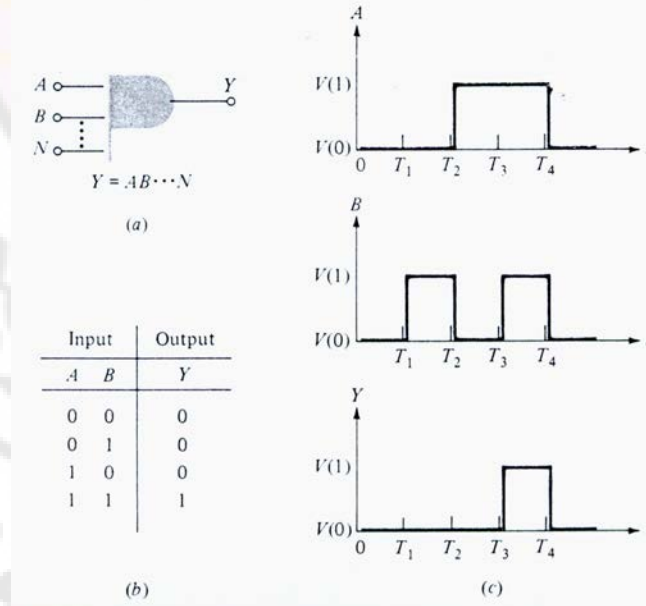
$$A + 0 = A \quad (6)$$

يمكن تسوية هذه المعادلات بالرجوع إلى تعريف عملية الاجتماع OR أو إلى جدول الحقيقة.



الشكل 3. البوابة OR. (a) رمز البوابة، (b) جدول الحقيقة، (c) الأشكال الموجية للمنطق الموجب

بوابة التقاطع (أو القران) AND



الشكل 4. بوابة التقاطع AND، (a) رمز الدارة، (b) جدول الحقيقة، (c) الأشكال الموجية للمنطق الموجب

الموجب

تتميز بوابة التقاطع AND gate بأن لها دخلين أو أكثر وخرج واحد، وتعمل وفق التعريف التالي: إن خرج بوابة التقاطع يأخذ الحالة 1 إذا وإذا فقط أخذت جميع المداخل الحالة 1. يعطي الشكل 4a رمز دائرة التقاطع، بالإضافة إلى العلاقة البوليانية لهذه البوابة. يجب قراءة المعادلة على النحو Y:

يساوي A و B و $\dots$ و N . أحياناً توضع نقطة (.) أو إشارة (x) بين الرموز للدلالة على عملية التقاطع. يمكن التحقق من أن جدول الحقيقة الثنائي الدخل في الشكل 4b ينسجم مع التعريف السابق لعملية التقاطع. كما أن الأشكال الموجبة في الشكل 4c توافق جدول الحقيقة في الشكل 4b في حالة المنطق الموجب. كان يطلق على هذه البوابة تاريخياً اسم "دائرة التطابق" لأنه يجب توافر جميع الدخول في اللحظة نفسها لإحداث نبضة خرج.

وحيث إنه لا يمكن لـ A و B و C أن تأخذ إلا قيمة 0 أو 1 فيمكن التحقق من العلاقات التالية التي تتضمن عملية التقاطع:

$$ABC = (AB)C = A(BC) \quad (7)$$

$$AB = BA \quad (8)$$

$$AA = A \quad (9)$$

$$A1 = A \quad (10)$$

$$A0 = 0 \quad (11)$$

$$A(B+C) = AB + AC \quad (12)$$

يمكن البرهان على هذه المعادلة بالرجوع إلى تعريف عملية التقاطع أو إلى جدول الحقيقة أو إلى سلوك دوائر التقاطع التي درسناها أعلاه. يمكن أيضاً باستخدام المعادلات 10 و 12 و 5 البرهان على أن :

$$A + AB = A \quad (13)$$

وبالمثل ينتج من المعادلات 12 و 9 و 5 أن:

$$A + AB = (A + B)(A + B) \quad (14)$$

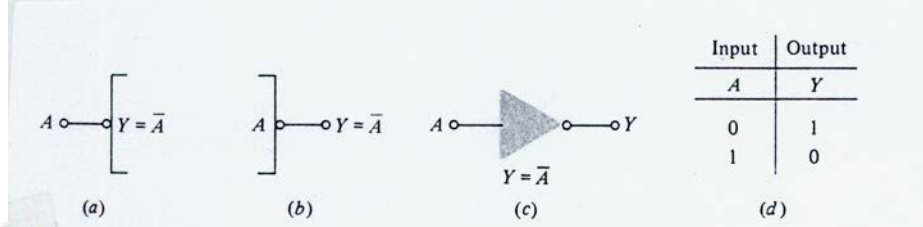
سنعود مرة أخرى إلى المعادلتين الأخيرتين في هذا الفصل.

بوابة العاكس NOT

لبوابة العاكس مدخل واحد ومخرج واحد وتقوم بعملية العكس المنطقي وفقاً للتعريف التالي: إن خرج دائرة العاكس يأخذ الحالة 1 إذا وإذا فقط لم يأخذ الدخل الحالة 1. إن معيار الدلالة على العكس المنطقي دائرة صغيرة ترسم عند النقطة التي يلتقي فيها خط الإشارة بالرمز المنطقي. يدل الشكل 5a على العكس عند مدخل مجموعة منطقية، في حين يدل الشكل 5b على العكس عند مخرج المجموعة المنطقية ويدل الشكل 5c على رمز بوابة العاكس والتعبير البولياني للعكس، وحيث تقرأ المعادلة بالشكل Y تساوي عكس A أو Y متمم A . تستخدم الفتحة (/) أحياناً بدلاً من الخط (-) للدلالة على عملية العكس، أما جدول الحقيقة فقد ورد في الشكل 5d.

تدعى الدارة التي تنفذ العكس المنطقي دائرة العاكس NOT Circuit، أو *inverter* نظراً لأنها تعكس الخرج بالنسبة للدخل. وفي نظام ثنائي حقيقي لا يتم التعرف إلا على مستويين للكمون $V(0)$ و $V(1)$ ويجب على خرج العاكس ودخله أن يعمل بين هذين الكمونين. عندما يكون

الدخل عند $V(0)$ يجب أن يكون الخرج عند $V(1)$ وبالعكس. في هذه الحالة، يكون مثالاً أن تعكس دائرة العاكس الإشارة مع المحافظة على شكلها والمستويين الشائين اللذين تعمل بينهما الإشارة.



الشكل 5. العكس المنطقي عند (a) مدخل مجموعة منطقية، (b) مخرج المجموعة المنطقية، (c) رمز دائرة العاكس، (d) جدول الحقيقة

(يمكن النظر إلى توصيلات دارات لكل من الترانزستور الشائني القطبية والترانزستور الحقلي FET اللذين سبقت دراستهما على أنها عاكس). وفي النظام الشائني الحقيقي لا يتم التعرف إلا على مستويين للكمون ويجب أن يعمل كل من خرج العاكس ودخله بين هذين المستويين. فعندما يكون الدخل عند $V(0)$ يجب أن يكون الخرج عند $V(1)$ وبالعكس. في هذه الحالة تقوم دائرة العاكس المثالية بعكس الإشارة مع المحافظة على شكلها وعلى المستويين الشائين اللذين تعمل بينهما. من التعاريف الأساسية لكل من AND و OR و NOT يمكن التحقق من الكيانات التالية:

$$\overline{\overline{A}} = A \quad (15)$$

$$\overline{A} + A = 1 \quad (16)$$

$$\overline{A} A = 0 \quad (17)$$

$$A + \overline{A} B = A + B \quad (18)$$

مثال 2. برهن على المعادلة 18.

الحل : لما كان $B + 1 = 1$ و $A 1 = A$ ينتج أن :

$$A + \overline{A} B = A (B + 1) + \overline{A} B = A B + A + \overline{A} B = (A + \overline{A}) B + A = B + A$$

وذلك بالاستفادة من المعادلة (16)

عملية المنع inhibit (والتمكين Enable)

إن دائرة العاكس NOT التي تسبق أحد مداخل (S) بوابة تقاطع تعمل كمثبط. إن دائرة التقاطع المعدلة تنفذ العبارة المنطقية التالية:

إذا كان $A=1$ و $B=1$ و $M=1$ فإن $Y=1$ شريطة أن يكون $S=0$. غير أنه إذا كان $S=1$

يُثبّط تطابق A و B .. و M ويكون $Y=0$. تدعى هذه الدائرة الدارة المضادة للتطابق. يدل

الشكل 6a على رمز البوابة المنطقية بالإضافة إلى المعادلة البوليانية الموافقة. تقرأ معادلة البوابة على

الشكل التالي: إن Y يساوي A تقاطع B تقاطع M تقاطع العاكس S ، يعطي الشكل 6b جدول الحقيقة لبوابة تقاطع ثلاثية المداخل بمربط منع (S) واحد. يطلق على المربط S أيضاً اسم مدخل المنع $strobo$ أو مدخل التمكين. تسمح بته التمكين $S = 0$ للبوابة بتنفيذ التابع المنطقي AND، في حين تُبقي بته المنع $S = 1$ الخرج عند $Y = 0$ بصرف النظر عن قيم بتات الدخول.

	Input			Output
	A	B	S	Y
1	0	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	0	0
4	1	1	0	1
5	0	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	0	1	0
8	1	1	1	0

الشكل 6. (a) رمز دائرة التقاطع التي تضم مربط تمكين S ، والعبارة البوليانية لهذه الدارة، (b) جدول الحقيقة.

3. بوابات الاجتماع الحصرية وعكس التقاطع وعكس الاجتماع

تعد البوابات الثلاث التي ندرسها في هذه الفقرة تركيبات بسيطة لكل من بوابات التقاطع والاجتماع والعاكس. ونظراً لأهمية هذه البوابات في معالجة الإشارة الرقمية، وبشكل عام، تنفيذها المباشر باستخدام الترانزستورات، فهي تعتبر بوابات أساسية.

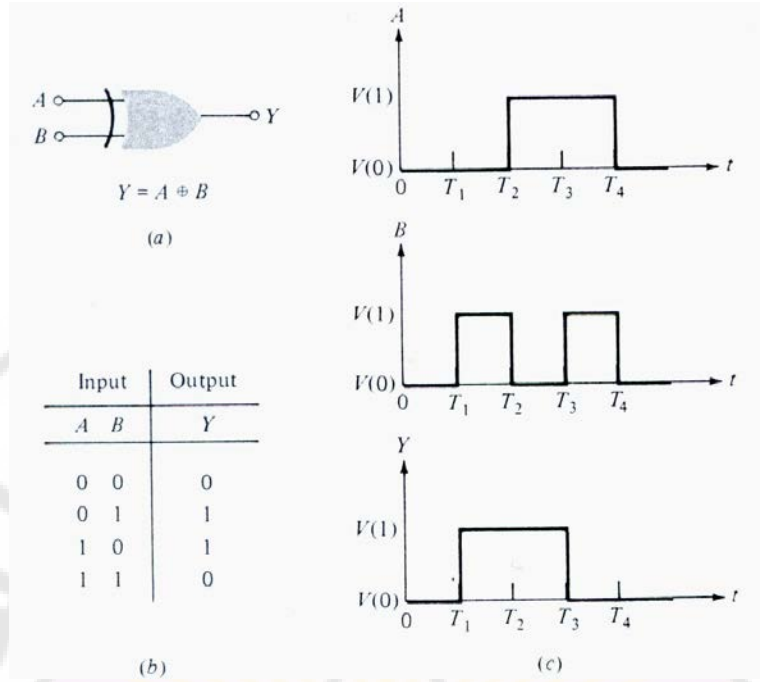
بوابة الاجتماع الحصرية

تخضع بوابة الاجتماع الحصرية *The exclusive-OR gate* للتعريف التالي: إن خرج بوابة الاجتماع الحصرية ذات المدخلين يأخذ الحالة 1 إذا أخذ مدخل واحد، ومدخل واحد فقط الحالة 1. يبين الشكل 7a الرمز المعياري لدائرة الاجتماع الحصرية، كما يبين الشكل 7b جدول الحقيقة. يطلق على دائرة الشكل 3 اسم بوابة الاجتماع الشاملة *inclusive OR* إذا أردنا تمييزها عن دائرة الاجتماع الحصرية.

إن التعريف أعلاه يكافئ النص التالي: إذا كان $A = 1$ أو $B = 1$ ولكن ليس في آن واحد فإن $Y = 1$. يعبر عن ذلك بالاصطلاح البوليانى:

$$Y = (A + b) (\overline{AB}) \quad (19)$$

يمكن تنفيذ هذا التابع المنطقي باستخدام البوابات المنطقية المبينة في الشكل 8a.

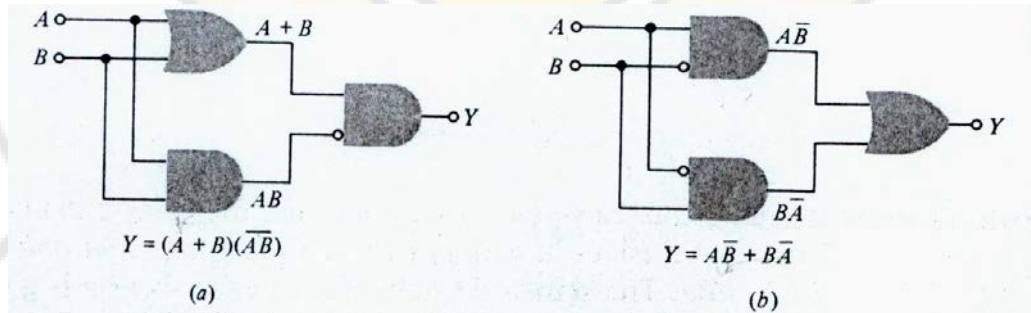


الشكل 7. بوابة الاجتماع الحصرية، (a) رمز الدارة، (b) جدول الحقيقة، (c) الأشكال الموجية في حالة المنطق الموجب

ثمة نص منطقي مكافئ لتعريف البوابة الحصرية *exclusive-OR* وهو التالي: إذا كان $A = 1$ و $B = 0$ أو إذا كان $B = 1$ و $A = 0$ فإن $Y = 1$. وتكون علاقته البوليانية:

$$Y = A\bar{B} + \bar{A}B \quad (20)$$

يبين الشكل 8b المخطط الصندوقي الذي يحقق هذا التابع المنطقي.



الشكل 8. طريقتان لتنفيذ بوابة الاجتماع الحصرية

تستخدم البوابة الحصرية في القسم الحسابي من الكمبيوتر. ثمة تطبيق آخر لها وهو مقارنة المتراجحة أو دارة أو كاشف التوافق لأنه كما يظهر من جدول الحقيقة، $Y = 1$ فقط إذا كان $A \neq B$. إن هذه الخاصة تستخدم للتحقق من متراجحة بتتين. فإذا لم تكن البتة A تطابق البتة B ، فإنه يتم الحصول على خرج، وبكافئ ذلك: "إذا كان A و B كلاهما 1 أو إذا كان A و B كلاهما مساوياً للصفر، فلن يتم الحصول على خرج ومن ثم $Y = 0$ ". يمكن وضع هذا القول الأخير بالشكل البولياني:

$$Y = \overline{AB + \bar{A}\bar{B}} \quad (21)$$

تقود هذه المعادلة إلى طريقة ثالثة لتنفيذ بوابة الاجتماع الحصرية والتي يدل عليها المخطط المنطقي في الشكل 9a. يعطي كاشف المساواة خرجاً $Z = 1$ إذا كان كل من A و B يساوي الواحد في الوقت نفسه أو إذا كان كل منهما يساوي الصفر، ومن ثم :

$$Z = \bar{Y} = AB + \bar{A}\bar{B} \quad (22)$$

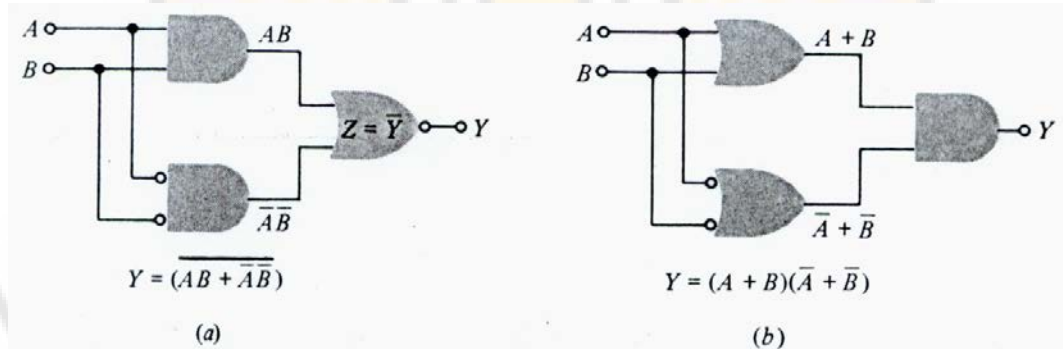
حيث استخدمت المعادلة 15. فإذا كان يرغب بالخرج Z ، فيمكن حذف العكس في الشكل 9a أو يمكن أن يعقب ذلك إضافة عاكس له خرج دائرة الاجتماع الحصرية.

ثمة إمكانية رابعة لتنفيذ التابع المنطقي لهذه البوابة تتمثل بالشكل 9b وهي :

$$Y = (A + B)(\bar{A} + \bar{B}) \quad (23)$$

والتي يمكن التحقق منها من خلال جدول الحقيقة.

تجب ملاحظة أن بوابة الاجتماع الحصرية، الثنائية المدخل، تسلك سلوك عاكس بالتحكم *controlled inverter* أو سلوك عاكس مدخله ميثبط *strobe*. وهكذا، إذا كان A هو المدخل و $B = S$ هو دخل المنع، فإنه ينتج من جدول الحقيقة في الشكل 7 أن $Y = \bar{A}$ إذا كان $S = 1$ ، بينما $Y = A$ إذا كان $S = 0$.



الشكل 9. طريقتان إضافيتان لتنفيذ بوابة الاجتماع الحصرية

لقد برهنا على وجود طرائق متعددة لتنفيذ تابع منطقي معين. يمكن أن يكون اتباع إحدى هذه الطرائق عملياً أكثر فائدة من الطرائق الأخرى. يستخدم الجبر البولياني أحياناً في التعامل مع المعادلة المنطقية وذلك لتحويلها إلى شكل أنسب لتنفيذها في المعدات. نتحقق في الفقرة التالية من خلال استخدام جبر بول أن الصيغ الأربع الواردة أعلاه لبوابة الاجتماع الحصرية متكافئة.

قوانين دو مورغن

يطلق على المعادلتين التاليتين "نظريتا دو مورغن" *De Morgan's theorems*

$$\overline{ABC\dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots \quad (24)$$

$$\overline{A + B + C + \dots} = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\dots \quad (25)$$

للتحقق من المعادلة 24، لاحظ أنه إذا كانت جميع المداخل 1، فإن كل طرف من المعادلة يساوي 0. ومن جهة أخرى إذا كان أحد المداخل أو أكثر يساوي الصفر، فإن كلا من طرفي

المعادلة 24 يساوي 1. ومن ثم يتساوى طرفا المعادلة من أجل كل المداخل الممكنة. يتم التحقق من المعادلة 25 بطريقة مماثلة. إن قانوني دو مورغن يكملان قائمة الكيانات البوليانية الأساسية. وقد تم إيجاز جميع هذه العلاقات في الجدول 3 للرجوع لها مستقبلاً.

سوف نُظهر فيما يلي باستخدام الجبر البولياني ما يكافئ دارات الاجتماع الحصرية الأربع في الفقرة السابقة. باستخدام المعادلة 24، يتضح على الفور أن المعادلة 19 تكافئ المعادلة 23. يمكن توسيع المعادلة الأخيرة باستخدام الجدول 3 كما يلي:

$$(A + B)(\bar{A} + \bar{B}) = A\bar{A} + B\bar{A} + A\bar{B} + B\bar{B} = B\bar{A} + A\bar{B} \quad (26)$$

تبين هذه النتيجة بأن دائرة الاجتماع الحصرية في المعادلة 21 تكافئ دائرة المعادلة 23. الجدول 3. موجز للكيانات البوليانية الأساسية.

OR	AND	NOT
$A + 0 = A$	$A 0 = 0$	$A + \bar{A} = 1$
$A + 1 = 1$	$A 1 = A$	$A\bar{A} = 0$
$A + A = A$	$AA = A$	$\bar{\bar{A}} = A$
$A + \bar{A} = 1$	$A\bar{A} = 0$	
$(A + B) + C = A + (B + C)$	$(AB)C = A(BC)$	القانون التجميعي
$A + B = B + A$	$AB = BA$	القانون التبادلي
$A(B + C) = AB + AC$		القانون التوزيعي

قانونا دو مورغن

$$\overline{ABC\dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots$$

$$\overline{A + B + C + \dots\dots} = \bar{A}\bar{B}\bar{C}$$

الكيانات الإضافية

$$A + AB = A$$

$$A + \bar{A}B = A + B$$

$$(A + B)(A + C) = A + BC$$

ينتج من قانوني دو مورغن أنه لإيجاد المتمم لتابع بولياني، نقوم بتغيير جميع عمليات الاجتماع إلى تقاطع، وجميع عمليات التقاطع إلى اجتماع ونعكس كل رموز البتات. بتطبيق هذه العمليات على المعادلة 21، نحصل على المعادلة 23، بالاستعانة بالعلاقة $\bar{\bar{A}} = A$.

يمكن باستخدام قانوني دو مورغن أن نبين بأن دائرة التقاطع في حالة المنطق الموجب تعمل أيضاً كبوابة اجتماع في المنطق السالب. ليكن Y الخرج وليكن $A, B, \dots, N$ مداخل بوابة التقاطع الموجبة

بحيث:

$$Y = A B \dots N \quad (27)$$

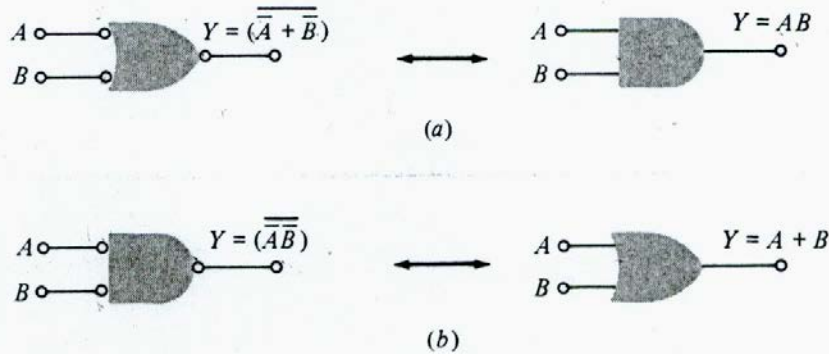
في هذه الحالة، من المعادلة 24

$$\bar{Y} = \bar{A} + \bar{B} + \dots + \bar{N} \quad (28)$$

فإذا جرى إكمال جميع دخول دائرة معينة حيث إن الواحد 1 يصبح صفراً 0 وبالعكس، يتغير المنطق الموجب إلى منطق سالب (عد إلى الشكل 2) ولما كان Y و $\bar{Y}$ يمثلان مربط الخرج نفسه و A و $\bar{A}$ يمثلان مربط الدخل نفسه... الخ فإن الدارة التي تنفذ بوابة التقاطع المنطقية في المعادلة 27 تؤدي أيضاً دور بوابة الاجتماع السالبة في المعادلة 28. تستخدم المحاكمة نفسها للتحقق من أن الدارة نفسها تكون إما دائرة تقاطع سالبة أو دائرة اجتماع موجبة وذلك بحسب تعريف مستويي البتة.

يجب أن يكون واضحاً الآن أنه ليس ضرورياً في الواقع استخدام جميع التوصيلات AND و OR و NOT الثلاثة إذ يكفي استخدام بوابتي الاجتماع والعاكس لأنه يمكن، بحسب قانون دو مورغن في المعادلة 24، الحصول على بوابة التقاطع، بدءاً من هاتين البوابتين، كما يتضح من الشكل 10a. وبالمثل يمكن اختيار بوابتي التقاطع والعاكس على أنهما الدارتان المنطقيتان الأساسيتان، ويمكن بالاعتماد على قانون دو مورغن بناء دائرة الاجتماع منهما كما هو مبين في الشكل 10b. إن هذا الشكل يوضح مرة أخرى دائرة الاجتماع (التقاطع) المعكوسة عند الدخل والخرج تؤدي دور بوابة التقاطع (الاجتماع).

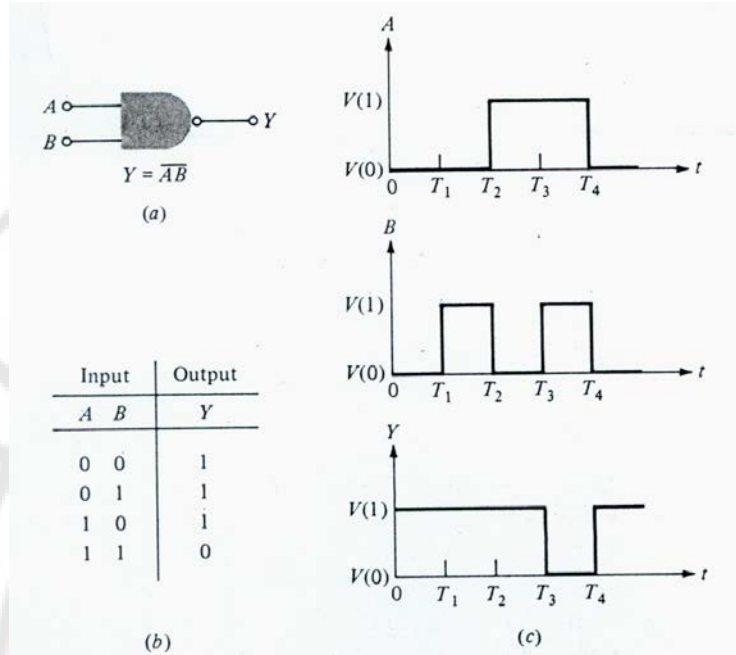
بوابة عكس التقاطع NAND



الشكل 10. (a) تحويل بوابة الاجتماع OR إلى بوابة تقاطع بعكس جميع الدخول وعكس الخرج، (b) تحويل بوابة التقاطع إلى اجتماع بعكس جميع الدخول وعكس الخرج

إن العكس قبل بوابة التقاطع الثانية في الشكل 8a يمكن أيضاً أن يوضع عند خرج بوابة التقاطع الأولى من دون أي تغيير في الوظيفة المنطقية. إن مثل هذا التعاقب لعكس التقاطع AND-NOT يوجد أيضاً في الشكل 10b وفي كثير من العمليات المنطقية الأخرى. يدعى عكس التقاطع بعكس

التقاطع NOT-AND أو البوابة NAND. يظهر في الشكل 11 كل من رمز هذه البوابة المنطقية ومعادلتها البوليانية وجدول الحقيقة وأشكالها الموجية.

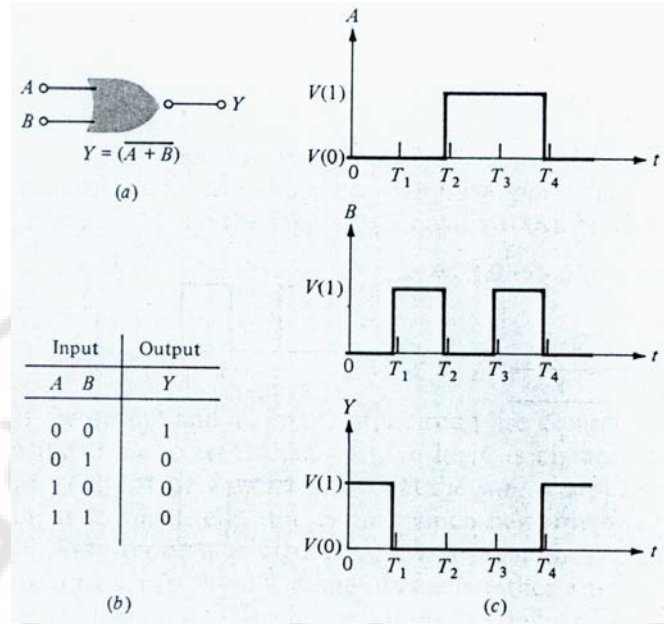


الشكل 11. بوابة عكس التقاطع NAND

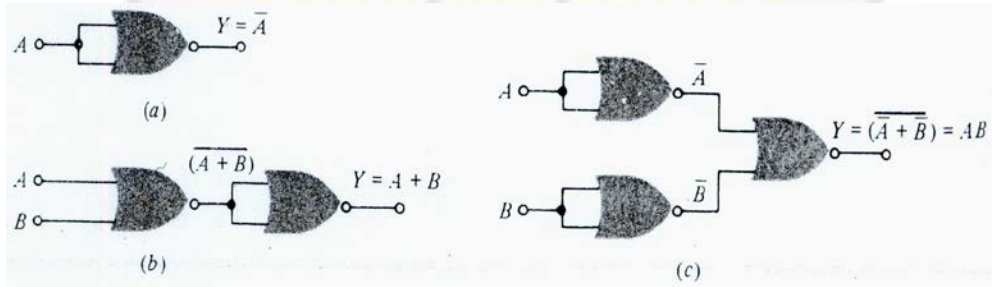
(a) رمز الدارة، (b) جدول الحقيقة (c) الأشكال الموجية الموافقة للمنطق الموجب

بوابة عكس الاجتماع NOR

يدعى العكس الذي يعقب الاجتماع بوابة عكس الاجتماع NOT-OR أو البوابة NOR. يبين الشكل 12 رمز البوابة المنطقية وعلاقتها البوليانية وجدول الحقيقة وأشكالها الموجية. نظراً لأن المبدلات الترانزستورية هي عواكس دائمة والبوابتان NAND و NOR تستخدمان على نطاق واسع في تنفيذ التتابع المنطقية فإن قانوني دو مورغن يمنحان طرائقية ملائمة لاستخدام هاتين البوابتين في تصميم النظم المنطقية. لا يمكن تنفيذ كامل النظم المنطقية في الواقع إلا باستخدام البوابات NAND أو باستخدام البوابات NOR. يوضح الشكل 13 هذه السمة باستخدام البوابات NOR. يوصل مربط المدخلين في الشكل 13a معاً وبالتالي يتم عكس الدخل الوحيد (البوابة NOT). تستخدم البوابة NOT لعكس خرج البوابة NOR في الشكل 13b للحصول على البوابة OR. يؤدي عكس الدخلين في الشكل 13c إلى تحويل البوابة NOR إلى بوابة AND (قانون دو مورغن). يترك للطالب التحليل الموافق الذي يستخدم بوابات الـ NAND.



الشكل 12. بوابة عكس الاجتماع NOR، (a) رمز الدارة، (b) جدول الحقيقة، (c) الأشكال الموجية الموافقة للمنطق الموجب.



الشكل 13. استخدام بوابات عكس الاجتماع في تنفيذ،

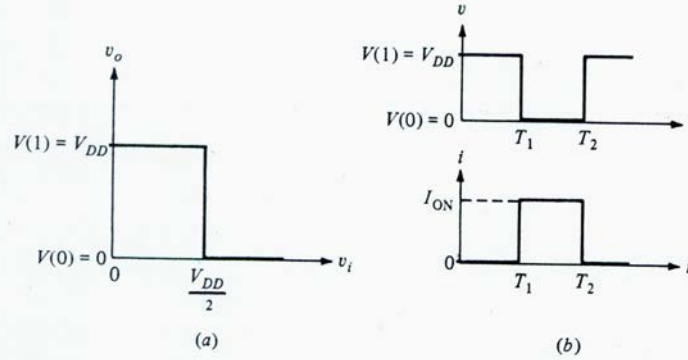
(a) العاكس، (b) بوابة الاجتماع، (c) بوابة التقاطع

4. خصائص البوابات المنطقية

إن تصميم وتحضير البوابات المنطقية التي تستخدم الترانزستورات العملية (المتوافرة تجارياً) يعطي دارات يمكن للأشكال الموجية لدخلها وخرجها أن تكون قريبة فقط من الأشكال الموضحة في الفقرة 2. ولا يمكن للانتقالات من $V(0)$ إلى $V(1)$ وبالعكس أن تحدث آنياً. كما يمكن لتفاوتات تحضير هذه البوابات وتغيراتها الحرارية والبيئية أن تؤدي إلى تغيرات في مستوى الكمون. ونظراً لاشتقاق الدخول من مستويات خرج البوابات الأخرى فإن كل دائرة منطقية تؤدي دور حمولة المراحل المنطقية السابقة، إن هذه الآثار على الحمولة يمكن أن تؤدي إلى تدني المستويات المنطقية. إن كل هذه الانحرافات عن القيمة المثالية يفرض حدوداً على أداء الدارات المنطقية العملية. تركز دراستنا على العاكس، وقد رأينا سابقاً أن المبدلات BJT (الترانزستورات الشائبة القطبية) و FET (الترانزستورات الحقلية) تسلك سلوك عواكس.

العاكس المثالي

إن العاكس المثالي الذي يتغذى من منبع وحيد V_{DD} ويستمد خرجة من دخل وحيد، يتميز بخاصية الانتقال (v_o بدلالة v_i) المبينة في الشكل 14a. لاحظ أن الانتقال بين الحالات يحدث بشكل مفاجئ عند كمون دخل $v_i = V_{DD}/2$. وهكذا تتحدد حالة الخرج بشكل فريد عند كمونات الدخول جميعها (فيما عدا $V_{DD}/2$)، ولا يوجد أي شك في حالة الخرج.



الشكل 14. (a) مميز الانتقال في عاكس مثالي، (b) الأشكال الموجية للكمون والتيار في العاكس

المثالي

يبين الشكل 14b الأشكال الموجية لكل من كمون وتيار الخرج الموافقة للانتقالات من $V(1)$ إلى $V(0)$ ثم العودة إلى $V(1)$ الموجودة في المبدل الذي يتم التحكم فيه بشكل مثالي. إن الاستطاعة السكونية المتبددة في كل من الحالتين تساوي الصفر لأنه عندما يكون $v_o \neq 0$ ، فإن $v_i = 0$ (القاطعة المفتوحة المثالية) وعندما $v_i \neq 0$ ، يكون $v_o = 0$ (القاطعة المغلقة المثالية). بالإضافة إلى أنه بسبب كون الانتقال بين الحالتين لحظياً (الشكل 14b)، فإن الاستطاعة الديناميكية المتبددة، أي الاستطاعة المستهلكة في عملية التبديل تساوي الصفر أيضاً.

ثمة خاصتان أخريان للعاكس المثالي ترتبطان بالتوصيل بين البوابات: (1) دارة الدخول للعاكس المثالي ليس لها تأثير حمولة على الإشارة السوافة (خرج البوابة السابقة) و (2) خرج العاكس قادر على سوق عدد اختياري من البوابات المتماثلة من دون أي تدنٍ في مستوى الخرج.

تطبق خصائص العاكس المثالي على حد سواء على البوابات المتعددة الدخول (AND و OR و NAND و NOR). يمكن أن تقبل هذه البوابات جميعها، فضلاً عن ذلك، عدداً اختيارياً من الدخول من دون أن يكون ثمة تأثير على الحمولة التي تؤدي إلى اضطراب المراحل السوافة. تقودنا الدراسة السابقة إلى ملاحظة أهمية الخصائص التالية في تقييم أداء البوابة العملية.

1. مجال الكمونات التي توافق المستويين $V(1)$ و $V(0)$

2. منطقة الشك أو مجال كمونات الدخول التي تكون من أجلها حالة الخرج غير محددة

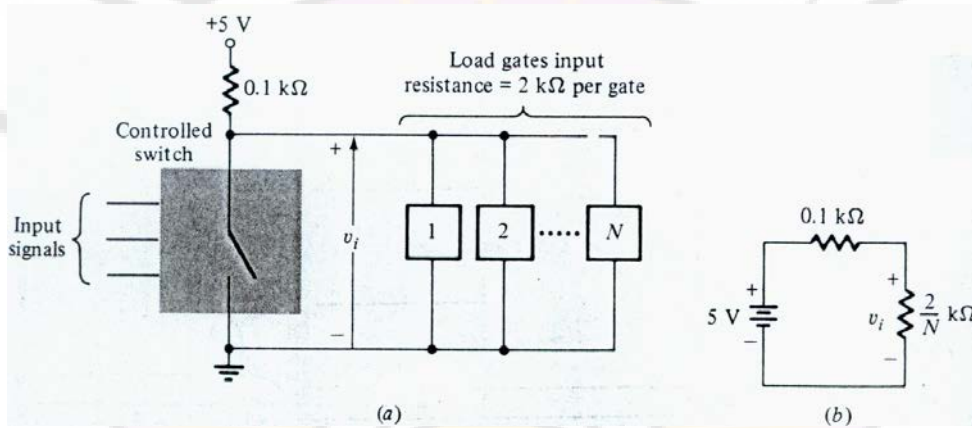
3. سرعة التبديل

4. الاستطاعة المتبددة السكونية أو الديناميكية

5. آثار الدخول والخروج على الحمولة

خرجية البوابة السواعة Fan-Out

يجب على البوابة المنطقية أن تكون قادرة على تأمين الدخل لعدة دارات متماثلة. يطلق المصطلح توزع الخرج Fan-Out على عدد الدارات التي يمكن للبوابة أن توصل لها الإشارة. يوضح المثال التالي تأثير التحميل على خرج البوابة.



الشكل 15. (a) شكل تخطيطي لدارة الخرجية، (b) الدارة المكافئة لدارة الخرجية

المثال 3. يمثل الشكل 15a دارة البوابة في حالتها المنطقية 1. تتكون الحمولة من N دخلاً من دخول بوابات متماثلة، مقاومة دخل كل منها $2k\Omega$. يجب أن لا يقل كمون دخل v_i بوابات الحمولة عن $3.5V$ لضمان عملها بشكل مناسب. عيّن عدد البوابات التي يمكن سوقها.

الحل. إن دارة الشكل 15b تكافئ دارة الشكل 15a. إن حاصل جمع N مقاومة على التوازي يساوي $(2/N) k\Omega$ وهي حمولة البوابة المكافئة. لدينا من الشكل 15b.

$$v_i = \frac{2/N}{0.1 + 2/N} \times 5 \geq 3.5V$$

وبحل هذه المعادلة من أجل N نجد أن $N = 8.57$. ونظراً لأن عدد المراحل عدد صحيح فإن عدد المخارج يساوي 8. لاحظ أن اختيار $N = 9$ يجعل $v_i = 3.44V$ وهي قيمة أدنى من القيمة التوصيفية.

الدخلية Fan-In

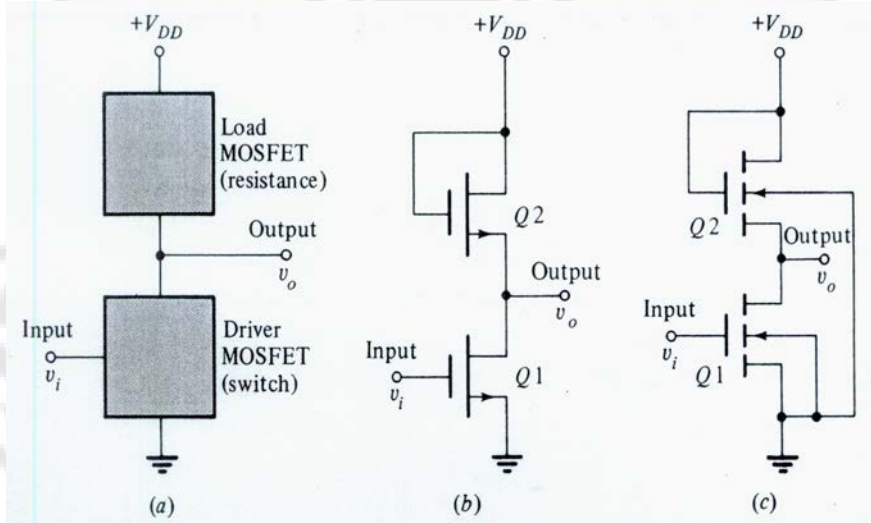
يدل المصطلح Fan-In على عدد الدخول التي يمكن أن تقبلها بوابة منطقية. فإذا تم تجاوز ذلك العدد فإن البوابة المنطقية تحدث إما حالة خرج غير معرّف أو حالة خرج غير صحيحة. فضلاً عن تدني إشارة الدخل بسبب فائض الحمولة.

5. العاكس النموسي NMOS

تعد الطائفة المنطقية النموسية NMOS واحدة من أهم التقنيات الأربع المستخدمة في الدارات الرقمية. وأما المكوّن الوحيد المستخدم في تحضيرها فهو الترانزستور MOS ذو القناة N والذي يمكن استخدامه كمبدل تحكم ومقاومة في آن معاً. تتميز الدارات الرقمية النموسية بارتفاع كثافة مكوناتها وتستخدم في نظم VLSI التي ما تزال التكنولوجيا النموسية تسودها حتى الآن. نبدأ بدراسة طائفة الدارات المنطقية النموسية أولاً على الرغم من عدم توافرها تجارياً في بقج SSI أو MSI، خلافاً للطوائف المنطقية الثلاث الأخرى، نظراً لأنها تشبه في سلوكها مجموعة القاطعة والمقاومة في الشكل 1.

الحمولة الإغنائية الإشباعية

يبين الشكل 16a البنية الأساسية للعاكس النموسي NMOS. يعمل الترانزستور السوّاق للإشارة وفق النظام الإغنائي كما يمكن استخدام أشكال مختلفة لمقاومة الحملولة النموسية. تتكون إحدى هذه الحملولات من ترانزستور إغنائي (الشكل 16b)، تظهر توصيلات ركيزته في الشكل 16c.

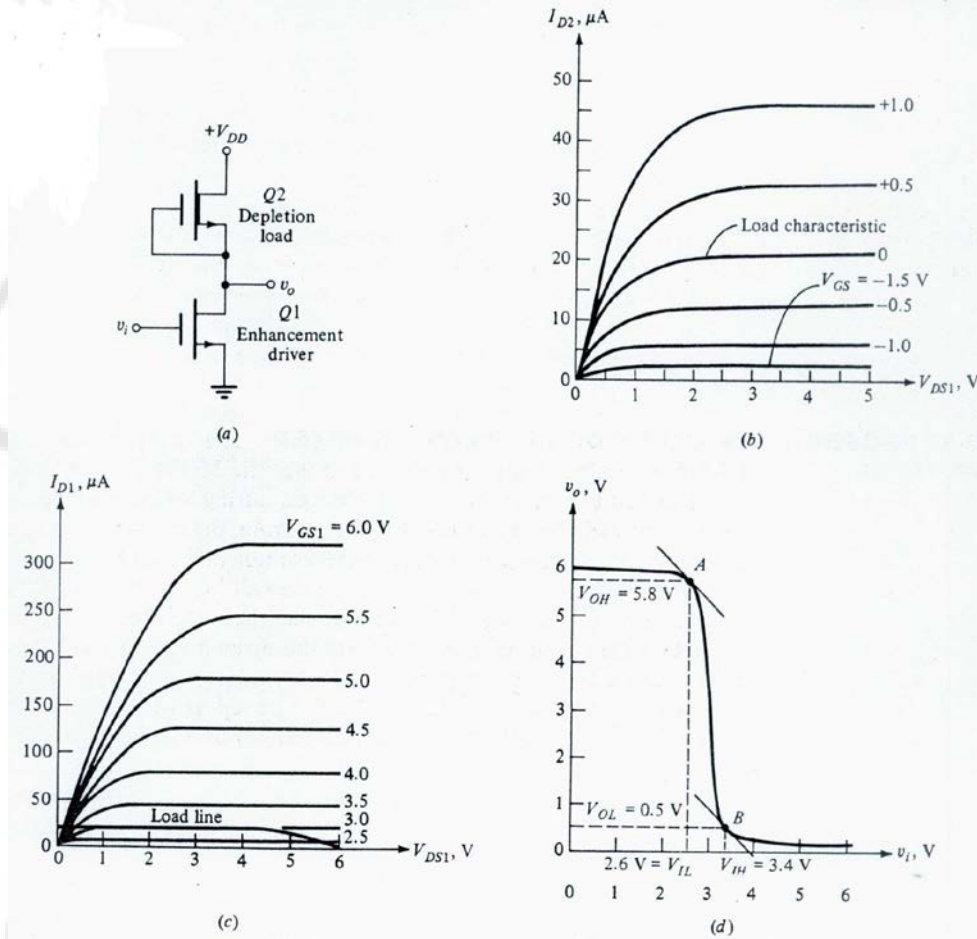


الشكل 16. عاكس نموسي، (a) الدارة الأساسية للعاكس النموسي، (b) الشكل التخطيطي للدارة مع الحملولة الإغنائية، (c) دارة الشكل (b) وقد ظهرت فيها توصيلات الركيزة

الحمولة النموسية الإقفارية

إن استخدام الحملولة الترانزستورية النموسية ذات النمط الإقفاري (الشكل 17) هي تقنية فعالة ثالثة لتحسين أداء العاكس. تظهر في الشكل 17b المنحنيات المميزة الإقفارية لـ Q_2 . ويعد الموسفيت الإغنائي Q_1 هو نفسه المستخدم في العواكس الأخرى التي درست في هذه الفقرة (في الشكل 17c)

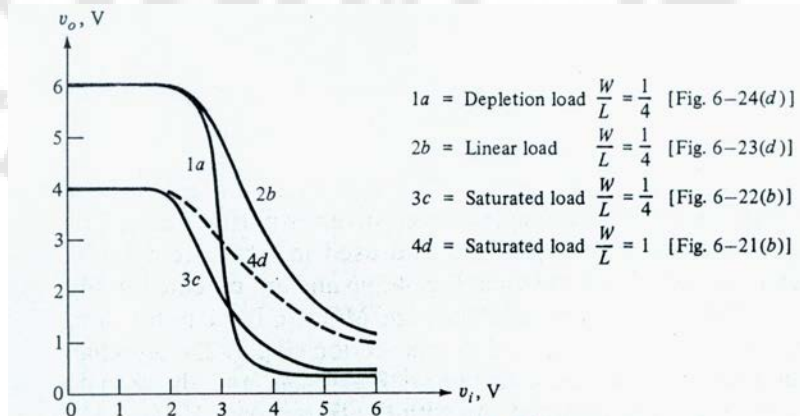
على الرغم من الحاجة إلى مراحل معالجة إضافية لتحضير الأدوات الإقفارية والإغنائية معاً على الرقاقة نفسها، فإن التحسن الكبير الذي طرأ عليها يقود إلى استخدامها على نطاق واسع في الدارات المنطقية النموسية الحالية.



الشكل 17. عاكس نموسي بحمولة إقفارية،

(a) بنية الدارة، (b) المنحني المميز أمبير كموني الإقفاري، (c) خط الحمل، (d) مميز الانتقال

موجز



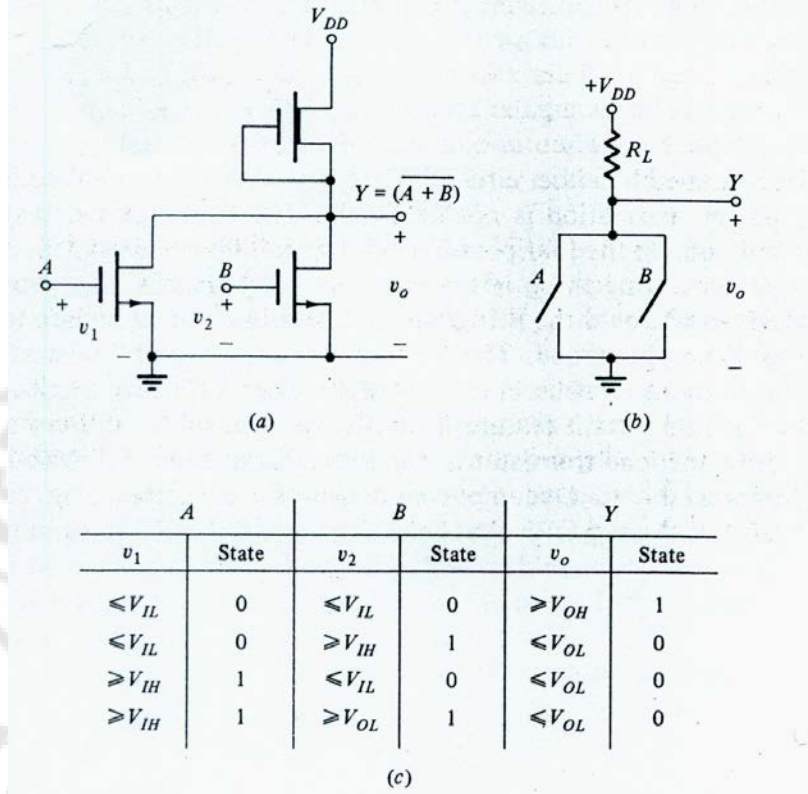
الشكل 18. مقارنة مميز الانتقال الكموني في عاكس نموسي

في حالة حمولتين إشباعيتين مختلفتين و ثلاثة خطية و رابعة إقفارية

تسعى الطرائق الثلاث المستخدمة لتحسين أداء العاكس إلى تخفيض نسبة الشكل واستخدام كل من الحمولة الخطية (غير الإشباعية)، والحمولة الإقفارية. يبين الشكل 18 المنحنيات المميزة للانتقال في كل من الحالات الأربع الواردة في هذه الفقرة. تدل هذه المنحنيات على أن الحمولة الإقفارية (المنحني a) هي التقنية الأكثر فعالية.

7. البوابات المنطقية النموسية

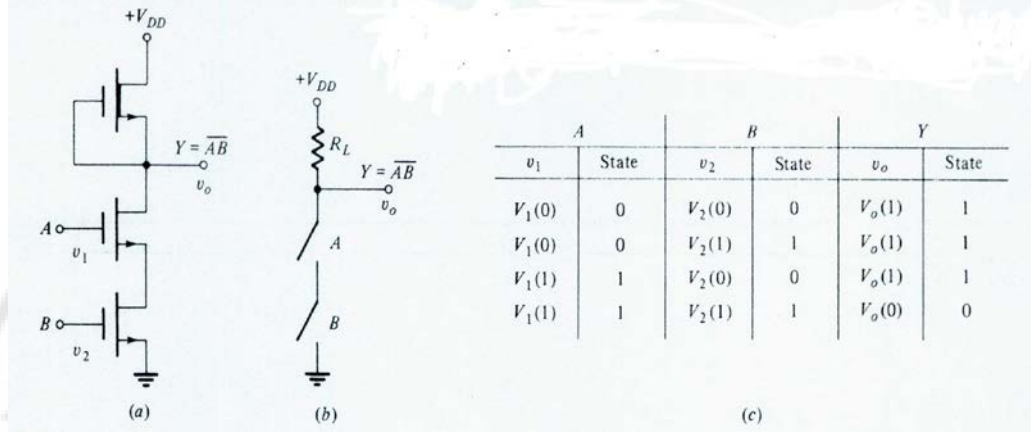
يمكن تعديل العاكسات النموسية $NMOS$ inverters الواردة في الفقرة 5 لتشكيل البوابات NAND و NOR باستخدام سواقات مختلفة تغذي حمولة وحيدة. يمثل الشكل 19a بوابة NOR ثنائية المدخل (انضمام إشارتين) وتتكون من سواقتين نموسيتين بالإغناء وحمولة نموسية واحدة بالإقفار. إن السلوك المثالي لهذه البوابة، يمثله في الشكل 19b، الذي تكون القاطعتان فيه مفتوحتين عندما يكون دخل كل منهما $V(0)$ ومغلقتين عندما يكون دخلاهما $V(1)$.



الشكل 19. (a) بوابة NOR نموسية، (b) التمثيل المثالي لـ (a)، (c) جدول الحقيقة وبالتالي إذا كان أحد الدخلين أو كلاهما في الشكل 19b عند القيمة $V(1)$ ، تغلق القاطعة ويكون $v_o = V(0) = 0$ ولا يكون الخرج Y مساوياً $V(1) = V_{DD}$ إلا إذا كان الدخلان A و B كلاهما عند $V(0)$ (القاطعتان مفتوحتان).

تظهر في جدول الحقيقة في الشكل 19c الحالات المنطقية للبوابة NOR باستخدام هذه الرموز.

يمكن زيادة عدد دخول البوابة المنطقية على 2 وذلك بوصل سواقات إضافية على التوازي. يحد من العدد الأعظمي للمداخل الإمكانية التيارية لموسفيت الحاملة وتأثيرات تحميل الدخل (مثل C_{tot}).



الشكل 20. (a) بوابة NAND نموسية بمدخلين، (b) التمثيل المثالي لـ (a) (c) جدول الحقيقة
تبني دائرة عكس التقاطع NAND في الشكل 20a بوصل السواقتين والحاملة على التسلسل.
وبين الشكل 20b الدارة المثالية المكافئة لها. في حين يعطي الشكل 20c جدول الحقيقة. لا يسري التيار في الشكل 20b إلا إذا كانت القاطعتان مغلقتين، أي يجب أن يكون A و B كلاهما في الحالة المنطقية 1 كي يكون الخرج $V(0) = 0$. تؤدي جميع تركيبات الدخل الأخرى إلى تيار صفري في R_L وبالتالي $v_o = V_{DD}$ و $Y = 1$. تؤدي بوابة NAND النموسية في الشكل 20a إلى إحداث $Y = 0$ الموافق إلى $v_o = V_{OL}$ ، إذا وإذا فقط كان A و B مساويين 1

لاحظ أنه عندما ينسطم أحد الترانزستورين السواقين أو كلاهما تكون الاستطاعة المستهلكة ضئيلة في دائرة كل منهما. غير أنه عندما يكون الترانزستوران السواقان كلاهما ناقلين فلا يستهان بالاستطاعة المتبددة فيهما. فالبوابة NAND لا تستهلك الاستطاعة إلا في أثناء حالة واحدة فقط من حالات الدخل الأربع الممكنة، بينما تبدد البوابة NOR الاستطاعة في أثناء ثلاث حالات من حالات الدخل الأربع. غير أن البوابة NOR تمتاز عن البوابة NAND باتصال جميع مرابط منابع سواقاتها بالأرضي. يسمح هذا التوصيل لكل ركيزة أن توصل مباشرة بمربط منبعها ويساعد على تحضيرها بسهولة.

ثمة سمة مهمة في تحضير الدارات النموسية تكمن في حقيقة أنه لا يلزم إلا ترانزستور حمولة واحد مستقلاً عن عدد المداخل. إن هذا العامل يزيد كثيراً في كثافة المكونات التي يمكن الوصول إليها.
تعد بنيات دارات الموسفيت التي درسناها في هذه الفقرة شكلاً من أشكال المنطق الترانزستوري بالارتباط المباشر *direct-coupled transistor logic (DCTL)* التي أدخلت في مرحلة مبكرة من

مراحل ابتكار الدارات المنطقية الثنائية القطبية. في الفقرة الأولى من الفصل التالي مثال آخر عن DCTL يكمن في استخدام الموسفيت في البوابة AND-OR-INVERT(AOI).

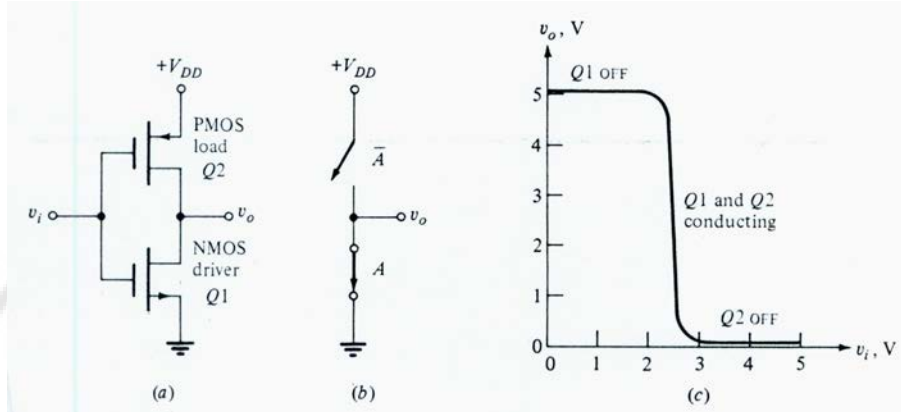
8. العاكس الكموسي

تستخدم الدارات الرقمية الكموسية Complementary metal-oxide-semiconductor CMOS (تركيبان متتامان لترانزستورين حقلين معدن - أكسيد - نصف ناقل أحدهما قنواته من النوع N والآخر قنواته من النوع P) على نطاق واسع لأنها تمتاز بانعدام الاستطاعة المتبددة السكونية في كل من حالتها المنطقيتين 1 أو 0. يضم الشكل 21 العاكس الكموسي الأساسي. تعتبر السواعة النموسية NMOS والحمولة البوموسية PMOS الموصولتين على التسلسل كلاهما ترانزستورين بالإغناء. حيث تؤخذ إشارة الخرج عند العقدة التي تتكون من اتصال مصبيهما معاً. تطبق إشارة الدخل في الوقت نفسه على الترانزستورين كليهما عند ربط البوابة المشترك والذي يتشكل بتوصيل البوابتين. يتغير كمون الدخل v_i من $V(0) = 0V$ إلى $V(1) = V_{DD}$. عندما $v_i = 0$ يكون $V_{GS1} = 0$ ويكون Q_1 في هذه الحالة مسطوماً (قاطعاً)، بينما يكون $V_{GS2} = -V_{DD}$ ويكون الترانزستور البوموسي PMOS ناقلاً ON . ومع ذلك، نظراً لأن الترانزستورين الحقلين FETs كليهما موصولان على التسلسل فإن التيار الذي يسري في Q_2 يساوي التيار الذي يسري في Q_1 ($I_{D1} = -I_{D2} = 0$) ولو أنه يفترض أن قيمة كمون البوابة تجعلها ناقلة. بتعبير آخر يصبح Q_2 ناقلاً في بداية منحنى الخرج المميز للترانزستور البوموسي PMOS الموافق لكمون البوابة $V_{GS2} = -V_{DD}$. ولما كان $V_{DS2} = 0$ ينتج أن $v_o = V_{DD}$. يتحقق بذلك فعل العاكس نظراً لأن $v_o = V(1)$ عندما $v_i = V(0)$.

لنعتبر الآن أن $v_i = V_{DD} = V_{GS1}$ يكون Q_1 في هذه الحالة ناقلاً ولكن Q_2 يكون مسطوماً (قاطعاً) عندما $V_{GS2} = 0$ ، ومن ثم فإن $I_{D1} = -I_{D2} = 0$ ويعمل Q_1 في بداية المنحنيات المميزة لمصب الترانزستور النموسي بشكل مستقل عن V_{GS1} . ولما كان الكمون في Q_1 مساوياً للصفر، فإن $v_o = 0$. نحصل مرة أخرى على خاصية العكس NOT. $v_o = V(0)$ في الحالة $v_i = V(1)$. ففي أي الحالتين المنطقيتين يكون Q_1 أو Q_2 مسطوماً (قاطعاً) والاستطاعة المتبددة السكونية تساوي الصفر نظرياً. ولكن استطاعة التوقف تساوي عملياً حاصل ضرب تيار التهريب في أثناء السطم و V_{DD} وهي تساوي بضعة نانو واط لكل بوابة.

يمكن أن ندرك مما سبق أن دائرة القاطعتين switching في الشكل 21b تشبه في عملها العاكس الكموسي. لأنه يتوجب أن تكون إحدى القاطعتين مفتوحة دائماً فلا يحدث سريان للتيار بين

كمون المنبع والأرضي، وبالتالي الاستطاعة تساوي دائماً الصفر. يجري التبديل في الحالة المثالية لحظياً فلا تستهلك أي استطاعة ديناميكية.



الشكل 21. مخطط عاكس كموسي CMOS، (b) التمثيل المكافئ لهذه الدارة باستخدام القاطعات، (c) مميز انتقال الكمون الموافق لـ (a)، حيث $V_{DD} = 5V$ وكمونا العتبة هما $2V$ في حالة Q_1 و $-2V$ في حالة Q_2 . يرغب عادة بارتفاع سرعة عمل النظام الرقمي والذي يوافق قصر الأزمنة الدورية وارتفاع تواترات المؤقتات f_{ck} . تزداد الاستطاعة الديناميكية المتبددة في البوابة المنطقية مع تزايد تواتر تبديل تلك البوابة بين الحالتين. ينجم عن ذلك أن الاستطاعة المتوسطة المستهلكة في البوابة الكموسية تتناسب طردياً مع تواتر المؤقت f_{ck} .

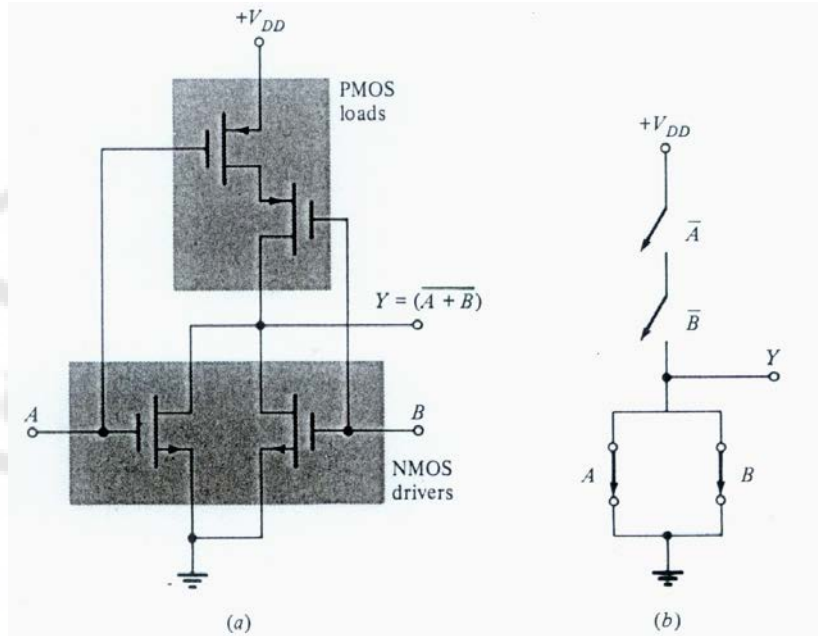
9. البوابات المنطقية الكموسية

يمكن بناء كل من بوابتي NAND و NOR بالاعتماد على التكنولوجيا الكموسية CMOS Complementary metal-oxide-semiconductor بدءاً من العاكس الأساسي بطريقة تشبه التكنولوجيا النموسية كثيراً، غير أن أهم فارق بينهما يكمن في حاجة كل سؤاقة نموسية إلى حملتها البموسية الخاصة. وبالتالي تكون كثافة المكونات في الدارات المتكاملة الكموسية أقل منها بكثير في حالة الدارات النموسية.

البوابة NOR

يبين الشكل 22a دائرة NOR كموسية بمدخلين، في حين يضم الشكل 22b تمثيلاً للبوابة المذكورة بالاعتماد على القاطعات. حيث توصل سواقتا البوابة على التوازي (كما في التكنولوجيا النموسية)، في حين توصل حملتاها على التسلسل. يمكن كشف الحاجة إلى هذا التوصيل من خلال تحليل دائرة الشكل 22b. سواء كان A أو B في الحالة المنطقية 1 يكون الخرج عند الأرضي. لا يمكن مرور التيار بين عقدة الخرج ومنبع التغذية V_{DD} . فإذا كان مرور التيار ممكناً يكون $v_o = V_{DD}$ وهذا مخالف لـ KVL . إذا جعلت الحملتان على التسلسل، وكان أحد المدخلين أو كلاهما في الحالة المنطقية 1، فإن إحدى قاطعتي الحمولة أو كليتهما تظلان مفتوحتين. وبالمثل، إذا

كان المدخلان كلاهما عند $V(0)$ فإن قاطعتي الحمولة كليهما تغلقان، الأمر الذي يؤمن مرور التيار من عقدة الخرج إلى V_{DD} .



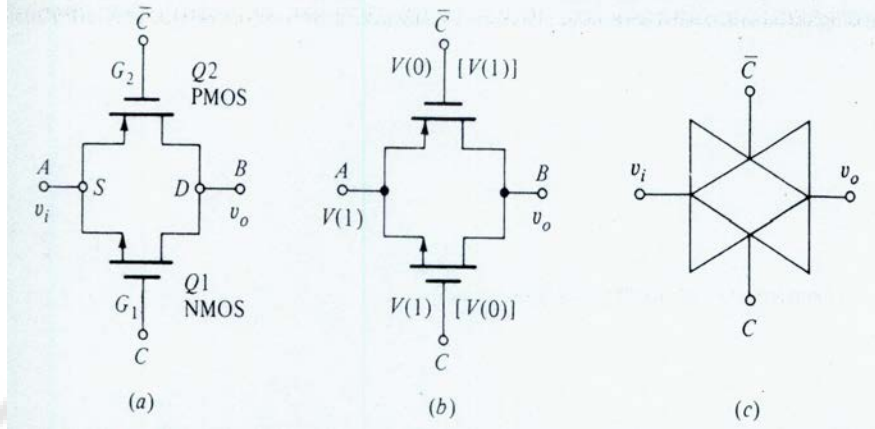
الشكل 22. بوابة عكس الاجتماع الكموسية CMOS NOR،
(a) الشكل التخطيطي للدائرة (b) تمثيل البوابة المذكورة بالاعتماد على القاطعات

البوابة NAND

تحضر بوابة عكس التقاطع الكموسية CMOS NAND بوصل السواقتين على التسلسل والحمولتين على التوازي.

بوابة النقل Transmission

تؤدي بنية الترانزستورين MOSFETs المتتامين في الشكل 23a دور بوابة نقل (رقمية أو تمثيلية) يتحكم فيها كمونها المتتامان C و $\bar{C}$. نعتبر المنطق الموجب الذي مستوياه المنطقيان $V(0)$ و $V(1)$. نفترض أن $C = 1$ بحيث $v_{G1} = V(1)$ و $v_{G2} = V(0)$ كما يدل الشكل 23b. إذا كان $A = V(1)$ ، يكون:



الشكل 23. (a) بوابة نقل كموسية، (b) كمون الدخل يساوي $V(1)$ ويؤخذ كمون التحكم مساوياً $V(1)$ في بادئ الأمر ثم $V(0)$ ، (c) رمز الدارة

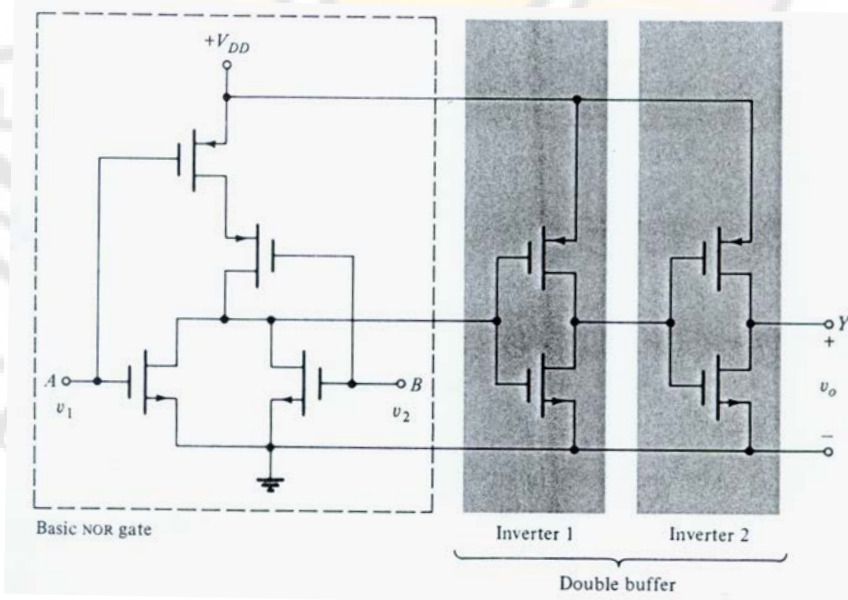
$|V_{GS1}| = V(1) - V(0) > V_T$ ويكون $V_{GS1} = V(1) - V(1) = 0$ غير أن Q_1 مسطوماً (قاطعاً). ويكون $v_{GS2} = V(1) - V(1) = 0$ سالباً مما يؤدي إلى جعل الترانزستور Q_2 البموسي ناقلاً. ونظراً لعدم تطبيق أي كمون على المصب، يعمل Q_2 في المنطقة الأومية حيث $v_{DS2} = 0$. بتعبير آخر، يسلك Q_2 سلوك مقاومة صغيرة تصل الخرج بالدخل ويكون $B = V(1) = A$. يمكن البرهان بالطريقة نفسها أنه إذا كان $A = V(0)$ يكون Q_2 في هذه الحالة مسطوماً (قاطعاً) بينما يكون Q_1 ناقلاً و $B = V(0) = A$.
لنعتبر الآن الحالة $C = 0$ بحيث $v_{G1} = V(0)$ و $v_{G2} = V(1)$ على نحو ما تشير إليه القيم الموجودة بين الأقواس في الشكل 23b. فإذا كان الدخل مساوياً $V(1)$ ، كما هو مبين، فإن v_{GS1} يكون سالباً في هذه الحالة ويكون الترانزستور Q النموسي مسطوماً (قاطعاً) في حين أن $v_{GS2} = 0$ ويكون Q_2 مسطوماً (قاطعاً) أيضاً. ولما كان الترانزستوران الحقلين $FETs$ كلاهما غير ناقلين، فثمة دارة مفتوحة بين الدخل والخرج وبالتالي يمنع النقل في البوابة. إذا كان الدخل $V(0)$ نجد ثانية بأن الترانزستورين كليهما مسطومان. باختصار: إذا كان $C = 1$ فإن البوابة تنقل الدخل إلى الخرج بحيث يكون $B = A$ ، في حين أن النقل لا يكون ممكناً إذا كان $C = 0$.

ترتبط المنطقة n في الترانزستور البموسي بالكمون $V(1)$ وهو الكمون الأكثر إيجابية في الدارة، كما ترتبط الركيزة p في الترانزستور النموسي بالكمون $V(0)$ وهو الكمون الأكثر سلبية. يدل الشكل 23c على رمز بوابة النقل. إن التحكم C ثنائي (لا يأخذ إلا إحدى قيمتين)، ولكن الدخل v_i يمكن أن يكون إما إشارة رقمية كما رأينا في الفقرات السابقة، أو إشارة تمثيلية يجب أن تقع قيمتها اللحظية بين $V(0)$ و $V(1)$. فإذا كان $V(0) = -5V$ و $V(1) = +5V$ تظهر إشارة الدخل الجيبية (التي لا تتجاوز ذروتها $5V$) عند الخرج إذا كان $C = 1$ ($v_{G1} = +5V$) ولكنها لا تنتقل عبر البوابة إذا كان $C = 0$ ($v_{G1} = -5V$).

الطوائف المنطقية الكموسية

تتوافر الدارات المنطقية الكموسية CMOS تجارياً على شكل نظم جزئية SSI و MSI. تصمم أكثر الطوائف الكموسية CMOS شيوعاً على شكل السلسلة 4000B و 74C و 74HC وتحضر جميعها باستخدام بوابات السيليسيوم الناقل المتعدد التبلور فوق الأكسيد بدلاً عن المعدن. يمكن تشغيل الدارات في هذه السلسلة بكمونات منبع تغذية تقع بين 3V و 20V، وهي سمة تمنح المصمم مجالاً واسعاً من المرونة. وهي عندما تعمل بمنبع تغذية 5V، يكون كل خرج قادراً على سوق دخل واحد لبوابة 74LS ب TTL على التسلسل (التي لن نعالجها في هذا الفصل).

يبين الشكل 22a البنية الأساسية لبوابة NOR في هذه الطوائف المنطقية. إن خروج هذه البوابات مضاعفة الصّوان (مضاعفة الحفظ) *double-buffered*، أي أن خرج البوابة الأساسية يصبح دخلاً لأحد العاكسين المتعاقبين كما هو مبين في الشكل 24 في حالة البوابة NOR. لا يؤثر تعاقب العاكسين على وظيفة البوابة المنطقية الحاصلة. غير أن أبعاد الموسفيت في العاكس 2 تزداد بحيث يتمكن خرجه من سوق الكثير من البوابات المتماثلة (يشيع استخدام عدد من الخرج قد يصل إلى 50 خرجاً). يمكن للخرج المضاعف الصّوان في الشكل 24 أن يسوق أيضاً حمولة ليست على الرقاقة نفسها كما في حالة البوابة NOR (يطلق عليها *off-chip load*) وقد زادت وسعية أسلاك التوصيل فيها.



الشكل 24. بوابة NOR كموسية بمدخلين مضاعفة الصّوان بالعاكس 1 والعاكس 2.

تعد السلسلة 74HC من أحدث طوائف الدارات الكموسية. وهي تستخدم أحدث طرائق التصنيع لتقليص أبعاد الترانزستورات. الأمر الذي يخفض الثوابت الزمنية مقارنة بالطوائف الكموسية الأخرى. إن هذه الطائفة الكموسية التي تتميز بارتفاع سرعتها قادرة أيضاً على سوق دخل البوابة TTL74LS وهي تتميز بثابت زمني قابل للمقارنة. غير أن الاستطاعة المتبددة السكونية للبوابة، كما هو حال كافة الدارات الكموسية، ضئيلة للغاية، فيما يتعلق بمميز الانتقال وخاصة في حالة الصد المضاعف فهو قريب جداً منه في حالة الدارة المنطقية المثالية وهامشا الضجيج واسعان كما أن البوابات الكموسية تبدي مناعة للضجيج ممتازة.

10. الطوائف المنطقية TTL

كانت تدعى الطائفة المنطقية الأصلية TTL بالسلسلة 54/74 وكانت تستخدم في بناء إحدى دارات NAND كلبنة بناء أساسية وقد تم إدراج ترانزستورات شوتكي لتحسين السرعة ويطلق على هذه الطائفة اسم السلسلة 74S. ينخفض الثابت الزمني بالعامل 3 على حساب مضاعفة الاستطاعة المتبددة. غير أن جداء الثابت الزمني بالاستطاعة يتحسن أكثر مما عليه الحال في السلسلة 74.

وقد حلت السلسلتان 74 و 74S كلاهما محل سلسلة شوتكي المنخفضة الاستطاعة 74AS وكذلك محل سلسلة شوتكي المنخفضة الاستطاعة المتقدمة 74ALS.

1. تتميز الطائفة ECL بأخفض ثابت زمني وبالتالي تضم أسرع الدارات المنطقية المتوفرة.

2. تتميز الطائفة TTL54/74ALS بأخفض جداء ثابت زمني - استطاعة.

3. تتميز الدارات المنطقية CMOS بأخفض استطاعة متبددة

إن أداء البوابات النموسية NMOS غير متضمن في الجدول نظراً لأن هذه البوابات غير متوفرة على شكل دارات SSI أو MSI. غير أن هذه الدارات تستخدم على نطاق واسع في تنفيذ LSI و VLSI (التكامل على سلم واسع وعلى سلم جداً اللذان لن نتطرق لهما في هذا الكتاب) نظراً لأنها تبدي ارتفاعاً في كثافة المكونات على رفاقة أي تقنية. وبالتالي من المفيد ملاحظة أن كلاً من الطوائف الأربع الرئيسية المدروسة في هذا الفصل تكون الأفضل بالنسبة إلى معيار أداء رئيسي.



الفصل الرابع عشر

دارات المنطق التركيبي

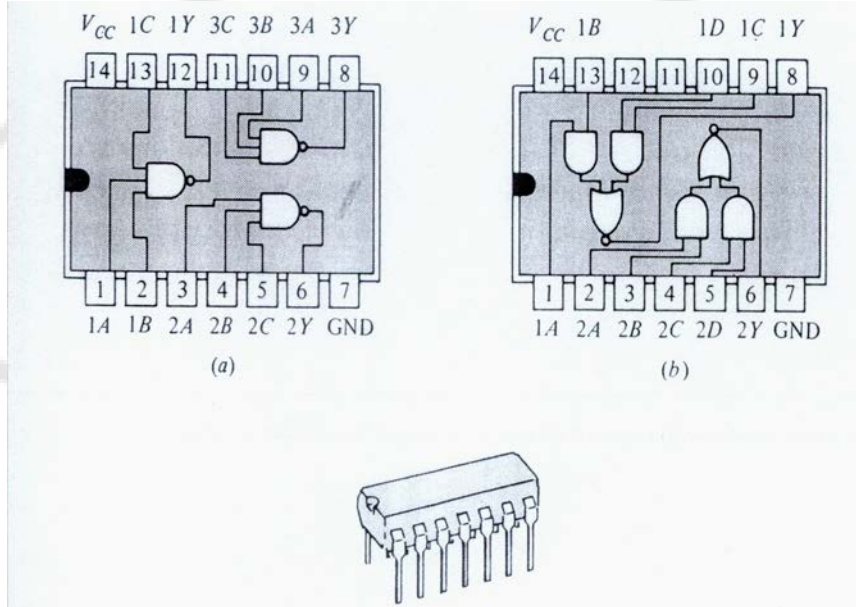
أدرك تشارلز بابج Charles Babbage في منتصف القرن التاسع عشر بأنه لا بد للنظام الرقمي أن يحوي وحدة تحكم منطقية ووحدة حساب وذاكرة (إمكانية حفظ المعطيات) بالإضافة إلى آليتي دخول للمعطيات وخروج ملائمتين. تستخدم هاتان الوحدتان أيضاً في إنشاء النظم الإلكترونية الرقمية الحديثة لأغراض الاتصال والحساب والتحكم.

هذا ولا يلزم لمعالجة الإشارات الثنائية المستخدمة في النظم الرقمية إلا أنواع قليلة من الشبكات الأساسية. كثيراً ما تستخدم هذه الشبكات التي تعتبر لبنات البناء الأساسية في مختلف البنيات التبولوجية، في تنفيذ التوابع النوعية. تتحقق توابع التحكم والحساب الثنائي من خلال تجميع البوابات المنطقية، كما يمكن تنفيذ جميع العمليات المنطقية، بنوع واحد من البوابات (كبوابة NAND مثلاً) كما يمكن بناء عنصر الذاكرة الأساسي، وهو القلاب Flip-Flop بدءاً من البوابات المنطقية الأساسية. ونظراً لأن القلابات تشكل لبنات البناء الأساسية في الدارات التعاقبية sequential circuits كالسجلات registers والعدادات counters سنعالجها في الفصل القادم. نركز في هذا الفصل على الدارات التي يعتمد عملها على البوابات المنطقية التجميعية. إن عدد الوظائف التي يجب تنفيذها ليس كبيراً ويتضمن جمع الأعداد الثنائية وضربها، وانتقاء المعطيات multiplexing، وفك تعدد الإرسال demultiplexing. يقوم مصنعو الدارات المتكاملة برزم دارات هذه الوظائف الأحادية الرقاقة والنظم الجزئية التي تنفذها medium scale integration MSI بالإضافة إلى بقج تحوي بوابات متعددة SSI. تتوافر الدارات عادة في تكنولوجيا الطوائف المنطقية بأنواعها TTL و CMOS و ECL.

1. المنطق التركيبي العياري للبوابات

تستخدم البوابات الأساسية التي وصفناها في الفصل السابق بأعداد كبيرة حتى في النظم الرقمية البسيطة نسبياً، فتكون أكثر فعالية في بناء عدة بوابات على رقاقة أحادية بدلاً من بقج البوابات الفردية. تتوافر هذه النظم التركيبية في معظم الطوائف المنطقية (TTL و CMOS.. الخ) التي ذكرناها في الفصل السابق. يتحدد عدد البوابات في الرقاقة عادة من خلال عدد المغارز المتوفرة فيها. من أكثر البقج شيوعاً البقجة الثنائية الخطوط DIP dual-in-line (البلاستيكية أو السرامكية) التي تضم دارتها المتكاملة 14 مربطاً تتوزع بالتساوي على جانبيها (الشكل 1c). تقدر

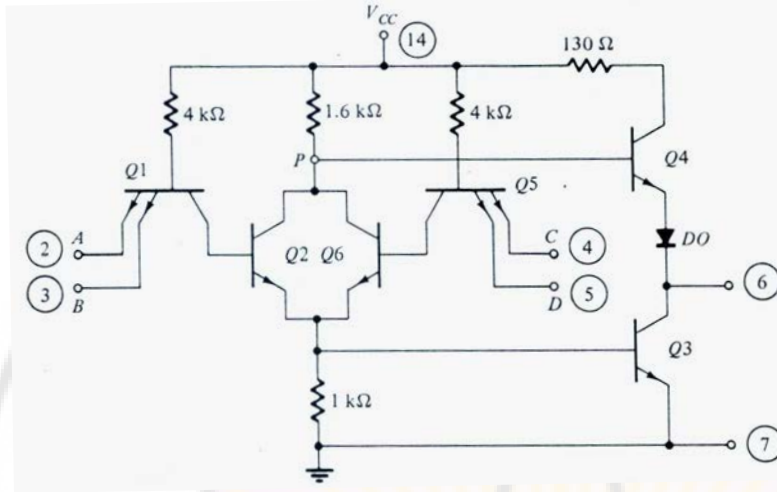
أبعاد هذه البقعة والتي تزيد كثيراً على أبعاد الرقاقة بنحو $2 \times 0.75 \times 0.52 \text{ cm}$. يبين الشكل 1a بقعة تضم ثلاثة بوابات NAND ثلاثية المداخل. لاحظ أنها تضم $3 \times 3 = 9$ مرابط دخول وثلاثة مرابط خروج ومربطاً لمنبع التغذية ومربطاً أرضياً. يبلغ العدد الإجمالي للمرباط المستخدمة 14 مربطاً.



الشكل 1. توصيلات الحمولة (منظر علوي) (a) لبقعة تضم ثلاثة بوابات NAND ثلاثية المداخل (b) بقعة تضم اثنتين من بوابة عكس اجتماع بوابتي تقاطع ثنائيي المدخل (c) بقعة ثنائية الخط (DIP) يضم الشكل 1b بقعة تضم بوابتي AOI، يتألف كل منها من عكس بوابة اجتماع لبوابتي تقاطع ثنائيي المدخل (AND-OR-INVERT)، يحتاج هذا النظام التركيبي أربعة مرابط للدخول ومربطاً للخروج لكل AOI أو 10 مرابط. فإذا أضيف مرابط لمنبع التغذية ومربط الأرضي نرى أنه يستخدم 12 مغزلاً من المغارز الأربعة عشر المتوفرة.

يضم الشكل 2 مخططاً لدارة البوابة AOI المحضرة بتكنولوجيا TTL. حيث يشكل كل من Q_1 والمدخل إلى Q_2 بوابة تقاطع، كما يشكل الترتيب المماثل لكل من Q_5 و Q_6 بوابة تقاطع ثانية. ولما كان مجعاً Q_2 و Q_6 مرتبطين معاً في النقطة P، فإن الخرج عند هذه العقدة يوافق إما المدخلين 2 و 3 أو 4 و 5. كما أنه بسبب الانقلاب في الترانزستور، يتم تنفيذ عملية عكس عند P. تكون النتيجة عكس اجتماع التقاطعين AND - OR - INVERT (AOI) $(AB + CD)$ ، أخيراً لاحظ أن Q_3 و DO و Q_4 تشكل مرحلة خرج القطب الطوطني Totem pole (راجع كتاب ميلمان).
ثمة طريقة بديلة لتحليل دارة الشكل 2 تكمن في النظر إلى Q_1 و Q_2 (خرجهما عند P) أنهما يشكلان دارة عكس التقاطع. وبالمثل يشكل كل من Q_5 و Q_6 بوابة عكس تقاطع أخرى. يُقصر

خرجاً هذين التوصيلين NAND معاً بالسلك الذي يصل بين مجمعي Q_2 و Q_6 لتشكيل (wired AND) دائرة تقاطع بالوصل السلبي وبالتالي يكون الخرج عند P ، باستخدام قانون دو دو مورغن (الذي ورد في الفصل السابق).

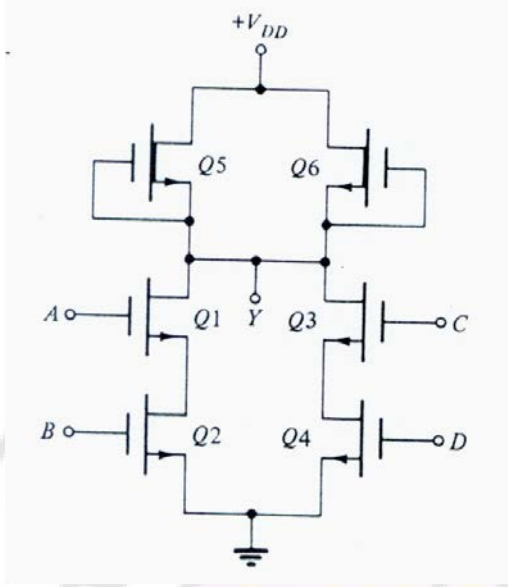


الشكل 2. دائرة عكس بوابة اجتماع لبوابتي تقاطع بتكنولوجيا TTL.

$$\overline{(AB)}(\overline{CD}) = \overline{AB + CD}$$

والذي يؤكد على تنفيذ البوابة المنطقية AOI ترتبط البوابات المنطقية المسلسلة wired logic بالقدرة على تنفيذ عمليات منطقية إضافية بوصل خارج عدة بوابات معاً. توضح بوابة الشكل 2 البوابات المنطقية AND المسلسلة. توضح البوابة NMOS AOI في الشكل 3 بنية البوابة OR المسلسلة. يمكن اعتبار الترانزستورين السواقي Q_1 و Q_2 من جهة و Q_3 و Q_4 من جهة أخرى أنهما ينفذان العملية AND. حيث تعمل هاتان البنيتان جنباً إلى جنب مع الحملتين النموسيتين الإفقاريتين Q_5 و Q_6 كعاكسين، يؤدي الوصل بين خرجيهما الموافقين إلى تنفيذ العملية OR. لاحظ أنه لا حاجة إلا إلى ترانزستور حمولة إفقاري واحد كصلة وصل بين موقعي البوابتين Q_5 و Q_6 على التوازي.

يحتاج بعض التوابع الأكثر تعقيداً التي يأتي وصفها في هذا الكتاب إلى أكثر من 14 مغزلاً حيث توضع هذه الدارات المتكاملة في بقع يخرج من كل منها 16 مربطاً أو 20 أو 24 حتى 64. والنظم التركيبية العيارية الواردة هنا ليست إلا أمثلة على الدمج على المقياس الصغير (SSI) small-scale integration. وتنتمي الرقاقة إلى SSI عندما يقل عدد البوابات فيها عن 12 (نحو مئة مكوّن). كما تعتبر القلايات المدروسة (ضمن المهترات) أيضاً بقعاً تنتمي إلى SSI.



الشكل 3. بوابة عكس اجتماع النقاطع
بالتكنولوجيا النموسية

إن معظم التوابع الأخرى المدروسة في هذا الفصل تعتبر أمثلة على الاندماج المتوسط (MSI) وتعرف بأنها تضم أكثر من 12 بوابة وأقل من مئة في الرقاقة الواحدة. يمكن للذاكرات (في الفقرة 9 من الفصل التالي) والصفائف arrays (في هذا الفصل والفصل التالي) أن تحوي أكثر من 100 بوابة (أقل من 1000 مكون) وتعرف على أنها متكاملة على نطاق واسع (LSI). يحوي الكثير من رقاقات الذاكرات ومعالجة الإشارة أكثر من 10,000 مكون وتدل على أنها متكاملة على سلم واسع جداً (VLSI) .

فلسفة تصميم الأنظمة الرقمية

يجب على المهندس الإلكتروني أن يقوم بتصميم نظام يستخدم ICs عيارية في أكبر عدد ممكن من النظم الفرعية ولا بد أن يسعى لجعل عدد البقج (وبالتالي التكلفة الكلية) التي يحتاج إليها أقل ما يمكن. تستخدم رقاقة MSI وحيدة يمكنها تنفيذ الوظيفة نفسها التي يقوم بها عدد من رقاقات SSI. وبالمثل تستخدم بقجة LSI في أي نظام يمكنها أن تحل فيه محل عدة بقج MSI. باختصار يجب أن يعرف أي نظام رقمي لدى تصميمه بدلالة بقج MSI و LSI العيارية. يجب عدم استخدام بقج SSI المنفصلة إلاّ من أجل دارات التواجه interfaces (التي تدعى الغراء glue) والتي يمكن الاحتياج إليها بين بقج الدارات المتكاملة الفرعية.

نعرض في هذا الفصل والذي يليه أهم الوظائف التي تنفذها بقج MSI، من دون التطرق إلى البقج LSI و VLSI. ومن أكثر نظم LSI المتعددة الأغراض المعالج الصغري، وهو حاسب على رقاقة قابلة للبرمجة.

2. وحدات جامع الأرقام الثنائية Binary Adders

يجب أن يضم الحاسب الرقمي دارات تنفذ العمليات الحسابية أي الجمع والطرح والضرب والقسمة. وأما العمليتان الأساسيتان فهما الجمع والطرح، نظراً لأن عملية الضرب ليست إلا تكراراً لعملية جمع، وعملية القسمة ليست إلا تكراراً لعملية طرح.

لنفرض أننا نريد جمع عددين في الحساب العشري ونحصل لنقل على مئات الأرقام. فيجب علينا أن نجمع معاً ليس مئات الأرقام من كل عدد فحسب بل ترحيل بته حمل a carry من عشرة أرقام (في حال وجودها). وبالمثل يتوجب علينا في الحساب الثنائي أن نجمع ليس الرقم ذي الدلالة نفسها من العددين اللذين يجب جمعهما بل البتة المرحلة أيضاً (في حال وجودها) الخاصة بالرقم الأقل دلالة المجاور. يمكن تنفيذ هذه العملية على مرحلتين:

الأولى جمع البتتين الموافقتين للرقم 2^n ومن ثم جمع المحصلة إلى البتة المرحلة من الرقم 2^{n-1} . تدعى وحدة الجمع التي تتكون من مدخلين وحدة جامع نصفى half adder لأن إتمام عملية الجمع يحتاج إلى جامعين نصفيين.

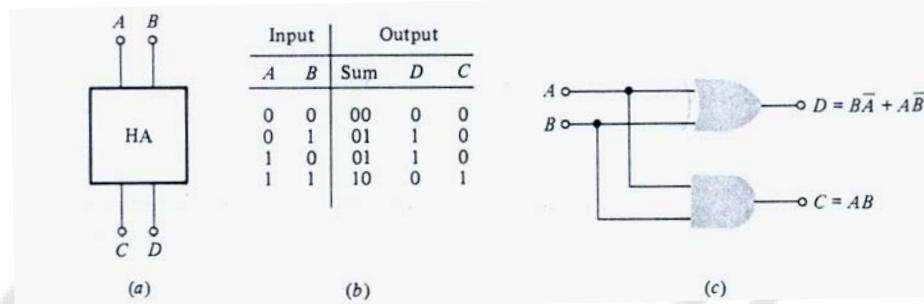
نبين فيما يلي كيفية إنشاء وحدة جامع نصفى بالاعتماد على البوابات المنطقية الأساسية. تتميز وحدة الجامع النصفى بمدخلين A و B يمثلان البتتين اللتين يجب جمعهما، ومخرجين D (يدل على الرقم ذي الدلالة نفسها للرقمين A و B) و C (للبتة المرحلة).

وحدة الجامع النصفى Half-adder

يضم الشكل 4a رمز وحدة الجامع النصفى في حين يضم الشكل 4b جدول الحقيقة الموافق. لاحظ أن العمود D يعطي مجموع A و B مادام يمكن تمثيل المجموعة برقم واحد. غير أنه عندما يكون المجموع أكبر مما يمكن تمثيله برقم وحيد، فإن D يعطي في النتيجة الرقم الذي له الدلالة نفسها للأرقام الفردية التي تخضع للجمع. وهكذا يعطي D في السطور الثلاثة الأولى من جدول الحقيقة مجموع A و B مباشرة. ولما كانت المعادلة العشرية واحد + واحد يساوي اثنين تكتب في الشكل الثنائي على النحو: $01+01$ يساوي 10 نجد في السطر الأخير أن $D=0$. لأنه يجب ترحيل 1 في هذه الحالة إلى الخانة الأعلى دلالة $C=1$

نرى من الشكل 4b أن D يخضع لوظيفة OR الحصرية في حين يتبع الخرج C منطق البوابة AND. يشير الشكل 4c إلى هاتين الوظيفتين اللتين يمكن تنفيذهما بكثير من الطرائق المختلفة من خلال الدارات المدروسة في الفصل السابق. إن طريقة التوصيل في الشكل 8b من الفصل الماضي $(Y = \overline{A}B + A\overline{B})$ تنفذ وفقاً لمنطق TTL باستخدام دائرة AOI في الشكل 2. أما العاكس في حالة

B (أو A) فهو بوابة NAND أحادية المدخل. ولما كان Y يتميز بتبولوجية AND-OR (وليس AND-OR-INVERT) فيوضع ترانزستور عاكس بين العقدة P وقاعدة Q₄ في الشكل 2.



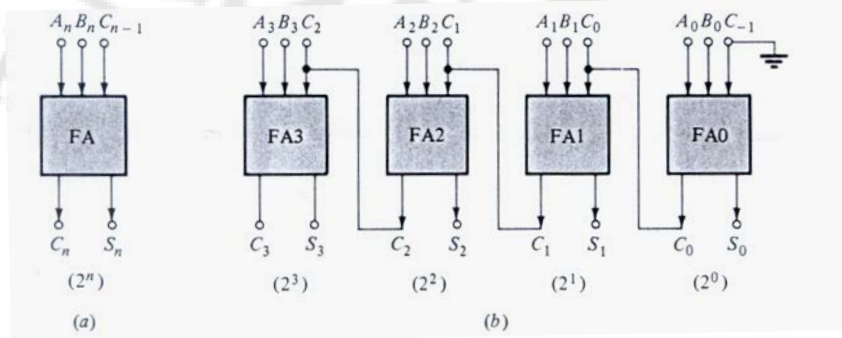
الشكل 4. (a) رمز وحدة الجامع النصفى، (b) جدول الحقيقة للبتة D والبتة المرحلة C (c) تنفيذ عملية الجمع بالبقج المنطقية العيارية

عملية الجمع على التوازي

يمكن جمع عددين متعددي الأرقام على التسلسل (عمود واحد في كل مرة) أو على التوازي (كل الأعمدة في آن واحد). لندرس عملية الجمع على التوازي أولاً. يتوافر في حالة عدد ثنائي مكون من N رقماً (بالإضافة إلى الأرضي المشترك) N سلك إشارة في الحاسب لكل عدد. يثار الخط النوني n^{th} في حالة العدد A (أو B) بالبتة A_n (أو B_n) وهي بته الرقم 2^n (حيث $n = 0, 1, \dots, N-1$).

وحدة الجامع الكامل

تنفذ عملية الجمع في (IC) باستخدام وحدة جامع كامل full adder لا تبني (لأسباب اقتصادية) من جامعي نصفين. يشير الشكل 5a لرمز وحدة الجامع الكامل النونية FA. تتميز دائرة وحدة الجامع بثلاثة مداخل وهي المضاف A_n addend والمضاف إليه B_n Augend وبتة الدخل المرحلة C_{n-1} (من البتة المجاورة الأخفض) أما المخارج فهي المجموع S_n (أحياناً يرمز لها Σ_n) وبتة الخروج المرحلة C_n .



الشكل 5. (a) رمز وحدة الجامع الكامل، (b) جامع للأعداد الثنائية رباعي البتة على التوازي يستخدم وحدات جامع كامل على التوالي

يضم الشكل 5b جامع رباعي البتة على التوازي. لما كان الرمز FA0 يمثل البتة الأقل دلالة LSB least-significant bit ، فهو لا يتضمن بتة دخول مرحلة؛ ومن ثم $C_{-1} = 0$. يمكن تعيين الدارة التي تتضمنها مجموعة ال FA من الشكل 6 الذي يمثل جدول الحقيقة لمحصلة جمع ثلاث بتات ثنائية. يمكن التأكد من هذا الجدول أن العلاقات البوليانية لكل من S_n و C_n تعطى بالشكل:

$$S_n = \bar{A}_n \bar{B}_n C_{n-1} + \bar{A}_n B_n \bar{C}_{n-1} + A_n \bar{B}_n \bar{C}_{n-1} + A_n B_n C_{n-1} \quad (1)$$

$$C_n = \bar{A}_n B_n C_{n-1} + A_n \bar{B}_n C_{n-1} + A_n B_n \bar{C}_{n-1} + A_n B_n C_{n-1} \quad (2)$$

لاحظ أن الحد الأول من S_n يوافق السطر 1 من الجدول، في حين يوافق الحد الثاني السطر 2، والحد الثالث السطر 4 والحد الأخير يوافق السطر 7. (وتعتبر هذه السطور هي الوحيدة التي يكون فيها $S_n = 1$). وبالمثل فإن الحد الأول من C_n يوافق السطر 3 (حيث $C_n = 1$)، في حين يوافق الحد الثاني السطر 5 وهكذا.

Line	Inputs			Output	
	A_n	B_n	C_{n-1}	S_n	C_n
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	1	1

الشكل 6. جدول الحقيقة لجامع ثلاثي البتات: C_{n-1} يمثل البتة الأقل دلالة (LSB) و A_n يمثل البتة الأكثر دلالة (MSB)

تدعى عملية التقاطع ABC أحياناً حاصل ضرب A و B و C. كما أن عملية الاجتماع + تدعى الجمع Summation. ومن ثم تمثل العلاقات مثل 1 و 2 الجمع البولياني لنواتج الضرب. تدعى مثل هذه المعادلة الشكل العياري أو القانوني كما يدعى كل حد في هذا الجمع minterm. يحوي هذا الأخير ناتج ضرب جميع المتحولات البوليانية أو متمماتها.

يمكن تبسيط علاقة C_n بشكل كبير على النحو التالي: لما كان $Y + Y + Y = Y$ ، تصبح المعادلة

$$Y = A_n B_n C_{n-1} \quad \text{حيث } 2$$

$$C_n = (\bar{A}_n B_n C_{n-1} + A_n \bar{B}_n C_{n-1}) + (A_n \bar{B}_n C_{n-1} + A_n B_n \bar{C}_{n-1}) + (A_n B_n \bar{C}_{n-1} + A_n B_n C_{n-1}) \quad (3)$$

ولما كان $\bar{X} + X = 1$ حيث $X = A_n$ في القوس الأول و $X = B_n$ في القوس الثاني و $X = C_{n-1}$ في القوس الثالث ومن ثم تختزل العلاقة 3 إلى:

$$C_n = B_n C_{n-1} + C_{n-1} A_n + A_n B_n \quad (4)$$

كان يمكن كتابة هذه العلاقة مباشرة من جدول الحقيقة في الشكل بملاحظة أن $C_n = 1$ إذا وإذا فقط كان اثنان من المداخل على الأقل يساوي 1.

من المفيد ملاحظة أنه إذا تغيرت جميع الواحدات (1s) إلى أصفار (0s) وكل الأصفار (0s) إلى واحدات (1s)، تتغير السطور من 0 إلى 7 بالتبادل بين قيمها على النحو الذي عليه 1 و 6، 2 و 5 وكذلك 3 و 4. ونظراً لأن هذه المبادلة بين الواحدات والأصفار لا تغير من جدول الحقيقة فإن أي منطق يمكن تمثيله بالشكل 6، يعتبر صحيحاً إذا كانت جميع المداخل والمخارج متتامة ولهذا تكون المعادلة 3 صحيحة إذا تم نفي negated جميع المتحولات أو:

$$\bar{C}_n = \bar{B}_n \bar{C}_{n-1} + \bar{C}_{n-1} \bar{A}_n + \bar{A}_n \bar{B}_n \quad (5)$$

يتم الحصول على هذه النتيجة نفسها بالمعالجة البوليانية للمعادلة 4.

بإيجاد قيمة $\bar{C}_n \equiv (A_n + B_n + C_{n-1})$ ومقارنة النتيجة بالمعادلة 1 نجد أن:

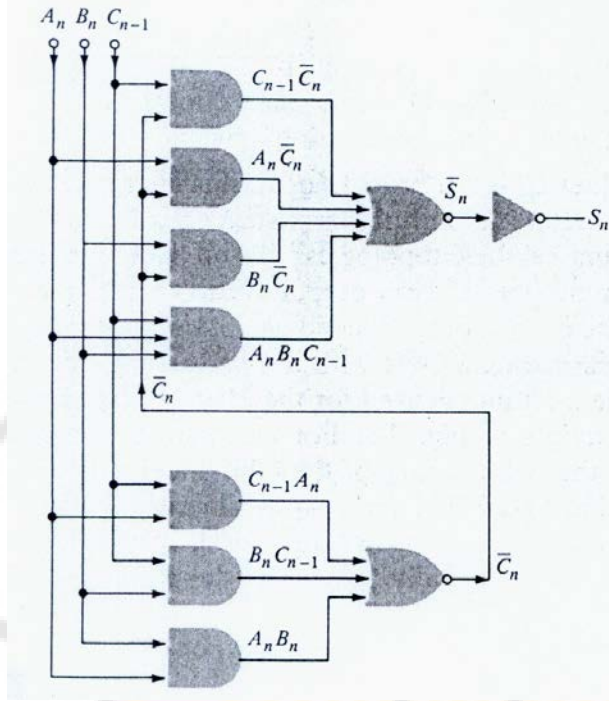
$$S_n \equiv D_n + A_n B_n C_{n-1} \quad (6)$$

$$S_n = A_n \bar{C}_n + B_n \bar{C}_n + \bar{C}_{n-1} \bar{C}_n + A_n B_n C_{n-1}$$

يجري تنفيذ المعادلتين (4) و (6) في الشكل 7 باستخدام البوابات AOI من النوع المبين في الشكلين 2 و 3.

وحدات الجامع MSI

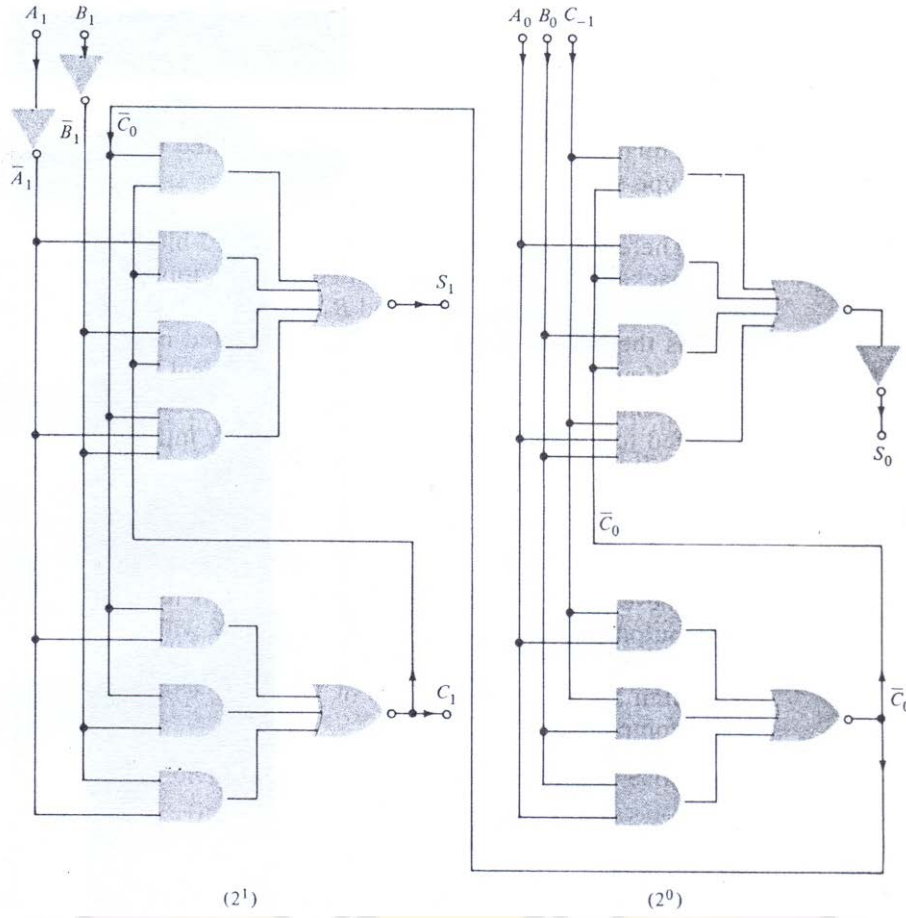
تتوافر تجارياً وحدات الجامع الكامل full adders الأحادية البتة والثنائية البتة والرابعة البتة، كل منها في بقعة واحدة. يشير الشكل 8 إلى التبولوجية المنطقية لعملية الجمع الثنائية البتة. وأما مدخلا المرحلة الأولى فيهما A_0 و B_0 ؛ وقد وصل المدخل C_{-1} بالأرضي. وأما الخرج فهو S_0 . توصل البتة المرحلة داخلياً ولا تنقل إلى مغرز الخرج. إن هذه المرحلة 2^0 (LSB) تمثل المرحلة الواردة في الشكل 7 حيث $n = 0$.



الشكل 7. التنفيذ المنطقي
للمرحلة n في وحدة الجامع
الكامل

ولما كانت البتة المرحلة الأولى C_0 ، فيجب نفيها قبل أن تلتم للمرحلة 2^1 . غير أن التأخير الذي يتم إدخاله نتيجة لعملية العكس غير مرغوب فيه، لأن ما يحد من السرعة العظمى لعمل وحدة الجمع هو التأخير الزمني للبتة المرحلة إلى بتات وحدة الجمع كافة. يهدف تأخير بوابة العاكس تماماً في البتة المرحلة من خلال وصل $\bar{C}_0$ مباشرة بالمرحلة التالية وبأخذ متممي A_1 و B_1 قبل تلقيهما إلى هذه المرحلة. تستخدم هذه الطريقة الأخيرة في الشكل 8، لاحظ أنه يتم الحصول على الخرجين S_1 و C_1 في هذه الحالة مباشرة من دون حاجة إلى عواكس. تعطى القيمة المنطقية التي تسبق المرحلة الثانية للبتة المرحلة بالمعادلة 5، وفي حالة حاصل الجمع بالشكل المعدل للمعادلة 6، حيث يستعاض عن كل رمز بمتممه.

في وحدة الجامع الرباعي البتة لا ينقل C_1 إلى الخارج ولكنه يوصل داخلياً إلى المرحلة الثالثة، والتي تماثل المرحلة الأولى. وبالمثل تتمتع المرحلتان الرابعة والثانية بتبولوجيات منطقية متماثلة. تتطلب وحدة الجامع الرباعي البتة بقعة ستة عشر مغزلاً، ثمانية مدخل وأربعة مخارج جمع ومخرج للبتة المرحلة ومدخل للبتة المرحلة ومدخل منبع التغذية والأرضي. ليس ثمة حاجة لمدخل للبتة المرحلة إلا عندما تتعاقب وحدتان حسابيتان، فتعاقب وحدة جامع ثنائي البتة مع وحدة جامع رباعي البتة مثلاً يعطي مجموع عددين سداسي البتة. فإذا كانت الوحدة الثنائية البتة للرقمين 2^4 و 2^5 فيجب إضافة 4 إلى كل الأدلة في الشكل 8. حيث C_{-1} يصبح C_3 ويتم الحصول عليه من البتة المرحلة من مخرج وحدة الجامع الرباعي البتة.

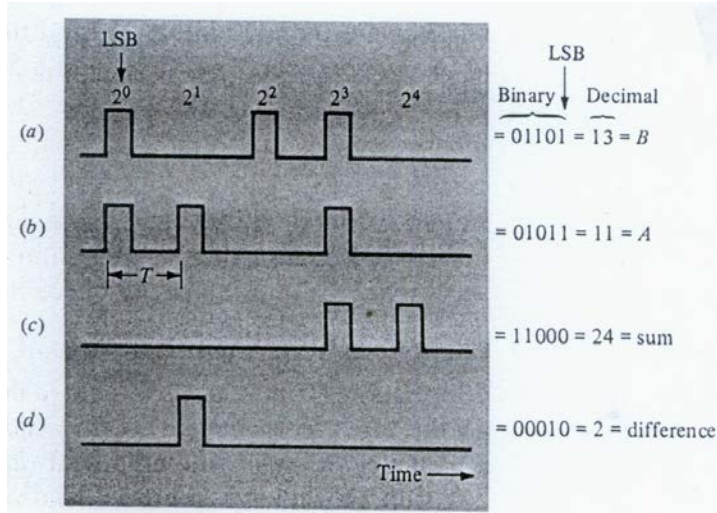


الشكل 8. المخطط المنطقي لوحدة جامع كامل ثنائية البتة متكاملة

تحتوي الرقاقة MSI (54LS283) في حالة وحدة جامع كامل رباعي البتة أكثر من 200 مكون (من مقاومات وثنائيات وترانزستورات). تقدر القيمة النموذجية لزمن التأخير بين دخول المعطيات وخروجها بنحو 16ns والاستطاعة بنحو 190mW.

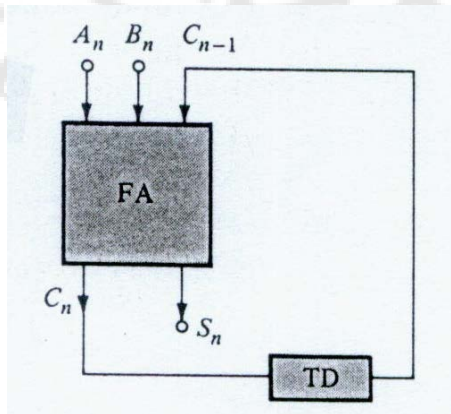
العمل التسلسلي لوحدة الجامع

يمثل دخلا وحدة الجامع التسلسلي A و B بقطاري نبضات متوافقتين على خطين في الحاسب. يبدى الشكلان 9a و 9b قطارين نبضيين نموذجيين يمثلان العددين العشرين 13 و 11 على الترتيب، كما يبين الشكلان 9c و 9d القطارين النبضيين اللذين يمثلان مجموع العددين (24) والفارق بينهما (2) على الترتيب. إن وحدة الجامع التسلسلي عبارة عن أداة تأخذ الشكلين الموجيين 9a و 9b كمدخلين وتسوق موجة الخرج في الشكل 9c. وبالمثل تعطي وحدة الطرح subtractor (الفقرة 3 من هذا الفصل) الخرج المبين في الشكل 9d.



الشكل 9. يمثل الشكلان النبضيان (a) و (b) العددين A و B كما يمثل الشكلان الموجيان (c) و (d) مجموع العددين والفارق بينهما على الترتيب

أكدنا سابقاً أنه يمكن تشكيل مجموع عددين متعدد الأرقام بإضافة البتة المرحّلة الناجمة عن الموقع المجاور (في حال وجودها) إلى مجموع الرقمين لهما الدلالة نفسها. إن النص أعلاه بالنسبة للقطارين النبضيين في الشكل 9، يكافئ القول بأنه يجب في أي لحظة أن نجمع (في النظام الثنائي) إلى نبضتي A و B نبضة البتة المرحّلة الناجمة عن المحصلة الناتجة في لحظة متقدمة بمقدار دور واحد (وذلك في حال وجودها). يتم تنفيذ العملية المنطقية المشار إليها أعلاه بدارة وحدة الجامع الكامل في الشكل 10. تختلف هذه الدارة عن بنية وحدة الجامع على التوازي في الشكل 5 بتضمين زمن التأخير TD، الذي يساوي الزمن T بين النبضات. ومن ثم تتأخر نبضة البتة المرحلة بمقدار T عن النبضتين الرقميتين في A و B على النحو الذي يجب أن يكون. تدل مقارنة الشكلين 5 و 10 على أن الجمع على التوازي أسرع منه في حالة الجمع التسلسلي نظراً لأن جميع الأرقام تجمع في آن واحد في الأول، وعلى التعاقب في الثاني. غير أنه في الوقت الذي يحتاج الأمر لوحدة جامع كامل واحد فقط في الحساب التسلسلي فإننا نحتاج لوحدة جامع كامل لكل بتة في الجمع على التوازي. ومن ثم فإن تكلفة عملية الجمع على التوازي أكبر بكثير منها في الجمع التسلسلي.



الشكل 10. وحدة جامع كامل تسلسلي

إن وحدة التأخير الزمني TD هي قلاب من النوع D في حين تحفظ الأعداد التسلسلية A_n و B_n و S_n في سجلات إزاحة shift registers (الفقرتان 4 و 5 من الفصل التالي).

3. الوظائف الحسابية

ندرس في هذه الفقرة والفقرتين التاليتين الوحدات الحسابية الأخرى إلى جانب وحدة الجامع. تتضمن هذه الوحدات وحدة الطرح subtractor والوحدة ALU ووحدة الضرب ووحدة المقارن الرقمي ووحدة التحقق من الندية.

وحدة الطرح

إن عملية الطرح (B ناقص A) تكافئ عملية جمع فيما إذا استخدم متمم المطروح $\bar{A}$ ، والذي يسمى متمم الواحد. ولتسويغ هذا النص ندرس البرهان التالي (والذي يطبق تحديداً على عدد رباعي البتة). يؤدي التابع NOT إلى تغيير الواحد إلى الصفر وبالعكس. وبالتالي:

$$A + \bar{A} = 1111$$

$$A + \bar{A} + 1 = 1111 + 0001 = 10000 \text{ و}$$

$$A = 10000 - \bar{A} - 1$$

أخيراً

$$B - A = (B + \bar{A} + 1) - 10000 \quad (7)$$

تدل هذه المعادلة على أنه لطرح العدد الرباعي البتة A من العدد الرباعي البتة B لا يحتاج الأمر إلا لجمع B و $\bar{A}$ و 1 (البتة 2^0). يجب أن ينتج من العملية B ناقص A جواباً رباعي البتة. يدل الحد -10000 في المعادلة 7 أن عملية الجمع $(B + \bar{A} + 1)$ تعطي بتة خامسة يجب تجاهلها. إذ إن إضافة 1 إلى متمم الواحد في العدد الثنائي تشكل متمم الاثنين 2 في العدد.. وهكذا فإن $\bar{B} + 1$ في العدد الثنائي B هو تمثيل لمتمم 2 في العدد B.

مثال 1. تأكد من المعادلة 7 عندما $B = 1100$ و $A = 1001$ (العددان العشريان 12 و 9 وعلى الترتيب).

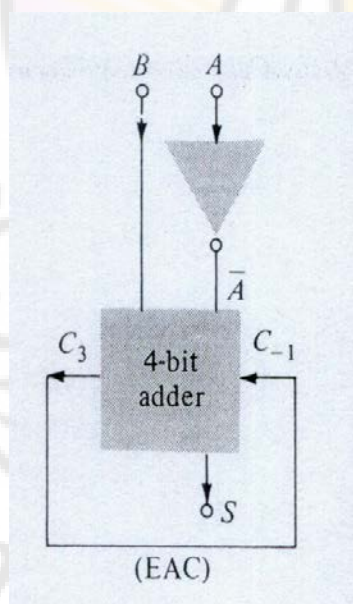
الحل

$$B + \bar{A} + 1 = 1100 + 0110 + 0001 = 10011$$

إن البتات الأربع (الأقل دلالة) 0011 تمثل العدد العشري 3 في حين تمثل البتة الخامسة البتة المرحلة المتولدة. ولما كان $B - A = 12 - 9 = 3$ في الرموز العشرية، فإنه يتم الحصول على الإجابة الصحيحة بإيجاد قيمة المجموع في قوس المعادلة 7 شريطة إهمال البتة المرحلة.

إن ال 1 في العدد الثنائي 1 0000 في المعادلة يمثل بته الخروج المرحلة $C_3=1$ من وحدة الجامع الرباعي البتات والتي يمكن استخدامها لتلقيق ال 1 الذي يجب إضافته إلى $\bar{A}$. تدعى هذه البته end-around carry (EAC) لأن بته الخروج المرحلة هذه carry out تلقم من جديد إلى بته الدخل المرحلة C_{-1} (الشكل 7) للبته الأقل دلالة من A . يشير الشكل 11 إلى عملية الطرح هذه باستخدام وحدة الجامع الرباعي البته على التوازي.

إن طريقة متمم 2 في الطرح الموصوفة لا تصلح إلا إذا كان B أكبر من A بحيث ينتج فارق موجب وتتولد بته مرحلة من $(B + \bar{A} + 1)$. إذا كان B أصغر من A فإن البته الأكثر دلالة من B (والتي تختلف عن القيمة المقابلة في A) تساوي الصفر 0، ومن ثم A تساوي 1. ولما كان $\bar{A} = 0$ فإن البته الأكثر دلالة من $(B + \bar{A})$ تساوي 0. ومن ثم لا ينتج بته مرحلة من المجموع $(B + \bar{A} + 0001)$ ، ولا بد من تعديل الطريقة المستخدمة في الشكل 11. نبرهن في هذه الحالة أنه إذا لم تنتج بته مرحلة في نظام الشكل 11، تكون الإجابة الصحيحة لـ B ناقص A سالبة، ويتم الحصول عليها بتشكيل المجموع $(B + \bar{A})$ وبأخذ متممات أرقام المجموع S_0 و S_1 و S_2 و S_3 . من المعادلة 7 لدينا:



الشكل 11. وحدة جامع رباعي البته على التوازي تستخدم كوحدة للطرح

$$\begin{aligned} B - A &= (B + \bar{A}) - 1111 \\ &= -[1111 - (B + \bar{A})] \\ &= -(B + \bar{A}) \end{aligned} \quad (8)$$

لأن العدد الثنائي 1111 ناقص عدد ثنائي رباعي البته يمثل متمم العدد. باختصار: لطرح A من B ، قم بتشكيل المجموع $(B + \bar{A})$ وتحقق من وجود بته مرحلة أم لا. في الحالة التي يوجد فيها بته مرحلة يكون الفارق $(B - A)$ موجباً ويعطى بـ S في الشكل 11. أما إذا كانت البته المرحلة 0

يكون الفارق سالباً ويُعطى بـ $\bar{S}$. يجدر بالذكر أن دارات اختبار البتة المرحلة والحصول على متمم S في حال غياب EAC لا تظهر على الشكل 11.

ثمة طريقة بديلة لتمثيل الأعداد الثنائية السالبة تتمثل باستخدام بتة إضافية تدعى بتة الإشارة *sign bit*. ولإيضاح استخدام هذه البتة، يكتب العدد العشري الموجب 46 بالشكل الثنائي 0101110 ، في حين يكتب العدد السالب 46 بالشكل $1\wedge 0101110$. تتمثل بتة الإشارة بالرقم 1 إلى يسار علامة الإقحام (Caret) (^). وبتة الإشارة، كما أسلفنا، تساوي الصفر في حالة الأعداد الموجبة، وتساوي الواحد في حالة الأعداد السالبة. تتمثل قيمة العدد بالأرقام الثنائية إلى يمين بتة الإشارة حيث تقع أكثر البتات دلالة إلى يمين علامة الإقحام مباشرة. يجب إحاطة الطالب علماً بحقيقة أن علامة الإقحام لا تستخدم دائماً للفصل بين بتة إشارة العدد الثنائي وقيمته.

الوحدة الحسابية المنطقية ALU / مولد الإشارة

يمكن إجراء عملية الطرح subtraction باستخدام الوحدة الحسابية المنطقية مثل 74AS-181A (أو 74AS-881A). وباستخدام أربعة (أو ثلاثة) خطوط لتوابع انتقائية، يمكن إجراء العمليات التالية على عددين رباعيين البتة: $B - A$ و $A - B$ و $A + B$ و $A \oplus B$ و $A + B$ و AB و $A = B$ و $A > B$ ، وعدد من العمليات الحسابية والمنطقية الأخرى. تتصف هذه البقج (MSI) (24pins) بأنها تضم 85 بوابة مكافئة (نحو 800 مكون).

الضواريب الثنائية

تستخدم البقجة 74LS261 16-pin في إجراء عملية الضرب على التوازي لعددين رباعيين البتة والحصول على خرج رباعي البتة. يمكن الحصول على ناتج ثماني البتة خلال 40ns، في حال اقتراحها بالرقاقة 74LS284. يمكن إجراء العملية نفسها باستخدام رقاقة وحيدة أكثر تعقيداً 20pin- 74AS274. لاحظ أنه ثمة حاجة لرقاقة أخرى للحصول على البتات الثمانية الناتجة عن عملية ضرب 4×4 bit. ولا يمكن الحصول إلا على البتات الأربع الأكثر دلالة من الناتج بدون الرقاقة الأخرى.

4. المقارن الرقمي

من الضروري أحياناً معرفة فيما إذا كان عدد ثنائي A أكبر من عدد ثنائي آخر B أو يساويه أو أصغر منه. يدعى النظام الذي يقوم بهذا التحديد بمقارن القيمة الرقمي؛ magnitude digital

comparator. لندرس في بادئ الأمر الأعداد الأحادية البتة. تعتبر بوابة NOR الحصرية، كما جاء في الفقرة الثالثة من الفصل السابق كاشفاً للمساواة لأن:

$$E = \overline{AB} + \overline{AB} = \begin{cases} 1 & A = B \\ 0 & A \neq B \end{cases} \quad (9)$$

يعطى الشرط $A > B$ بالعلاقة:

$$C = \overline{AB} = 1 \quad (10)$$

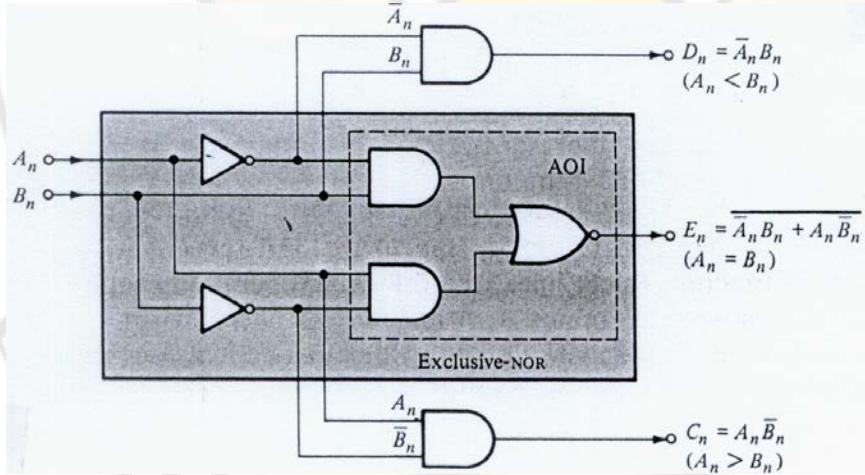
لأنه إذا كان $A > B$ فإن $A = 1$ و $B = 0$ وبالتالي $C = 1$.

وإذا كان $A = B$ ، من جهة أخرى أو $(A < B)$ (حيث $A = 0$ و $B = 1$) فإن $C = 0$.

وبالمثل يتحدد الشرط $(A < B)$ من العلاقة:

$$D = \overline{AB} = 1 \quad (11)$$

يضم المخطط الصندوق المنطقي، في الشكل 12، المخارج الثلاثة المطلوبة C_n و D_n و E_n في حالة البتة n . يتكون هذا المخطط من عاكسين ومن بوابتي تقاطع AND ومن دائرة عكس اجتماع التقاطعين AOI (الواردة في الشكل 2). يمكن اعتبار الشكل 12، مكوناً من بوابة NOR الحصرية وبوابتي تقاطع. لاحظ عدم توافر خرجي بوابتي التقاطع في دائرة AOI الواردة في الشكل 2، ومن ثم يجب تحضير بوابات تقاطع إضافية لإعطاء كل من C_n و D_n .



الشكل 12. مقارنة رقمي لعددتين ببتة واحدة

لندرس الآن المقارن الرباعي البتة. يتطلب الأمر في الحالة $A = B$ أن يكون $A_3 = B_3$

$$A_0 = B_0 \text{ و } A_1 = A_2 \text{ و } A_2 = B_2$$

وبالتالي تتطلب بوابة التقاطع E في الشكل 13 التي توصف على النحو:

$$E = E_3 E_2 E_1 E_0 \quad (12)$$

أن يكون $A = B$ إذا كان $E = 1$ ، و $A \neq B$ إذا كان $E = 0$ (افرض أن الدخل E' يظل عالياً،

$$(E' = 1)$$

تتطلب المتراجحة $A > B$ أن يكون:

$$A_3 > B_3 \text{ (MSB)}$$

$$\text{أو } A_2 > B_2 \text{ و } A_3 = B_3$$

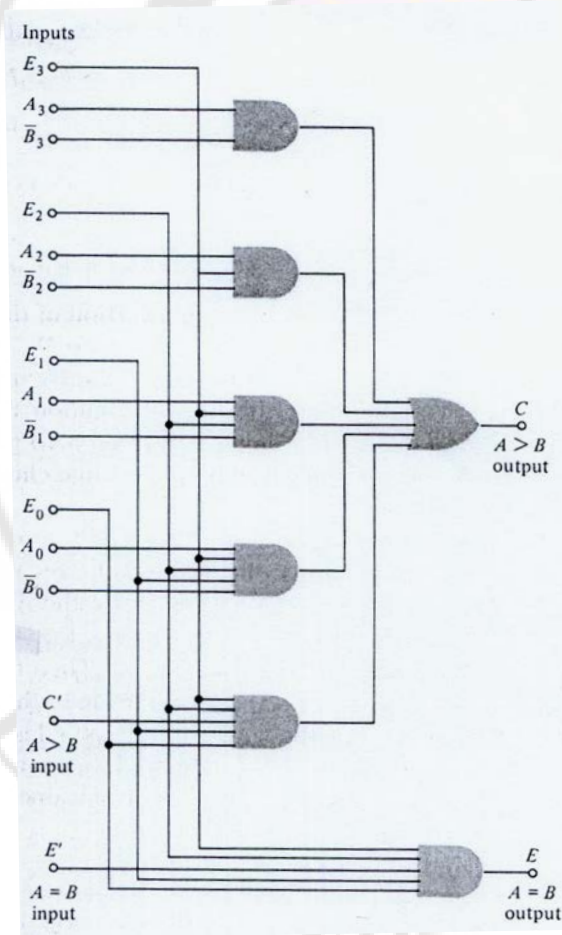
$$\text{أو } A_1 > B_1 \text{ و } A_2 = B_2 \text{ و } A_3 = B_3$$

$$\text{أو } A_0 > B_0 \text{ و } A_1 = B_1 \text{ و } A_2 = B_2 \text{ و } A_3 = B_3$$

تتحقق الشروط أعلاه من خلال العلاقة البوليانية:

$$C = A_3 \bar{B}_3 + E_3 A_2 \bar{B}_2 + E_3 E_2 A_1 \bar{B}_1 + E_3 E_2 E_1 A_0 \bar{B}_0 \quad (13)$$

إذا وإذا فقط كان $C = 1$. تظهر في الشكل 13 البوابة AND-OR في حالة C . (افرض أن $C' = 0$).



الشكل 13. مقارنة القيمة لعددتين رباعيتين البتة.

نفترض $C' = 0$ و $E' = 1$. إذا كان $E = 1$

فإن $A = B$ ، وإذا كان $C = 1$ يكون $A > B$.

إذا كان $D = 1$ يكون $A < B$ حيث يتمتع B

بتبولوجية C نفسها ولكن بالمبادلة بين A و B

يتم الحصول على الشرط $A > B$ من المعادلة 13 وذلك بالمبادلة بين A و B ومنه فإن العلاقة:

$$D = \bar{A}_3 B_3 + E_3 \bar{A}_2 B_2 + E_3 E_2 \bar{A}_1 B_1 + E_3 E_2 E_1 \bar{A}_0 B_0 \quad (14)$$

تتطلب أن يكون $A < B$ إذا وإذا فقط كان $D = 1$.

يتم الحصول على هذا الجزء من النظام من الشكل 13 بتغيير A إلى B و B إلى A و C إلى D .

يمكن الحصول على D من جهة أخرى من $D = \bar{E}C$ لأنه إذا كان $A \neq B$ ($E = 0$) وإذا لم

يمكن $A > B$ ($C = 0$)، فإن $A < B$ ($D = 1$). غير أن تنفيذ D بهذه الطريقة يدخل تأخير إضافي للانتشار في كل من العاكس وبوابة التقاطع. ومن ثم تحضر البوابة المنطقية التي تمثلها المعادلة 14، على الرقاقة نفسها التي تحضر عليها C الممثلة بالمعادلة 13 و E الممثلة بالمعادلة 12.

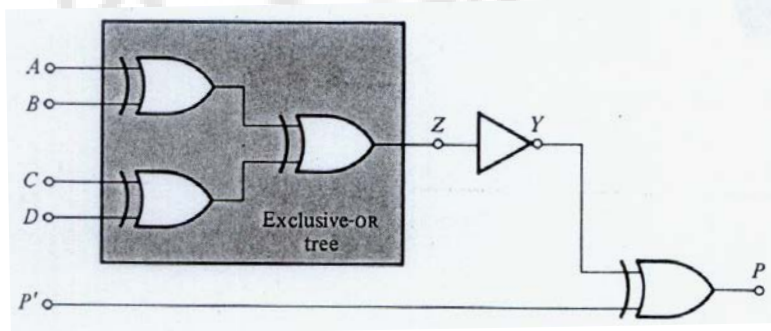
إن البقعة 74HC85 ليست إلا البقعة MSI التي تقوم بتنفيذ مقارنة الأعداد الرباعية البتة. فإذا كان الأمر يتطلب مقارنة أعداد أكبر، يمكن استخدام تعاقب لهذه الوحدات. لندرس المقارن الثماني البتة. نرمر لمربط الخرج $A = B$ في المرحلة التي تتناول أقل البتات دلالة بالرمز E_L ، ولمربط الخرج $A > B$ للمرحلة نفسها بالرمز C_L وللمربط $A < B$ بالرمز D_L . في هذه الحالة يجب إجراء التوصيلات $C' = C_L$ $E' = E_L$ و $D' = D_L$ (الشكل 13) في المرحلة التي تحوي البتات الأكثر دلالة.

في حالة المرحلة التي تتناول البتات الأقل دلالة، يوصل الخرجان C' و D' بالأرضي ($C' = 0$ و $D' = 0$)، في حين يوصل الدخل E' بكمون التغذية ($E' = 1$). لماذا؟ تعتبر البقعة 74HC688 هي هذا المقارن للأعداد الثمانية البتات.

5. وحدة التحقق من الندية ومولد الندية

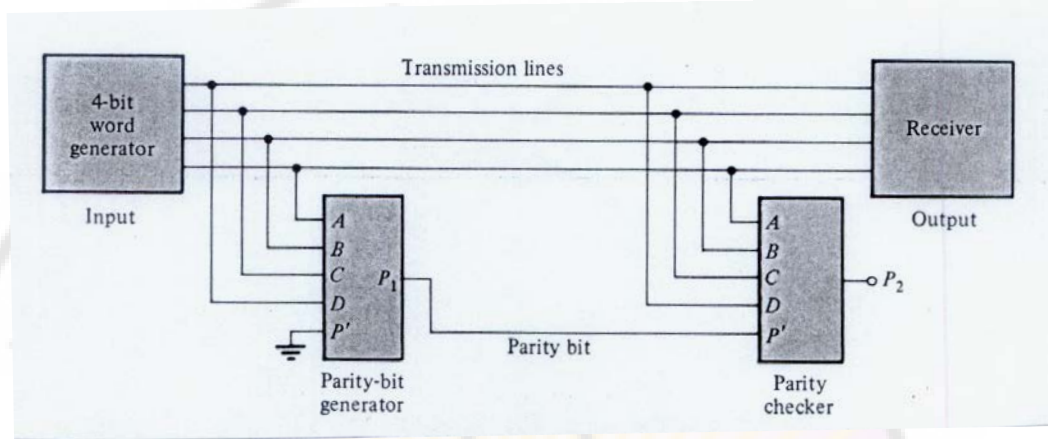
ثمة عملية حسابية أخرى غالباً ما تثار في نظام رقمي تتمثل في تحديد فيما إذا كان مجموع البتات الثنائية في كلمة فردياً (ويدعى ندية فردية odd parity) أو زوجياً (يدعى ندية زوجية even parity). إن خرج البوابة exclusive-OR يساوي 1 إذا وإذا فقط كان مدخل واحد يساوي 1 والآخر يساوي 0 وبتعبير آخر يكون الخرج مساوياً 1 إذا كان مجموع الأرقام يساوي 1. إن توسيع هذا المفهوم ليشمل شجرة exclusive-OR في الشكل 14 يقود إلى أن:

$Z = 1$ (أو $Y = 0$) إذا كان مجموع بتات المداخل A و B و C و D فردياً. ومن ثم إذا وصل الدخل P' بالأرضي ($P' = 0$) يكون $P = 0$ في حالة ندية الفردية odd parity و $P = 1$ في حالة ندية الزوجية even parity.



الشكل 14. وحدة التحقق من ندية الفردية أو مولد بته الندية في كلمة دخول رباعية البتة. افرض $P' = 0$ ، ثم في هذه الحالة (1) $P = 0$ يمثل odd(even) parity

إن نظام الشكل 14 ليس وحدة تحقق من الندية فحسب، بل يمكن استخدامه أيضاً في توليد بته الندية P. وبصرف النظر عن ندية كلمة الدخل الرباعية البته وندية الترميز الخماسي البته A و B و C و D و P يكون الندية P فردياً. يأتي هذا القول من حقيقة أنه إذا كان مجموع A و B و C و D فردياً (زوجياً) يكون (1) $P = 0$ ، وبالتالي يكون مجموع A و B و C و D و P دائماً فردياً.



الشكل 15. يجري اختبار المعطيات الثنائية بتوليد بته ندية والتحقق من ندية البتات المنقولة بالإضافة إلى البته المتولدة عند طرف الاستقبال من النظام

يعد استخدام ترميز الندية وسيلة ناجعة لزيادة موثوقية نقل المعلومات الثنائية. تتولد بته الندية P₁ كما يدل الشكل 15 وتنتقل جنباً إلى جنب مع كلمة الدخل ذات الـ N بته. يجري عند المستقبل اختبار ندية الإشارة ذات الـ N + 1 بته (زادت بمقدار بته واحدة)، وإذا كان خرج وحدة التحقق P₂ مساوياً 0، فيفترض بأنه لم يقع أي خطأ في نقل الرسالة، بينما يدل P₂ = 1 على أن (لنفرض بسبب الضجيج) الكلمة المستقبلية خاطئة. لا حظ أنه لا يمكن الكشف إلا عن الأخطاء في الأعداد ذات الأرقام الفردية بعملية تحقق واحدة للندية.

تتوافر وحدة توليد وتحقق MSI للندية من 9bit (74HC280) بمداخل تحكم بحيث يمكن استخدامها في تطبيقات الندية الفردية والزوجية. يمكن وصل عدة وحدات من هذا النوع في حالة الكلمات التي يزيد طولها على 8bit. تضم الوحدة MSI (74HC386) بوابتي OR-الحصرية.

6. مفكك الترميز - منتقي خط الإرسال Decoder-Demultiplexer

تنتقل الأوامر في النظم الرقمية بالإضافة إلى الأعداد عن طريق قطارات ثنائية المستوى أو نبضية. فإذا خصص لحمل الأوامر أربع بتات لكل حرف فإنه يمكن نقل 16 أمراً. يشتر هذا الأمر على شكل ثنائي. غالباً ما تبرز الحاجة لقاطعة متعددة الوضعيات يمكن تشغيلها وفقاً لهذا الترميز. بتعبير آخر يجب إثارة خط واحد وخط واحد فقط لكل من الرموز الستة عشرة تدعى هذه العملية في تعريف رمز معين فك الترميز decoding.

نظام الرقم العشري المرمز ثنائياً

Binary -Coded-Decimal (BCD)System

إن هذا الترميز تترجم الأرقام العشرية باستبدال تجمع لأربعة أرقام ثنائية بكل رقم عشري. ولما كان هناك ست عشرة طريقة مختلفة يمكن وفقها ترتيب الأرقام الثنائية الأربعة في صف معين، فإنه يمكن استخدام أي عشرة اجتماعات لتمثيل الأرقام العشرية من 0 إلى 9. وهكذا لدينا خيار واسع من الرموز BCD. تدعى إحدى طرائق ترميز الأعداد العشرية "الترميز الثنائي الطبيعي للأعداد العشرية" natural binary- coded-decimal أي الرمز 8421 الذي يستخدم لتمثيل العدد العشري 264 في الجدول 1. إن هذا الرمز هو رمز موزون لأن الرقم العشري في الرمز 8421 يساوي مجموع نواتج ضرب البتات في الكلمة المرمزة بقوى 2 المتتالية بدءاً من اليمين LSB. نحتاج لـ مجموعة رباعية البتات في تمثيل عدد عشري مكون من N رقماً وفقاً للترميز BCD. إن أول مجموعة رباعية البتة على اليمين تمثل الوحدات في حين تمثل الثانية العشرات والثالثة المئات... وهكذا فالعدد العشري 264 يتطلب ثلاث مجموعات رباعية البتة كما هو مبين في الجدول 1. لا حظ أن الرمز BCD للعدد العشري الثلاثي (3-decade BCD code) يمكن أن يمثل أي عدد بين 0 و 999 ومن ثم فهو يتمتع بمقدرة فاصلة واحد بالألف أو 0.1 بالمئة فهو يتطلب 12bit والذي يعطي بمقدرة فاصلة (resolve) 1 جزء من $2^{12} = 4096$ في الرمز الثنائي المباشر straight binary code أو 0,025%.

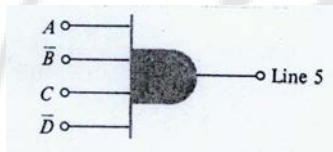
الجدول. الترميز الثنائي BCD للرقم العشري 264

عامل الوزن	800 400 200 100	80 40 20 10	8 4 2 1
الرمز BCD	0 0 1 0	0 1 1 0	0 1 0 0
الأرقام العشرية	2	6	4

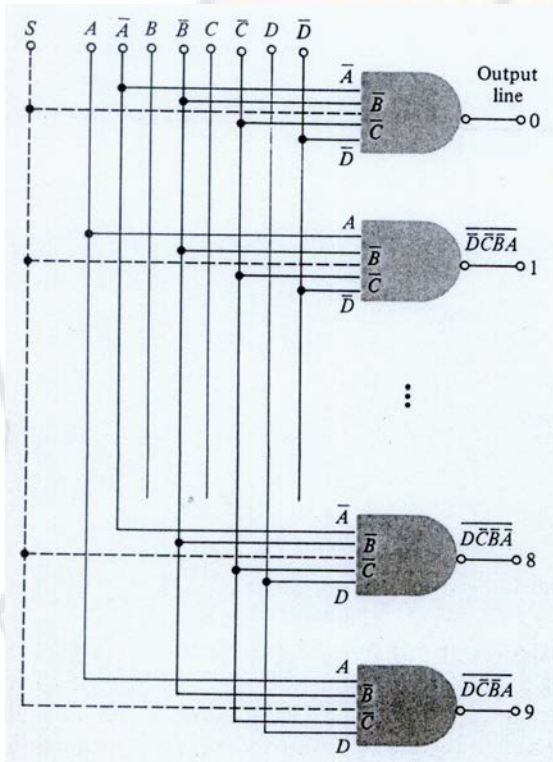
مفكك الرقم العشري المرمز ثنائياً BCD to-Decimal Decoder

لنفرض بأننا نرغب بترجمة رمز أمر BCD (BCD instruction) يمثل رقماً عشرياً وليكن 5. يمكن تنفيذ مثل هذا الأمر ببوابة AND رباعية المداخل مثارة ببتات BCD الأربع. فخرج البوابة AND في الشكل 16 مثلاً يساوي 1 إذا وإذا فقط كانت مداخل BCD: $A=1$ (LSB) و $B=0$ و $C=1$ و $D=0$. ولما كان هذا الرمز يمثل العدد العشري 5، فإن الخرج يوصف بخط العدد 5 (line5).

يدل الشكل 17 على بقجة مفكك الترميز من العدد الثنائي إلى عشري BCD decimal decoder. تتميز هذه البقجة MSI (74HC42) بأربعة مدخلات A و B و C و D وعشرة خطوط خروج. (تجاهل الخطوط المتقطعة حالياً). أضف إلى ذلك أنه لا بد من وجود أرضي ووصلة منبع تغذية ومن ثم يحتاج الأمر بقجة ب 16pin. يتم الحصول على المداخل المتممة $\bar{A}$ و $\bar{B}$ و $\bar{C}$ و $\bar{D}$ من عواكس على الرقاقة. ونظراً لاستخدام بوابات NAND يكون الخرج مساوياً 0 (منخفض) في حالة الرمز BCD الصحيح ويساوي 1 (مرتفع) لأي ترميز آخر (غير صحيح). إن النظام في الشكل 16 والذي يدعى 4-to-10-Line decoder يدل على أن رمز الدخل الرباعي البتة ينتقى خطأ واحداً من خطوط الخرج العشرة.



الشكل 16. الخرج يساوي 1 إذا كان دخل BCD يساوي 0101 ويساوي 0 من أجل أي أمر آخر للدخل



الشكل 17 مفكك الترميز من BCD إلى عشري :
BCD-to decimal decoder

وبعبارة أخرى يعمل مفكك الترميز decoder كمبدل ذي عشرة مواضع يستجيب إلى أمر دخل BCD input.

يرغب أحياناً بأن لا تحصل مفكك الترميز إلا في أثناء بعض الفترات الزمنية. يضاف في مثل هذه التطبيقات مدخل آخر لكل بوابة NAND يدعى مدخل التثبيط strobe. توصل كافة مداخل التثبيط معاً وتثار بإشارة ثنائية S، على النحو الذي تدل عليه الخطوط المتقطعة في الشكل 17. فإذا كان $S = 1$ يتم تمكين إحدى البوابات ويفك الترميز، في حين أنه إذا كان $S = 0$ لا يمكن حدوث

ذلك ويعاق فك الترميز. يمكن استخدام مدخل التثبيط مع مفكك للترميز بأي عدد من المداخل أو المخارج.

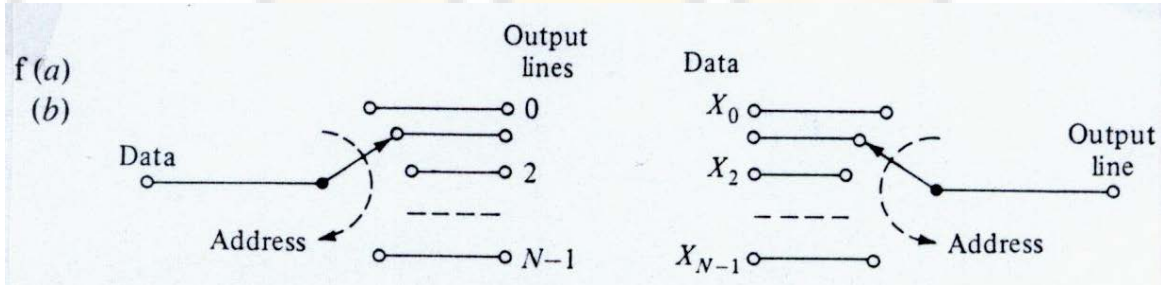
منتقي خط الإرسال Demultiplexer

إن منتقي خط الإرسال هو نظام يقوم بنقل إشارة ثنائية (معطيات متسلسلة) على واحد من الخطوط N ، حيث يتم اختيار الخط الخاص عن طريق عنوان. يعدّ المبدل الدوّار أحادي القطب ذو الـ N وضعية، الموصول على النحو المبين في الشكل 18a مماثلاً ميكانيكياً لهذا المنتقي لخط الإرسال.

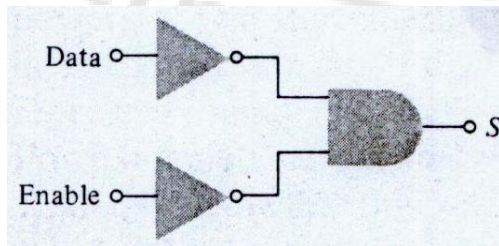
إن العنوان يحدد زاوية دوران ذراع المبدل. حيث يتحول مفكك الترميز إلى منتقي خط الإرسال عن طريق الوصلات المتقطعة في الشكل 17. وعند تطبيق إشارة المعطيات عند S ، يكون الخرج في هذه الحالة متمماً لهذه الإشارة (لأن الخرج يساوي 0 إذا كانت الدخول جميعها تساوي 1) ولا يظهر إلا على الخط الذي يتجه إليه.

يمكن تطبيق إشارة تمكين على منتقي خط الإرسال بإلحاق نظام الشكل 17 بالنظام المبين في الشكل 19.

فإذا كان دخل التمكين يساوي 0 يكون S في هذه الحالة متمماً للمعطيات. ومن ثم تظهر المعطيات (بدون انعكاس) على الخط ذي الرمز المرغوب. وإذا كان مدخل التمكين يساوي 1 يكون $S = 0$ وتمنع المعطيات من الظهور على أي خط وتظل جميع المداخل عند 1.



الشكل 18. مماثل ميكانيكي (a) لمنتقي خط الإرسال (b) متعدد إرسال multiplexer



الشكل 19. تحول مفكك الترميز إلى منتقي خط الإرسال (بوجود مدخل تمكين) إذا كان يتم الحصول على المربط S من البوابة AND

مفكك ترميز ومنتقي خط الإرسال من أربع خطوط إلى 16
4-to-16-line Decoder- Demultiplexer

عندما يطبق على المداخل في الشكل 17، عنوان يوافق عدداً عشرياً يزيد على 9 يرفض هذا الأمر، أي تظل المخارج جميعها عند 1. فإذا كان يرغب بانتقاء خط من خطوط المخارج الستة عشر، يوسع النظام بإضافة ستة بوابات NAND أخرى واستخدام الرموز الستة عشر الرباعية البتة الممكنة.

ليست البقعة 74HC154 إلا مفككاً للترميز ومنتقياً لخط الإرسال من أربعة خطوط إلى ستة عشرة خطأً. فهي تضم أربعة مرابط لأربعة خطوط عنوان وستة عشر مرابطاً لستة عشر خط خرج ومدخلي تمكين ومربط للأرضي ومربط لمنبع التغذية بحيث يصبح مجموع المرابط أربعة وعشرين مرابطاً.

تتوافر أيضاً البقعة الثنائية التي تضم مفكك ترميز ومنتق لخط الإرسال من خطين إلى أربعة خطوط (74HC139) ومن ثلاثة خطوط إلى ثمانية خطوط (74HC138) تتوافر كذلك على شكل بقع IC منفردة.

يبنى منتقي خط الإرسال من خط واحد إلى خطين اثنين من بوابتي NAND بمدخلين. يأتي خط الخرج الصفري من البوابة NAND التي مدخلاتها هما $\bar{A}$ و S بينما يوصل أحد خطوط المخارج بالبوابة NAND التي مدخلاتها هما S و A . يدعى العنوان A مدخل التحكم لأنه إذا كان $A = 0(1)$ يظهر متمم المعطيات ($\bar{S}$) على الخط $0(1)$.

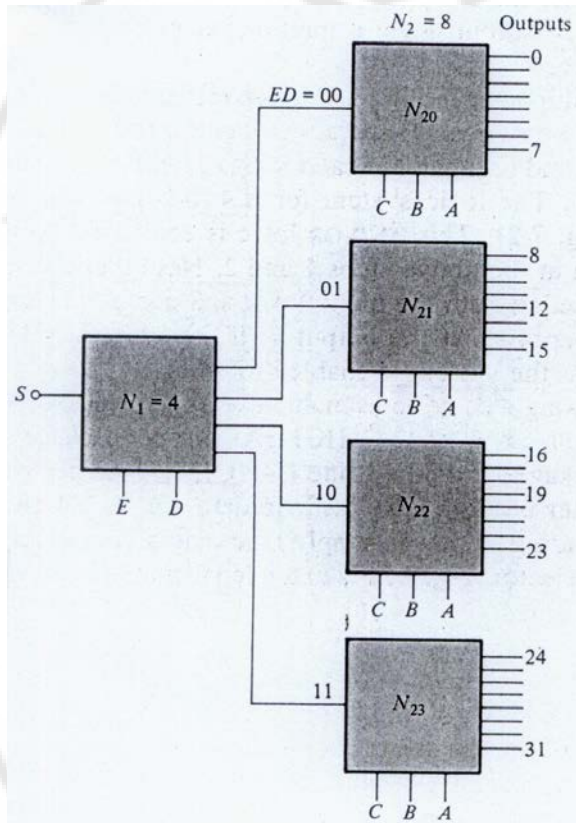
سواقة مصباح مفكك الترميز Decoder- Lamp Driver

تزوّد بعض مفككات الترميز بمراحل خرج خاصة بحيث تسوق مصابيح مثل أنبوب Burroughs Nixie. ويتكون مصباح المفكك المذكور Nixie من أنبوب انقراغ غازي بارد المهبط بمصعد أحادي وعشرة مهابط وهي أسلاك على شكل أرقام من 0 إلى 9. توصل هذه المهابط إلى خطوط خرج من 0 إلى 9 على الترتيب، ويربط المصعد إلى منبع تغذية ثابت. إن مجموعة سواقة المصباح ومفكك الترميز والمشرع Nixie تجعل العدد العشري الموافق للعدد BCD المطبق مرئياً. وهكذا إذا كان المدخل 0101 يتوهج العدد 5 في المصباح.

ندرس في الفقرة 11 مفكك الترميز في حالة الأعداد التي يتم إظهارها بسبعة من الثنائيات المصدرة للضوء. وهي طريقة كثيرة الشيع في الحاسبات والساعات والعديد من الأجهزة.

منتقيات خطوط الإرسال من مرتبة أعلى Higher- order Demultiplexers

عندما يتجاوز عدد خطوط المخارج N الستة عشر مخرجاً تنتظم منتقيات خطوط الإرسال التي سبقت دراستها من أجل $N=16,8,4,2$ على شكل شجرة تعطي العدد المرغوب من خطوط الخرج. ففي الحالة $N = 32$ مثلاً يمكن استخدام منتقي خط إرسال ذي الجذع $N_1 = 4$ trunk وأربعة أغصان $N_2 = 8$ على النحو الذي يدل عليه الشكل 20. لاحظ أن العدد الكلي لخطوط الخرج يساوي $N = N_1 N_2 = 32$. حيث يقوم مفكك رمز N_{20} بقراءة رمز الخطوط من 0 إلى 7 ، بينما يقوم مفكك رمز N_{21} بقراءة رمز الخطوط الثمانية التالية... وهكذا.



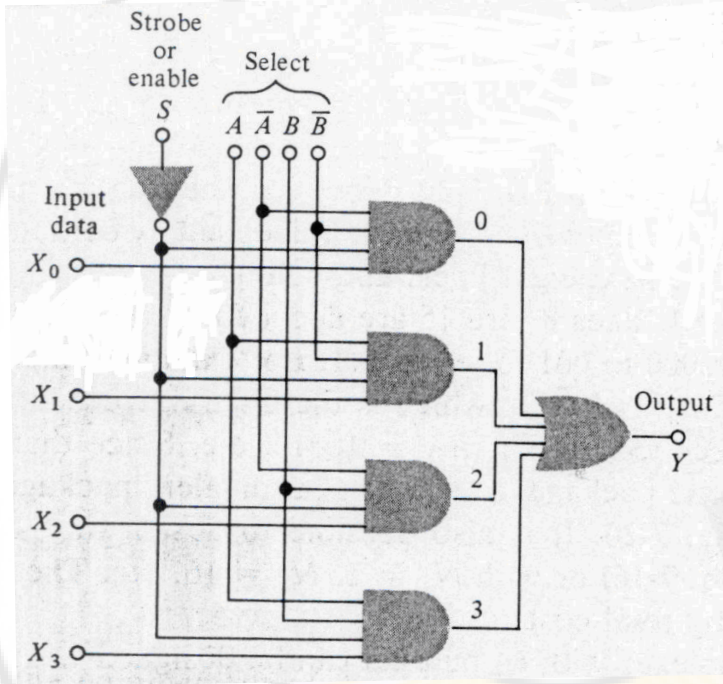
الشكل 20. شجرة مفكك رمز
يضم 32 مخرجاً، حيث N_1 مفكك رمز
رباعي المخارج و N_2 مفكك رمز
ثمانى المخارج

عندما يكون $ED = 01$ تقرأ رمز الخطوط من 8 إلى 15 على شكل متتالية عندما يتغير العنوان CBA من 000 إلى 001 إلى ... إلى 111. حيث يقرأ رمز الخط 12 مثلاً بالعنوان $EDCBA = 01100$ الذي يشكل التمثيل الثنائي للعدد العشري 12. في حين يقرأ رمز الخط 19 على النحو $EDCBA = 10011$... الخ. ولما كان يتوافر في البقعة الواحدة مترجمات رموز لأعداد ثنائية البتة إلى 4 خطوط، فإن نظام الشكل 20 يتطلب $4\frac{1}{2}$ بقعة. يمكن أيضاً تصميم هذا النظام بجعل $N_1 = 8$ و $N_2 = 4$ أو بجعل $N_1 = 2$ و $N_2 = 16$... الخ. تدل التكلفة الإجمالية على خيار التصميم الأفضل.

يمكن تصميم مفكك رمز يضم 64 مخرجاً بجعل $N_1 = N_2 = 8$ باستخدام تسع بقع حيث يشكل كل مخرج في الشكل 20 مدخلاً لمفكك رمز آخر.

7. منتقي المعطيات - متعدد إرسال Data selector - Multiplexer

يقوم متعدد الإرسال بانتقاء مصدر لمعطيات المدخل من N مصدراً ونقل المعلومة التي تم انتقاؤها إلى قناة وحيدة للمعلومات. يمثل المبدّل ذو الـ N وضعية الموصولة على النحو المبين في الشكل 18b المماثل الميكانيكي لمتعدد الإرسال. قارن الشكلين 18a و 18b. لما كان يتوافر في مترجم الرمز المتعدد خط دخول واحد فقط، وقد أرغمت المعطيات على الظهور على خط خرج واحد من N من الخطوط فإن متعدد الإرسال يؤدي دوراً يعاكس الدور الذي يقوم به مترجم الرمز المتعدد.



الشكل 21. متعدد الإرسال من 4

إلى 1. حيث تضم البقعة

الوحدة 74HC253 اثنين من

هذا النظام. لاحظ أن A تمثل

LSB ويتم الحصول على $\bar{A}$

و $\bar{B}$ من العاكسين على الرقاقة

يتحول منتقي خط الإرسال في الشكل 17 إلى متعدد إرسال بإجراء التغييرين التاليين: (1) إضافة بوابة NAND تتضمن مداخلها جميع المخارج N في الشكل 17، و (2) تزويد كل بوابة NAND بمدخل معطيات فردي X_0 و X_1 و X_2 و X_3 . يضم الشكل 21 النظام المنطقي لمتعدد الإرسال - منتقي المعطيات من أربعة خطوط إلى خط واحد 4-to-1-line data selector-multiplexer. إن هذه البوابة المنطقية AND-OR تكافئ البوابة المنطقية NAND-NAND كما هو موصوف أعلاه في الخطوتين 1 و 2. لاحظ أن دائرة مفكك الرمز نفسها تستخدم في المتعدد إرسال وفي منتقي خط الإرسال على السواء. فإذا كان رمز الانتقاء 01، يظهر في هذه الحالة X_1 عند الخرج Y . وإذا كان العنوان 11 فإن $Y = X_3$. الخ شريطة تمكين النظام ($S = 0$).

يتوافر في السوق المنتقيات - متعددات الإرسال التالية : البقعة (74AS250) 16-to-1-line التي تضم منتقياً - متعدد إرسال واحداً والبقعة (74HC157) 8-to-1-line التي تضم منتقياً - متعدد إرسال واحداً والبقعة (74HC253) 4-to-1-line التي تضم منتقين - متعددي إرسال

والبقجة (74HC157) 2-to-1-line التي تضم أربعة منتقيات-متعددات إرسال . تتصف الدارة التكاملية IC التي تضم متعدد الإرسال 16-to-1-line بأربعة وعشرين مربطاً، يشكل ستة عشر مربطاً لدخول المعطيات وأربعة مربط لرمز انتقاء رباعي البتة، ومربط دخل تثبيط (تمكين) ومربط خرج واحد و مربط حمولة منبع تغذية ومربط أرضي. في حالة هذا المنتقي للمعلومات 16-to-1-line، يتم توسيع الشكل 21 من بوابات AND الرباعية المداخل إلى ست عشرة بوابة AND السداسية المداخل.

التحويل من التوازي إلى التسلسل

لتغيير كلمة مكونة من 16 بتة تتوافر على التوازي بحيث يمثل X_0 البتة 2^0 و X_1 تمثل البتة 2^1 ... الخ وباستخدام عداد (الفقرة 6 من الفصل التالي) يمكن تغيير رمز الانتقاء بحيث نحصل على 0000 في الثواني T الأولى و 0001 في الثواني T التالية و 0010 في الفترة الثالثة T.. الخ. لدى تعرض العنوان لمثل هذه الإثارة، يكون خرج متعدد الإرسال X_0 في الثواني T الأولى، و X_1 في الفاصل T التالي و X_2 في الفترة التالية .. الخ. تمثل موجة الخرج Y معطيات ثنائية تسلسلية تطبق على التوازي على المداخل. بتعبير آخر يتم إنجاز تحويل التوازي إلى تسلسلي للكلمة ذات الست عشرة بتة. تستغرق هذه العملية T 16 ثانية.

غالباً ما يحتاج الأمر في النظم الرقمية، كالحاسب، مثلاً ، وهو نظام نقل للمعطيات ، قطار نبضات لأغراض الاختبار والتحكم gating. يتم الحصول على هذا المولد للتعاقيات sequence generator عن طريق محوّل التوازي إلى التسلسل. يمكن الحصول على أي موجة مرغوبة بالاختيار المناسب لمعطيات الدخل X.

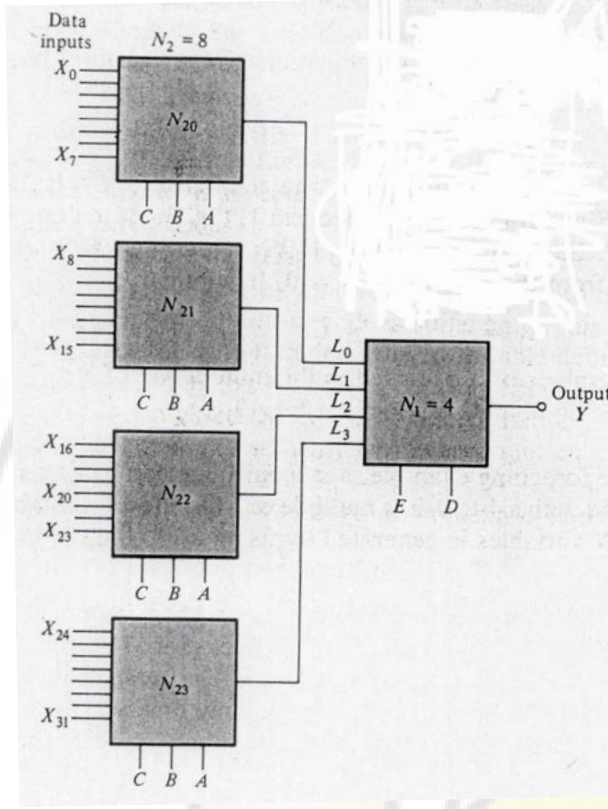
انتقاء متتابع للمعطيات Sequential Data Selection

يثار تشغيل مبدل درجي كهزم يكتيك في عداد بتغيير العنوان بالطريقة المشار إليها في الفقرة السابقة. فإذا كانت معطيات الدخول قطارات نبضية، تظهر هذه المعطيات على قناة الخرج على التتابع. بتعبير آخر، يظهر قطار الأمواج X_0 لمدة T من الثواني يليه X_1 خلال T من الثواني التالية.. الخ. فإذا كان عدد منابع المعطيات M، ثم يتم انتقاء X_0 ثانية في أثناء الفاصل الزمني $MT < t < (M + 1)T$.

متعددات الإرسال من مرتبة أعلى Higher- Order, Multiplexers

يتطلب المخطط الصندوقي للبوابات المنطقية ، في حال تجاوز عدد خطوط الدخول 16 خطأً، تبولوجيةً تعاكس التبولوجية المبينة في الشكل 20. يمكن استخدام نظام الشكل 22 مثلاً لانتقاء

مدخل من 32 مدخلاً للمعطيات. حيث يقوم متعدد الإرسال N_{20} بوضع مداخل المعطيات من X_0 إلى X_7 على التتابع في الخط L_0 لدى تغيير العنوان CBA من 000 إلى 001 إلى 111.



الشكل 22. متعدد إرسال - ناخب
للمعطيات 32-to-1-line حيث N_1 متعدد
إرسال 4-to-1-line و N_2 متعدد إرسال 8-
to-1-line

وبالمثل يقوم N_{21} بنقل المعطيات من X_8 إلى X_{15} على الخط L_1 عندما تتتابع CBA من 000 إلى 111. وبتعبير أدق إذا كان العنوان $CBA = 100$ يظهر X_4 في هذه الحالة على L_0 و X_{12} على L_1 و X_{20} على L_2 و X_{28} على L_3 . فإذا كان يرغب بنقل X_{20} إلى المخرج فيجب على ED أن يساوي 10 في هذه الحالة بحيث ينتقي N_1 المعطيات L_2 . باختصار: يقوم متعدد الإرسال في حالة العنوان $EDCBA = 10100$ بنقل معطيات الدخل X_{20} إلى خط المخرج Y. لاحظ أن العدد الكلي لخطوط الدخل يساوي $N = N_2 N_1$ ، يستلزم الأمر في حالة قيم N الكبيرة مستوى ثالثاً من متعددات الإرسال N_3 . توصل مخارج N_3 إلى مداخل N_2 ومخارج N_2 تمثل مداخل N_1 . ينتقي النظام واحداً من المداخل $N = N_3 N_2 N_1$.

المنطق التركيبي Combinational Logic

تكتب العلاقة البوليانية لمخرج متعدد إرسال Y في الشكل 21 على النحو:

$$Y = X_0 \overline{BA} + X_1 \overline{BA} + X_2 \overline{BA} + X_3 BA \quad (15)$$

يمثل التركيب المنطقي لثلاثة متحولات، كما أشرنا في الفقرة 2 بالمجموع البولياني لجداءات المتحولات A و B و C. يمكن التعبير عن كل minterm بجداء المتحولات CBA أو بمتمماتها.

ومن ثم يمكن لأي متعدد إرسال أن يحقق أي معادلة منطقية تركيبية في حال الاختبارات المناسبة للمداخل X . وبالتالي يمكن أن يحتاج الأمر أن يكون $X = C$ أو $X = \bar{C}$. فإذا كانت الحدود تحوي C و $\bar{C}$ معاً يكون $X = C + \bar{C} = 1$ وفي حال غياب أحد الحدين يكون $X = 0$.

مثال 2. قم بتوليد المعادلة المنطقية التركيبية التالية باستخدام متعدد الإرسال الرباعي المداخل.

$$Y = \overline{CBA} + \overline{CBA} + \overline{CBA} + \overline{CBA} \quad (16)$$

الحل. لما كان $\overline{BA}$ يمثل الرقم العشري 0، فإن عامله هو X_0 ، ومن ثم $X_0 = C + \bar{C} = 1$. ولما كان $\overline{BA}$ يمثل الرقم العشري 1، فإن عامل ضربه X_1 . ومن ثم فإن $X_1 = C$. ولما كان $\overline{BA}$ يمثل 3، فإن $X_3 = \bar{C}$. ولما كان $\overline{BA}$ والذي يمثل الرقم 2 غائباً من المعادلة فإن $X_2 = 0$. باختصار:

$$X_3 = \bar{C} \text{ و } X_2 = 0 \text{ و } X_1 = C \text{ و } X_0 = 1$$

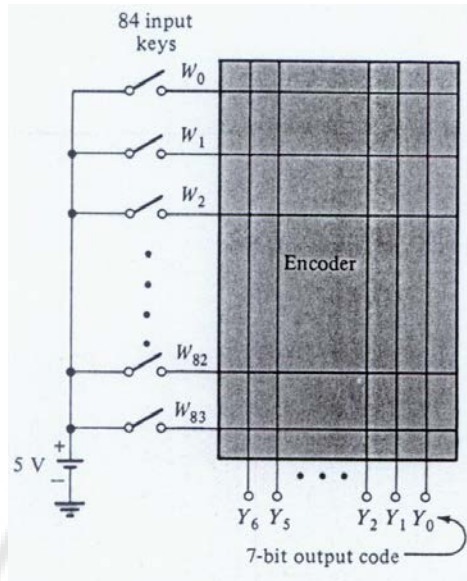
باستخدام هذه القيم لـ X في متعدد الإرسال في الشكل 21، فإن خرج Y يساوي التركيب المنطقي في المعادلة 16.

تتولد في المثال السابق معادلة بوليانية عيارية بثلاثة متحولات بمتعدد إرسال 4-10-1-line. تتولد عموماً معادلة تركيب منطقي بـ N متحول باستخدام منتق للمعطيات عدد مداخله 2^{N-1} .

8. المشفر (المرمّز) Encoder

إن مفكك الرمز نظام يقبل كلمة بـ M بته، ويرسخ الحالة 1 على واحد (وواحد فقط) من خطوط الخرج التي يبلغ عددها 2^M خطأً (الفقرة 6). بتعبير آخر يتعرف مفكك الرمز على رمز معين. أما العملية المعاكسة فتدعى الترميز encoding. يضم المرمّز عدداً من المداخل أحدها فقط في الحالة 1، وتتولد شفرة (رمز) مكونة من N بته، وذلك بحسب المدخل المشار.

لنعتبر مثلاً أنه يطلب نقل رمز ثنائية بكل ضربة من ضربات لوحة مفاتيح الأبجدية العددية (الطباعة أو الطباعة عن بعد) التي تضم 26 حرفاً صغيراً و 26 حرفاً كبيراً، و 10 أرقام ونحو 22 حرفاً خاصاً. بحيث يكون العدد الكلي للشفرة (للمرموز) الضرورية نحو 84 رمزاً. يمكن تحقيق هذا الشرط بحد أدنى من البتات قدره 7 ($2^7 = 128$ ولكن $2^6 = 64$). لنقم بتعديل لوحة المفاتيح بحيث، إذا ضغط أحد مفاتيحها تغلق قاطعة، فتصل منبع تغذية 5V (يوافق الحالة 1) إلى خط الدخل. يضم الشكل 23 مخططاً صندوقياً لمثل هذا المحول (المرمّز). يوجد ضمن الصندوق المظلل منظومة (مصنوفة) مستطيلة من الأسلاك ويترتب علينا أن نحدد كيفية توصيل هذه الأسلاك لتوليد الرموز المرغوبة.



الشكل 23 . مخطط صندوق لمُررّز
يولّد كلمة خرج لكل حرف من حروف لوحة المفاتيح

لإيضاح عملية التصميم المتبعة في بناء مررّز، دعنا نبسّط المثال أعلاه بجعل لوحة المفاتيح تقتصر على 10 مفاتيح، وهي الأعداد من 0 إلى 9. يكفي في هذه الحالة رمز خرج رباعي البتة، ولنختار الكلمات BCD لرموز الخرج. يعطي الجدول 2، جدول الحقيقة الذي يعرف هذا الرمز. يمثل الدخل W_n (حيث $n = 0,1,..,9$) المفتاح n . عندما $W_n = 1$ ، يضغط المفتاح n . ولما كان يُفترض عدم تفعيل أكثر من مفتاح واحد في الوقت نفسه، تكون كل الدخول في هذه الحالة مساوية للصفر ما عدا واحد. نستنتج من جدول الحقيقة أن $Y_0 = 1$ إذا كان $W_1 = 1$ أو إذا كان $W_3 = 1$ أو إذا كان $W_5 = 1$ أو كان $W_7 = 1$ أو إذا كان $W_9 = 1$. ومن ثم لدينا وفقاً للاصطلاحات notation البوليانية.

$$Y_0 = W_1 + W_3 + W_5 + W_7 + W_9 \quad (17)$$

وبالمثل:

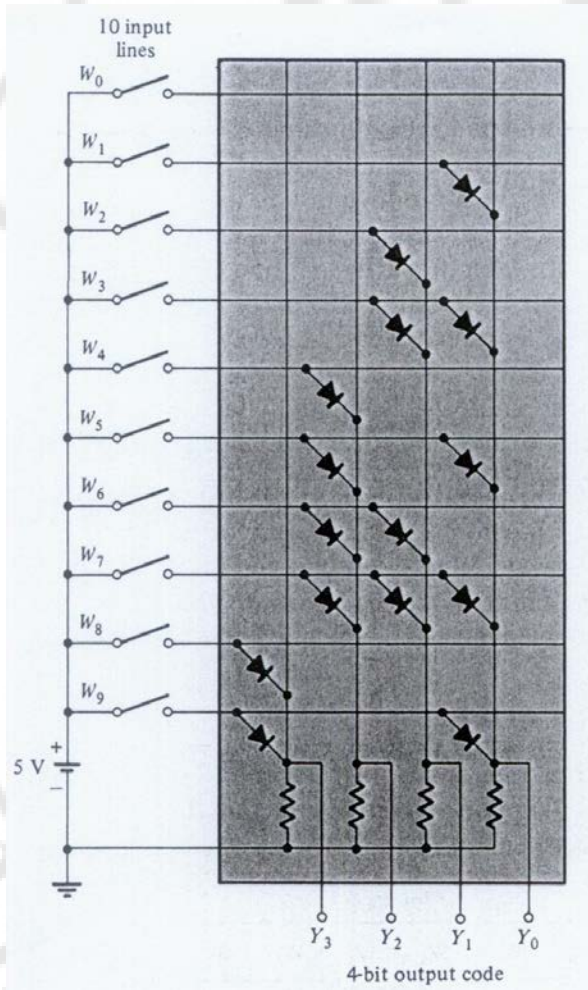
$$\begin{aligned} Y_1 &= W_2 + W_3 + W_6 + W_7 \\ Y_2 &= W_4 + W_5 + W_6 + W_7 \\ Y_3 &= W_8 + W_9 \end{aligned} \quad (18)$$

يجري تنفيذ بوابتي OR في المعادلتين (17) و (18) بثنائيات في الشكل 24. تدعى منظومة الترميز كالتالي في الشكل 24 مصفوفة الثنائيات المستطيلة وهي تشبه المنظومة المنطقية القابلة للبرمجة PLA التي يأتي وصفها في الفقرة 15.

الجدول 2. جدول الحقيقة لترميز الأعداد العشرية من 0 إلى 9

Outputs				Inputs									
Y_3	Y_2	Y_1	Y_0	W_9	W_8	W_7	W_6	W_5	W_4	W_3	W_2	W_1	W_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0



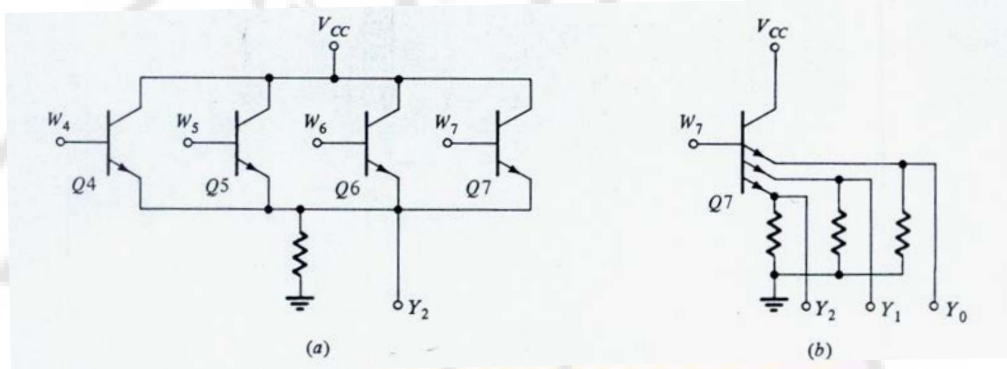
الشكل 24. مصفوفة ترميز
encoding لتحويل عدد عشري
إلى رمز ثنائي BCD. يمكن حذف
المفتاح W_0 لأنه يفترض
أن خرجه يساوي 0000 ما لم
يفعل واحداً من المفاتيح التسعة
الأخرى

يمكن استبدال ثنائي القاعدة الباعث في ترانزستور بكل ثنائي في مرّز الشكل 24. فإذا كان المجموع موصولاً إلى منبع تغذية V_{CC} تنتج بوابة OR بالباعث التابع (المجموع المشترك). يدل الشكل 25a على مثل هذه البنية في حالة الخرج Y_2 . لاحظ أنه إذا كان أي من W_4 أو W_5 أو W_6 أو W_7 عالياً، يكون خرج الباعث التابع في هذه الحالة عالياً وبالتالي يتحقق ما هو مطلوب بالمعادلة 18 أي:

$$Y_2 = W_4 + W_5 + W_6 + W_7$$

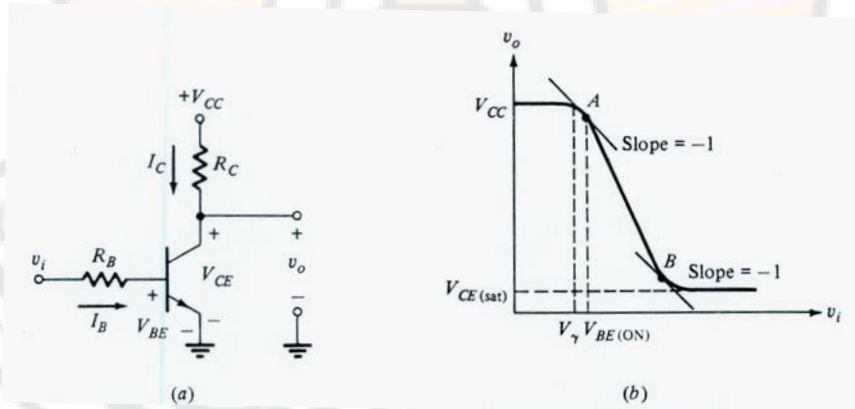
لا يحتاج الأمر إلا لترانزستور واحد (متعدد البواعث) لكل مدخل ترميز. توصل قاعدة الترانزستور بخط الدخل، ويوصل كل باعث بخط خرج مختلف على النحو الذي يمليه منطق الترميز.

ولما كان الخط W_7 مثلاً في الشكل 24 موصولاً بثلاثة ثنائيات تذهب مهابطها إلى كل من Y_0 و Y_1 و Y_2 ، يمكن في هذه الحالة استبدال ترانزستور Q_7 ثلاثي البواعث بهذا التركيب، كما في الشكل 25b. إن أكبر عدد من البواعث التي يمكن أن تلزم يساوي عدد بتات رمز الخرج. لكل من الترانزستورات Q_1 و Q_2 و Q_4 و Q_8 ، في حالة المرمز الخاص في الشكل 24، باعث واحد، ولكل من Q_3 و Q_5 و Q_6 و Q_9 باعثان في حين أن Q_7 له ثلاثة بواعث.



الشكل 25. (a) بوابة OR بالباعث التابع. (b) يوصل الخط 7 في مرمز الشكل 24، بقاعدة الترانزستور الثلاثي البواعث

مراحل الخرج output stages



الشكل 25. مراحل خرج ثلاثي الحالة يتحكم منها دخل تمكين أو منع أو منتق للرقاقة CS، (a) حالة الترانزستور الطوطمي (المراتيبي)، (b) المجمع المفتوح.

يستخدم المرمز الثنائي القطبية مراحل خرج TTL عيارية. فإذا كان كل خط خرج يذهب من المرمز إلى دخل المعطيات في الشكل 25'a (راجع ميلمان)، ينجم عن ذلك سواقة خرج طوطمية القطب. وإذا كان خط خرج المرمز يذهب إلى دخل المعطيات في الشكل 25'b نحصل على خرج المجمع في حالة دارة مفتوحة.

مرمّز الأفضلية

نزول الآن القيد الذي يتضمن عدم الضغط إلا على مفتاح واحد فقط في أي لحظة معينة. تعطى الأفضلية، عندما يصدف ضغط عدة مفاتيح في آن معاً، إلى خط المعطيات الأعلى مرتبة ونقوم بترميزه. فإذا ما تم تفعيل كل من W_5 و W_6 في آن معاً، نرغب في هذه الحالة أن يكون الخرج موافقاً W_6 . يعطي الجدول 3 جدول الحقيقة لمرمز خط الأفضلية من 10 إلى 4. يعني الحرف X في الجدول أن هذا المدخل ليس معنياً، فهو يمكن أن يكون 1 أو 0 ومن ثم يدعى الـ don't care state X، غير أنه يجب أخذ 0 في الجدول في الحسبان. في حين أنه يمكن إهمال الأصفار في الجدول 2 لأن هذا الجدول لا يتعين إلا من الواحدات في القطر. يمكن كتابة العلاقة البوليانية لـ Y_1 من الجدول 3 على النحو:

$$Y_1 = \overline{W_9} \overline{W_8} \overline{W_7} \overline{W_6} \overline{W_5} \overline{W_4} \overline{W_3} W_2 + \overline{W_9} \overline{W_8} \overline{W_7} \overline{W_6} \overline{W_5} \overline{W_4} W_3 + \overline{W_9} \overline{W_8} \overline{W_7} W_6 + \overline{W_9} \overline{W_8} W_7 \quad (19)$$

يمكن تبسيط هذه المعادلة كثيراً. لاحظ أن:

$$Y_1 = \overline{W_9} \overline{W_8} (\overline{W_7} B + W_7) \quad (20)$$

حيث

$$B \equiv \overline{W_6} \overline{W_5} \overline{W_4} \overline{W_3} W_2 + \overline{W_6} \overline{W_5} \overline{W_4} W_3 + W_6 \quad (21)$$

نحصل من المعادلة 18 (الفصل السابق) حيث $A = W_7$ ، على:

$$Y_1 = \overline{W_9} \overline{W_8} (W_7 + B) \quad (22)$$

من المعادلة 21 وباستخدام المعادلة 18 (من الفصل السابق) أيضاً، حيث:

$$C \equiv \overline{W_5} \overline{W_4} \overline{W_3} W_2 + \overline{W_5} \overline{W_4} W_3 = \overline{W_5} \overline{W_4} (\overline{W_3} W_2 + W_3) = \overline{W_5} \overline{W_4} (W_3 + W_2) \quad (23)$$

نحصل على:

$$B = \overline{W_6} C + W_6 = W_6 + C \quad (24)$$

من المعادلات 22 و 23 و 24 لدينا:

$$Y_1 = \overline{W_9} \overline{W_8} (W_7 + W_6 + \overline{W_5} \overline{W_4} W_3 + \overline{W_5} \overline{W_4} W_2) \quad (25)$$

تستخدم بوابة NOR لتوليد $\overline{W_9} \overline{W_8} = \overline{W_9 + W_8}$ (قانون دو مورغن) كما يحتاج الأمر لتوليد Y_1

بوابة AND-OR رباعية العرض (input 2-2-4-4). وبالاتمرار بالطريقة نحصل على التركيب

المنطقي combinational logic لكل من Y_0 و Y_2 و Y_3 (المسألان 30 و 31).

الجدول 3. مرز الأفضلية (من النظام العشري ذي العشرة خطوط إلى النظام BCD ذي الأربعة خطوط)

Inputs										Output			
W_9	W_8	W_7	W_6	W_5	W_4	W_3	W_2	W_1	W_0	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	X	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	1	X	X	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	X	X	X	0	0	1	1
0	0	0	0	0	1	X	X	X	X	0	1	0	0
0	0	0	0	1	X	X	X	X	X	0	1	0	1
0	0	0	1	X	X	X	X	X	X	0	1	1	0
0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1
0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	0
1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	1

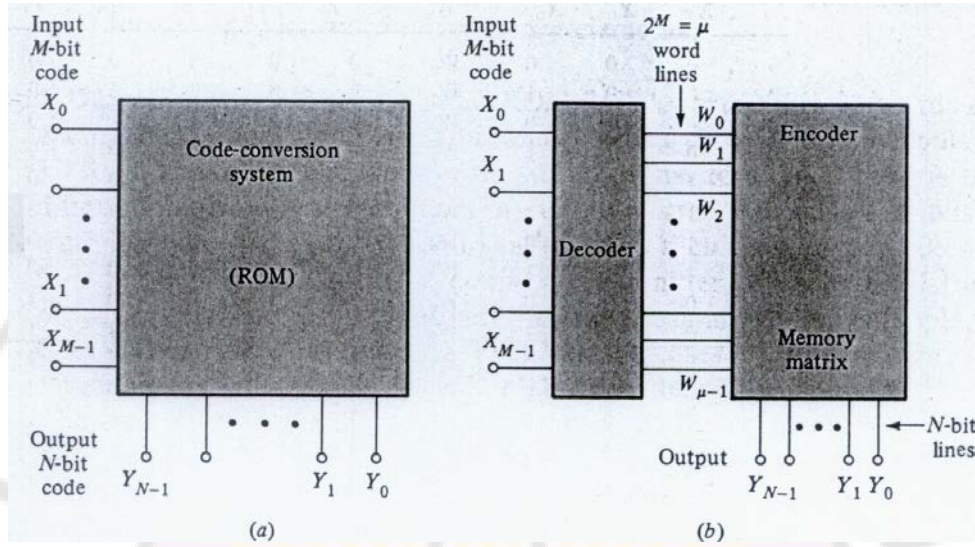
يحضر التركيب المنطقي أعلاه على رقاقة MSI (74LS147) تقوم بأفضليته بترميز الأعداد العشرية ذات العشرة خطوط إلى الأعداد الثنائية الرباعية الخطوط BCD. تتضمن تطبيقات هذا التجميع ترميز لوحات المفاتيح الصغيرة وتحويل المتحولات تمثيلية إلى رقمية (لن نتطرق لها في هذا الكتاب) والتحكم في حالات إعاقاة الأفضلية في الحاسب. أما البقعة 74LS148 فتترمز خطوط المعطيات الثمانية وفق النظام الثنائي الثلاثي الخطوط (الرمز الثماني).

9. ذاكرة القراءة فقط (ROM) Read - Only Memory

تعني ذاكرة القراءة فقط ROM (26a) بمسألة تحويل إحدى الرموز الثنائية البتة إلى أخرى. يضم هذا النظام M مدخلاً $(X_0, X_1, \dots, X_{M-1})$ و N مخرجاً $(Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1})$ ، حيث يمكن أن يكون N أكبر من M أو يساويه أو أقل منه. يؤدي الرمز المكون من M بتة إلى رمز خرج محدد مكون من N بتة. يمكن تحقيق هذه الترجمة للرمز، كما هو مبين في الشكل 26b بترجمة رمز المداخل M إلى $\mu \equiv 2^M$ خطأً للكلمات $(W_0, W_1, \dots, W_{\mu-1})$ ومن ثم ترميز كل خط وفق كلمة الخرج المرغوبة. فإذا كانت المداخل تتحمل كل التجميعات (التركيبات) الممكنة من الآحاد والأصفار، تقرأ الكلمات μ التي يتألف كل منها من N بتة، في هذه الحالة، عند الخرج (لا حاجة لأن تكون جميع الكلمات 2^M فريدة، نظراً لأنه يرغب أحياناً بالحصول على رمز الخرج نفسه لعدة كلمات دخل مختلفة).

تبنى العلاقة الوظيفية بين كلمات الخرج والدخل في المعدات الصلبة في صندوق الترميز من الشكل 26. ونظراً لأن حفظ المعلومة يتم بشكل دائم بهذه الطريقة يقال بأن النظام ذو ذاكرة ثابتة nonvolatile. تتكون عناصر الذاكرة من ثنائيات الشكل 24 أو من بواغث الترانزستورات في الشكل 25. يمكن أن تقرأ كلمة الخرج لأي رمز دخل كلما كان يرغب بذلك. ونظراً لعدم إمكانية

تعديل العلاقة المحفوظة بين رمزي الخرج والدخل من دون إضافة عناصر ذاكرة أو طرحها (معدات صلبة) يطلق على هذا النظام اسم ذاكرة قراءة فقط Read- Only Memory وتختصر إلى ROM.



الشكل 26. (a) التحويل من رمز إلى آخر باستخدام ذاكرة القراءة فقط ROM. (b) يمكن النظر إلى الـ ROM على أنه مفكك لرمز دخل يتبعه مرّز لرمز خرج

محولات الرموز Code converters

يعطي الجدول 4، جدول الحقيقة لترجمة الترميز الثنائي إلى ترميز Gray. لدى الانتقال من خط معين إلى الخط التالي وفق ترميز Gray لا يتغير إلاّ بـتة واحدة وبتة واحدة فقط من 0 إلى 1 وبالعكس. (إن هذه الخاصة لا تعرّف رمزاً معيناً بشكل فريد ومن ثمّ يمكن بناء عدد من رموز Gray). يتم فك رموز بتات الدخل [(1) في الجدول 4] في الـ ROM وفق خطوط الكلمات $W_0, W_1, \dots, W_{15}$ ، على النحو الذي يدل عليه الشكل 26b، ثم ترّمز [(2) في الجدول 4] وفق رموز Gray المطلوب Y_0, Y_1, Y_2, Y_3 . تعدّ الـ W's خروج minterm في مفكك الرمز.

فمثلاً:

$$W_0 = \bar{X}_3 \bar{X}_2 \bar{X}_1 \bar{X}_0, \quad W_5 = \bar{X}_3 X_2 \bar{X}_1 X_0, \quad W_9 = X_3 \bar{X}_2 \bar{X}_1 X_0 \quad (26)$$

نستنتج من جدول الحقيقة أن:

$$Y_0 = W_1 + W_2 + W_5 + W_6 + W_9 + W_{10} + W_{13} + W_{14} \quad (27)$$

يجري تنفيذ هذه المعادلة بوصل ثمانية ثنائيات تتصل مهابطها بـ Y_0 ومساعدتها بخطوط مترجم الرمز

W_1 و W_2 و W_5 و W_6 و W_9 و W_{10} و W_{13} و W_{14} على الترتيب (أو يمكن استخدام

ثنائيات القاعدة الباعث في الترانزستورات بطريقة ماثلة لتشكيل بوابة OR بالباعث التابع كما في

الشكل 25a). وبالمثل يمكن أن نكتب من الجدول 4 العلاقات البوليانية لبتات خرج آخر. مثلاً

$$Y_3 = W_8 + W_9 + W_{10} + W_{11} + W_{12} + W_{13} + W_{14} + W_{15} \quad (28)$$

لندرس الترجمة المعاكسة للرمز من الرمز Gray إلى الرمز الثنائي. حيث تنتظم مداخل رمز Gray (1) في الجدول 4 وفق الترتيب $W_0, W_1, \dots, W_{15}$ (الموافق للأعداد العشرية من 0 إلى 15). إن الرمز الثنائي الموافق لكلمة دخل معين W_n ترد في القائمة كرمز الخرج [(3) في الجدول 4] لذلك الخط. حيث نجد من (1) و (2) من الجدول 4 عند الخط W_{14} أن رمز 1001 Gray يوافق الرمز الثنائي 1110. تظل هذه العلاقة صحيحة في الجدول 4 [(1) و (2)] عند الخط W_9 . نحصل من هذا الجدول على العلاقة بين بتات الخرج الثنائية (3) وبتات دخل Gray (1). مثلاً:

$$Y_0 = W_1 + W_2 + W_4 + W_7 + W_8 + W_{11} + W_{13} + W_{14} \quad (29)$$

تحدد هذه المعادلة كيفية ترتيب عناصر الذاكرة في المرمز. لاحظ أن ROM التحويل من الرمز الثنائي إلى رمز Gray تستخدم ترتيب ترجمة الرمز نفسه في حالة التحويل من الرمز Gray إلى الرمز الثنائي. غير أن المرمزات تختلف كثيراً بتعبير آخر. تختلف رقاقات IC لذين الرومين ROM كثيراً نظراً لوجوب استخدام القنوات الفردية في مصفوفة مرمز عناصر الذاكرة.

الجدول 4. التحويل من الرمز الثنائي إلى الرمز Gray [(1) إلى (2)] ومن رمز Gray إلى الرمز الثنائي

(1) Inputs				Decoded word	(2) Gray code outputs				(3) Binary code outputs			
X_3	X_2	X_1	X_0	W_n	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0	0	0	0	W_0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	W_1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	W_2	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	1	W_3	0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	W_4	0	1	1	0	0	1	1	1
0	1	0	1	W_5	0	1	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	W_6	0	1	0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	W_7	0	1	0	0	0	1	0	1
1	0	0	0	W_8	1	1	0	0	1	1	1	1
1	0	0	1	W_9	1	1	0	1	1	1	1	0
1	0	1	0	W_{10}	1	1	1	1	1	1	0	0
1	0	1	1	W_{11}	1	1	1	0	1	1	0	1
1	1	0	0	W_{12}	1	0	1	0	1	0	0	0
1	1	0	1	W_{13}	1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	1	0	W_{14}	1	0	0	1	1	0	1	1
1	1	1	1	W_{15}	1	0	0	0	1	0	1	0

برمجة الـ ROM

لندرس ROM ثنائية القطبية بـ 256 بتة 7488A التي تنتظم وفق 32 كلمة يتكون كل منها من ثمانية بتات. إن دخل المرمز هو رمز انتقاء ثنائي من خمس بتات، تتكون مخارجه من 32 خطأ للكلمات. يتكون المرمز من 32 ترانزستوراً (حيث تربط كل قاعدة إلى خط مختلف)، لكل ترانزستور منها ثمانية بواعث. يقوم الزبون بملء جدول حقيقة الـ ROM الذي يرغب بأن تحققه في حين يقوم البائع vendor بعمل قناع تعديني وذلك لوصول باعث من كل ترانزستور إلى خط الخرج المناسب أو على التناوب أو تركه عائماً. تشير المعادلة 29 مثلاً إلى أنه في التحويل من رمز Gray إلى الرمز

الثنائي، يوصل باعث واحد من كل من الترانزستورات Q_1 و Q_2 و Q_4 و Q_7 و Q_8 و Q_{13} و Q_{14} إلى الخط Y_0 بينما يترك الباعث الموافق على كل من الترانزستورات Q_0 و Q_3 و Q_5 و Q_6 غير موصول. تدعى العملية التي وصفت أعلاه برمجة الزبون لل ROM أو برمجة القناع لل ROM.

ذاكرات القراءة فقط النموسية

تتخصّر ذاكرات القراءة فقط ROM على نطاق واسع بالتكنولوجيا النموسية NMOS غالباً على شكل رقاقات LSI أو VLSI. غالباً ما تحضر ال ROMs كأجزاء من نظم أكبر على رقاقة واحدة كالمعالج المكروي. لنعتبر مثلاً رمز دخل بعشر بتات ينجم عنه $2^{10} = 1024$ word lines حيث يتكون رمز كل خرج من أربع بتات. تتكون مصفوفة الذاكرة من $4096 = 4 \times 1024$ من التقاطعات (عناصر المصفوفة) في هذا النظام على النحو الذي يظهر في الشكل 27 التخطيطي. يشار إلى هذه ال ROM بالاسم ROM 4kilo-bit(4kb) المنظمة وفق $1kb \times 4$. ينجم هذا التصميم الشائع من حقيقة أن $2^{10} \approx 10^3 = 1024$. وهكذا فإن ال ROM 64 kb تضم $2^{10} \times 2^6 = 64 \times 2^{10}$ bits. يرمج تحويل الرمز الذي يجب أن تقوم ال ROM بتنفيذه بشكل دائم في أثناء عملية التصنيع باستخدام القناع المصمم للزبون وذلك لبناء ترانزستور MOS أو حذفه عند تقاطع (عنصر) مصفوفي. يبين الشكل 27 مرمزاً من هذا النوع يظهر فيه كيفية توصيل الترانزستورات الحقلية في الذاكرة بين خطوط الكلمات وخطوط البتات.

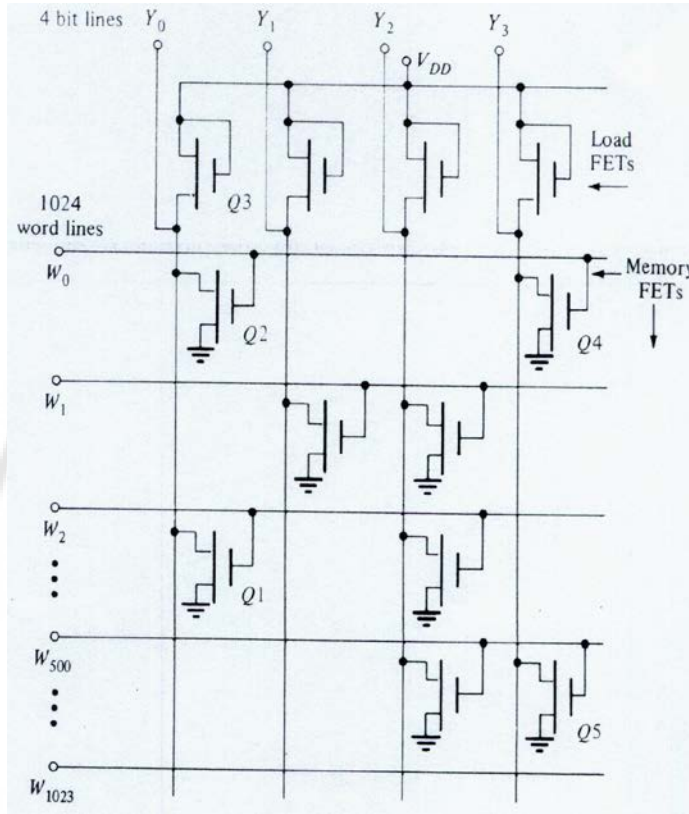
يُنَبِّأ في هذه الفقرة أنه يتم تنفيذ العلاقة بين خطوط بتات الخرج Y وخطوط الكلمات W بتابع OR المنطقي. لنفترض مثلاً أنه يطلب من تحويل الرمز المرغوب أن يكون:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_0 &= W_0 + W_2 & \bar{Y}_1 &= W_1 \\ \bar{Y}_2 &= W_1 + W_2 + W_{500} & \bar{Y}_3 &= W_0 + W_{500} \end{aligned} \quad (30)$$

يتم تنفيذ هذه العلاقات بالتوصيلات في الشكل 27. يمثل الشكل 28a تحديداً بوابة NOR ل Y_0 في المعادلة 30، حيث تطبق الإشارتان W_0 و W_2 على أنهما المدخلان A و B على الترتيب.

إن وجود خلية ذاكرة MOS أو غيابها في تقاطع مصفوفي يتحدد في أثناء تحضير مراحل قناع البوابة الأكسيدية. فإذا كان للموسفيت بوابة نظامية رقيقة الأكسيد، يكون كمون عتبه V_T منخفضاً. وإذا كان الأكسيد ثخيناً يكون V_T مرتفعاً. واستجابةً لنبضة موجبة على خط الكلمة، يصبح الموسفيت المنخفض العتبة ناقلاً ويتم الكشف عن الحالة المنطقية 0 (بفعل العاكس) عند خط البتة. وإذا طبقت من جهة أخرى نبضة موجبة على بوابة ثخينة الأكسيد (موسفيت مرتفع العتبة) فإن الموسفيت لا ينقل، وهي حالة غير ظاهرة في الدارة. بتعبير آخر إن إنشاء بوابة ثخينة الأكسيد في موقع مصفوفي يكافئ عدم بناء موسفيت في ذلك المكان، على النحو المبين في

الشكل 28. إن ال ROM ذاكرة ثابتة لأن العلاقة المبرمجة بين الدخل والخرج في هذه الذاكرة لا تفقد بانقطاع التيار الكهربائي ووصله من جديد.

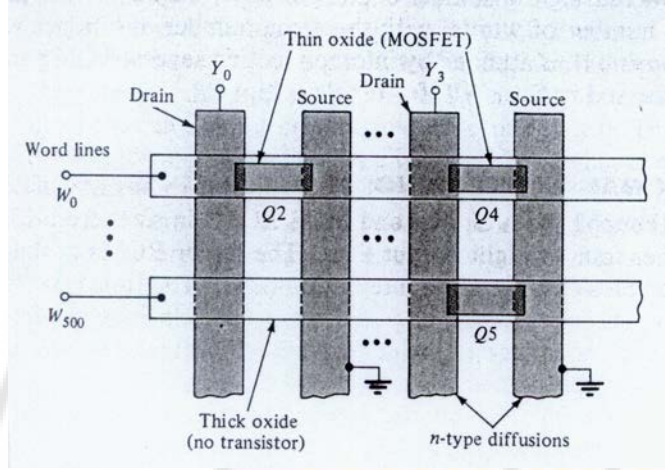


الشكل 27: مرّز ROM نموسي (لا تظهر فيه إلا خمسة من خطوط الكلمات التي تبلغ 1024)

في ال Static ROM ليس ثمة حاجة لمؤقتات ويستمر وجود الخرج ما بقي عنوان الدخل ساري المفعول. تتوفر مثل هذه ال ROMs بسعات تتراوح من 1 إلى 64kb (من أدوات Intel و Mostev و Texas والشركات المصنعة الأخرى)، بأربع أو ثمانية بتات خرج. تقع أزمّة دخول المعطيات فيها بين 0.1 إلى $1.0\mu s$ (أطول بنحو نصف مرتبة من ال ROMs الثنائية القطبية)، وتمتد الاستطاعات المتبددة من 0.1 إلى 1W.

من الأمثلة على Static ROM ال Intel 2316 (2048×8) 16kb في ال 24pin-DIP. وهي تستخدم ترانزستورات حقلية بالقناة n (NMOS) ويتم تشغيلها بمنبع تغذية 5V وحيد بحيث تكون المداخل والمخارج منسجمة مع TTL. تستخدم العنوان الثنائية البعد المدروسة في الفقرة 10 مع ال LSI ROMs. تنظم ال 2316ROM كما هو مبين في الشكل 29. ثمة حاجة لإحدى عشر بته عنوانة ل 2048 كلمة .. لاحظ أنه يستخدم سبعة من مداخل العنوانة هذه (من A_4 إلى A_{10}) في حالة مترجم الرمز X للحصول على 128 صفّاً. إن مصفوفة الذاكرة مربعة تضم 128 عموداً، ويجب تعدد إرسال multiplexed هذه الأخيرة على ثمانية مخارج (من O_0 إلى O_7). يتم ذلك

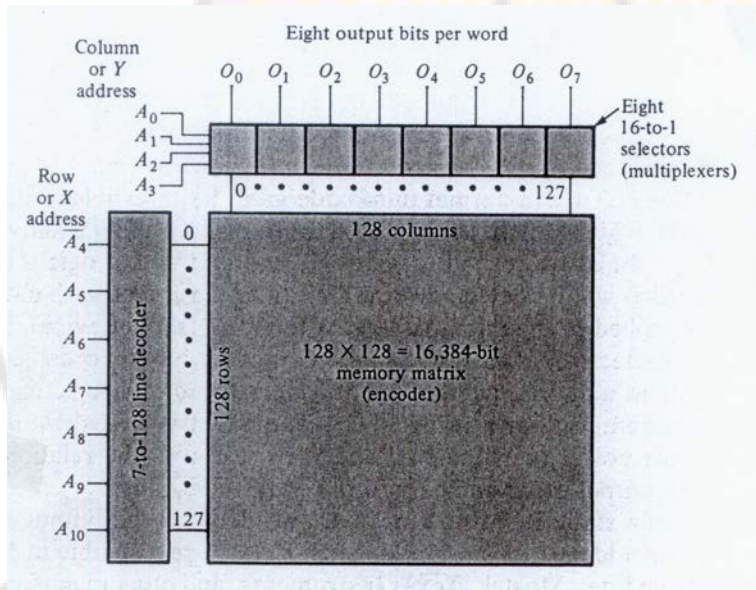
بثمانية منتقيات (16-to-1) باستخدام أربعة مداخل عنوانية للأعمدة (من A_0 إلى A_3). إن هذا التنظيم هو امتداد لما يظهر في الشكل 30 في حالة ROM (512×4) 2-kb، على الرغم من اختلاف المخططين (الشكلان 29 و 30) في شكلهما.



الشكل 28: مصفوفة MOS-ROM (لا

يظهر فيها إلا الخطان W_0 و W_{500}

وخطا البتة Y_0 و Y_3 في الشكل 27)



الشكل 29. بنية (2048

Words×8 bits) Intel

2316A 16kbROM لا تظهر

فيها وحدات التخزين Buffers

ودارات انتقاء الرقاقة

يضم المرز في static MOS ROM (الشكل 29) بوابات NAND سكونية. تكون الاستطاعة المتبددة نتيجة لذلك عالية نسبياً. تستخدم ال dynamic ROM عواكس مؤقتة أو ديناميكية في المرز أو ترانزستورات الحمولة الحقلية load FETs أو كلاهما وتتطلب معدل أصغري للمؤقت، وإلا تفقد المعلومات. غير أن الاستطاعة المتبددة فيها أخفض منها في حالة static ROM. إن معظم ال ROMs التجارية هي سكونية نظراً لمزايا عدم الحاجة إلى مؤقتات وإعطاء خرج يظل صالحاً ما دام يطبق عنوان الدخل. تتم زيادة عدد البتات / الكلمة (اتساع الكلمة) أو زيادة عدد الكلمات بالعدد نفسه من البتات / كلمة (اتساع العنوان)، بالتوصيل بين عدة بقج ROM بالطريقة المدروسة في الفقرة 10 في حالة الرقاقات الثنائية القطبية.

10. العنوان الثنائية البعد في ال ROM

يطرح الكثير من المصنعين ال MOS ROMs و bipolar ROMs بسعات تتغير من 256 بتة إلى 64kb بأربعة خطوط خرج أو ثمانية خطوط. كما تتوافر أيضاً الرومات الأوسع وتشكل أمثلة على الدمج على مقياس واسع (LSI). يعرف زمن الدخول time access بأنه الزمن الذي يستغرقه خرج فعال ليظهر على خطوط البتات بدءاً من لحظة تطبيق عنوان الدخول إلى الذاكرة. نحصل في الرومات الثنائية القطبية على أزمنة دخول أقصر من 100ns. في روم تضم عدداً كبيراً من المداخل يكون ترتيب مفكك الترميز في الشكل 26 غير عملي لنعتبر مثلاً الروم:

$$512 \times 4 = 2048 - \text{bit ROM}$$

($M = 9$ و $N = 4$). يحتاج مفكك الترميز 512 بوابة NAND كعدد كلي، واحدة لكل خط من خطوط الكلمات. يحدث توفير كبير في حال استخدام التبولوجية المبينة في الشكل 30. إن العنوان X السداسي البتة (الصف) يولد 64 خطأً أفقياً. فإذا استخدم 32 خطأً شاقولياً في مصفوفة الذاكرة، يبلغ عدد البتات اللازمة $64 \times 32 = 2048$. لما كان لا يتعين إلا أربعة خطوط خرج، فإنه يستخدم في هذه الحالة أربعة منتقيات للخطوط 8-to-1. يقوم عنوان الأعمدة الثلاثي البتات بتلقيم كل متعدد إرسال multiplexer. يدعى هذا الترتيب العنوان X-Y أو العنوان الثنائية البعد. لاحظ أن مفكك الرمز يحتاج في هذه الحالة إلى 64 بوابة NAND، في حين تحتاج المنتقيات $4 \times 9 = 36$ بوابة من الشكل NAND-NAND (AND-OR) في الشكل 21 (من الواضح أن منتقياً ثنائي الدخول يتطلب تسع بوابات). إن العدد الكلي من بوابات ال NAND الذي يبلغ $64 + 36 = 100$ بوابة للعنوان X-Y أوفر بكثير من 512 بوابة NAND يحتاجها توصيل مفكك الرمز في الشكل 26 للروم ذات السعة نفسها. يحتاج المرمز في الشكل 30، إلى 64 ترانزستوراً لكل منها 32 باعث في حين أنه يحتاج في الشكل 26 إلى 512 ترانزستوراً لكل منها 4 باعث.

اتساع الكلمة

تتحقق زيادة عدد بتات كل كلمة بسهولة. يتم الحصول على 512 × 8 bit ROM باستخدام بقجتين من النوع 512 × 4 ROMs. تطبق العنوان في الشكل 27 على الرقاقتين في الوقت نفسه. حيث تؤخذ البتات الأربع الأقل دلالة من بقجة والبتات الأربع الأكثر دلالة من الرقاقة الثانية.

مخارجه الأربعة بمنتهيات الرقاقات الأربع CS_2 . فإذا كان $A_9 = 0$ و $A_8 = 1$ مثلاً $CS_2 = 0$ في حالة الرقاقة 1 و $CS_2 = 1$ في كل البقج الأخرى. ومن ثم يتم تمكين الرقاقة 1، تبدي البقج الثلاث الأخرى معاوقة عالية عند كل خرج ومن ثم لا يظهر عند الخرج إلاّ الخرج $Y_0 = Y_{01}$ و $Y_1 = Y_{11}$ و $Y_2 = Y_{21}$ و $Y_3 = Y_{31}$ من البقجة 1. وإن كل تركيب من 1s و 0s في عنوان معين $A_9 A_8 \dots A_1 A_0$ يعطي رمز خرج رباعي البتة لعدد كلي من الكلمات الرباعية البتة في الذاكرة قدره 1024 كلمة.

11. تطبيقات الـ ROM

تعد الـ ROM، كما تبين من الفقرة السابقة، وحدة تحويل للترميز ولو أن الكثير من النظم العملية تمثل ترجمة من ترميز إلى آخر. ندرس فيما يلي أهم تطبيقات الـ ROM.

جداول البحث

يطلب من الحاسب أحياناً تنفيذ حسابات روتينية كالتوابع المثلثية واللغارتمات والتوابع الأسية والجذور التربيعية... الخ. فإذا كانت هذه الحسابات تتكرر إلى حد كاف، يكون تضمين الـ ROM جدول بحث Look-up table أوفر بالأحرى من استخدام برنامج نصيف روتيني أو برنامج برمجي لإنجاز الحساب. إن جدول البحث من أجل $Y = \sin X$ هو نظام تحويل للترميز بين ترميز الدخل الذي يمثل البرهان X في المصطلحات الثنائية (بأي دقة مرغوبة) وترميز الخرج الذي يعطي القيم الموافقة للتابع الجيبي. إن أي عملية حسابية يمكن أن يكتب من أجلها جدول حقيقة يمكن تنفيذها بـ ROM، كل جدول حقيقة يحتاج ROM مختلفة.

مولدات التعاقبات

يمكن الحصول على P قطاراً نبضياً في نظام رقمي، لغرض الاختبار أو التحكم، باستخدام متعددات الإرسال P التي توصل للتحويل من التوازي إلى التسلسل (الفقرة 7). ثمة طريقة أكثر اقتصادية لتقديم هذه التعاقبات الثنائية تكمن في استخدام ROM لها P خرجاً وفي تغيير العنوان عن طريق عداد. يتغير دخل المرّمز، كما جاء في الفقرة 7، من W_0 إلى W_1 ثم إلى $W_2 \dots$ الخ كل ثانية. ويكون خرج الـ ROM Y_1 بفعل هذه الإثارة والذي يظهر في الجدول 4 (في حالة التحويل من رمز Gray إلى الرمز الثنائي) على النحو:

$$Y_1 = 1100001100111100 \quad (\text{LSB}) \quad (31)$$

يتم الحصول على هذه المعادلة بقراءة الأرقام في العمود Y_1 من الأعلى إلى الأسفل. تدل هذه المعادلة على أن Y_1 يظل منخفضاً في الثواني 2T الأولى، ويكون عالياً في الثواني 4T التالية،

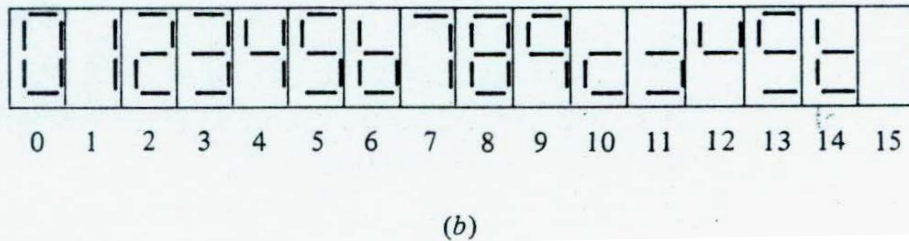
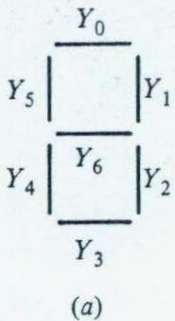
ومنخفضاً خلال 2T التالية، وعالياً خلال 2T التالية، ومنخفضاً خلال 4T التالية، وعالياً خلال الثواني 2T الأخيرة. يتكرر هذا التعاقب بعد مرور 16T ثانية (طالما تلقم النبضات للعداد). تنشأ في الوقت نفسه بالإضافة إلى Y_1 ، ثلاث قطارات نبضية أخرى متواقة. يساوي عدد التعاقبات الحاصلة، عموماً، عدد مخارج الـ ROM. يجري توليد أي أشكال موجية تسلسلية يرغب بها إذا تم تعيين جدول الحقيقة بشكل مناسب، أي إذا تمت برمجة الـ ROM بشكل صحيح.

مولد الشكل الموجي

نحصل على مولد أشكال موجية عندما يتحول خرج مولد تعاقبات رقمي إلى كمون تمثيلي. لنعتبر الـ ROM $256 \times 8 \text{ bit}$ التي تخضع لتعاقب عن طريق عداد ثنائي البتة. تمثل كل خطوة من العداد $1.406^\circ = \frac{360}{256}$ من الشكل الموجي. تبرمج الـ ROM بحيث تعطي مخارجها من Y_0 إلى Y_8 العدد الرقمي الذي يقابل الاتساع التمثيلي عند كل خطوة. تلقم مخارج الـ ROM لمحول رقمي – تمثيلي D/A (لن نتطرق إلى بنيته الداخلية في هذا الكتاب)، ويعطي الخرج الشكل الموجي التمثيلي المرغوب. يتغير هذا الخرج بخطوات منفصلة (كل منها أقل من 0.5 بالمئة من كامل المقياس) ومن ثم يمكن أن يكون مرغوباً ببعض الترشيح البسيط.

شاشة إظهار سباعية الأجزاء Seven-Segment Visible Display

يشيع عملياً إظهار قراءة الأدوات الرقمية (كمقاييس التواتر ومقاييس الكمون الرقمية... الخ) عن طريق مشعر رقمي سباعي الأجزاء، يضم الشكل 32a مخططاً له. يتوافر تجارياً تشكيلة واسعة من مظهرات الخرج readouts. يعمل مشعر الحالة الصلبة، الذي تستمد أجزاؤه إضاءتها من ثنائيات زرينخ أو فوسفيد الغاليوم المصدرة للضوء LED، بكمون منخفض واستطاعة منخفضة ويمكن تشغيله مباشرة من خلال بوابات منطقية في IC.



الشكل 32. (a) التعرف على أجزاء مشعر عرض سباعي الأجزاء بثنائيات LED (b) أشكال العروض التي تنجم عن كل من رموز الدخل الرباعية البتة الست عشرة

الجدول 5. التحويل من BCD إلى رمز المشعر السباعي الأجزاء

Binary-coded-decimal inputs				Decoded word	Seven-segment-indicator code outputs						
$S_3 = D$	$X_2 = C$	$X_1 = B$	$X_0 = A$	W_n	Y_6	Y_5	Y_4	Y_3	Y_2	Y_1	Y_0
0	0	0	0	W_0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	W_1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	1	0	W_2	0	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	W_3	0	1	1	0	0	0	0
0	1	0	0	W_4	0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	1	W_5	0	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	W_6	0	0	0	0	0	1	1
0	1	1	1	W_7	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	W_8	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	W_9	0	0	1	1	0	0	0
1	0	1	0	W_{10}	0	1	0	0	1	1	1
1	0	1	1	W_{11}	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	0	W_{12}	0	0	1	1	1	0	1
1	1	0	1	W_{13}	0	0	1	0	1	1	0
1	1	1	0	W_{14}	0	0	0	0	1	1	1
1	1	1	1	W_{15}	1	1	1	1	1	1	1

إن الشاشات العشر الأولى في الشكل 32b تمثل الأرقام من 0 إلى 9 والتي تمثل في الآلات الرقمية بالشكل BCD. لهذا الترميز الرباعي البتة ست عشرة حالة، وتمثل الشاشات من 1 إلى 1 في الشكل 32b رموزاً فريدة تستخدم في التعرف على حالة BCD غير الصحيحة.

إن مشكلة تحويل الدخل BCD إلى المخارج السباعية الأجزاء في الشكل 32 تنحل بسهولة باستخدام ROM. فعندما يعرف جزء مثار (مضيء) على أنه الحالة 0 والجزء العاتم على أنه الحالة 1، فإننا نحصل على جدول الحقيقة (الجدول 5). يتم التحقق من هذا الجدول كما يلي: في

حالة الكلمة W_0 (التي توافق العدد 0) نرى من الشكل 32 أن $Y_6 = 1$ وجميع قيم Y الأخرى تساوي 0. في حالة الكلمة W_4 (الموافقة للعدد 4) يكون $Y_0 = Y_3 = Y_4 = 1$ و $Y_1 = Y_2 = Y_5 = Y_6 = 0$ وهكذا. تبرمج ال ROM كما شرحنا في الفقرة 9 بحيث تحقق جدول الحقيقة. مثلاً:

$$Y_0 = W_1 + W_4 + W_6 + W_{10} + W_{11} + W_{12} + W_{14} + W_{15} \quad (32)$$

تجب الإشارة أنه يمكن ال ROM أن لا تستخدم أصغر عدد من البوابات في تنفيذ تحويل خاص للترميز. لنعبر المعادلة 32 التي تمثل مجموع جداءات. وباستبدال $\bar{X}_3 \bar{X}_2 \bar{X}_1 X_0 \equiv \bar{D} \bar{C} \bar{B} A$ باستبدال واستخدام علاقات مماثلة لخروج مفككات الترميز تصبح المعادلة 32:

$$Y_0 = \bar{D} \bar{C} \bar{B} A + \bar{D} \bar{C} B \bar{A} + \bar{D} C \bar{B} \bar{A} + \bar{D} C B A + D \bar{C} \bar{B} \bar{A} + D \bar{C} B A + D C \bar{B} \bar{A} + D C B A \quad (33)$$

يوجد عدد من الطرائق الجبرية والبيانية وبرامج الحاسب لتخفيض عدد هذه العلاقات البوليانية. لاحظ مثلاً أنه يمكن تبسيط الحدين الثاني والثالث بالشكل:

$$\overline{DCBA} + \overline{DCBA} = \overline{DCA}$$

نظراً لأن $\overline{B} + B = 1$. وبلا استمرار بهذه الطريقة نحصل على شكل Y_0 المختصر:

$$Y_0 = \overline{DCBA} + \overline{CA} + DB \quad (34)$$

وباستخدام العلاقات المختصرة لكل من Y_0 و Y_1 و Y_6 يتوفر بعض المكونات (نحو 20%) بالنسبة لما يلزم في الـ ROM. تسمى الرقاقة المحضرة بهذه الطريقة (مثل 74HC4511) السوافة/ مفكك الرمز من BCD إلى سباعي الأجزاء.

إن تخفيض عدد المعادلات البوليانية (وبخاصة عندما يكون عدد المتحولات في كل جداء يتجاوز الخمسة) شاق ويستغرق زمناً طويلاً. يجب مقارنة تكلفة ساعات العمل في تصغير رقاقة IC الخاصة وتصميمها لتحقيق توفير في المكونات بتكلفة مجرد برجة ROM موجودة. تعتبر الـ ROM وبخاصة إذا كانت سعة المصفوفة كبيرة، هي الأكثر اقتصادية ما لم يتطلب الأمر تحضير عدد هائل من الوحدات. إن المنظومات المنطقية القابلة للبرجة المدروسة في الفقرة التالية تتحمل طريقة ملائمة لتصميم التوابع المنطقية المعقدة باستخدام معدات صلبة ثابتة.

المنطق التركيبي

إذا أعطيت N من المعادلات المنطقية ذات M متحول في الشكل القانوني المكون من مجموع جداءات، فيمكن تنفيذ هذه المعادلات بـ ROM من M مدخلاً و N مخرجاً (وبخاصة إذا كان M كبيراً). غير أنه في التصميم المنطقي لإحدى مراحل وحدة الجامع الكامل full adder حيث $M = 3$ و $N = 2$ (أعداد صغيرة) وحيث تباع هذه الوحدات بكميات كبيرة، يعد استخدام تجميعات مختلفة للبوابات المنفصلة كما هو الحال في الشكل 7 أوفر من استخدام ROM.

مولد الحروف

يمكن كتابة الحروف الأبجدية على وجه أنبوب الأشعة المهبطية (عرض وفق النمط التلفزيوني) بمساعدة ROM.

البرامج المحفوظة

تحفظ برامج التحكم (حاسبة الجيب مثلاً) بشكل دائم في ROM

12. ال ROMs القابلة للبرمجة PROMs

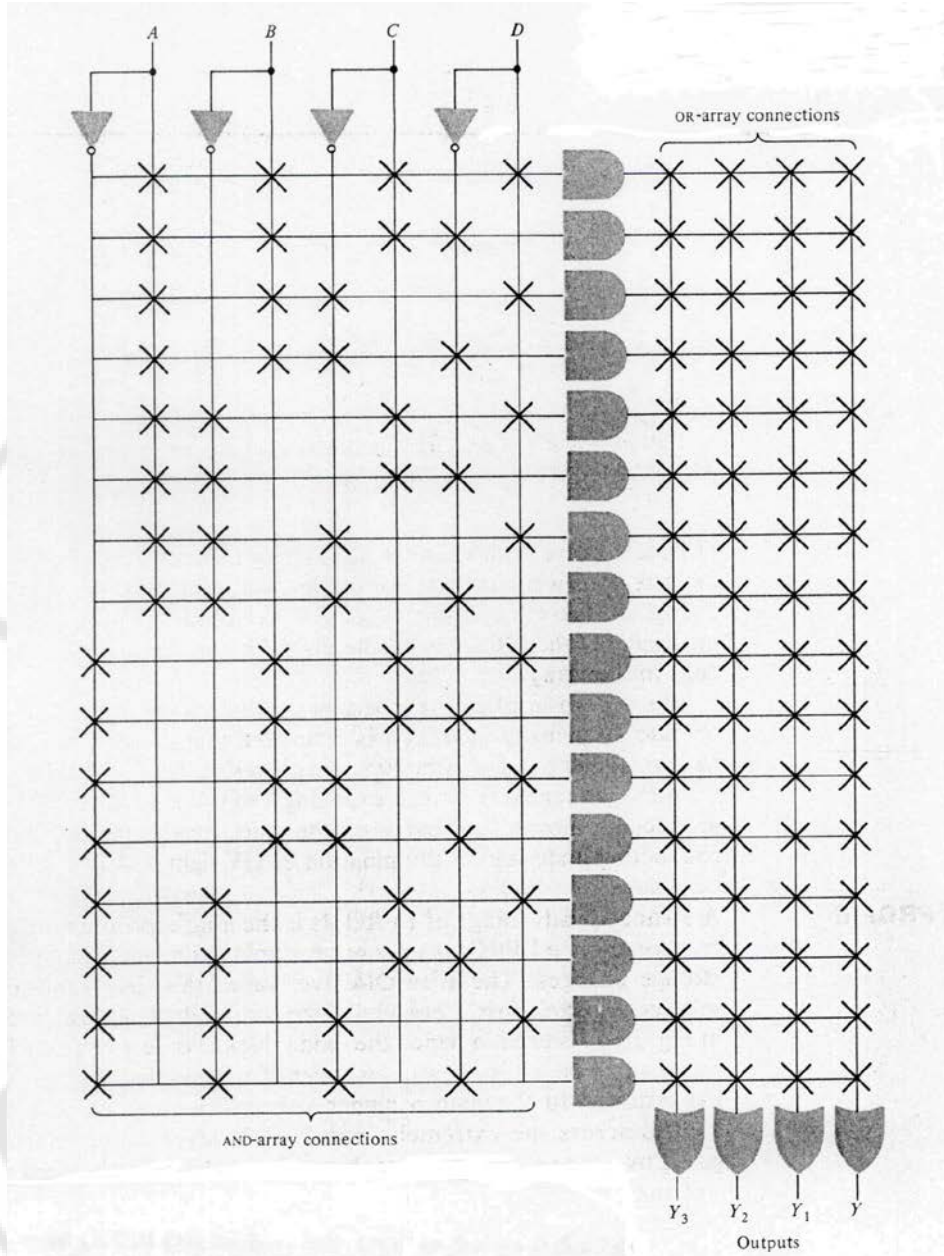
يطرح الكثير من المصنعين رقاقات ROMs قابلة للبرمجة ميدانياً تدعى PROMS يمكن لهذه الرقاقات أن تجعل التصميم أكثر مرونة وغالباً ما تجعل التكلفة أخفض وبخاصة عندما لا يحتاج الأمر إلا إلى عدد قليل من ROM معينة. إن تكلفة عمل قناع التوصيلات، عندما توزع على بضع وحدات، مرتفعة. أضف إلى ذلك أنه يمكن لزمن تسليم الرقاقة أن يكون طويلاً جداً لتلبية موعد إنهاء المنتج المرغوب.

تضم ال PROM مصفوفة مرّز تحضر فيها جميع التوصيلات الممكنة اللازمة. يمكن تحويل ال ROM 256-bit التي وصفناها في الفقرة السابقة إلى PROM تحوي 32 ترانزستوراً. لكل من هذه الترانزستورات ثمانية بواعث (يرمز لها بـ E_0 و $E_1 \dots E_7$). حيث يوصل كل باعث E_0 إلى خرج Y_0 ، الباعث E_1 إلى Y_1 وهكذا. حيث تدخل شريحة ضيقة من السلكون المتعدد التبلور على التسلسل مع كل باعث وتعمل كمنصهرة. تفتح المنصهرة لدى مرور تيار أكبر من قيمة معينة في عنصر الذاكرة. يمكن للمستخدم أن يحرق (burn) أو Zap أو يفجر (blow) منصهرات عناصر الذاكرة هذه وذلك لفتح التوصيلات المناسبة وذلك لتقوم ال ROM بتأمين العلاقة الوظيفية المرغوبة بين الدخل والخرج.

ثمة نظرة أخرى لـ ROM تكمن في أن هذه الأخيرة تتكون من مصفوفة تتكون من منظومة AND ومن منظومة OR. إن هذا الترتيب يولد علاقة وظيفية بين الدخل والخرج على شكل مجموع جداءات. تتكون ال ROMs القابلة للبرمجة من منظومة AND ثابتة ومنظومة OR قابلة للبرمجة كما هو موضح في الشكل 33. إن ال X's في الشكل 33 تمثل الاتصالات (الروابط القابلة للانصهار) بمدخل البوابات. لاحظ أنه لا يوجد إلا بعض الاتصالات AND في حين أن جميع اتصالات مداخل OR موجودة. تتم البرمجة بحرق وصلات OR غير المرغوبة. تستخدم أداة حرق في برمجة PROM بتأمين التيار اللازم لفتح المنصهرات. ومن الواضح أنه مجرد برمجة ال PROM بفتح المنصهرات، لا يمكن تغيير البرنامج. غير أنه يمكن مسح البرنامج في بعض ال MOS PROMs وكتابة برنامج جديد كهربائياً.

13. الذاكرات ROM القابلة للبرمجة والقابلة للمسح Erasable PROMs

ثمة نوعان من MOS PROMs يمكن مسح البرامج منهما تدعى الأولى الذاكرة ROM القابلة للبرمجة والقابلة للمسح Erasable PROMs (EPROM) والأخرى الذاكرة ROM القابلة للبرمجة والقابلة للمسح كهربائياً (alterable) (E^2 PROM أو EAROM). نناقش النوعين في هذه الفقرة.



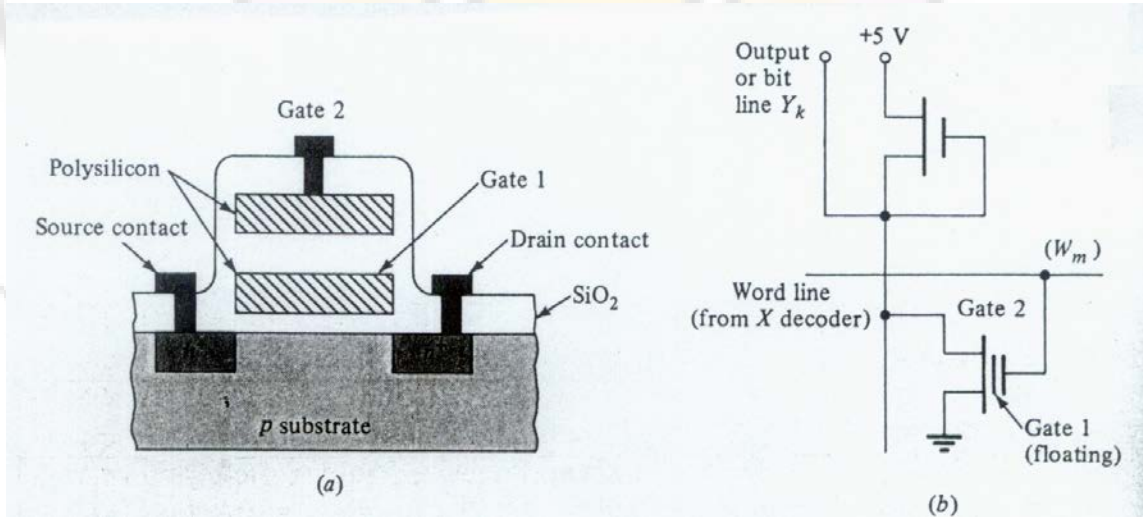
الشكل 33. ذاكرة للقراءة فقط قابلة للبرمجة تتكون من منظومة AND ثابتة ومنظومة OR قابلة للبرمجة. تمثل X اتصالاً قابلاً للانصهار

الذاكرات EPROMs

وهي ذاكرات القراءة فقط القابلة للبرمجة، والتي تبرمج بتفجير الروابط القابلة للانصهار، لا يمكن تغيير البرنامج فيها لأن المنصهرة المحترقة غير قابلة للإصلاح. بينما تعتمد الـ PROMs القابلة للمسح على بنية MOS الخاصة الموصوفة في الشكل 34a. يرجع إلى الترانزستور النموسي المضاعف البوابة أحياناً على أنه FAMOS (وهي اختصار للعبارة floating-gate avalanche-injection metal oxide semiconductor). حيث تترك البوابة 1 المحضرة من السلكون المتعدد البلورة عائمة بحيث لا يتم معها أي اتصال، تحاط هذه البوابة تماماً بـ SiO_2 ومن ثم لا سبيل لتفريغ

الشحنة، ويستمر وجود الشحنة المختزنة على البوابة. وبتطبيق كمون مرتفع على البوابة 2 والمصب ($\approx 25V$) يؤدي ارتفاع شدة الحقل الكهربائي في المنطقة الناضبة لوصلة الركيزة - المصب إلى الانحياز التسلسلي. فينتج عن انحياز الوصلة تيار إضافي كبير. وبالتالي تقوم الإلكترونات العالية الطاقة والمتسارعة بفعل الحقل الكهربائي باختراق طبقة الأكسيد الرقيقة والتراكم على البوابة 1. ونظراً لعدم وجود مسار لتفريغ الشحنة، تؤدي الشحنات المتراكمة إلى إرغام الكمون على البوابة 1 لأن يصبح سالباً عندما يجعل كمونا البوابة 2 والمصب مساويين للصفر. إن الكمون السالب على البوابة 1 يمنع تحرض قناة n^+ بين منطقتي المنبع والمصب لدى تطبيق مستويات كمونية نظامية للحالة المنطقية 1 ($\approx 5V$) على البوابة 2 (الشكل 34b). تكون الحالة المنطقية 1 قد حفظت في خلية ROM. تتم برمجة الـ PROM بوضع الـ 1s منطقي في الخلايا المناسبة في المنظومة.

إن جودة خاصة العزل في SiO_2 تجعله يُبقى على الشحنة المتحرضة في البوابة 1 لسنوات عديدة. (يقدر أن أكثر من 70% من الشحنة يبقى إلى أكثر من عشر سنوات حتى لو تم الحفظ في الدرجة $125^\circ C$). غير أنه يمكن مسح خلية الذاكرة بتعريضها للضوء فوق البنفسجي. حيث يؤدي التيار الفوتوكهربائي إلى إزالة الشحنة من البوابة لأن الأكسيد SiO_2 يصبح ناقلاً قليلاً تحت الإضاءة المباشرة بالأشعة فوق البنفسجية.



الشكل 34. (a) بنية البوابة السلكونية المتعددة التبلور العائمة (FAMOS) المستخدمة في الحصول على PROM قابلة للمسح (EPROM)، (b) مخطط دائرة خلية EPROM نموذجية باستخدام الـ FAMOS

الذاكرات E^2 PROMS

يمكن أحد عيوب الذاكرات EPROMs في طول المدة التي تستغرقها الأشعة فوق البنفسجية في مسحها. ومن ثم لا يمكن استخدام هذه الذاكرات في التطبيقات التي تحتاج تغيرات سريعة في الحفظ. أما الذاكرة $E^2\text{PROM}$ فهي تخلو من هذا العيب لأنها تسمح بمسح المعطيات المحفوظة كهربائياً بسرعة كبيرة نسبياً. تستخدم فيها بنية تشبه تلك في الشكل 34a، تخفض فيها ثخانة الأكسيد بين البوابة 1 ومنطقتي السلكون بمقدار مرتبة تقريباً (لتصبح $\approx 100\text{\AA}$). يؤدي تطبيق كمون من مرتبة 10V (وهي قيمة أعلى من المستويات النظامية للمنطق الموجب) عبر طبقة SiO_2 الرقيقة للغاية إلى سريان الإلكترونات نحو البوابة 1 بنوع من العبور النفقي الميكانيك كمومي. إن الشحنة المتحرزة تمنع القناة من التشكل لدى تطبيق الحالة المنطقية 1 على البوابة 2 وبالتالي تحفظ المعلومة 1. يتم مسح هذه الذاكرة بعكس الكمون اللازم لحفظ الحالة المنطقية 1.

14. المنظومة المنطقية القابلة للبرمجة

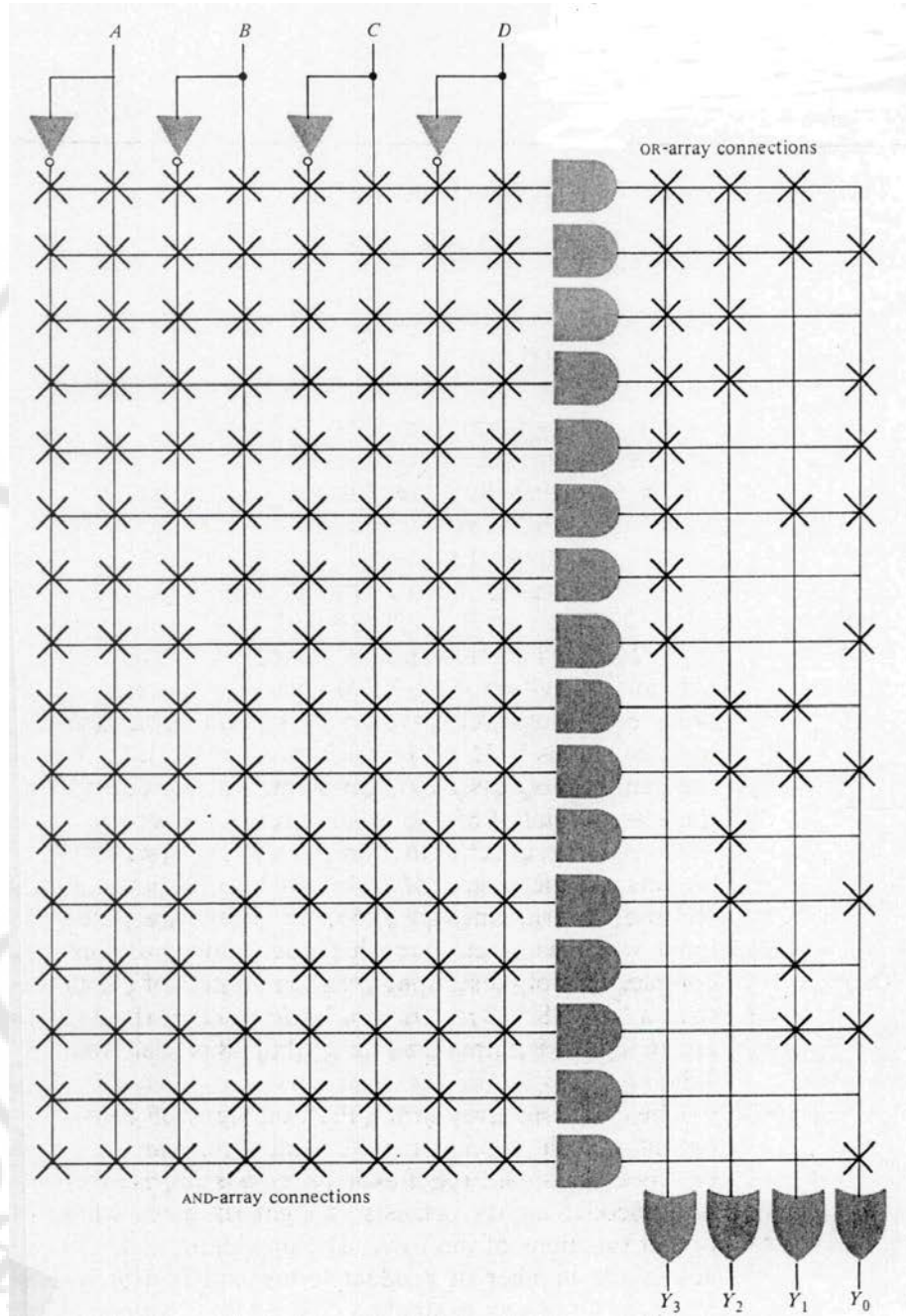
إن المنظومة المنطقية القابلة للبرمجة PAL programmable array logic ذات علاقة بال PROM من حيث أنها مصفوفة تضم منظومة AND ومنظومة OR. غير أن المنظومة OR في PAL ثابتة في حين أن المنظومة AND قابلة للبرمجة.

يوضح مايلي استخدام PLAs وتعدد تطبيقاتها versatility. ندرس في الفقرة 9 الـ 16 kb ROM (2048×8) (Intel 2316A)، التي تضم $M=11$ مدخلاً و $N=8$ مخرجاً. لكل زيادة في M قدرها 1، يتضاعف عدد البتات. فإذا كان $M = 16$ وبقي N مساوياً 8 يصبح عدد الكلمات في هذه الحالة $2^{16} = 2^5 \times 2^{11} = 32 \times 2048 = 65,536$ ويكون عدد البتات

$65,536 \times 8 = 524,288$. لا يمكن تحقيق هذا العدد الهائل من البتات على رقاقة ROM واحدة، حيث يحتاج الأمر 32 بقعة من ROM kb - 16، يوصل فيما بينها بفرض توسعة التوجيه (الفقرة 10). يقوم هذا النظام بتنفيذ $N = 8$ من المعادلات المنطقية التركيبية في $M = 16$ متحولاً (الفقرة 11). يعبر عن كل من هذه المعادلات بالشكل القانوني لمجموع الجداءات. يحوي كل جداء 16 عاملاً كما يوجد عدد كلي من حدود الضرب (أو الكلمات) قدره 65,536 حداً.

لنعتبر مجموعة جزئية subset من نظام الـ ROM السابق. يظل عدد المداخل والمخارج فيها كما هو، ولكن كل مجموع لا يحوي إلا لنقل 48 حد ضرب بدلاً من 65,536. تدعى هذه الجداءات بالجداءات الجزئية لمتحولات الدخل، لأن كل ناتج لا يحوي إلا 16 مدخلاً (أو متممات هذه المداخل). يرجع إلى مثل هذا النظام للمنطق التركيبي على أنه المنظومة المنطقية القابلة للبرمجة

16×48×8 PLA وتدل على وجود 16 مدخلاً و 8 مخرج وعدد كلي قدره 48 من الجداءات الجزئية كما يدل الشكل 36.



الشكل 35. منظومة منطقية قابلة للبرمجة PAL مكونة من منظومة AND قابلة للبرمجة ومنظومة OR ثابتة

إن المنظومة المترجمة للترميز في PLA الشكل 36 تتكون من 48 بوابة AND. يعتبر خرج كل AND حد جداء جزئي وغالباً ما يكون عدد المداخل لأي بوابة صغيراً. إن العدد الأعظمي يساوي عدد بتات معطيات الدخل (16). تتكون مصفوفة ترميز المعطيات من ثمانية بوابات OR تشكل مخرجها توابع الخرج لـ PLA. إن أكبر عدد من المداخل لأي بوابة OR يساوي عدد حدود الجداءات وهو

عادة أصغر بكثير من هذا العدد (48)، لنعتبر، كمثال، أن اثنتين من المعادلات المنطقية التركيبية (من أصل ثماني معادلات تنفذها الـ PLA في الشكل 36) هما :

$$O_0 = \bar{A}_3 A_0 + \bar{A}_9 A_4 \bar{A}_1 + A_{11} \bar{A}_{10} \bar{A}_7 A_3 + A_{13} + \bar{A}_{15} A_{14} \quad (35)$$

$$O_1 = A_5 \bar{A}_4 A_0 + \bar{A}_9 A_4 \bar{A}_1 + A_{12} A_6 \quad (36)$$

يستخدم هذان الخرجان سبعة حدود ضرب لأن $\bar{A}_9 A_4 \bar{A}_1$ مشترك بين المعادلتين. أما الحدود الباقية $41 = 48 - 7$ حداً فهي تتوافر في المخارج الستة الأخرى من O_2 إلى O_7 . تملك إحدى بوابات AND مدخلاً واحداً ، وثلاثة من هذه البوابات يملك كل منها مدخلين وبوابة واحدة تملك ثلاثة مدخل وبوابة تملك أربعة مدخل. أما بوابة OR فهي تملك في حالة O_0 خمسة مدخل وفي حالة O_1 ثلاثة مدخل.

يعطي الجدول 6 جدول الحقيقة للمعادلتين السابقتين. يستخدم فيه المنطق الموجب ويمثل كل صف فيه أحد حدود الجداء. فإذا كان دخل المعطيات صحيحاً (خاطئاً) تظهر القيمة المنطقية 1 (0) في العمود الذي يمثل هذا الدخل: فإذا كان ينقص الجداء أحد المتحولات، يوضع في هذه الحالة X (لا تهتم) في العمود من أجل دخل المعطيات وفي الجداء (الصف) المعتبر. إذا كان الخرج O_k مساوياً 1 (0)، فهذا يعني أن حد الجداء الممثل بالسطر المعتبر موجود (غائب) في تابع الخرج ذي الرقم k.

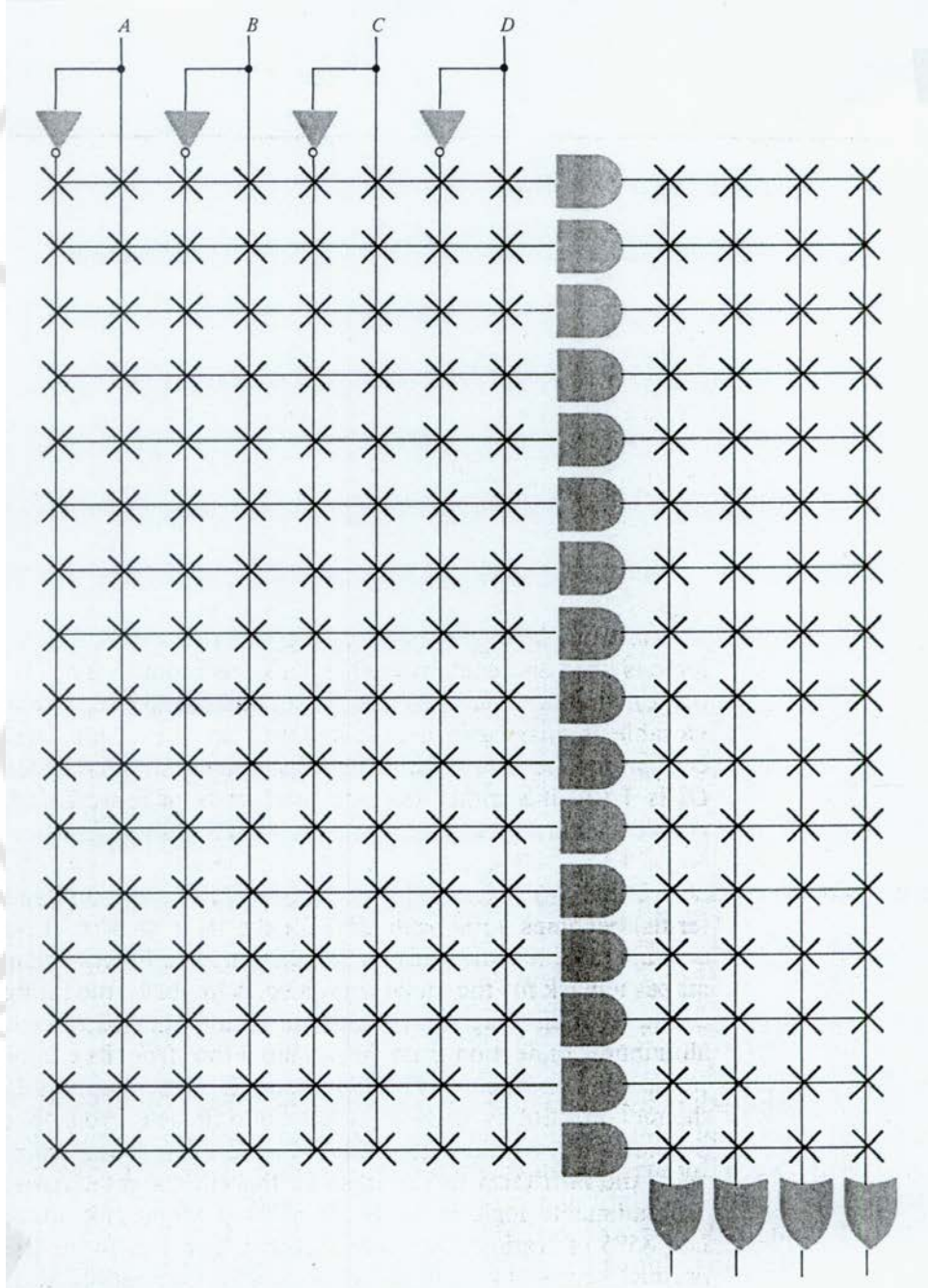
الجدول 6. جدول الحقيقة الموافق للمعادلتين 35 و 36

Term	Inputs																Outputs	
	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0	1	0
0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	X	X	1	0	1
1	X	X	X	X	X	X	0	X	X	X	X	1	X	X	0	X	1	1
2	X	X	X	X	1	0	X	X	0	X	X	X	1	X	X	X	0	1
3	X	X	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1
4	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1
5	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	X	X	X	1	1	0
6	X	X	X	1	X	X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	X	1	0

برمجة PLA

يصبح الجدول 6 (الذي يتسع ليشمل ثمانية وظائف خرج وحتى 48 حد جداء) جدول برمجة من أجل $PLA 16 \times 48 \times 8$. حيث يملأ الزبون هذا الجدول بحيث يحقق توابعه المنطقية التركيبية ويقوم المصنع بعمل قناع تعدين للحصول على الاتصالات المناسبة. فإذا ظهر مثلاً X على مدخل المعطيات ذي الرقم p وحد الجداء ذي الرقم r، فإنه لا يتحقق اتصال الألمنيوم من المدخل p (ولا من متممه) نحو بوابة AND ذات الرقم r. إذا كان المدخل p من جهة أخرى مساوياً 1 (0) في

حالة الحد r فإن التعدين يتم من $(\bar{A}_p)A_p$ نحو بوابة AND ذات الرقم r . وبالمثل إذا كان الخرج k مساوياً 1 (0) في حالة خط الجداء ذي الرقم m فإن التعدين بالألمنيوم يصل (لا يصل) الحد m بدخل البوابة OR ذات الرقم k . من الأمثلة على المصفوفة المنطقية القابلة للبرمجة بالقناع الذاكرات الأحادية الرقاقة 6775 (أو DM 8575 لشركة أنصاف النواقل الوطنية) والتي لها 14 مدخلاً و 8 مخرج و 96 حد جداء $(14 \times 96 \times 8)$. وهي تنسجم مع TTL وزمن الدخول إليها نحو 50ns.



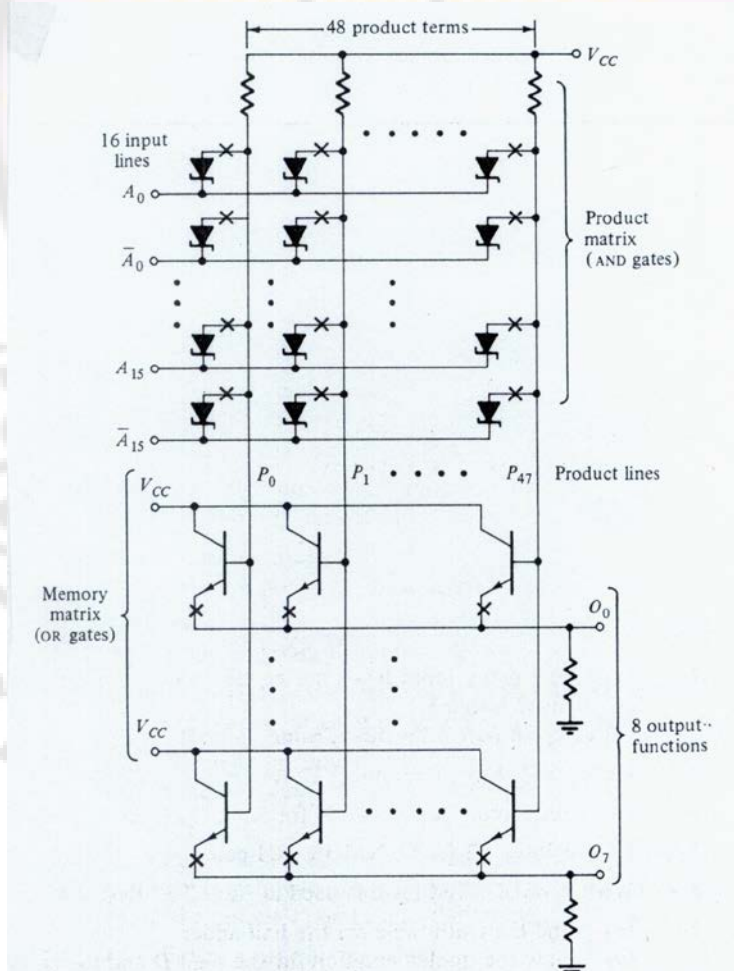
الشكل 36. المنظومة المنطقية القابلة للبرمجة PLA. منها المنظومتان AND و OR قابلتان للبرمجة

FPLAs، مثل

تتوافر أيضاً المنظومات المنطقية القابلة للبرمجة ميدانياً

82S100(16×48×8) Signetics التي يظهر مخططها في الشكل 36.

تستخدم هذه الرقاقة الشائبة القطبية بوابات AND وثنائي شوتكي، وبوابات OR بالباعث التابع (الشكل 37). يظهر في الشكل 37 FPLA حيث يمثل كل رمز X رابطة منصهرة. يرمج هذا النظام ميدانياً بتفجير المنصهرات انتقائياً وذلك لتحطيم الاتصالات المطلوبة لتحقيق جدول البرنامج. كما أسلفنا في الفقرة السابقة. يتم الحصول على المتمم $\bar{A}_k$ لـ A_k بعكس (لا يظهر في الشكل 37). يتوافر على الرقاقة أيضاً متممات كل مخرج من المخرج، ولكن الدارة محذوفة من الشكل بهدف التبسيط. تنسجم هذه البقجة مع TTL بمخارج ثلاثية الحالة أو مجمع مفتوح كما تضم تحكماً بتمكين الرقاقة. تصمم الـ PLA (أو FPLA) لتنفيذ التتابع العقدي المنطقية حيث يمكن لـ PLA أن تتناول المزيد من مداخل المعطيات وهي أكثر اقتصادية من ROM. وهي مفيدة للنوع نفسه من التطبيقات المتبعة في ROM (الفقرة 11) شريطة أن يكون عدد حدود الجداءات اللازم يمثل كسراً صغيراً من العدد الكلي الممكن لتجمعات المداخل.



الشكل 37. البقجة 82S100FPLA



الفصل الخامس عشر

دارات ونظم المنطق التعاقبي

ثمة حاجة لكثير من النظم الرقمية لأن يعمل على التوافق في حال تعاقب للإشارات الثنائية (قطار نبضي). حيث يعتمد عمل الحاسب الرقمي مثلاً على تلقي أولاً أمرٍ من الذاكرة وحفظه في سجل إلى أن يتم تنفيذ هذا الأمر. ثم تلقي المعلومات التي يجب معالجتها من موقعها في الذاكرة. وأما الخطوة الثالثة فتكمن في تنفيذ الأمر. يجب في الوقت نفسه تجزئة برنامج العدّاد تمهيداً للأمر التالي. إن توقيت هذه الخطوات وتعاقبها مهم لنجاح عمل النظام. تستخدم الدارات والنظم التعاقبية لمعالجة الإشارات الثنائية بشكل تزامني *synchronously*. ثمة حاجة لدارات قادرة على حفظ الإشارات الثنائية، لدى تنفيذ هذا الأمر.

يعدّ القلاب *Flip-Flop*، لبنة البناء الأساسية التي تدخل في الدارات التعاقبية. نعالج في هذا الفصل القلابات وكلاً من السجلات والعدّادات وهما صنفان من الدارات التي تعتمد على القلابات. كما سنعرض تطبيقات نموذجية متعددة لهذه الدارات.

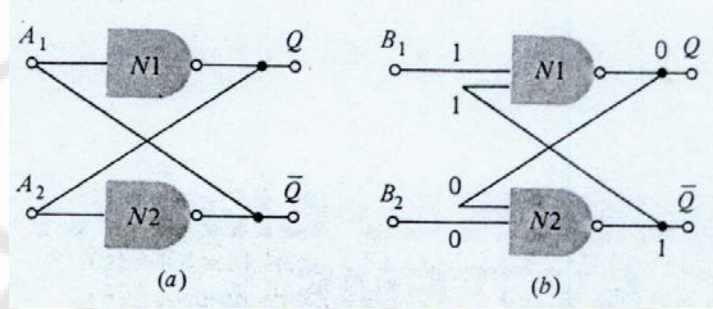
1. الذاكرة الأحادية البتة

إن جميع النظم التي درسناها في الفصل الماضي تعتمد على جميع البوابات المنطقية، إذ أن جميع الخروج في لحظة زمنية معينة تعتمد على قيم الدخول في اللحظة نفسها. ويقال بأن مثل هذا النظام ليس له ذاكرة: لاحظ أن الـ ROM هي دارة تركييبية (تجميعية) وبناءً على التعريف السابق ليس لها ذاكرة. تعود ذاكرة الـ ROM إلى حقيقة أنها تحفظ العلاقة الوظيفية بين متحولات الخرج ومتحولات الدخل. فهي لا تحفظ بتات معلومات.

خلية الحفظ الأحادية البتة

يتم الحصول على الدارة الأساسية للذاكرة الرقمية بالاقتان التصالي *Cross-coupling* بين دارتين عاكستين N_1 و N_2 (بين بوابتي NAND أحاديّتي المدخل) وفقاً للشكل 1a. يوصل مخرج كل بوابة إلى مدخل البوابة الأخرى، يدعى مثل هذا التجميع للتغذية الخلفية بالقفـل *latch*. من أهم خصائص القفل إمكانية وجوده في إحدى حالتين مستقرتين، إما $(Q = 1, \bar{Q} = 0)$ ، وتدعى الحالة 1 أو $Q = 0, (\bar{Q} = 1)$ وتدعى الحالة 0. ينسجم وجود هاتين الحالتين المستقرتين مع التوصيلات بين البوابتين في الشكل 1a. فخرج N_1 مثلاً هو $Q = 1$ وكذلك الأمر A_2 ، الذي يمثل دخل N_2 . وفي هذه الحالة يكون خرج العاكس الموافق $\bar{Q}$ في الحالة 0. ولما كان Q مرتبطاً بـ A_1 ،

فإن دخل N_1 يساوي 0، ويكون الخرج الموافق $Q=1$. إن هذه النتيجة تؤكد فرضيتنا الأصلية أن $Q=1$. تؤدي محاكمة مماثلة إلى النتيجة $Q=0$. تعتبر الحالة $(\bar{Q}=1)$ ممكنة أيضاً. يمكن التأكد بسهولة أن الوضع الذي يكون فيه الخرجان في الحالة نفسها (كلاهما في الحالة 1 أو 0) لا ينسجم مع التوصيلات بين العاكسين.



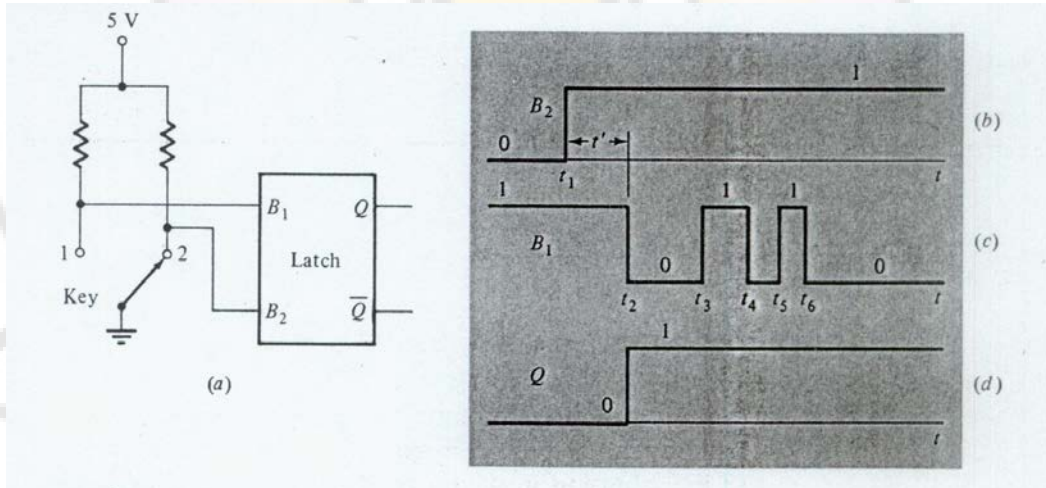
الشكل 1. (a) ذاكرة أحادية البتة أو قفل، (b) قفل مزود بوسيلة لإدخال المعطيات إلى الذاكرة. لما كان لبنية الشكل 1a حالتان مستقرتان، فهي تدعى أيضاً دائرة ثنائية أو ثنائية الاستقرار. ونظراً لأنها يمكن أن تحفظ بتة واحدة من المعلومات (إما $Q=1$ أو $Q=0$)، فهي وحدة ذاكرة أحادية البتة أو خلية حفظ أحادية البتة، تحتجز المعلومة أو تثبتها الأمر يفسر اسمها "القفل". لنفرض أننا نرغب بحفظ حالة معينة في القفل ولتكن $Q=1$ ، أو نرغب بتذكر الحالة $Q=0$. يمكن أن نكتب 1 أو 0 في خلية الذاكرة بتغيير بوابتي العاكس في الشكل 1a إلى بوابتي NAND ثنائيتي المدخل N_1 و N_2 وتغذية هذا القفل من خلال الدخلين B_1 و B_2 كما في الشكل 1b. يدل مخطط الشكل على دخل وخرج كل من البوابتين في الحالة التي يكون فيها $B_1=1$ و $B_2=0$. ونظراً لأن $Q=0$ فإننا ندرك أنه لإدخال 0 في الذاكرة نحتاج للدخلين $B_1=1$ و $B_2=0$. وبالمثل يمكن البرهان أنه لحفظ الرقم 1، من الضروري أن يكون الدخلان $B_1=0$ و $B_2=1$. فإذا كان $B_1=1$ و $B_2=1$ فإن إزالة هذين المربطين من بوابتي NAND لا يغير من الحالة المنطقية. بتعبير آخر لا تتأثر حالة القفل بجعل $B_1=B_2=1$ ، إذا كان $Q=1(0)$ قبل تطبيق هذه المجموعة من الدخل، يظل الخرج $Q=1(0)$ بعد تحول الدخلين إلى $B_1=B_2=1$. لاحظ أيضاً أن $B_1=B_2=0$ غير مسموح به أيضاً.

المبدّل غير المهتز Chatter-less switch

من الضروري في أي نظام رقمي غالباً دفع مفتاح لإدخال 1 أو 0 في عقدة معينة. يهتز معظم المبدّلات (chatter or bounce) عدة مرات قبل أن يستقر في وضعية الإغلاق.

يمكن استخدام خلية الحفظ التي وصفناها أعلاه لإعطاء تغير وحيد للحالة عندما يغلق المفتاح أولاً، بصرف النظر عن الاهتزاز الذي يعقبه. لنعتبر حالة الشكل 2 حيث تكون القاطعة أحادية

القطبية أو ثنائية المسار single-pole, double throw في بادئ الأمر في وضعية الأرضي B_2 بحيث يكون $B_2 = 0$. بإهمال تيار دخل البوابة، يكون كمون B_1 مساوياً 5V، والذي يعتبر كمون الحالة 1، بحيث يكون $B_1 = 1$ في بادئ الأمر. عند $t = t_1$ يدفع المفتاح ويتحرك القطب من 2 نحو 1. يبين الشكل 2b شكل موجة B_2 . يستغرق القطب $t' = t_2 - t_1$ في بلوغ التماس 1 لكي تنتقل B_1 من 1 إلى 0 في اللحظة $t = t_2$. غير أن التماس يهتز، كما يتضح من الشكل 2c وينفك الاتصال في الفترتين الواقعتين بين t_3 و t_4 من جهة وبين t_5 و t_6 من جهة أخرى (وقد افترض القيام باهتزازتين two bounces في رسم هذا الشكل). يشير الشكل 2d إلى خرج القفل وينسجم مع الحالة المنطقية المدروسة أعلاه أي $Q = 0$ إذا كان $B_1 = 1$ و $B_2 = 0$ ، و $Q = 1$ إذا كان $B_1 = 0$ و $B_2 = 1$ ، لا يتأثر Q (لا يتغير) إذا كان $B_1 = B_2 = 1$. لاحظ أن القفل يجعل القاطعة غير مهتزة نظراً لأن الخرج Q يبدي تغيراً وحيداً في الحالة من 0 إلى 1 في اللحظة الأولى عندما يؤرض B_1 . وبالمثل يمكن البرهان أن Q يبدي خطوة واحدة من 1 إلى 0 لدى انتقال شفرة القاطعة من B_1 إلى B_2 ، حتى في حال وجود اهتزاز عند التماس B_2 . تتوافر بقج دارات مدموجة تحوي أربعة أقفال (74LS279A) كتطبيق للقاطعة المستقرة. ولما كان يرمز بـ $\bar{S}$ لدخل B_1 ، وبـ $\bar{R}$ لـ B_2 فإن هذه البقجة تضم أربعة أقفال $\bar{S}\bar{R}$.

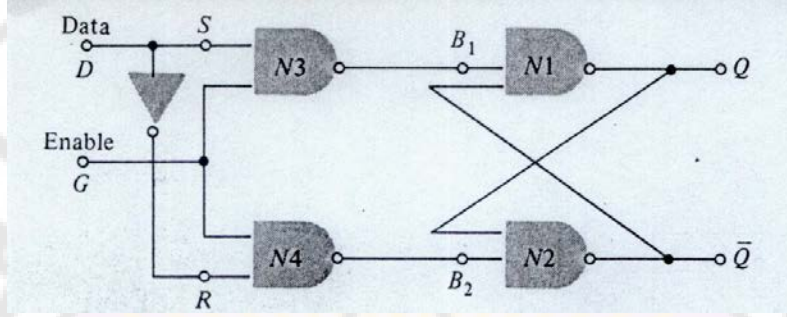


الشكل 2. (a) من شأن القفل المبين في الشكل 1b أن يجعل تماس مفتاح معين من دون اهتزاز. وأما الأشكال الموجية فتمثل $B_2(b)$ و $B_1(c)$ و $Q(d)$

القفل الثنائي الاستقرار

إن إضافة بوابتي NAND إلى مدخلي N_1 و N_2 في الشكل 1b بالإضافة إلى عاكس يعطي النظام المبين في الشكل 3 لتخزين بته معلومات ثنائية. عندما تكون بته التمكين مرتفعة ($G = 1$)، تنتقل معطيات الدخل D في هذه الحالة إلى الخرج Q . يمكن التحقق من هذا القول بسهولة،

بالاعتماد على المنطق الذي يحققه N_1-N_2 . وهكذا إذا كان $D=0$ كان $S=0$ و $R=1$ و $B_1=1$ و $B_2=0$ و $Q=0$. وبالمثل إذا كان $D=1$ فإن $S=1$ و $R=0$ و $B_1=0$ و $B_2=1$ و $Q=1$. مادام $G=1$ فإن أي تغيير في المعطيات يظهر عند Q . إذا تم تشبيط القفل ($G=0$) فإن $B_1=B_2=1$ مستقل عن قيمة D . ومن ثم يحتفظ Q بقيمته الثنائية قبل تغيير G من 1 إلى 0.

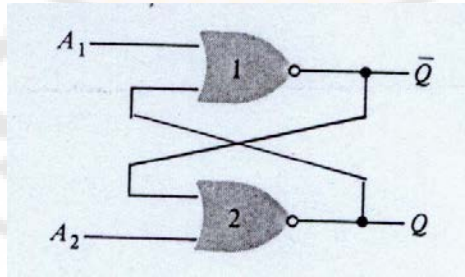


الشكل 3. القفل الشائبي الاستقرار ينقل المعطيات D إلى الخرج Q إذا كان $G=1$.

يمكن بناء خلية الذاكرة في الشكل 3 بالاعتماد على AOI في الشكل 2 من الفصل السابق. وقد تم تحضير أربعة من هذه الأقفال الشائبي الاستقرار (74LS375) على رقاقة بستة عشر مغزلاً بمخرجين متتامين (Q و $\bar{Q}$). كما يتوافر ثمانية أقفال (74ALS573) في بقجة بعشرين مغزلاً مخرج تخزين buffered ثلاثي الحالة.

2. خصائص دائرة القفل الشائبي الاستقرار

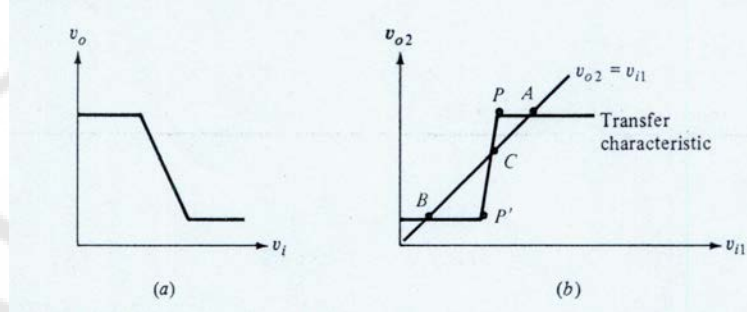
لقد جرى وصف قفل البوابة NAND بدلالة العلاقات المنطقية في الفقرة 1. نستخدم في هذا الفصل خصائص دوائر البوابات لإيضاح الطبيعة الشائبي الاستقرار للقفل.



الشكل 4. يتكون القفل بالاقتران التصالبي لبوابتي NOR

يمكن بناء الأقفال أيضاً من بوابات NOR كما هو مبين في الشكل 4. نعتبر الحالة التي يربط فيها أحد مدخلي كل من بوابتي NOR معاً بحيث يؤدي كل منهما دور عاكس. يبين الشكل 5a مميز انتقال العاكس. يتعاقب العاكسان في حال عدم وجود تغذية خلفية (المسار من خرج البوابة 2 إلى مدخل البوابة 1 في الشكل 4). يصف الشكل 5b تابع الانتقال v_{02} بدلالة v_{i1} . إن مسار التغذية الخلفية في الشكل 4 يجبر v_{i1} أن يساوي v_{02} . وقد رسمت هذه العلاقة في الشكل 5b

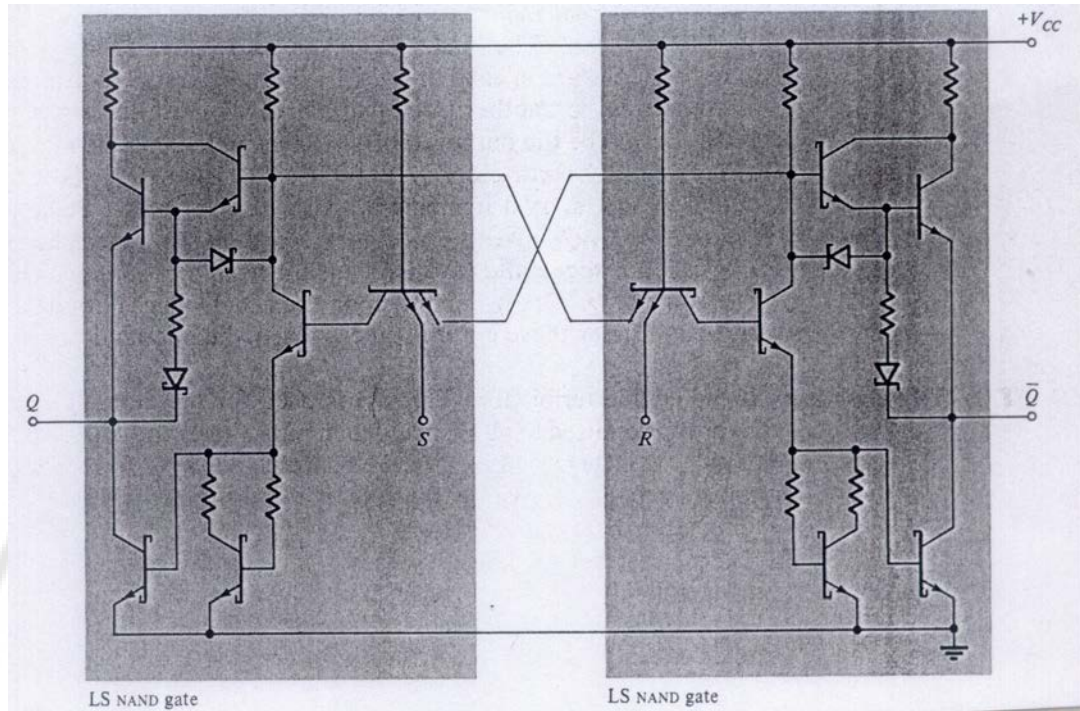
كمستقيم ميله يساوي الوحدة. يجب على كل من المنحني المميز للانتقال والتوتر المفروض أن يتحققا في آن معاً. ينحصر عمل الدارة بالتالي عند هذين المنحنيين. يبدو من الشكل 5 أنه يوجد ثلاث حالات ممكنة A و B و C للقفل الثنائي الاستقرار. ولا يمكن أن يتوافر في العالم الحقيقي، كما سنرى في الفقرات التالية إلاّ الحالتين الموافقتين لـ A و B .



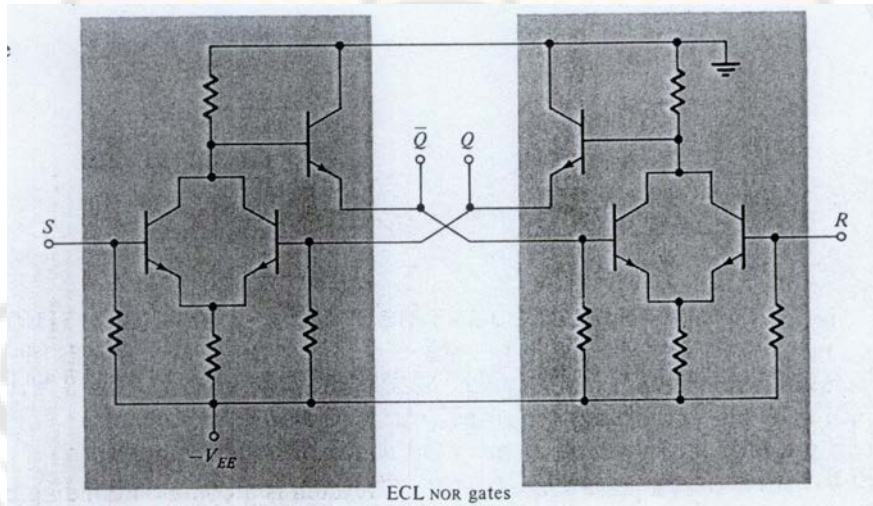
الشكل 5. (a) المنحني المميز للانتقال في العاكس، (b) المنحني المميز للانتقال التوتر في العاكسين المتعاقبين (الخط المتكسر على الشكل). يشير قيد التغذية الخلفية إلى أن النقطتين A و B تمثلان الحالتين المستقرتين للقفل. (النقطة C غير مستقرة دينميكياً).

إن ميل المنحني المميز للانتقال (ربح الدارة) بين P و P' أكبر من الوحدة. وبالتالي إذا كانت حالة الدارة عند C فإن أي إشارة عرضية (ضجيج) قد تسوق الخرج إلى A أو إلى B (وذلك بحسب قطبية نبضة الضجيج). تماثل هذه الحالة ما يمكن الحصول عليه نتيجة لقذف قطعة نقود. حيث يمكن لهذه الأخيرة أن تستقر إما على الرأس (الطرّة) أو على الذيل (النقش)، أو على حافتها (نظرياً). غير أن أي اضطراب مهما صغر يؤدي إلى قلب قطعة النقود التي تقف على حافتها على واحد من وجهيهما. نستنتج مما سبق أنه لا يوجد إلاّ حالتين من الحالات الثلاث مستقرتين (A و B في الشكل 5b أو الطرّة والنقش) دينميكياً وسكونياً، في حين أن الحالة الثالثة (C أو الحافة) غير مستقرة. وهكذا لا تتحقق الطبيعة الثنائية الاستقرار للقفل إلاّ بوجود حالتين مستقرتين دينميكياً. لاحظ أنه لن يحدث أي تأثير بفعل الاضطراب الضئيل عند A أو B اللتين يكون ميل منحني الانتقال فيهما مساوياً للصفر.

تتوافر الأقفال المحضرة بتقانات IC الأربع. تستخدم الأقفال غالباً في إعدادات (Set) وإعادة إعداد (Reset) الدارات للعمل تزامنياً مع تعاقب نبضي معين. يعد القفل SR لبنة البناء الأساسية في الدارات التعاقبية، على النحو المذكور في الفقرة 3. يبين الشكل 6 بنية 74L5279A، والتي تتحدد فيها بوابتا NAND ومسارا التغذية الخلفية. يستخدم القفل ECL في الشكل 7 مخرجي NOR للبوابة الأساسية OR / NOR. تعتبر دارتا الشكلين 8a و 8b تحقيقين نموسي NMOS وكموسي CMOS، على الترتيب للقفل SR والتي تستخدم تبولوجية اقتران بوابتي NOR.



الشكل 6. القفل SR 74LS529 الذي يتكون من بوابتي TTL LS NAND.



الشكل 7. القفل ECL الذي يستخدم خرجي بوابتي NOR

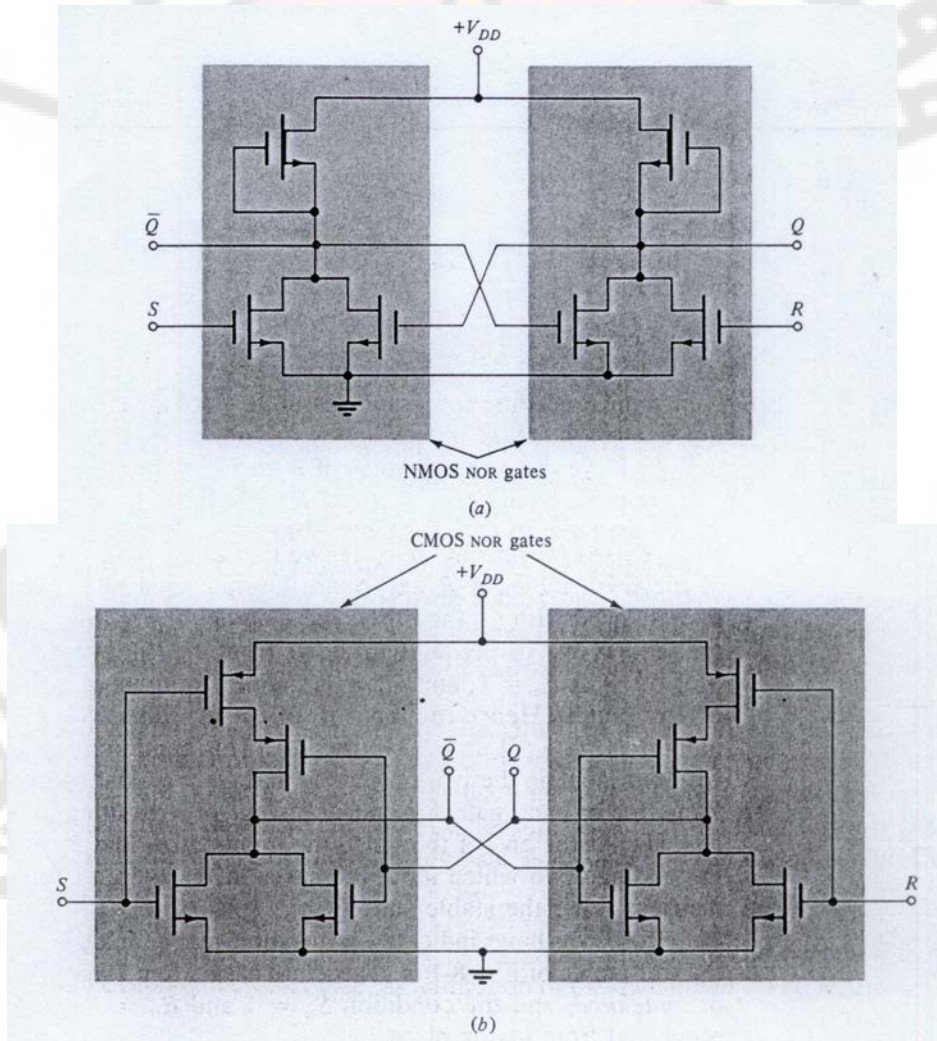
3. القلاب SR المؤقت

غالباً ما يحتاج الأمر لإعداد أو إعادة إعداد قفل تزامناً مع قطار من النبضات، يدعى القفل المقدوح في هذه الحالة القلاب FLIP-FLOP. نعرض في هذا الفصل أحد أنواع القلابات، في حين نعالج في الفقرة التالية الأنواع الأخرى.

النظام التعاقبي

يعمل الكثير من النظم الرقمية على النبضات أو المؤقت Clock، أي أن هذه النظم تعمل على التزامن مع قطار نبضي دوره T ، يدعى نظام المؤقت (وباختصار Ck)، كما هو مبين في الشكل 9.

يفترض أن عرض النبضة t_p صغير بالنسبة إلى T . ويفترض بأن تظل القيم الثنائية ثابتة في كل عقدة من النظام خلال كل فاصل بين النبضات. ولا يمكن أن ينتقل النظام من حالة إلى أخرى إلا بتطبيق نبضة مؤقتة. ليكن Q_n خرج النظام عند عقدة معينة (0 أو 1) في الفترة الزمنية n^{th} (زمن البتة n) التي تسبق نبضة المؤقت n^{th} (الشكل 9). فيقابلة الخرج Q_{n+1} في الفاصل الذي يعقب النبضة n مباشرة. إن النظام الذي يتم فيه الحصول على القيم Q_1 و Q_2 و Q_3 ... للخرج Q_n على التعاقب خلال فواصل زمنية T يدعى النظام المنطقي التعاقبي (لتمييزه عن النظام التركيبي). يمكن أن تعتمد قيمة Q_{n+1} على القيم العقدية $nodal\ values$ خلال البتة الزمنية السابقة (n^{th}). ضمن هذه الشروط تملك الدارة التعاقبية ذاكرة.



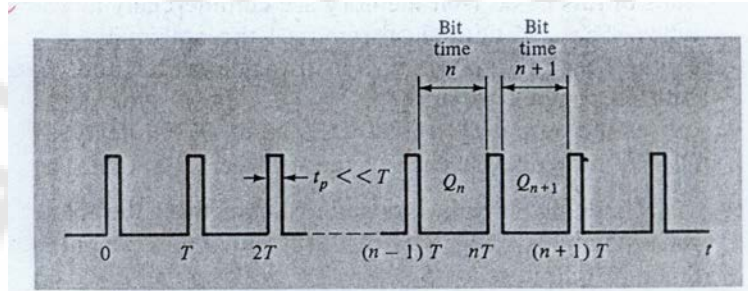
الشكل 8. الشكلان (a) النموسي NMOS و (b) الكموسي CMOS للقفل باستخدام بوابتي NOR

القلاب SR

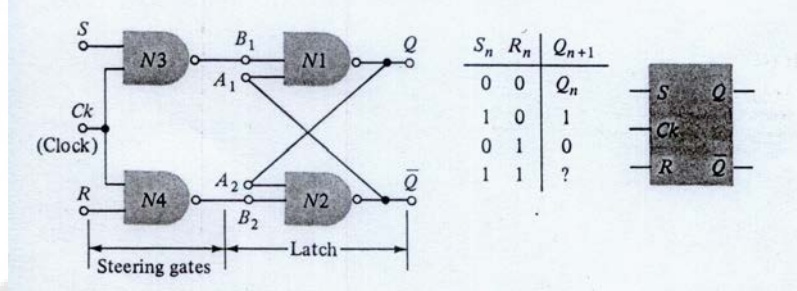
إذا كان مرتبط التمكين في الشكل 3 يمثل دخل المؤقت (Ck) وإذا تم حذف العاكس للسماح لمدخلين للمعطيات $S(set)$ و $R(reset)$ ، ينتج القلاب SR الذي يتحكم فيه المؤقت (الشكل 10).

تشكل البوابتان N_1 و N_2 قفلاً، بينما يشكل N_3 و N_4 بوابتي التحكم أو التوجيه والتين تبريجان حالة القلاب بعد ظهور النبضة.

لاحظ أن خرجي N_1 و N_2 بين نبضات المؤقت ($Ck = 0$) يساوي الواحد 1، بشكل مستقل عن قيمتي R أو S . ومن ثم فإن الدارة تكافئ قفل الشكل 1a. فإذا كان $Q = 1$ فهو يظل 1، بينما إذا كان $Q = 0$ ، فيظل 0، بتعبير آخر، لا يغير القلاب حالته بين نبضتين للمؤقت، فهو يظل على ما هو عليه خلال زمن البتة.



الشكل 9. استخدام خرج مهتز رئيسي master كقطار لنبضات مؤقت لمزامنة نظام تعاقبي



الشكل 10. (a) قلاب SR يتحكم به مؤقت،

(b) جدول الحقيقة (تدل إشارة الاستفهام على أنه لا يمكن التنبؤ بهذه الحالة) (c) رمز الدارة

لنعتبر في هذه الحالة اللحظة $t = nT(+)$ وجود نبضة مؤقت ($Ck = 1$). إذا كان $S = 0$ و $R = 0$ فإن خرج كل من N_3 و N_4 في هذه الحالة يساوي 1. وبإجراء المحاكمة الواردة في الفقرة السابقة لا تتغير حالة القلاب Q_n . وتكون الحالة Q_{n+1} بعد مرور النبضة (خلال زمن البتة $n+1$) مطابقة للحالة Q_n . فإذا رمزنا لقيمتي R و S قبيل اللحظة $t = T$ بالرمزين R_n و S_n ، فإن $Q_{n+1} = Q_n$ عندما $S_n = 0$ و $R_n = 0$. يشير السطر الأول من جدول الحقيقة في الشكل 10b إلى هذه العلاقة.

إذا كان $Ck = 1$ و $S_n = 0$ و $R_n = 1$ ، فإن $B_1 = 1$ و $B_2 = 0$ ، وهي حالة تماثل حالة الشكل 1b وحالة الخرج 0. وبعد أن تمر نبضة المؤقت (عند لحظة البتة $n+1$)، نجد أن $Q_{n+1} = 0$ ، الأمر الذي يؤكد السطر الثالث من جدول الحقيقة، فإذا تم التبادل بين R و S وبين Q و $\bar{Q}$ في آن معاً، لا يتغير المخطط المنطقي للشكل 10a. وبالتالي ينتج السطر الثاني في الشكل 10b من السطر الثالث.

إذا كان $Ck=1$ و $S_n=1$ و $R_n=1$ ، فإن خرج كل من بوابتي NAND N_3 و N_4 يساوي 0، ومن ثم فإن كلاً من B_1 دخل البوابة N_1 و B_2 دخل البوابة N_2 يساوي 0، بحيث أن كلاً من خرجي N_1 و N_2 يساوي 1. إن هذه الحالة لا تنسجم منطقياً مع ترميزنا للخرجين Q و $\bar{Q}$. يجب أن نخلص إلى أن ترانزستور خرج كل من البوابتين N_1 و N_2 مسطوم cutoff، الأمر الذي يؤدي إلى كون الخرجين كليهما مرتفعين (1). يرتفع الدخلاق عند B_1 و B_2 في نهاية النبضة، من 0 نحو 1. تحصل الحالة المستقرة $Q=1$ ($\bar{Q}=0$) أو $Q=0$ ($\bar{Q}=1$) وذلك تبعاً لسرعة ارتفاع الدخلاق ولاتناظريات وسطاء الدارة. ولهذا، أشرنا بإشارة استفهام إلى Q_{n+1} في السطر الرابع من جدول الحقيقة في الشكل 10b. يقال بأن هذه الحالة غير معينة ولهذا يجب منع الحالة $S_n=1$ و $R_n=1$ من الحدوث.

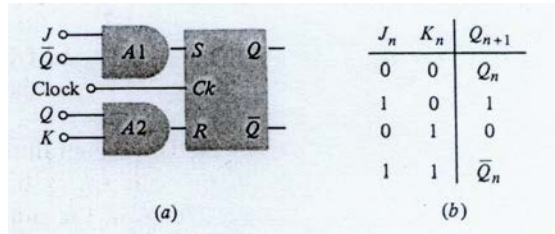
4. القلابات J-K و T و D.

يتوافر تجارياً، بالإضافة إلى القلاب SR ، ثلاثة أشكال أخرى للذاكرة الأساسية الأحادية البتة: وهي القلابات $J-K$ و T و D . من شأن القلاب $J-K$ أن يزيل الغموض في جدول الحقيقة في الشكل 10b. أما القلاب T فيعمل كمفتاح فاصل واصل للتيار الكهربائي $toggle switch$ ، تتغير حالة خرجة مع كل نبضة مؤقت، $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$. يعمل القلاب D كوحدة تأخير، خرجها Q يتبع دخلها D بتأخير قدره زمن بته واحدة: أي $Q_{n+1} = D_n$. ندرس فيما يلي كلاً من الأنواع الثلاثة للقلابات.

القلاب J - K

يتم الحصول على هذه اللبنة الأساسية في بناء الذاكرات بتزويد القلاب SR ببوابتي A_1 AND و A_2 (الشكل 11a). تطبق معطيات كل من دخله J و خرجة $\bar{Q}$ على A_1 ولما كان هذا الخرج يغذي S ، فإن $S = J\bar{Q}$. وبالمثل تتطبق معطيات كل من دخله K و خرجة Q على A_2 ، ومن ثم فإن $R = KQ$. يعطي جدول الحقيقة في الشكل 11b الحالات المنطقية التي يخضع لها هذا النظام. يمكن التحقق من هذه الحالات بالعودة إلى الجدول 1. حيث تتوافر أربعة اجتماعات ممكنة لدخلي المعطيات J و K . حيث تتوافر حالتان ممكنتان لـ Q لكل من هذه الاجتماعات وبالتالي يضم الجدول 1 ثمانية سطور. حيث يحسب كل من $S_n = J_n \bar{Q}_n$ و $R_n = K_n Q_n$ بالاعتماد على البتات J_n و K_n و Q_n و $\bar{Q}_n$ في كل سطر. ثم يتم إدخالهما في العمودين الخامس والسادس من الجدول وباستخدام هذه القيم لكل من S_n و R_n وبالعودة إلى جدول الحقيقة للقلاب SR في الشكل 10b، يتم الحصول على العمود السابع. أخيراً ينتج العمود 8 من العمود 7 لأن $Q_n = 1$ في

السطر 4 و $Q_n = 0$ في السطر 4 و $Q_n = 0$ في السطر 5 و $\bar{Q}_n = 1$ في السطر 7 و $\bar{Q}_n = 0$ في السطر 8.



الشكل 11. (a) التحويل من قلاب SR إلى قلاب J-K ، (b) جدول الحقيقة

إن الأعمدة 1 و 2 و 8 من الجدول 1 تشكل جدول الحقيقة للقلاب J-K في الشكل 11b. لاحظ أن السطور الثلاثة الأولى من جدول الحقيقة للقلاب J-K متطابقة مع الصفوف الموافقة لجدول الحقيقة للقلاب SR (الشكل 5b). غير أن غموض الحالة $S_n = 1 = R_n$ يستبدل به في هذه الحالة $Q_{n+1} = Q_n$ من أجل $J_n = 1 = K_n$. فإذا كان دخلا المعطيات في القلاب مرتفعين، فإن نبضة المؤقت تنهم الخرج.

الجدول 1. جدول الحقيقة للشكل 11a

Column	1	2	3	4	5	6	7	8
Row	J_n	K_n	Q_n	$\bar{Q}_n$	S_n	R_n	Q_{n+1}	
1	0	0	0	1	0	0	Q_n	Q_n
2	0	0	1	0	0	0	Q_n	
3	1	0	0	1	1	0	1	1
4	1	0	1	0	0	0	Q_n	
5	0	1	0	1	0	0	Q_n	0
6	0	1	1	0	0	1	0	
7	1	1	0	1	1	0	1	$\bar{Q}_n$
8	1	1	1	0	0	1	0	

ليس من الضروري في الواقع استخدام بوابتي التقاطع A_1 و A_2 في الشكل 11a، لأنه يمكن تنفيذ التابع نفسه بإضافة مرتبط دخل إضافي لكل من بوابتي عكس التقاطع N_3 و N_4 في الشكل 10a. يدل الشكل 12 على هذا التبسيط. (تجاهل المداخل المخططة أي افترض أن كليهما 1). يتم الحصول على Q و $\bar{Q}$ عند المدخلين في هذه الحالة من خلال وصلتي التغذية الخلفية من المخرجين.

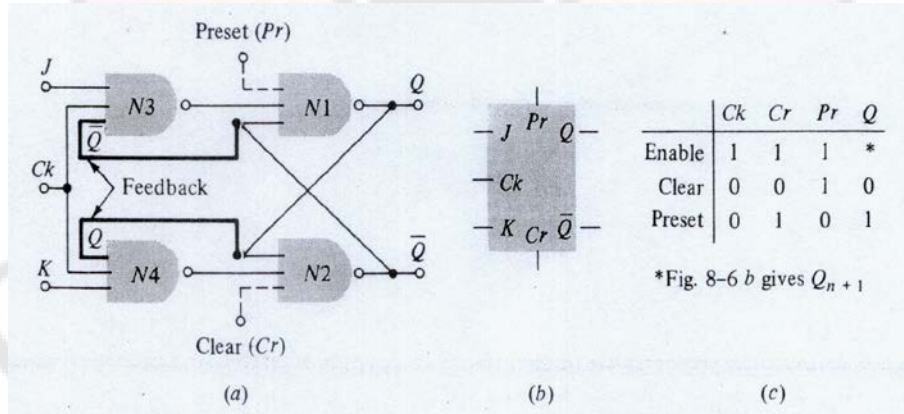
الإعداد المسبق والمسح Preset and Clear

ينبئنا جدول الحقيقة في الشكل 11b عما يحدث للخرج بتطبيق نبضة مؤقت بدلالة معطيات المدخلين J و K . ولو أن قيمة الخرج تكون اعتباطية *arbitrary* قبيل تطبيق النبضة. تسمح إضافة المدخلين المنقطين للقلاب في الشكل 12 بتعيين حالته الابتدائية. وربما يحتاج الأمر مثلاً إلى مسح Clear القفل أي جعل $Q = 0$ عندما $Ck = 0$.

يمكن إنجاز عملية المسح ببرمجة دخل المسح بحيث يكون مساوياً 0 ودخل الإعداد المسبق Preset بحيث يكون مساوياً 1، أي $Cr=0$ و $Pr=1$ و $Ck=0$. ولما كان $Cr=0$ فإن خرج N_2 (الشكل 12) يكون $\bar{Q}=1$. ولما كان $Ck=0$ فإن خرج N_3 يساوي 1 ومن ثم فإن جميع الدخول إلى N_1 تساوي 1 و $Q=0$ كما هو مرغوب وبالمثل، إذا كان المطلوب وضع القفل مسبقاً في الحالة 1، من الضروري اختيار $Pr=0$ و $Cr=1$ و $Ck=0$.

يطلق على الإعداد المسبق للقفل ومسحه اسم الدخول المباشر أو اللاتزامنية. أي إنها ليست متزامنة مع المؤقت، ولكن يمكن تطبيقها في أي لحظة بين نبضات المؤقت. وعندما تترسخ حالة القلاب لاتزامنياً، فإنه يجب المحافظة على وضع الدخول المباشرة عند $Pr=1$ و $Cr=1$ قبل وصول النبضة التالية وذلك لتمكين القلاب. يجب عدم استخدام المعطيات $Pr=0$ و $Cr=0$ لأنها تؤدي إلى حالة عدم التعيين لماذا؟.

يشير الشكل 12b إلى رمز القلاب J-K، كما يعطي الشكل 12c قيم دخوله ليعمل بشكل مناسب.



الشكل 12. (a) القلاب J-K، (b) رمزه المنطقي، (c) الشروط الضرورية لعمله بشكل تزامني (الصف 1) تنظيف اللاتزامنية (الصف 2) أو التهيئة المسبقة (الصف 3).

الشروط The Race-Around Condition

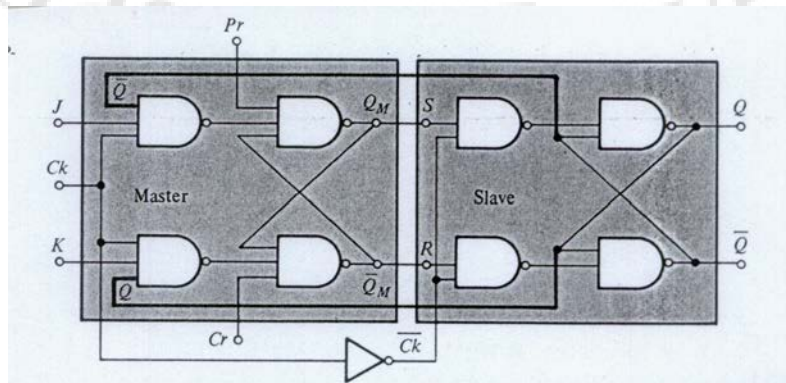
ثمة مشكلة فيزيائية ممكنة في القلاب J-K الذي يبنى على النحو المبين في الشكل 12. يعتمد جدول الحقيقة 1 على البوابات المنطقية التركيبية والتي تفترض بأن الدخول مستقلة عن الخرج. غير أنه بسبب توصيل التغذية الخلفية $Q(\bar{Q})$ عند دخل $K(J)$ ، يتغير الدخل في أثناء نبضة المؤقت $(Ck=1)$ لدى تغير حالة الخرج. لنعتبر مثلاً أن الدخول في الشكل 12 هي $J=1$ و $K=1$ و $Q=0$. وعندما تطبق النبضة، يصبح الخرج $Q=1$ (وذلك في السطر 7 من الجدول 1)، حيث يحدث هذا التغير بعد فاصل زمني Δt يساوي تأخير الانتشار، من خلال بوابتي NAND

الموصلتين على التسلسل في الشكل 7. في هذه الحالة يكون $J=1$ و $K=1$ و $Q=1$ ونجد في السطر 8 من الجدول 1 أن الدخل يعود فيتغير إلى $Q=0$. ومن ثم يجب أن نستنتج أن الخرج يتأرجح خلال مدة النبضة t_p (الشكل 9) (حيث $Ck = 1$) إلى الخلف وإلى الأمام بين 0 و 1. وتصبح قيمة Q في نهاية النبضة ($Ck = 0$) غير معينة ambiguous. يمكن تجنب الحالة الموصوفة أعلاه إذا كان $t_p < \Delta t < T$. غير أن تأخير الانتشار في المكونات IC صغير جداً، وعادة أصغر بكثير من عرض النبضة t_p . ومن ثم لن نتحقق المتراجحة أعلاه، والخرج غير معين.

يمكن استخدام خطوط التأخير الكتلية Lumped delay lines على التسلسل مع توصيلات التغذية الخلفية في الشكل 12 وذلك لزيادة تأخير الحلقة أكثر من t_p ، ومن ثم التخلص من مشكلة الاهتزازات race-around. نصف فيما يلي حلاً لـ IC عملياً أكثر.

القلاب J-K الرئيس - التابع The Master-Slave J-K Flip Flop

يبين الشكل 13 تعاقباً لقلابين SR بالتغذية الخلفية من خرج القلاب الثاني (الذي يدعى التابع Slave) إلى دخل الأول (ويدعى الرئيس Master). تطبق نبضات المؤقت الموجبة على القلاب الرئيس وتنعكس هذه النبضة قبل استخدامها في إثارة القلاب التابع في الحالة $Pr=1$ و $Cr=1$ و $Ck=1$ ، يتم تمكين القلاب الرئيس ويتبع عمله جدول حقيقة $J-K$ في الشكل 11b. والأكثر من ذلك، ولما كان $\overline{Ck}=0$ ، يتم تثبيط القلاب التابع SR (لا يستطيع أن يغير حالته)، بحيث يتم تثبيط القلاب الرئيس و $\overline{Ck}=1$ ، والتي تؤدي إلى تمكين القلاب التابع. والقلاب التابع هو قلاب SR، والذي يتبع منطق الشكل 10b. إذا كان $R=Q_M=0$ و $S=Q_M=1$ فإن $Q=1$ و $\overline{Q}=0$. إذا كان $S=Q_M=0$ و $R=Q_M=1$ فإن $Q=0$ و $\overline{Q}=1$. وبتعبير آخر تنتقل قيم Q_M في الفاصل نبضات المؤقت إلى الخرج Q . باختصار لا يتغير الخرج Q في أثناء نبضة المؤقت ولكن Q_M يتبع المنطق $J-K$ ، تنتقل قيمة Q_M في نهاية النبضة إلى Q .

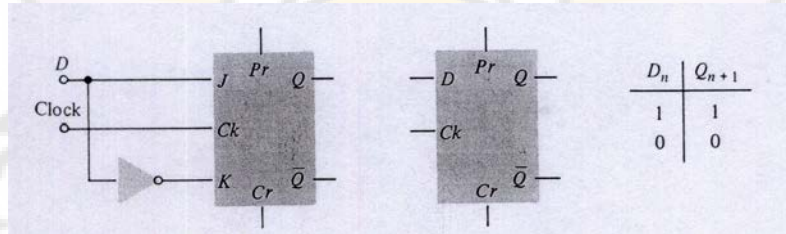


الشكل 13. القلاب الرئيسي - التابع J-K.

يجب التأكيد على وجوب المحافظة على ثبات المعطيات في J و K في أثناء مدة النبضة وإلاّ يمكن الحصول على خرج خاطئ. تحوي البقجة MSI ذات الستة عشر مغزراً (MC8-104135) قلابين رئيسي - تابع مستقلين. يحوي بعض القلابات المتوافرة تجارياً بوابات AND أو AOI داخلية عند الدخول وذلك لتزويد دخول J و K متعددة، وبالتالي تجنب الحاجة للبوابات الخارجية في التطبيقات لدى الحاجة إليها.

قلاب من النوع D

عند تعديل القلاب J-K بإضافة عاكس، كما في الشكل 14a، بحيث يكون K متمم J ، فإن هذه الوحدة تدعى القلاب D (التأخير). من جدول الحقيقة في $J-K$ في الشكل 11b يكون $Q_{n+1}=1$ عندما يكون $D_n = J_n = \bar{K}_n = 1$ و $Q_{n+1}=1$ عندما يكون $D_n = J_n = \bar{K}_n = 1$ ومن ثم فإن $Q_{n+1}=D_n$. إن الخرج Q_{n+1} بعد النبضة (زمن البتة $n+1$) يساوي الدخل Q_n قبل النبضة (زمن البتة n)، كما يدل جدول الحقيقة في الشكل 14c. فإذا كان قلاب الشكل 14a من النوع SR، تعمل هذه الوحدة أيضاً كقفل من النوع D - حيث استبدل التمكين (G) في الشكل 3 بالمؤقت (Ck) . ولا يوجد حالة عدم تعيين لأن الحالة $J=K=1$ غير ممكنة.

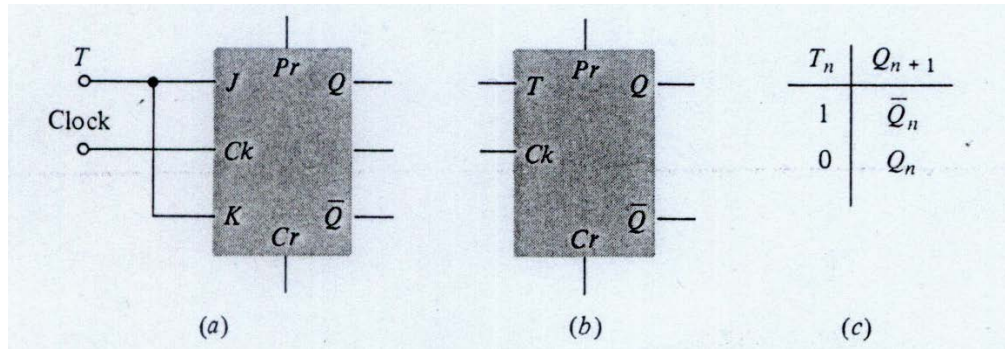


الشكل 14. (a) تحويل قلاب J-K إلى قفل من النوع D - (b) الرمز المنطقي (c) جدول الحقيقة.

إن قلاب النوع D هو قلاب ثنائي $binary$ يستخدم لتأمين التأخير. حيث تنتقل البتة على الخط D إلى الخرج عند نبضة المؤقت التالية ومن ثم تعمل هذه الوحدة كأداة تأخير أحادية البتة.

قلاب النوع T

تغير هذه الوحدة حالتها مع كل نبضة مؤقت ومن ثم فهي تعمل كمفتاح فاصل واصل للكهرباء $Toggle switch$. فإذا كان $J=K=1$ فإن $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$ وبالتالي يكون القلاب $J-K$ قد تحوّل إلى قلاب من النوع T يدل الشكل 15a إلى مثل هذا النظام المعطيات فيه T . يبين الشكل 15b رمزه المنطقي في حين يبين الشكل 15c جدول الحقيقة يمكن تحويل القفلين SR و D أيضاً إلى قلابات فاصلة واصله $Toggle$ أو تنامية $Complementing$.



الشكل 15. (a) تحول القلاب J-K إلى قلاب من النوع T دخل المعطيات فيه T (b) الرمز المنطقي للقلاب T (c) جدول الحقيقة

خلاصة

إن البنيات الأربع للقلابات SR و J-K و D و T مهمة وقد كرر في الجدول 2 الحالات المنطقية التي تحققها كل من هذه القلابات لسهولة العودة إليها. يقوم مؤقت بسوق قلاب IC تزامنياً، ويمكن أن يكون له بالإضافة إلى ذلك (أو لا يكون) مداخل مباشرة للعمل اللازامي، كمدخل الإعداد المسبق Pr ومدخل Cr. لا يمكن للدخل المباشر أن يكون مساوياً 0 إلا خلال الفاصل الزمني بين نبضتي مؤقت عندما $Ck=0$. أما عندما يكون $Ck=1$ ، فيجب أن يكون الدخلان اللاتزامنيان كلاهما عاليين، $Pr=1$ و $Cr=1$. يجب أن يظل الدخلان ثابتين أثناء مدة النبضة، $Ck=1$. يظل الخرج Q في حالة القلاب الرئيسي - التابع ثابتاً خلال مدة النبضة ولا يتغير إلا بعد أن يتغير Ck من 1 إلى 0 عند الطرف السالب من النبضة (المؤخرة). يمكن أيضاً تصميم قلاب J-K بحيث يتغير الخرج عند الطرف الموجب (المقدمة) من النبضة. تتكون الرقاقة 74LS109A من قلابين J-K ينقدحان بالطرف الموجب من النبضة بمدخلي إعداد مسبق ومسح. أما البقجة MC10H176 فتضم ستة قلابات من النوع D والتي تنقدح بالطرف الموجب من النبضة.

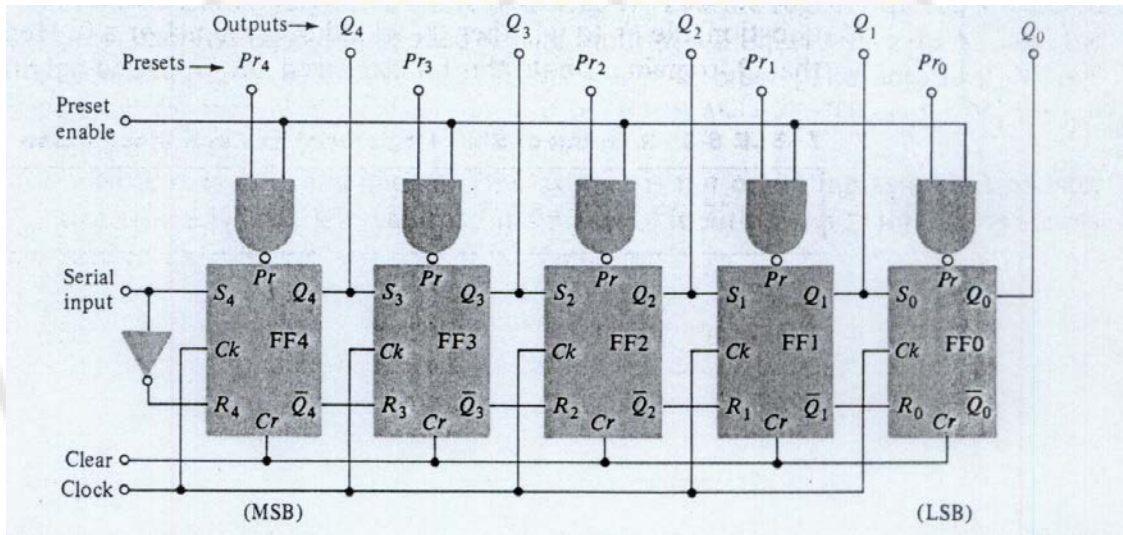
الجدول 2. جداول الحقيقة لمختلف القلابات

SR			J-K			D		T		Direct inputs			
S_n	R_n	Q_{n+1}	J_n	K_n	Q_{n+1}	D_n	Q_{n+1}	T_n	Q_{n+1}	Ck	Cr	Pr	Q
0	0	Q_n	0	0	Q_n	1	1	1	$\bar{Q}_n$	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0	0	Q_n	0	0	1	0
0	1	0	0	1	0					1	1	1	*
1	1	?	1	1	$\bar{Q}_n$								
Fig. 8-9			Fig. 8-11			Fig. 8-14		Fig. 8-15					

*Refer to truth table SR, J-K, D, or T for Q_{n+1} as a function of the inputs.

لا يتوافر القلاب الفاصل الواصل التتامي تجارياً نظراً لأنه يمكن استخدام القلاب J-K على أنه من النوع T بوصل المدخلين J و K معاً (الشكل 15).

5. سجلات الإزاحة



الشكل 16. سجل إزاحة خماسي البتات

نظراً لأن القلاب ذاكرة أحادية البتة، فيمكن لـ n قلاباً أن يحفظ كلمة مكونة من n بتة. يدعى مثل هذا التجميع للقلابات السجل *register*. وللسماع بقراءة معطيات كلمة معينة في السجل بشكل تسلسلي يوصل خرج أحد القلابات إلى دخل القلاب التالي. يبين الشكل 16 هذه البنية التي تدعى سجل الإزاحة Shift Register. يتكون كل قلاب في هذا السجل من SR (أو J-K) الرئيسي - التابع. لاحظ أن المرحلة التي تتضمن حفظ البتة الأكثر دلالة (MSB) تتحول إلى قفل من النوع D (الشكل 14) بوصل S و R عن طريق عاكس. يتوافر سجل الإزاحة الخماسي البتة المبين في الشكل 16 على رقاقة أحادية في بقعة ستة عشر مغزراً (الدارات التكاملية على نطاق

متوسط). سوف نشرح الآن عمل هذا النظام بفرض وجوب تسجيل المعطيات التسلسلية 01011. تقع البتة الأقل دلالة في أقصى اليمين وتساوي الواحد في هذه الحالة.

سجل الدخول التسلسلي والخروج على التوازي

يجري مسح القلابات بتطبيق 0 على دخل المسح (حيث يكون تمكين الإعداد المسبق منخفضاً) بحيث تساوي الصفر جميع الخرج Q_0 و Q_1 و Q_4 ثم يجعل Cr مساوياً 1 ويجعل Pr ثابتاً عند 1 (بالمحافظة على تمكين الإعداد المسبق عند 0). يطبق في هذه الحالة قطار المعطيات التسلسلية والمؤقت التزامني. حيث تدخل البتة الأقل الدلالة (LSB) إلى القفل الرئيسي من FF_4 عندما يتغير Ck من 0 إلى 1 بفعل القلاب D . ينقل الـ 1، بعد نبضة المؤقت، إلى القفل التابع من FF_4 و $Q=1$ في حين تظل جميع الخرج الأخرى عند 0.

جدول 3. قراءات سجل الإزاحة بعد كل نبضة - مؤقت

Clock pulse	Word bit	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	1	1	0	0	0	0
2	1	1	1	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0
4	1	1	0	1	1	0
5	0	0	1	0	1	1

عند نبضة المؤقت الثانية تنتقل حالة Q_4 إلى القفل الرئيسي في FF_3 بفعل القلاب SR . وفي الوقت نفسه تدخل البتة التالية (هي 1 في الكلمة 01011) القفل الرئيسي في FF_4 . وبعد نبضة المؤقت الثانية تنتقل البتة في كل قفل رئيسي إلى القفل التابع له ويكون $Q_4=1$ و $Q_3=1$ وتظل الخرج الأخرى 0. تعطى قراءات السجل بعد كل نبضة في الجدول 3. فبعد النبضة الثالثة مثلاً تنزاح Q_3 إلى Q_2 و Q_4 إلى Q_3 وتدخل بته الدخل الثالثة إلى FF_4 بحيث يكون $Q_4=0$. يمكن أن نتبع بسهولة هذا الإجراء ونرى أنه بتسجيل كل بته في القلاب MSB ثم إزاحتها إلى اليمين لإفساح المجال للرقم التالي، وتستقر كلمة الدخول في السجل بعد نبضة المؤقت n^{th} (في حالة ترميز الـ n بته). يجب أن تتوقف نبضات المؤقت طبعات لحظة تسجيل الكلمة. يتوافر كل خرج من الخرج على خط منفصل، ويمكن أن تقرأ جميع الخرج في آن واحد. ونظراً لدخول المعطيات في سجل الإزاحة على التسلسل وخروجها منه على التوازي، يدعى هذا السجل محول التسلسل إلى التوازي serial-to-parallel converter. يدعى كذلك Series-in Parallel-out (SIPO)

Register، حيث يتحول الترميز الزمني (الترتيب الزمني للبتات) إلى ترميز مكاني (حفظ المعلومات في ذاكرة سكونية).

إن القلابات الرئيسية التابعة ضرورية بسبب مسألة السباق بين المراحل (الفقرة الرابعة). فإذا كان يترتب على جميع القلابات أن تغير حالاتها في آن معاً، سيكون هناك غموض فيما يتعلق بالمعطيات التي تنتقل من المرحلة السابقة. فعند نبضة المؤقت الثالثة مثلاً، تتغير Q_4 من 1 إلى 0، وليس مؤكداً فيما إذا كان Q_3 سيصبح 1 أو 0. ومن ثم يظل Q_4 مساوياً 1 إلى أن يتم إدخال هذه البتة في FF_3 ، وفي هذه الحالة فقط يمكن أن تتحول إلى 0. إن توصيل القفل الرئيسي – التابع يؤمن الفعل تماماً. فإذا أطلق على الدخل $J(K)$ اسم $S(R)$ وإذا حذفت توصيلات التغذية الخلفية ينتج لدينا القلاب SR الرئيسي- التابع. تضم البقعة 74LS164 سجل إزاحة SIPO ثنائي البتات فيه مداخل تمكين gated inputs .

سجل الدخول التسلسلي والخروج التسلسلي (SISO)

يمكن لنا أن نأخذ خرج السجل عند Q_0 ونقرأه على التسلسل بتطبيق n نبضة مؤقت، في حالة كلمة مكونة من n بتة. بعد النبضة n تكون قراءة جميع القلابات 0. لاحظ أن سرعة مؤقت في إزاحة الخرج يمكن أن يكون أكبر أو أصغر من تردد النبضات الأصلي. ومن ثم فهي تعد طريقة لتحويل التباعد للرمز الثنائي وهي عملية تدعى الحجز buffering .

تضم البقعة 74LS91 MSI سجل SISO بثمانية بتات مداخله ممكنة gated ومخارجه متتامة Complementary ونظراً لأن رقاقة SISO لا تتطلب إلا مغزلاً لإدخال المعطيات ومغزلاً واحداً لخرج المعطيات بصرف النظر عن عدد البتات التي يجب حفظها فيمكن باستخدام تكنولوجيا LSI و VLSI تحقيق سجل إزاحة طويل جداً .

سجل الدخول على التوازي والخروج على التسلسل PISO

نعتبر الحالة التي تتوافر فيها الكلمات على التوازي، عند مخارج ROM (الفقرة 9 من الفصل الرابع عشر) مثلاً ويرغب في تقديم الرمز 01011 مثلاً بشكل تسلسلي.

تطبق البتة LSB على Pr_0 و 2^1 على Pr_1 بحيث يكون $Pr_0 = 1$ و $Pr_2 = 0$ و $Pr_3 = 0$ و $Pr_4 = 1$. يسمح السجل أولاً بجعل $Cr=0$ ثم بجعل $Cr=1$. إن 1 عند دخل الإعداد المسبق للتمكين يفعّل جميع بوابات الدخل NAND ذات الرقم k التي يكون $Pr_k=1$ من أجلها. ويكون الإعداد المسبق للقلاب k الموافق بحيث $Pr=0$ ، ولهذا يهيأ الإعداد المسبق لهذه المرحلة إلى 1

(الجدول 2). يجري في هذا المثال الإعداد المسبق لكل من FF_0 و FF_1 و FF_3 وتكتب كلمة الدخل 01011 في السجل، بحيث تكون جميع البتات على التوازي، نبضة تهيئة التمكين. وكما شرحنا أعلاه، يمكن للكلمة المحفوظة أن تقرأ عند Q_0 بشكل تسلسلي بتطبيق خمس نبضات مؤقتة. يطلق على هذا السجل اسم المحوّل من التوازي إلى التسلسل أو من المكاني إلى الزمني. تضم البقعة 74ALS166 سجل دخول ثنائي البتة على التوازي وخروج على التسلسل PISO.

سجل الدخول على التوازي والخروج على التوازي (PIPO)

يتم إدخال المعطيات كما شرحنا أعلاه بتطبيق 1 على مرتبط تمكين الإعداد المسبق أو الكتابة حيث المعطيات في هذه الحالة عند المخارج Q_0 و Q_1 ... على التوازي فإذا كان يرغب بقراءة السجل في أثناء زمن معين، فإن كل خرج Q_k يطبق على أحد مدخلي بوابة AND N_k ثنائية المدخل، في حين تيار المدخل الثاني لكل AND نبضة قراءة. يكون خرج N_k مساوياً 0 ما عدا في أثناء مدة النبضة عندما تقرأ 1 إذا كان $Q_k = 1$. لا تظهر البوابات N_k في الشكل 16. لاحظ أن النظام في هذا التطبيق لا يعمل كسجل إزاحة لأنه لا حاجة لمؤقت (ولا وجود لدخل تسلسلي). حيث يستخدم كل قلاب مجرد ذاكرة كتابة أحادية البتة ومعزولة.

سجل إزاحة إلى اليمين وإزاحة إلى اليسار (ثنائي الاتجاه)

يزود بعض سجلات الإزاحة التجارية ببوابات تسمح بإزاحة المعطيات من اليمين إلى اليسار وبالعكس. من تطبيقات هذا النظام القيام بالضرب أو التقسيم على مضاعفات 2 كما سنرى. لندرس أولاً سجل إزاحة إلى اليمين كما في الشكل 16 ويجعل دخله التسلسلي منخفضاً. ولنفرض أنه تم حفظ رقم ثنائي في سجل إزاحة تحفظ فيه البتة الأقل دلالة في FF_0 . ولنطبق في هذه الحالة نبضة مؤقتة. تتحرك كل بتة في هذه الحالة إلى مكان البتة الأقل دلالة التالية ومن ثم فهي تقسم على 2. فيكون العدد المحتفظ به في السجل في هذه الحالة نصف العدد الأصلي شريطة أن يكون FF_0 أصلاً مساوياً 0. ونظراً لفقدان البتة 2^0 في السجل نحو اليمين، فإنه إذا كان FF_0 في الأصل في الحالة 1، الموافقة للعدد العشري 1، يكون السجل بعد الإزاحة خاطئاً بالعدد العشري 0.5. إن نبضة المؤقت التالية تسبب تقسيماً آخر على 2... وهكذا.

لنعتبر الآن أن النظام موصول بحيث تؤدي كل نبضة مؤقتة إلى إزاحته إلى اليسار. تتحرك كل بتة في هذه الحالة إلى الرقم ذي الدلالة الأعلى التالي ويضرب الرقم المحتفظ به بـ 2.

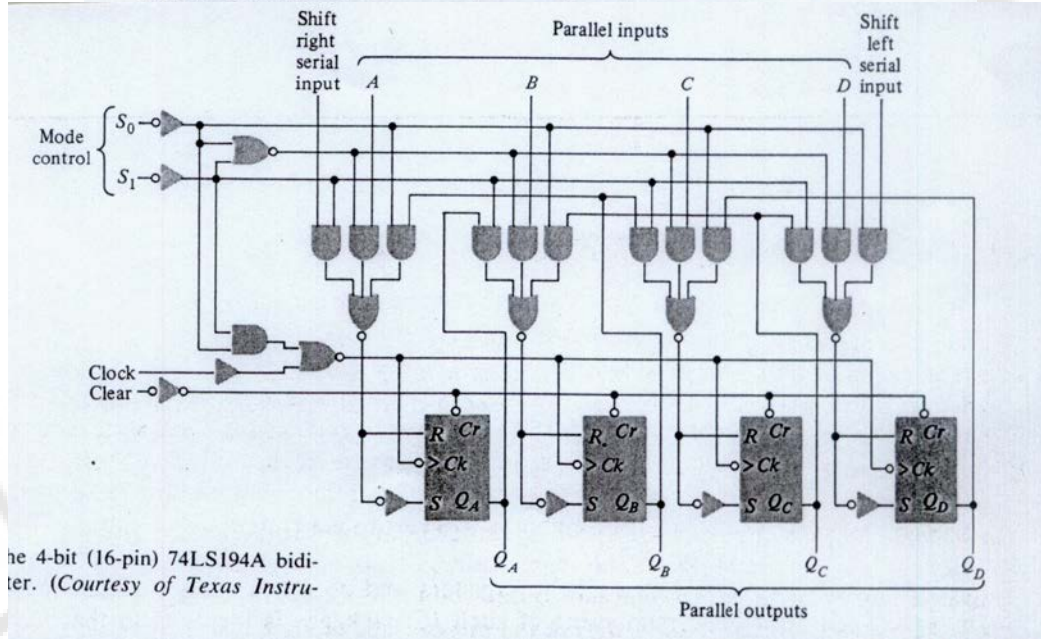
يظهر في الشكل 17 المخطط المنطقي لسجل الإزاحة الثنائي الاتجاه الرباعي البتة 74LS194A. وهو سجل عام لأنه يمكنه أن يعمل في كل الأنماط التي درسناها في هذه الفقرة، SIPO و SISO و PISO و PIPO وكسجل ثنائي الاتجاه. وهو يضم دخلي تحكم S_0 و S_1 يسمحان بتحقيق أنماط تشغيله الأربعة الواردة في الجدول 4. يتمتع سجل الإزاحة العام 74ALS999 الثماني البتات بالبنية المشار لها في الشكل 17. وهي تكافئ 87 بوابة وتأتي في بقعة بأربعة وعشرين مغزلاً.

الجدول 4. أنماط تشغيل السجل العام

S_0^*	S_1^*	Operational mode
0	0	Inhibit clock
1	1	Parallel input†
1	0	Shift right
0	1	Shift left

* S_0 and S_1 should be changed only while the clock input is high.

†Data is loaded into a FLIP-FLOP after a clock pulse. During loading, serial data flow is inhibited.



الشكل 17. المخطط المنطقي لسجل الإزاحة الثنائي الاتجاه الرباعي البتة 74LS194A بستة عشر مغزلاً.

خط التأخير الرقمي

يمكن استخدام سجل الإزاحة لإدخال تأخير زمني Δ في نظام معين حيث Δ مضاعف صحيح لدور المؤقت T . وهكذا يبدو أن قطار دخل نبضي لسجل بـ n مرحلة يتأخر عند خروجه بمدة زمنية قدرها $(n-1)T = \Delta$.

مولد التعاقب

من أهم تطبيقات سجل الإزاحة توليد تعاقب لأرقام ثنائية. يدعى مثل هذا النظام أيضاً مولد الكلمة أو الرمز أو الحرف. حيث تهيأ قلابات سجل الإزاحة لإعطاء الرمز المطلوب. يطبق المؤقت

في هذه الحالة نبضات إزاحة ويعطي خرج سجل الإزاحة النموذج الزمني الموافق للتعاقب المحدد. وبوضوح، سبق أن وصفنا سجل الدخول على التوازي والخروج على التسلسل. ولأغراض اختبارية غالباً ما يكون ضرورياً تكرار الرمز باستمرار.

يتم الحصول على هذا النمط من العمل بسهولة بإعادة تلقيم خرج السجل Q_0 من جديد إلى الدخل التسلسلي لتشكيل سجل إزاحة إعادة الدخول. يدعى مثل هذا التوصيل الذاكرة الديناميكية أو الدوارة Circulating أو ذاكرة القراءة فقط بسجل الإزاحة. يمكن الحصول على مولد تعاقبي أيضاً من متعدد إرسال multiplexers (الفقرة السابعة من الفصل الرابع عشر)، كما يمكن توليد عدد من التعاقبات في آن معاً باستخدام ROM (الفقرة التاسعة من الفصل السابق).

عداد حلقى بسجل الإزاحة

لنعتبر سجل الإزاحة الخماسي البتة (الشكل 16) والذي يوصل Q_0 فيه على بالدخل التسلسلي. إن مثل هذه الذاكرة المتنقلة تشكل عدداً حلقياً ring counter. لنفرض أن جميع القلابات قد مسحت وتمت التهيئة المسبقة لـ FF_0 بحيث يكون $Q_4 = Q_3 = Q_2 = Q_1 = 0$ و $Q_0 = 1$ و تقوم نبضة المؤقت الأولى بنقل حالة FF_0 إلى FF_4 بحيث يكون

$$Q_4 = 1 \text{ و } Q_3 = Q_2 = Q_1 = Q_0 = 0 \text{ بعد النبضة}$$

تنقل النبضات المتعاقبة الحالة 1 تدريجياً في الحلقة. تتم قراءة العدد بملاحظة أي القلابات يكون في الحالة 1؛ وليس ثمة حاجة لفك الرمز.

لنعتبر عدداً حلقياً بـ N مرحلة. فإذا كان الفاصل بين الانقذاحات T ، فإن خرج أي مرحلة ثنائية قطار من النبضات دورها NT مدة كل نبضة T . يتم تأخير نبضة خرج إحدى المراحل بالزمن T عنها في مرحلة سابقة. يمكن استخدام هذه النبضات عندما يكون ثمة حاجة لمجموعة من أمواج gating التعاقبية. وهكذا فإن العداد الحلقى يشبه المبدل الدرجي، حيث تؤدي كل نبضة قاذحة إلى تقدم المبدل بخطوة واحدة.

ونظراً لوجود نبضة خرج واحدة لكل من نبضات المؤقت N ، فإن العداد ليس إلا وحدة تقسيم على N أو $N:1$ scaler. تعمل عدادات سجلات الإزاحة TTL بشكل نموذجي عند ترددات مرتفعة مثل 25MHz.

عداد الحلقة الحلقية والمجدولة Twisted-Ring Counter

إن توصيل سجل الإزاحة الذي يتم فيه تلقيم $\bar{Q}_0$ (وليس Q_0) إلى دخله يدعى عداد الحلقة المهترزة أو المؤخرة المتبدلة أو moebius أو جونسون. إن هذا النظام هو $2N:1$ scaler. وللتأكد

من هذا القول لنعتبر كل مراحل الشكل 16 في الحالة 0. ولما كان $S_4 = \overline{Q}_0 = 1$ فإن النبضة الأولى تجعل FF_4 في الحالة 1، و $Q_4 = 1$ وتظل جميع القلابات الأخرى في الحالة 0. ولما كان $S_3 = Q_4 = 1$ في هذه الحالة وتظل S_4 في الحالة 1، ينتج بعد النبضة التالية أن $Q_4 = 1$ و $Q_3 = 1$ و $Q_2 = 0$ و $Q_1 = 0$ و $Q_0 = 0$. وبتعبير آخر، تؤدي النبضة 1 إلى تغيير حالة Q_4 فقط في حين لا تسبب النبضة 2 إلا تغيير حالة Q_3 من 0 إلى 1. وباستمرار التحليل ترى أن النبضات 3 و 4 و 5 تسبب تبديل كل من Q_2 و Q_1 و Q_0 بدورها من الحالة 0 إلى الحالة 1. في نهاية النبضات الخمس تكون جميع القلابات في الحالة 1.

بعد النبضة 5 تتغير $S_4 = \overline{Q}_0$ من 1 إلى 0. وبالتالي تسبب النبضة السادسة إلى تغيير Q_4 إلى 0. أما النبضة السابعة فتهياً Q_3 إلى 0.. وهكذا إلى أن تعود جميع المراحل عند النبضة العاشرة إلى الحالة 0، وتكتمل دورة العد. لقد برهنا أن طريقة التوصيل هذه الخماسية المراحل ذات الحلقة المفتولة هي عداد 10:1 ولقراءة العد يتطلب الأمر مفكك رمز 5-10 Line، ولكن بسبب شكل الموجة الفريد المتولد لا يحتاج الأمر إلا لبوابات AND ثنائية الدخل فقط. تتوافر بقج جميع السجلات والعدادات تقريباً في التكنولوجيا الكموسية CMOS. وإن ترقيم مثل هذه البقج من الدارات المدموجة مماثل له في الطائفة TTL. فيما عدا الحروف التي تدل على التكنولوجيا. وهكذا فإن السجل الثنائي الاتجاه 74LS194A TTL يتمتع بالخصائص نفسها التي يفترض وجودها في CMOS 74HC194.

6. عدادات التموج اللاتزامنية

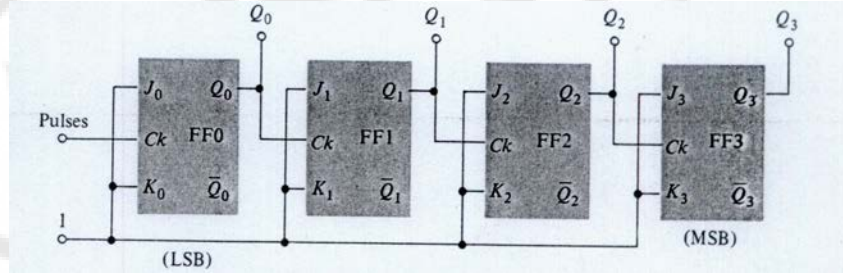
إن العدادات الحلقية الواردة في الفقرة السابقة لا تستفيد بفعالية من القلابات. إذ يتم الحصول على العداد 5:1 (أو 10:1 الذي يتبع حلقة جونسون) بخمس مراحل حيث تعين خمسة قلابات $2^5 = 32$ حالة. وبتعديل التوصيلات بين المراحل (ليس باستخدام بته سجل الإزاحة)، نبرهن أن الثنائيات تستطيع أن تعمل كعداد $2^n:1$.

عداد التموج

لنعتبر سلسلة من أربعة قلابات $J-K$ الرئيسية التابعة التي يوصل خرج كل مرحلة Q فيها إلى دخل مؤقت البته الثنائية التالية، كما في الشكل 18. تطبق النبضات التي يجب إحصاؤها على دخل مؤقت FF_0 . يوصل كل من J و K في كل المراحل بمنبع التغذية بحيث يكون $J=K=1$. يؤدي هذا التوصيل إلى تحويل كل مرحلة إلى قلاب من النوع T (الشكل 15) حيث $T=1$.

يجب تذكر أنه في حالة النظام الثنائي من النوع T حيث $T=1$ ، تتغير حالة القلاب الرئيسي في كل مرة يتغير فيها شكل الموجة عند دخل المؤقت فيه من 0 إلى 1 كما تنتقل الحالة الجديدة للقلاب الرئيسي إلى التابع عندما يهبط المؤقت من 1 إلى 0. تتطلب هذه العملية مايلي:

1. أن تتغير حالة Q_0 عند طرف الهبوط من كل نبضة.
2. أن لا تنتقل جميع الخرج الأخرى Q إلا إذا وإذا فقط تغير خرج القلاب السابق من 1 إلى 0. يتموج هذا الانتقال السلبي في العدّاد من البتة الأقل دلالة إلى البتة الأكثر دلالة.



الشكل 18. سلسلة من القلابات الموصولة كعدّاد تموج (74LS93) وإن ال IC 74LS93 بقجة MSI ثنائية لعدّاد نظام ثنائي بأربعة أرقام.

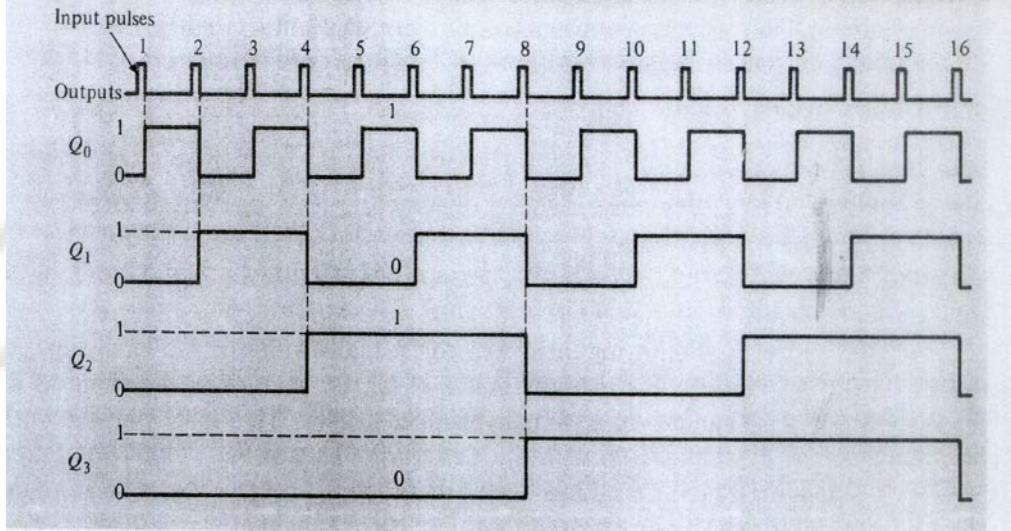
وباتباع هاتين القاعدتين، يتم الحصول على الأشكال الموجية في الشكل 19. يضم الجدول 5 حالات جميع الأرقام الثنائية في السلسلة بدلالة عدد النبضات المطبقة خارجياً. يمكن التأكد من هذا الجدول مباشرة بمقارنته بمخطط الأشكال الموجية في الشكل 19. لاحظ أن القلابات في الجدول 5 قد انتظمت في الاتجاه المعاكس لترتيبها في الشكل 18. نلاحظ أن المنظومة المكونة من الحالتين 0 و 1 في أي سطر من الجدول 5 هي بالتحديد تمثيل ثنائي للعدد العشري الموافق لنبضات الدخل. وهكذا فإن سلسلة القلابات تعدّ وفق النظام الثنائي.

الجدول 5. حالات القلابات المبينة في الشكل 18

Number of input pulses	FLIP-FLOP outputs				Number of input pulses	FLIP-FLOP outputs			
	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0		Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	9	1	0	0	1
1	0	0	0	1	10	1	0	1	0
2	0	0	1	0	11	1	0	1	1
3	0	0	1	1	12	1	1	0	0
4	0	1	0	0	13	1	1	0	1
5	0	1	0	1	14	1	1	1	0
6	0	1	1	0	15	1	1	1	1
7	0	1	1	1	16	0	0	0	0
8	1	0	0	0					

إن السلسلة المكونة من n رقماً ثنائياً تعدّ الأعداد التي تصل إلى 2^n قبل أن تعود إلى حالتها الأصلية. يطلق على هذه السلسلة 2^n counter modulo. ولقراءة العدّاد، يتم التعرف على الكلمات الرباعية البتة (الأعداد) في الجدول 5 باستخدام مفكك رمز، يسوق بدوره مشعرات

عددية مرئية (الفقرة 11 من الفصل السابق). يمكن الحصول على spikes في أي عداد ما لم تغير القلابات حالتها في الوقت نفسه. وللتخلص من spikes عند خرج مفكك الرمز تستخدم نبضة منع strobe pulse (S في الشكل 17 من الفصل السابق). بحيث لا يقرأ العداد إلا بعد تلاشي النهايات وبلوغ حالة مستقرة.



الشكل 19. الأشكال الموجية لعداد التموج الرباعي الحالة. لا حظ أنه بعد النبضة 5 ، يكون $Q_0 = 1$ و $Q_1 = 0$ و $Q_2 = 1$ و $Q_3 = 0$. إن هذا الأرقام الثنائية توافق العدد العشري 5.

العداد التصاعدي - التنازلي

يدعى العداد الذي يمكن أن يعد في الاتجاه الأمامي أو العكسي تصاعدي -تنازلي up-down، وهو عداد عكوسي أو أمامي خلفي.

يتم تحقيق العد الأمامي، كما رأينا، عندما يقتزن الدخل القادح للبتة الثنائية التالية بخرج البتة السابقة Q. يتقدم العد في الاتجاه العكسي عندما يجعل الاقتران عوضاً عن ذلك بالخرج $\bar{Q}$ ، كما سنرى.

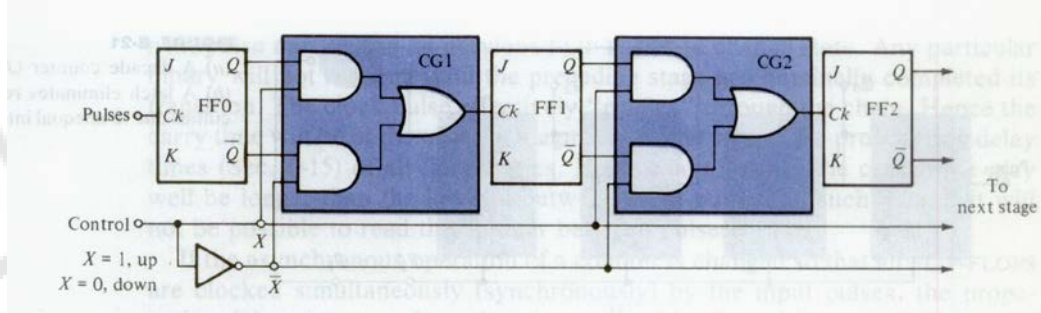
فإذا انتقلت بتة من الحالة 0 إلى 1 فإن الخرج $\bar{Q}$ ينتقل من الحالة 1 إلى 0. إن انتقال $\bar{Q}$ نحو الجهة السالبة يحرض تحولاً في حالة البتة الثنائية التالية. وبالتالي تطبق القواعد التالية في التوصيلات العكسية:

1. يقوم القلاب FF_0 بانتقال عند كل نبضة مطبقة خارجياً.
2. يقوم كل من البتات الثنائية الأخرى بانتقال عندما وعندما فقط ينتقل القلاب السابق من الحالة 0 إلى الحالة 1.

فإذا تم تطبيق هذه القواعد على أي عدد في الجدول 5 ينتج العدد التالي الأصغر في الجدول. لنعتبر مثلاً العدد 12 الذي يكتب بالشكل الثنائي 1100. إن البتة 0 إلى أقصى اليمين (الموافقة لـ

(Q_0) تصبح 1 عند النبضة التالية. إن هذا التغير في الحالة من 0 إلى 1 يجعل Q_1 تغير حالتها من 0 إلى 1 والتي تؤدي بدورها إلى جعل Q_2 تغير حالتها من 1 إلى 0. إن هذا الانتقال الأخير يحدث في اتجاه عدم التأثير على البتة التالية ومن ثم تظل Q_3 في الحالة 1. تكمن النتيجة الإجمالية في أن قراءة العداد تصبح 1011، وهي تمثل العدد 11 ونظراً لأننا بدأنا بالعدد 12 وانتهينا بالعدد 11، فإن العد يحدث في الاتجاه العكسي.

يدل الشكل 20 على المخطط الصندوقي المنطقي لعداد تصاعدي- تنازلي. لا تظهر على الشكل أي توصيلات إلى J و K وذلك لتسهيل الرسم. يجب أن نفهم في حالة عداد التموج دائماً أن $J=K=1$ كما في الشكل 18. إن وجود بوابات AND-OR الثنائي المستوى CG_1 و CG_2 بين مراحل العداد يشكل متعدد إرسال *multiplexer* ثنائي المدخل يتحكم في اتجاه العداد. لاحظ أن التجميع المنطقي يكافئ توصيل NAND-NAND. فإذا كان الدخل X عند 0 (1)، يوصل $Q(\bar{Q})$ عملياً بالقلاب التالي وتضاف النبضات (تطرح). بتعبير آخر، $X=1$ يحول نظام العداد إلى تصاعدي و $X=0$ إلى تنازلي. إن التحكم X يمكن أن لا يتغير من 1 إلى 0 (أو من 0 إلى 1) بين نبضات الدخل، لأنه يمكن أن يتدخل عد زائف (غير منطقي) بهذا الانتقال. ليس للعداد التزامني في الشكل 22 هذه الصعوبة وبالتالي تعمل العدادات التصاعدية التنازلية بشكل تزامني (الفقرة السابقة من هذه الفصل).



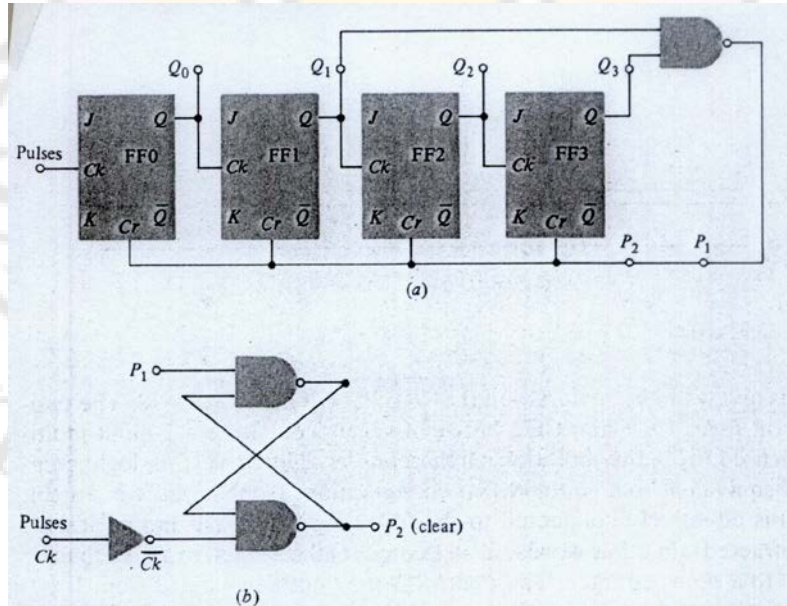
الشكل 20. عداد تصاعدي - تنازلي (يفهم منه أن $J=K=1$).

عداد التقسيم على N

يرغب أحياناً بإجراء العد بالنسبة إلى أساس N ليس قوة للعدد 2. لعلنا نفضل مثلاً أن نعد بالنسبة للأساس 10، نظراً لأن النظام العشري هو النظام الأكثر شيوعاً. ولبناء مثل هذا العداد، نبدأ سلسلة متموجة مكونة من n قلاباً بحيث يكون n أصغر عدد يكون من أجله $2^n > N$. ولنضف بوابة تغذية خلفية بحيث تعاد جميع البتات الثنائية إلى الصفر 0 لدى بلوغ العدد N . إن دائرة التغذية الخلفية هذه ليست إلا بوابة NAND يلقم خرجها جميع مداخل المسح على التوازي. وإن كل دخل إلى بوابة NAND هو خرج قلاب Q يصبح 1 لدى بلوغ العدد N .

لنوضح طريقة تحضير عداد بالنسبة للأساس عشرة. نظراً لأن أصغر قيمة لـ n يكون من أجلها $2^n > 10$ هي $n = 4$ ، يحتاج الأمر أربعة قلابات. يتمثل العدد العشري 10 بالعدد الثنائي 1010 (LSB) وبالتالي فإن $Q_0 = 0$ و $Q_1 = 1$ و $Q_2 = 0$ و $Q_3 = 1$. ولهذا فإن دخلي بوابة التغذية الخلفية NAND هما Q_1 و Q_3 ، ويظهر في الشكل 21a كامل الدارة. لاحظ أن Q_1 و Q_3 كليهما يصبحان 1 بعد النبضة العاشرة ويصبح خرج بوابة NAND صفراً 0 وتمسح جميع القلابات (تعاود إلى الصفر). (لاحظ أن Q_1 و Q_3 يصبحان 1 أولاً ثم يعودان إلى 0 بعد النبضة 10 وهنا يولدان نهاية ضيقة).

إذا كان زمن تأخير الانتشار من دخل المسح في القلاب إلى خرج يتغير من مرحلة إلى أخرى، فيمكن لعملية المسح أن تكون غير موثوقة. عندما يستغرق FF_3 في المثال أعلاه، في إعادة التهيئة فترة زمنية أطول بكثير منها في حالة FF_1 ، فإنه عندما يعود Q_1 إلى 0، ينتقل خرج بوابة NAND إلى 1، بحيث يكون $Cr=1$ ولن تعاد تهيئة Q_3 . يمكن أن تحدث تغيرات كبيرة في زمن نقل التهيئة إذا لم يتم تحميل خروج العداد بالتساوي. ثمة طريقة للتخلص من مشكلة التهيئة تكمن في استخدام قفل لحفظ خرج بوابة NAND، عند النبضة N . يفتح السلك في الشكل 21a بين خرج بوابة NAND P_1 ودخل المسح P_2 ويتم إدخال الدارة المرسومة في الشكل 21b بين هاتين النقطتين.



الشكل 21. (a) عداد عشري ($J = K = 1$) ، (b) قفل التخلص من مشكلة إعادة التهيئة الناجمة عن عدم تساوي تأخيرين داخليين

يتم الحصول على عدّاد التقسيم على 6 باستخدام عدّاد التموج الثلاثي البتة ونظراً لأنه في الحالة $N=6$ ، $Q_1 = 1 = Q_2$ فإن Q_1 و Q_2 هما دخلا التغذية الخلفية NAND، وبالمثل يتطلب عدّاد القسم على 7 بوابة NAND ثلاثية البتة دخولها Q_0 و Q_1 و Q_3 .

من المهم في بعض التطبيقات أن نكون قادرين على برمجة العد (القيمة N) في عدّاد القسم على N ، إما عن طريق مبدّلات أو من خلال دخول تحكم بالمعطيات عند مرابط إعادة التهيئة. لنفترض أنه يلزم أن نعدّ حتى 10,000 وأن نشير إلى العدد بشكل مرئي في النظام العشري. ولما كان $10^4 = 10,000$ ، فإنه يتم تعاقب أربع وحدات عدّاد عشري، كما في الشكل 21. يستخدم مع كل وحدة مفكك رمز من BCD إلى عشري سوّاق لمصباح (الفقرة السادسة من الفصل السابق) أو مفكك رمز من BCD إلى شاشة عرض سباعية الأجزاء (الفقرة 11 من الفصل السابق) وذلك لجعل الأرقام العشرية الأربعة تعطي العدد.

7. العدّادات التزامنية

إن مدة تأخير انتشار البتة المرحّلة هي المدة التي يستغرقها العدّاد لإتمام استجابته لنبضة دخل. ويكون زمن البتة المرحّلة لعدّاد تموجي أطول ما يمكن عندما تكون كل مرحلة من العدّاد في الحالة 1. في هذه الحالة، يترتب على النبضة التالية أن تؤدي إلى تغيير حالات جميع القلابات السابقة. ولن تستجيب أي بتة ثنائية خاصة إلى أن تتم المرحلة السابقة اسمياً *nominally* انتقلها. تتموج نبضة المؤقت عملياً خلال السلسلة. وبالتالي يكون زمن البتة المرحّلة من مرتبة قيمة مجموع أزمنة تأخير الانتشار لكافة البتات الثنائية. فإذا كانت السلسلة طويلة، يمكن لزمن البتة المرحّلة أن يكون أطول بكثير من الفاصل بين نبضات الدخل. في مثل هذه الحالة لن يكون ممكناً قراءة العدّاد بين النبضات.

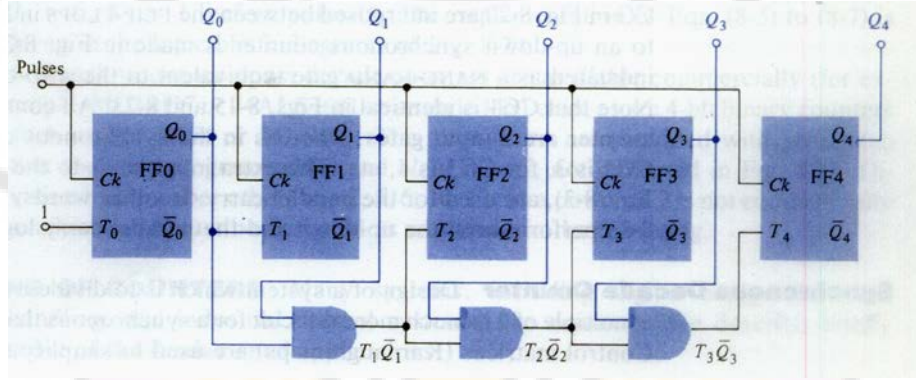
إذا تغير العمل اللازامي لعدّاد بحيث تؤقت جميع القلابات في الوقت نفسه (تزامنياً) بنبضات الدخل، فيمكن لزمن تأخير الانتشار أن ينخفض بشكل كبير. إن التأخير في أي قلاب بالإضافة التأخير في كل من بوابات التحكم المطلوبة يحد من معدل التكرار.

إن تردد التشغيل الأعظمي النموذجي، لعدّاد تزامني رباعي البتة في طائفة ECL (MC10137) أكبر من 100MHz. تقدر القيمة النموذجية للتردد في الطائفة TTL بنحو 75MHz في السلسلة AS. تقتصر الترددات العظمى في الطائفتين الكوموسية و TTL ذات السلسلة LS على نحو 40MHz. يمكن أن تعمل طائفة ECL ذات السلسلة 100k عند ترددات تزيد على تردد عمل الطائفة 10kECL، والتي تقدر بنحو ضعف قيمة تردد العدّاد التموجي. ثمة ميزة أخرى للعدّاد

التزامني تكمن في عدم ظهور نهايات لقراءة الشفرة عند خرجه نظراً لأن جميع القلابات تغيّر حالتها في الوقت نفسه. وبالتالي ليس ثمة حاجة لنبضة منع لدى فك رمز عدّاد التزامني.

البئة المرحّلة التسلسلية Series Carry

يشير الشكل 22 لعدّاد التزامني خماسي البئة. تنتمي جميع قلابات هذا العدّاد إلى النوع T . يتم الحصول عليها بوصل المربط J من القلاب $J-K$ بالمربط K (الشكل 15) فإذا كان $T=0$ ، فلن يكون ثمة تغيير بالحالة عندما تؤقت البئة الثنائية، وإذا كان $T=1$ ، فإن خرج القلاب يتمم بكل نبضة.



الشكل 22. عدّاد تزامني خماسي البئة بئة مرحّلة تسلسلية ($J = K = T$)

تستنتج التوصيلات التي يجب القيام بها بمدخل T من مخطط الأشكال الموجية في الشكل 19.

$$Q_0 \text{ يفصل بكل نبضة } T_0 = 1$$

$$Q_1 \text{ يتم فقط إذا كان } Q_0 = 1 : T_1 = Q_0$$

$$Q_2 \text{ يصبح } \bar{Q}_2 \text{ فقط إذا كان } Q_0 = Q_1 = 1 : T_2 = Q_0 Q_1$$

$$Q_3 \text{ يفصل إذا كان } Q_0 = Q_1 = Q_2 = 1 : T_3 = Q_0 Q_1 Q_2$$

وبتمديد هذا المنطق ليشمل Q_4 نستنتج أن $T_4 = Q_0 Q_1 Q_2 Q_3$ وبالتالي تعطى الحالة المنطقية T على النحو: $T_0 = 1$ و $T_1 = Q_0$ و $T_2 = T_1 Q_1$ و $T_3 = T_2 Q_2$ و $T_4 = T_3 Q_3$ ومن الواضح أن البوابات AND الثنائية الدخّل في الشكل 22 تنجز هذا المنطق.

إن الزمن الأصغري T_{min} بين النبضات هو الفاصل الزمني اللازم لكل عقدة J و K لتبلغ قيمة حالتها مستقرة ويعطى بالعلاقة:

$$T_{min} = T_F + (n-2) T_G$$

حيث T_F يمثل تأخير الانتشار في القلاب، و T_G تأخير الانتشار في بوابة AND (عمليةً بوابة NAND + عاكس). ويكون التردد الأعظمي للنبضات في حالة البئة المرحّلة التسلسلية هو مقلوب

$$T_{min}$$

البتة المرحلة على التوازي Parallel Carry

نظراً لمرور البتة المرحلة خلال جميع بوابات التحكم على التسلسل في الشكل 22، فإن هذا العداد تزامني فيه بتة مرحلة تسلسلية أو تموجية. يمكن تحسين تردد التشغيل الأعظمي باستخدام بتة مرحلة على التوازي أو محمول الأمامي *Look-ahead*، حيث يأتي دخل الفصل *toggle input* لكل بتة ثنائية من بوابة AND متعددة الدخول والمثارة بخروج كل من القلايات السابقة. ينتج من المعادلة أن

$$T_4 = Q_0 Q_1 Q_2 Q_3 \text{ و } T_3 = Q_0 Q_1 Q_2 \text{ و } T_2 = Q_0 Q_1 \text{ و } T_1 = Q_0 \quad (3)$$

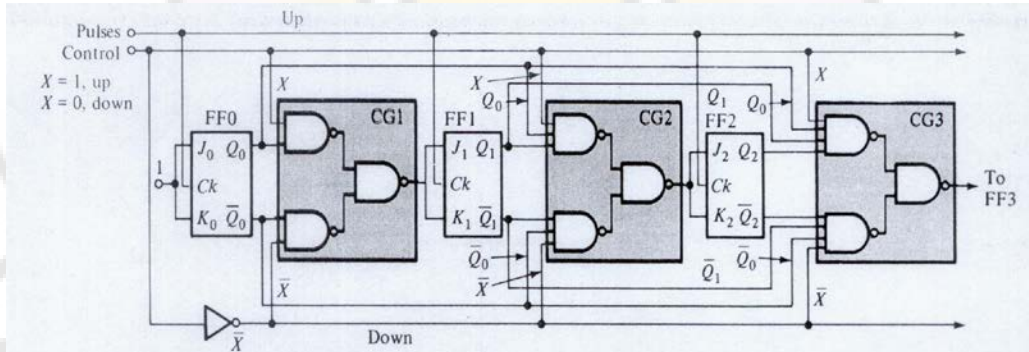
وبالتالي يتم الحصول على T_4 من بوابة AND رباعية الدخل يتم تلقيها بكل من Q_0 و Q_1 و Q_2 و Q_3 . ومن الواضح في حالة البتة المرحلة على التوازي أن:

$$T_{min} = T_F + T_G \quad (4)$$

الذي يمكن أن يكون أصغر بكثير منه في حالة الزمن الموافق للبتة المرحلة التسلسلية التي تعطى بالعلاقة 2 وبخاصة إذا كان n كبيراً (نسب تقسيم عالية).

إن عيوب عدّاد البتة المرحلة على التوازي (1) كبر عدد دخول البوابات حيث يتطلب تلقيها البوابة T_k عدداً من الدخول قدره k دخالاً و (2) كبر حمولة القلايات في بداية السلسلة، وعدد خارج Q_0 يساوي $n - 1$ ، لأنه يترتب عليها تلقيها بوابات البتة المرحلة لكل مرحلة تالية.

عدّاد تزامني تصاعدي - تنازلي up-down ببتة مرحلة على التوازي



الشكل 23. عدّاد تصاعدي - تنازلي تزامني ببتة مرحلة على التوازي. يمكن تغيير التحكم X من الأعلى إلى الأخفض (وبالعكس) بين نبضات الدخل من دون إدخال عدّات زائفة *spurious* لأن العدّاد لا يستجيب إلا لتطبيق نبضة المؤقت

ينعكس العدّاد، كما جاء في الفقرة السابقة، إذا تم استخدام $\bar{Q}$ عوضاً عن Q في الاقتران بين مرحلة و أخرى. وبالتالي فإنه يتم الحصول على العدّاد التصاعدي - التنازلي التزامني إذا تم وضع بوابات التحكم CG في الشكل 20 بين القلايات في الشكل 22. يتم التحول إلى تصاعدي تنازلي تزامني في الشكل 23، تدل CG في هذه الحالة على البوابة NAND-NAND (تكافئ المنطق AND-OR في الشكل 20). لاحظ أن CG1 متطابق في الشكلين 15 و 23. إن جميع بوابات

التحكم في العدّاد التموجي هي بوابات ثنائية الدخل بينما يساوي عدد دخول العدّاد التزامني في حالة CG2 ثلاثة 3 وفي حالة CG3 أربعة ...الخ. تستخدم مرابط دخول إضافية للبوابات كما تتطلب المعادلة 3 للبتة المرحّلة على التوازي. وبتعبير آخر تؤدي التجمعات CG في الشكل 23 دور المنطق التصاعدي - التنازلي والبتة المرحّلة على التوازي في آن معاً.

عدّاد عشري تزامني

إن تصميم نظام يمثل تقسيماً على عدد يختلف عن مضاعفات العدد 2 في حالة عدّاد تزامني أصعب بكثير منه في حالة عدّاد تموجي. تستخدم مصفوفات التحكم (Karnaugh maps) لتبسيط هذه العملية.

بكثير من الصبر والحدس يمكن تنفيذ التصميم من الملاحظة المباشرة لمخطط الموجة. لنعتبر مثلاً اصطناع عدّاد عشري تزامني ببتة مرحّلة على التوازي. يعطى مخطط الموجة بالشكل 19 باستثناء عودة جميع الأمواج إلى 0 بعد النبضة العاشرة. ولما كان $Q_0 = 0$ و $Q_2 = 0$ بعد النبضة العاشرة فإن كلاً من FF_0 و FF_2 يثار كما في العدّاد التزامني 16:1. وبالتالي لدينا من المعادلة 1:

$$T_2 = J_2 = K_2 = Q_0 Q_1 \text{ و } T_0 = J_0 = K_0 = 1 \quad (5)$$

نلاحظ من الشكل 19 أن FF_1 يفصل إذا كان $Q_0 = 1$. غير أنه لمنع Q_1 من الانتقال إلى 1 بعد النبضة العاشرة يتم منعه بـ Q_3 . إن هذه الأقوال تكافئ قولنا:

$$T_1 = J_1 = K_1 = Q_0 \bar{Q}_3 \quad (6)$$

أخيراً نرغب أن يغير FF_3 حالته من 0 إلى 1 بعد النبضة الثامنة ويعود إلى 0 بعد النبضة العاشرة. إذا كان:

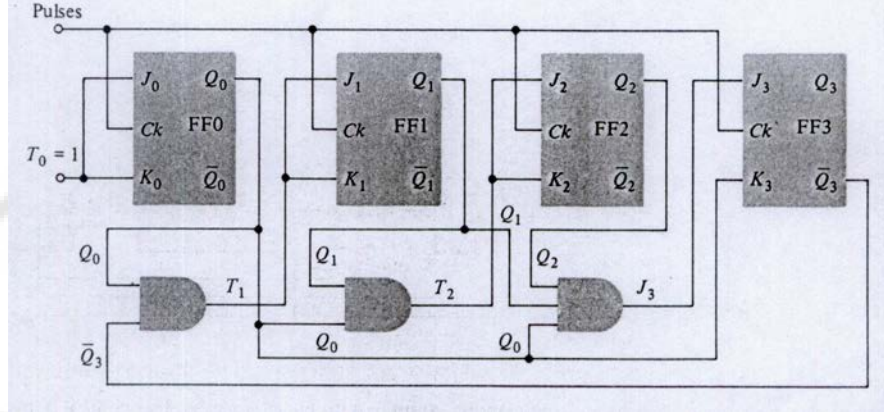
$$K_3 = Q_0 \text{ و } J_3 = Q_0 Q_1 Q_2 \quad (7)$$

فإنه يتم إتباع المنطق المرغوب لأن $Q_0 = Q_1 = Q_2 = 1$ بحيث $J_3 = 1$ و $K_3 = 1$ قبل النبضة 8 بينما $Q_0 = 1$ و $Q_1 = 0$ و $Q_2 = 0$ بحيث $J_3 = 0$ و $K_3 = 1$ قبل النبضة 10. تعطي المخططات المنطقية الصندوقية في الشكل 24 تنفيذ المعادلات من 5 إلى 7.

تتوافر العدّادات التصاعدية - التنازلية العشرية التزامنية تجارياً (مثل MC10137 أو 74ALS16S) على رقاقة أحادية MSI كما تتوافر العدّادات الثنائية الرباعية البتة مثل MC10154 أو 74LS697. تزوّد القلابات بمداخل تهيئة مسبقة (بحيث تكون قابلة للبرمجة)، ومسح كما هو مبين في الشكل 23. إن التقسيم على عدد غير الـ 2 أو 5 أو 6 أو 10 أو قوة 2 لا يتوافر تجارياً ويجب تصميمها كما ورد أعلاه.

8. تطبيقات العدادات

إن الكثير من النظم، بما فيها الحواسيب الرقمية، ونظم معالجة المعطيات والتحكم الصناعي تستخدم العدادات. نصف فيما يلي تطبيقاتها الأساسية باختصار.



الشكل 24. عداد عشري تزامني ببتة مرحلة على التوازي

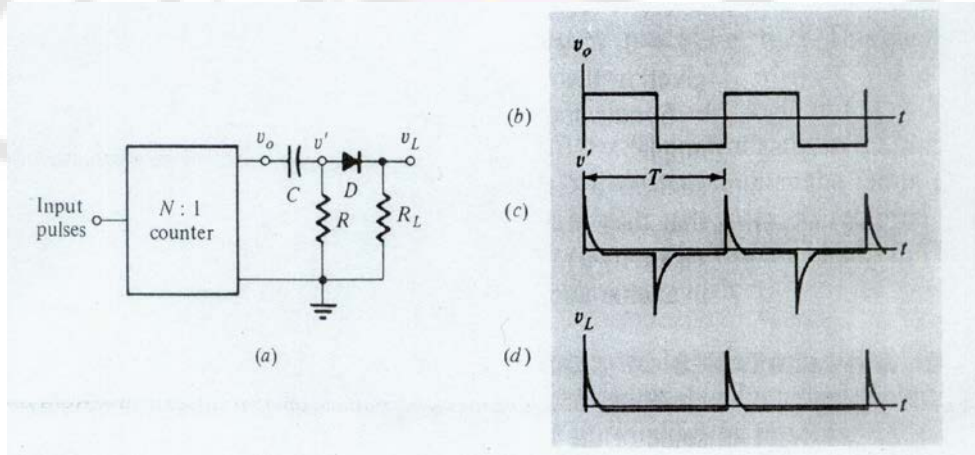
الحساب المباشر

يجد العد المباشر تطبيقاً في الكثير من العمليات الصناعية. تعمل العدادات بموثوقية عندما تفشل العدادات البشرية بسبب التعب أو محدودية السرعة. يتطلب الأمر طبعاً تحويل الحدث الذي يجب عده إلى إشارة كهربائية، ولكن هذا الأمر requirement لا يتطلب أي حد. فالأجسام مثلاً يمكن إحصائها بإمرارها الواحد تلو الآخر على حزام مرافق بين خلية كهروضوئية ومنبع ضوئي. يسمح دخل التهيئة المسبقة بالتحكم بالعمليات الصناعية. يمكن تهيئة العداد بحيث يسوق نبضة خرج عندما يصل العد إلى عدد محدد مسبقاً. يمكن استخدام مثل هذا العداد، مثلاً لإحصاء عدد الحبوب التي يتم تعبئتها في زجاجة. وعندما يتم بلوغ العدد المهيأ مسبقاً Preset count، تستخدم نبضة الخرج لتحويل الحبوب إلى الزجاجة التالية وفي الوقت نفسه تهيئة العداد من أجل إحصاء الدفعة التالية.

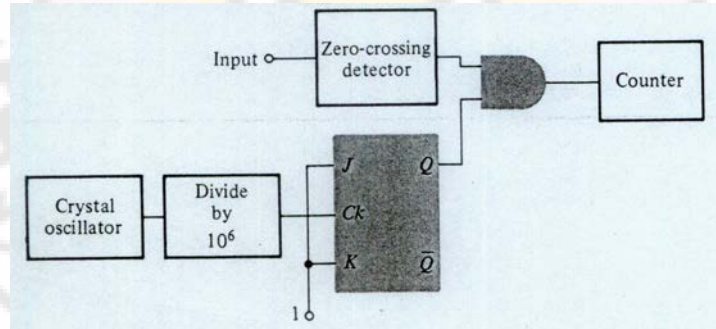
القسمة على N

يتوافر الكثير من التطبيقات التي تتطلب تغيير تردد الموجة التريعية من f إلى f / N حيث N مضاعف للعدد 2. نرى من الأشكال الموجية في الشكل 19 أن العداد يؤدي هذه الوظيفة. إذا كان يطلب استخدام نبضات ضيقة أو نهايات نبضات لمزامنة النظام عوضاً عن الأمواج التريعية، فيمكن الحصول على هذه النبضات من الأشكال الموجية في الشكل 19. حيث يؤدي تجميع للدارات يتم الاقتران فيه بـ RC صغيرة عند خرج العداد، كما في الشكل 25a، إلى ظهور نبضة موجبة عند كل انتقال من 0 إلى 1 ونبضة سالبة عند كل انتقال من 1 إلى 0 كما في

الشكل 25c . فإذا لم نقم في هذه الحالة إلا بإحصاء النبضات الموجبة كما في الشكل 25d (حيث تحذف النبضات السالبة، باستخدام ثنائي كما في الشكل 25a)، يظهر أن عدد النبضات الموجبة المطبقة عليه ينقسم عند كل ثنائي على 2. تؤدي القلابات الأربعة معاً إلى أداء التقسيم على العامل $N=2^4=16$. تظهر نبضة موجبة وحيدة عند الخرج كل 16 نبضة تطبق عند الدخل. إن السلسلة التي تتكون من n بته ثنائية وتستخدم بغرض تقسيم أو تجزئة scaling down عدد النبضات تدعى المعداد scaler. وهكذا تشكل سلسلة من أربعة قلابات دائرة السلم الستعشري a scale-of-16 circuit.... وهكذا



الشكل 25. (a) عدّاد $N:1$ محمل بشبكة تحول خرج الموجة التربيعية إلى نبضات (c) أو (d) فإذا كان تردد الدخل f فإن التباعد بين النبضات الموجبة يساوي $T = N / f$



الشكل 26. نظام لقياس التردد عن طريق عدّاد

قياس التردد

يظهر في الشكل 26 المبدأ الأساسي الذي تستخدم العدّادات من أجله في تعيين التردد بدقة. حيث تتحول إشارة الدخل التي يجب قياس ترددها عن طريق كاشف المرور بالصفر zero crossing وتطبق من خلال بوابة AND إلى عدّاد. ولتعيين التردد لا يحتاج الأمر في هذه الحالة إلا إلى الإبقاء على البوابة مفتوحة للنقل لفترة زمنية محددة. فإذا كانت المدة البدئية 1s مثلاً، فإن العدّاد يعطي التردد مباشرة بالدورات في الثانية Hertz. وأما المؤقت المستخدم في تسجيل المدة

البديئية فهو مهتز بلوري دقيق ليكن تردده 1MHz. يسوق المهتز البلوري دائرة ذات السلم 10^6 من شأنها أن تجزئ تردد البلورة بعامل قدره مليون واحد. يتكون خرج المجزئ من إشارة 1-Hz تتم المحافظة على دقة دورها بقدر المحافظة على تردد البلورة. تتحكم إشارة خرج المجزئ في مدة البدء gating time يجعل قلاب فاصل واصل في الحالة 1 ولمدة 1s. لا يتعرض هذا النظام إلا للأخطاء الصغيرة. ينتج أحد منابع الخطأ من حقيقة أنه يمكن تغيير العد بمقدار ± 1 ، وذلك بحسب لحظة حدوث أول وآخر نبضة بالنسبة إلى زمن المعاينة sampling time. فيما عدا ذلك تعتمد الدقة طبعاً على دقة المهتز البلوري.

قياس الزمن

يمكن كذلك قياس الفاصل الزمني بين نبضتين بدارة الشكل 26. يحوّل القلاب في هذه الحالة إلى النوع Set-Reset، حيث تطبق نبضة الدخّل الأولى على المربط S والنبضة الثانية على المربط R. من دون أن يكون أي اتصال ب Ck. بهذا التوصيل تؤدي النبضة الأولى إلى فتح بوابة AND للنقل في حين تؤدي النبضة الثانية إلى إغلاقها. تتحول إشارة المهتز البلوري (أو تردد معين أخفض من سلسلة المجزئ) إلى نبضات، تمرر بدورها خلال البوابة في العدّاد. يتناسب عدد العدّات المسجلة طردياً مع طول مدة بقاء البوابة مفتوحة وبالتالي يعطي المدة الزمنية المطلوبة.

قياس البعد

في نظم الرادار أو السونار تصدر نبضة، ويتم استقبال النبضة المنعكسة بتأخير زمني قدره T. ولما كانت سرعة الضوء (أو الصوت) معروفة يعطي قياس الفاصل T، كما أشير أعلاه، البعد بين الجسم المصدر والجسم الذي يتم عنده الانعكاس.

قياس السرعة

يمكن تحويل قياس السرعة إلى قياس زمني: فإذا أعد اجتماعان لخلية ضوئية، ومنبع ضوئي على بعد ثابت بينهما، فإن متوسط سرعة مرور جسم بين هاتين النقطتين يتناسب عكسياً مع المدة الزمنية بين النبضات المتولدة وقد تم قياس سرعات القذائف بالاعتماد على هذه الطريقة.

الحاسب الرقمي

تحل مسألة ما في الحاسب الرقمي بإخضاع المعطيات إلى تعاقب من العمليات وفقاً لبرنامج التعليمات التي يتم إدخالها الحاسب. يمكن استخدام العدّادات لإحصاء العمليات لدى إنجازها وإثارة العملية التالية من الذاكرة لدى انتهاء العملية السابقة.

Index

Acceptor level	مستوى الذرة الآخذة
Active filters	المرشحات الفعالة
double-pole high pass	مرشحات فعالة علوية ثنائية القطب
high order	مرشحات فعالة عالية المرتبة
multiple- feedback	التغذية الراجعة المضاعفة
stability	الاستقرارية
Amplifier	مضخم
cascade	مضخم تعاقبي
characteristics	مميزات المضخم
common-base	مضخم بقاعدة مشتركة
common-collector	مضخم بمجمع مشترك
common-emitter	مضخم بباعث مشترك
common-gate FET	مضخم ببوابة مشتركة
common-source FET	مضخم بمنبع مشترك
complementary-symmetry	دائرة تتضمن ترانزستورين متناظرين متتامين
Darlington	مضخم دارلنغتون
design	تصميم مضخم
differential	مضخم تفاضلي
direct-coupled	مضخم بالارتباط المباشر
emitter-follower	مضخم بالباعث التابع
FET	مضخم بالترانزستور الحقلية
FET-BJT	مضخم بالترانزستور الحقلية والثنائي القطبية
frequency response	الاستجابة الترددية للمضخم
input compensation	تعويض دخل المضخم
multistage	مضخم متعدد المراحل
n-p-n and p-n-p	مضخم بترانزستور n-p-n وترانزستور p-n-p
noise	ضجيج المضخم
operational (op amp)	مضخم عمليات
quasi complementary-symmetry	دائرة شبيهة ببنية تتضمن ترانزستورين متناظرين متتامين
source follower FET	مضخم حقلية بتوصيل المنبع التابع (المصب المشترك)
time response	الاستجابة الزمنية للمضخم

tuned	مضخم مولف
AND gate	بوابة التقاطع
AND-OR-INVERT	عكس بوابة اجتماع لبوابتي تقاطع ثنائي المدخل
Audio amplifier	مضخم للترددات السمعية
Backward diode	ديود (أو ثنائي) عكسي
Base	القاعدة (في الترانزستور)
Beta cutoff frequency	تردد القطع بيتا
Bias for MOSFET	استقطاب الموسفيت
Binary Adder	وحدة جامع الأرقام الثنائية
Binary system	النظام الثنائي
Binary digit	الرقم الثنائي
Bipolar transistors	الترانزستورات الثنائيات القطبية
Boot strapping circuit	دارات ربطة الحذاء
buffer	ذاكرة مؤقتة
Bridge rectifier circuit	دائرة مقوم جسري
Bypass capacitors	مكثفات القصر
Capacitance	الوسعية
diffusion	وسعية الانتشار
junction	وسعية الوصلة
Carrier mobility	حركية حاملات الشحنة
Cascaded stages	مراحل التضخيم المتعاقبة
Cascode amplifier	المضخم الكاسكودي
Characteristic curves, transistor	المنحنيات المميزة للترانزستور
Charge carriers	حاملات الشحنة المتحركة
density	كثافة حاملات الشحنة المتحركة
Chatter-less switch	مبدل غير مهتز
Class A amplifier	مضخم النظام A
Class B amplifier	مضخم النظام B
Clear	المسح
Clock	مؤقت
Closed-loop regulators	منظمات الحلقة المغلقة
CMOS NAND	بوابة التقاطع الكموسية
Code converters	محوّلات الرموز

Collector	المجمع (في الترانزستور)
Color organ	الأرغن اللوني
combinational logic	المنطق التركيبي
Common-base amplifier	مضخم ذو قاعدة مشتركة
Common-collector amplifier	مضخم ذو مجمع مشترك
Common-emitter amplifier	مضخم ذو باعث مشترك
Common-gate FET amplifier	مضخم حقلّي بتوصيل البوابة المشتركة
Common-source FET amplifier	مضخم حقلّي بتوصيل المنبع المشترك
Comparator, voltage	مقارن الكمون
Complementing switch	قاطعة تنامية (بمسارين)
Conduction band	حزمة (عصابة) النقل
Conductor	الناقل
Coupling capacitors	مكثفات الربط
Coupling circuits, tuned	دارات الاقتران المولفة
counters	العدادات
Covalent bonds	الروابط المشتركة
<i>Cross-coupling</i>	
Crossover distortion	التشوه العرضاني
Crystal-controlled oscillators	المهتزازات البلورية
Current density	كثافة التيار
Current stability factor	عامل استقرارية التيار
Damping ratio ξ	عامل التخامد
Darlington connection	توصيل دارلنغتون
dB gain	الربح بالديسيبل
Decibels	الديسيبل
Decimal number	العدد العشري
Decoder	مفكك الرمز
Demultiplexing	فك تعدد الإرسال (الانتقاء)
Depletion-mode MOSFET	الموسفيت بالنمط الإقفاري
Depletion region	المنطقة الناضبة
Differential amplifiers	المضخمات التفاضلية
Diffusion of charges	انتشار الشحنات
Diffusion constant	ثابت الانتشار

Diffusion current	تيار الانتشار
Digital circuits	الدوائر الرقمية
Diode equation	معادلة الثنائي
Diode noise	ضجيج الثنائي
Diodes	الثنائيات
<i>Direct-coupled transistor logic</i> (DCTL)	منطق الاقتران المباشر للترانزستورات
Donor- level	مستوى الشائبة المانحة
Doped semiconductor	نصف ناقل مشوب
double throw	قاطعة ثنائية المسار
Drift current	تيار الانزياح
Dual-gate MOSFET	موسفيت ثنائي البوابة
DIP dual-in-line	البقجة الثنائية الخطوط
Ebers-Moll model	دائرة إبير مول المكافئة
Electric field intensity	شدة الحقل الكهربائي
Emitter	الباعث
Emitter-coupled amplifier	المضخم المقترن بالباعث
Emitter-follower	الباعث التابع (توصيل المجمع المشترك)
Enable	عملية التمكين
Encoder	المشفّر، المررّز
Enhancement-mode MOSFET	الموسفيت بالنمط الإغنائي
Erasable PROMs	الذاكرات القابلة للبرمجة والمسح
Even parity	النديّة الزوجية
Exclusive-OR gate	بوابة الاجتماع الحصرية (الاستثنائية)
Extrinsic material	المادة غير الأصلية، غير النقية، المشوبة
Fan-In	الدخلية
Fan-Out	الخرجية
Feedback circuits	دارات التغذية الخلفية
Feedback effect on bandwidth	تأثير التغذية الخلفية على عرض الحزمة
Feedback effect on distortion	تأثير التغذية الخلفية على التشوه
Feedback factor	عامل التغذية الخلفية
Feedback stability	استقرارية التغذية الخلفية
FET amplifier	المضخم بالترانزستور الحقلّي
FET model	الدائرة المكافئة للترانزستور الحقلّي

Field effect transistors (FET)	ترانزستورات المفعول الحقل
Fixed bias	الاستقطاب الثابت
Flip-Flop	القلاب
Forbidden band	الحزمة (العصابة) الممنوعة في نصف ناقل
Function generators	مولدات الاهتزاز
Gain margin	هامش الربح
Gallium-Arsenide material	مادة زرنيخيد الغاليوم
Gap energy	طاقة الثغرة
h-parameter model	الدائرة المكافئة وفق البرامترات الهجينة
h-parameters	البرامترات الهجينة
Half-power frequency	تردد الاستطاعة النصفية
Half-wave rectifiers	مقومات نصف الموجة
Hartley oscillator	مهتر هارتلي
Heat sinks	مبردات حرارية
Hole	الثقب (في نصف الناقل)
Hybrid- π model	الدائرة المكافئة π وفق البرامترات الهجينة
IC oscillators	المهترات IC
Inclusive OR	بوابة الاجتماع الشاملة
Indium phosphide	فوسفيد الإنديوم
Inhibit	عملية المنع
Injection current	تيار الحقن
Input offset voltage	كمون إزاحة الدخل
Interfaces	دارات التواجه (السطوح البينية)
Integrated circuits	الدارات المتكاملة
Integrator	المكامل
Intrinsic material	المادة الأصلية، النقية
<i>Inverter</i> ،NOT Circuit	دائرة العاكس
Inverting op amps	مضخمات العمليات العاكسة
Junction capacitance	وسعية الوصلة
Junction FET (JFET)	الترانزستورات الوصلية الحقلية
Junction transistors	الترانزستورات الوصلية
Latch	قفل
LSI Large Scale Integration	الدارات المتكاملة على نطاق واسع

Lateral p-n-p transistors

الترانستورات p-n-p الجانبية

LC oscillators

المهتزازات LC

(LSB) least-significant bit

البتة الأقل أهمية

Linear integrated circuits

الدوائر المتكاملة الخطية

Linear small-signal model

الدائرة المكافئة للإشارات الصغيرة الخطية

Log-gain plots

الرسوم اللوغاريتمية للربح

Logic gates

البوابات المنطقية

magnitude digital comparator

مقارن القيمة الرقمي

Majority current

تيار الأكثرية

Master-Slave J-K Flip Flop

القلاب الرئيسي التابع

Materials, properties of

خصائص المواد

medium scale integration MSI

التكامل على نطاق متوسط

Minority carrier diffusion

انتشار حاملات الشحنة الأقلية

Minority current

تيار الأقلية

Mobility of carriers

حركية حاملات الشحنة المتحركة

Monolithic circuits

الدوائر الأحادية الرقاقة (المتكاملة)

MOSFET

الموسفيت

(MSB) *most-significant bit*

البتة الأكثر أهمية

Multiplexing

تعدد الإرسال

Multistage amplifier bandwidth

عرض حزمة المضخم المتعدد المراحل

Multistage amplifier gain

ربح المضخم المتعدد المراحل

n-type material

نصف ناقل من النوع n

Negative feedback

التغذية الخلفية السالبة

NMOS *inverters*

العواكس النموسية

NMOS

ذاكرة القراءة فقط النموسية

Noise bandwidth

عرض حزمة الضجيج

Noise figure

رقم الضجيج

Noise power

استطاعة الضجيج

Noise temperature

درجة حرارة الضجيج

Non-inverting op amp

مضخم العمليات غير العاكس

Odd parity

النديّة الفردية

Op-amp compensation

تعويض مضخم العمليات

Operational amplifiers

مضخمات العمليات

OR gate	بوابة الاجتماع
Oscillators	المهتزازات
Colpitts	مهتزاز كوليتس
crystal-controlled	المهتزاز البلوري
Hartley	مهتزاز هارتلي
IC	المهتزاز IC
Pierce	مهتزاز بيرس Pierce
Oscilloscope	راسم الاهتزاز
p-type material	مادة من النوع p
Phase-lag compensation	تعويض تأخر الطور
Phase-lead compensation	تعويض تقدم الطور
Phase margin	الهامش الطوري
Power amplifiers	مضخمات الاستطاعة
Preset	الإعداد المسبق
Programmable array logic	منظومة منطقية قابلة للبرمجة
Projected cutoff bias	استقطاب القطع المطلوب
Properties of materials	خصائص المواد
Push-pull amplifiers	المضخمات الدفعية الجذبية
Radio receiver	المستقبل الراديوي
RC oscillators	المهتزازات RC
Rectifier circuit	دائرة تقويم
Rectifiers, full-wave	مقوّمات الموجة الكاملة
Reference diodes	الديودات المرجعية
Registers	السجلات
Resistance	المقاومة
Resistor noise	ضجيج المقاوم
Reverse current	التيار العكسي
Ripple factor	عامل التموج
Rise time	زمن الصعود
ROM Read - Only Memory	ذاكرة القراءة فقط
Root-locus plots	رسوم المحلات الهندسية للجذور
S-domain	المجال S
Saturation current	تيار الإشباع

Sawtooth waveform	الشكل الموجي لأسنان النشار
Schmitt triggers	قادحات شمت
Schockley diode	ثنائي شوكللي
Semiconductors	أنصاف النواقل
Shift Register	سجل الإزاحة
single-pole	قاطعة أحادية القطبية
Slew rate	سرعة الصعود
small-scale integration SSI	التكامل على نطاق صغير
sequential circuits	الدارات التعاقبية
Straight-line approximations	تقريبات الخطوط المستقيمة
strobe	مدخل المنع
Summing amplifier	المضخم الجامع
Synchronous counter	عداد تزامني
Tapped-tuned circuits	الدارات المولفة المتفرعة
Thermal conduction	النقل الحراري
Thermal resistance	المقاومة الحرارية
Thermal runaway	الضياح الحراري
toggle switch	مفتاح (قاطعة) فاصل واصل
Transistors	الترانستورات
bipolar	الترانستورات الثنائية القطبية
capacitances	وسعيات الترانستور
characteristic curves	المنحنيات المميزة للترانستور
junction	وصلة الترانستور
noise	ضجيج الترانستور
Tuned amplifiers	المضخمات المولفة
Valence band	حزمة (عصابة) التكافؤ
VLSI very large scale integration	الدارات المتكاملة على نطاق واسع جداً
VMOS power amplifiers	مضخمات الاستطاعة الشاقولية
Voltage comparator	مقارن الكمون
Voltage-controlled resistance	مقاومة يتحكم فيها الكمون
Weinbridge oscillator	مهتز جسر فين
Zener breakdown	انهيار زنر
Zener diodes	ثنائيات زنر

المراجع

- 1-Microelectronics, Charles L. Alley, Kenneth W. Atwood, Prentice- Hall 1986
- 2-Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, Prentice- Hall 1987.
- 3-Analog Electronic Circuits, Glenn M. Glasford, Prentice- Hall 1986.
- 4-Microelectronics, Jacob Millman, Arvin Grabel, McGRAW-HILL BOOK COMPANY, 1987.
- 5-Microelectronic Circuits, fifth edition, Sedra/Smith, Oxford University Press, 2004.
- 6-Cours d'Electronique, Francis Milsant, Tomes 1-6, EYROLLES, 1986.

اللجنة العلمية

الأستاذ الدكتور بسام معصراني

أستاذ في قسم الفيزياء - جامعة دمشق

الأستاذ الدكتور محي الدين قبيطري

باحث في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

مركز البحوث والدراسات العلمية

الأستاذة الدكتورة أميمة الدكاك

باحثة في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

مركز البحوث والدراسات العلمية

التدقيق اللغوي

الأستاذة الدكتورة سكينه موعد

أستاذة في كلية الآداب

قسم اللغة العربية