



الجامعة الافتراضية السورية
SYRIAN VIRTUAL UNIVERSITY

الالكترونيات

الدكتور محمد سويدان

ISSN: 2617-989X



Books

الالكترونيات

محمد سويدان

من منشورات الجامعة الافتراضية السورية

الجمهورية العربية السورية 2018

هذا الكتاب منشور تحت رخصة المشاع المبدع – النسب للمؤلف – حظر الاشتقاق (CC– BY– ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode.ar>

يحق للمستخدم بموجب هذه الرخصة نسخ هذا الكتاب ومشاركته وإعادة نشره أو توزيعه بأية صيغة وبأية وسيلة للنشر ولأية غاية تجارية أو غير تجارية، وذلك شريطة عدم التعديل على الكتاب وعدم الاشتقاق منه وعلى أن ينسب للمؤلف الأصلي على الشكل الآتي حصراً:

محمد سويدان، الإجازة في تقانة المعلومات، من منشورات الجامعة الافتراضية السورية، الجمهورية العربية السورية، 2018

متوفر للتحميل من موسوعة الجامعة <https://pedia.svuonline.org/>

Electronics

Mohammad Swaidan

Publications of the Syrian Virtual University (SVU)

Syrian Arab Republic, 2018

Published under the license:

Creative Commons Attributions- NoDerivatives 4.0

International (CC-BY-ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode>

Available for download at: <https://pedia.svuonline.org/>



الفهرس

1	الفصل الأول مفاهيم رئيسة في الدارات الإلكترونية
2	الإشارات Signals
5	طيف ترددات الإشارات Frequency Spectrum of Signals
9	الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية Analog and Digital Signals
13	الدارات المكافئة للمضخمات Circuit Models for Amplifiers
14	مضخمات الجهد Voltage Amplifiers
18	المضخمات المتعاقبة Cascaded Amplifiers
20	الاستجابة الترددية للمضخمات Frequency Response of Amplifiers
23	أسئلة ومسائل
34	الفصل الثاني مضخمات العمليات
36	مضخم العمليات المثالي The Ideal Op Amp
39	المضخمات العاكسة The Inverting Configuration
42	المضخمات الغير العاكسة The Noninverting Configuration
44	الجامع الموزن The Weighted Summer
47	مضخمات فرق إشارتين Difference Amplifiers
49	مضخمات التكامل Integrators
54	مضخمات التفاضل Differentiators
58	أسئلة ومسائل
75	الفصل الثالث الديودات وتطبيقاتها
76	أنصاف النواقل Semiconductors
81	الديود: عمله، وخواصه المميزة The Diode: Operation and Characteristics
91	دارات التقويم Rectifier Circuits
94	دارة تنظيم الجهد (ديود زينر) Circuit Regulator (Zener Diode)
100	أسئلة ومسائل

111	الفصل الرابع الترانزستورات MOS
112	بنية الترانزستور ومبدأ عمله الفيزيائي Device Structure and Physical Operation
114	منحنيات الخواص التيار-الجهد Current—Voltage Characteristics
119	الانحياز في دارات المضخمات (MOS) Biasing in MOS Amplifier Circuits
125	الدارات المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة Small-Signal Equivalent-Circuit Models
126	المضخمات MOS المنفصلة Discrete-Circuit MOS Amplifiers
127	مضخم المنبع المشترك The Common-Source (CS) Amplifier
129	مضخم البوابة المشتركة The Common-Gate (CG) Amplifier
132	مضخم التابع المنبعي The Source Follower
137	أسئلة ومسائل
152	الفصل الخامس الترانزستورات BJT
154	بنية الترانزستور ومبدأ عمله الفيزيائي Device Structure and Physical Operation
158	منحنيات الخواص التيار-الجهد Current—Voltage Characteristics
160	الانحياز في دارات المضخمات (BJT) Biasing in BJT Amplifier Circuits
160	الدارات المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة Small-Signal Equivalent-Circuit Models
160	المضخمات BJT المنفصلة Discrete-Circuit BJT Amplifiers
160	مضخم الباعث المشترك The Common-Emitter (CE) Amplifier
160	مضخم القاعدة المشتركة The Common-Base (CB) Amplifier
160	التابع الباعثي The Emitter Follower
163	أسئلة ومسائل
173	الفصل السادس مضخمات التغذية الراجعة
175	البنية العامة للتغذية الراجعة The General Feedback Structure
180	بعض خواص التغذية الراجعة Some Properties of Negative Feedback
180	استقرار الكسب Gain Desensitivity
180	توسيع مجال التمرير Bandwidth Extension
182	الحد من التداخل Interference Reduction

183.....	. Reduction in Nonlinear Distortion	الحد من التشويه اللاخطي
185 The Four Basic Feedback Topologies	التشكيلات الأربع للتغذية الراجعة
185 Voltage Amplifiers	مضخم الجهد
188Current Amplifiers	مضخم التيار
191	مضخم نقل الناقلية
192Transresistance Amplifiers	مضخم نقل المقاومة
196	اسئلة ومساءل ...
209	الفصل السابع المرشحات
211	Filter Transmission, Types, and Specification	تابع النقل للمرشح، أنواع المرشحات، ومواصفات المرشحات
215 The Filter Transfer Function	تابع تحويل المرشح
220 Butterworth and Chebyshev Filters	مرشحات بترورث وتشيبشيف
231	First-Order and Second-Order Filter	مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية
242	أسئلة ومساءل ..
254	الفصل الثامن المضخمات المولفة
255The Basic Principle	المبدأ الرئيس
257 Inductor Losses	ضياعات الملف
258	Use of Transformers	استعمال المحولات
260Amplifiers with Multiple Tuned Circuits	المضخمات متعددة الرنين
262	أسئلة ومساءل ..
270	الفصل التاسع المهتزات
271Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	مبدأ عمل المهتزات الجيبية
274	Op Amp–RC Oscillator Circuits	دارات الاهتزاز باستعمال المضخمات والمقاومات والمكثفات
278 Generation of Square and Triangular Waveforms	توليد الإشارات المربعة والمثلثية
284	أسئلة ومساءل ..

الفصل الأول

مفاهيم رئيسة في الدارات الإلكترونية

كلمات مفتاحية KEYWORDS

الإشارات signals، الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية analog and digital signals، المضخمات amplifiers، الاستجابة الترددية للمضخمات frequency response of amplifiers.

الملخص ABSTRACT

يهدف الفصل الأول إلى إدخال بعض المفاهيم والمصطلحات الرئيسية. سندرس، على وجه الخصوص، الإشارات (signals) وأهم الدارات الإلكترونية المصممة لتحقيق أهم وظائف معالجة الإشارة، وهي تضخيم الإشارات (signal amplification). سنعرض بعد ذلك للدارات المكافئة للمضخمات الخطية (linear amplifier). وسوف نُستعمل هذه الدارات المكافئة في الفصول اللاحقة في تصميم وتحليل دارات المضخمات. إذ أن المضخم هو العنصر الأساس في الدارات التماثلية (analog circuits)، كما أن العاكس المنطقي يلعب الدور نفسه في الدارات الرقمية (digital circuits). بالإضافة إلى تحفيز دراسة الإلكترونيات، يلعب هذا الفصل دور الجسر بين دراسة الدارات الخطية (linear circuits)، ودراسة وتحليل الدارات الإلكترونية (design and analysis of electronic circuits).

مخرجات الفصل الأول ILO1

استيعاب المفاهيم الرئيسية في الدارات الإلكترونية:

1. فهم عمل الدارات الإلكترونية التي تعالج الإشارات.
2. معرفة تمثيل منابع الإشارة على شكل دارة نورتون أو دارة ثيفينين.
3. فهم تمثيل الإشارات التماثلية والرقمية.
4. فهم عمل تضخيم الإشارات، ومضخمات الإشارة.

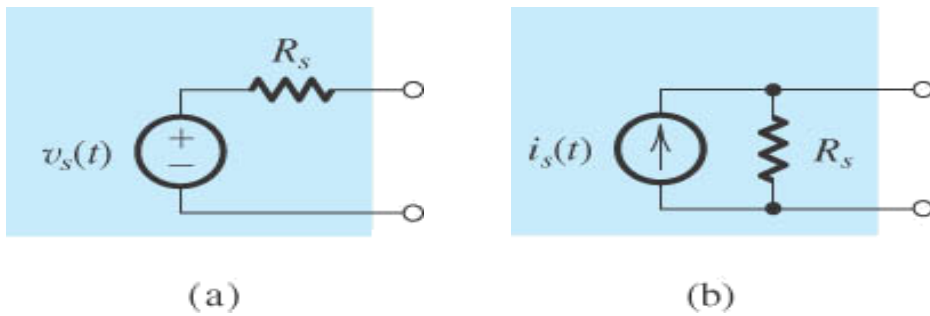
الأهداف التعليمية للفصل الأول ILO1

يهدف هذا الفصل إلى تمكين الطالب من استيعاب بعض المفاهيم الرئيسية والمصطلحات المتعلقة بالإلكترونيات. ويشكل خاص الإشارات والدارات التي تعالجها ومن أهمها المضخمات. كما يهدف إلى دراسة الدارة المكافئة للمضخمات الخطية، والتي ستستعمل في الفصول التالية لتحليل وتصميم دارات المضخمات.

1. الإشارات SIGNALS

تحمل الإشارات معلومات حول أشياء ونشاطات متنوعة في عالمنا الفيزيائي. فالأمثلة كثيرة: إذ تحتوي الإشارات معلومات عن الطقس والتي تمثل درجة حرارة الهواء، والضغط، وسرعة الرياح، وما إلى ذلك. تملك الإشارة الصوتية لمذيع الراديو ، الذي يقرأ نشرة الأخبار عبر الميكروفون ، معلومات حول الشؤون العالمية. وتستعمل أدوات لقياس عدداً من المعاملات ذات الصلة بمفاعل نووي، ويعطي كل جهاز قياس إشارة لمراقبة حالة المفاعل.

يحتاج المراقب، سواء كان إنساناً أو آلة، دائماً إلى معالجة مجموعة من الإشارات وفق طريقة محددة سلفاً، وذلك لاستخراج المعلومات المطلوبة منها. عادة تقوم النظم الإلكترونية (electronic systems) بمعالجة الإشارات (signal processing) هذه بسهولة أكثر من ذي قبل. ولكي يكون هذا ممكناً، يجب أولاً تحويل الإشارة الفيزيائية إلى إشارة كهربائية، جهداً كانت أو تياراً. ويتم إنجاز هذه العملية باستعمال أجهزة تحويل المقادير الفيزيائية إلى إشارات كهربائية، والتي تُعرف بمحولات الطاقة (transducers). توفر أسواق المعدات الإلكترونية مجموعة متنوعة من محولات الطاقة، يناسب كل منها أحد الأشكال المتنوعة للإشارات الفيزيائية. على سبيل المثال، يمكن تحويل الأمواج الصوتية التي يصدرها الإنسان إلى إشارات كهربائية باستعمال الميكروفون، الذي هو في الواقع محول ضغط. ليس هدفنا هنا دراسة تلك المحولات، بدلا من ذلك سنفترض أن الإشارات التي تهتما موجودة بالفعل على شكل إشارات كهربائية ممثلة بأحد شكلين متكافئين مبينين في الشكل 1.1. يبين الشكل 1.1 (a) إشارة ممثلة بمنبع جهد كهربائي $(v_s(t))$ ، مقاومته (R_s) . ويبين الشكل 1.1 (b) إشارة بديلة ممثلة بمنبع تيار كهربائي $(i_s(t))$ ، مقاومته (R_s) . على الرغم من أن التمثيلين متكافئان، فإن الدارة المبينة في الشكل 1.1 (a)، والمعروفة باسم مكافئ ثيفينين (Thévenin form)، هي دارة مفضلة في الاستعمال عندما تكون المقاومة (R_s) منخفضة القيمة. أما الدارة المبينة في الشكل 1.1 (b)، والمعروفة باسم مكافئ نورتون (Norton form)، فهي دارة مفضلة في الاستعمال عندما تكون المقاومة (R_s) عالية القيمة.

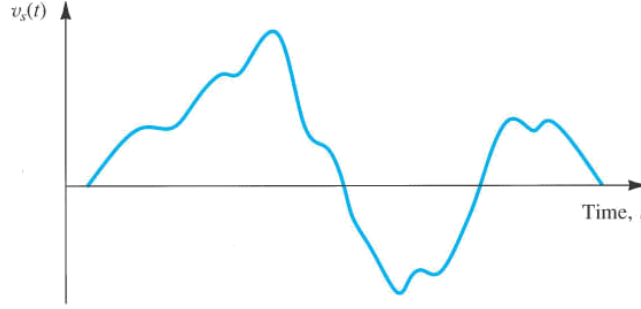


الشكل 1.1: تمثيلان لمنبع إشارة: (a) مكافئ ثيفينين، و (b) مكافئ نورتون.

ينبغي الآن أن نكون على دراية تامة بكلا التمثيلين حيث ترتبط معاملتهما بالعلاقة التالية:

$$v_s(t) = R_s i_s(t)$$

يتضح من المناقشة الواردة أعلاه، أن الإشارة هي مقدار متغير مع الزمن، والذي يمكن أن يمثله الرسم البياني في الشكل 2.1.



الشكل 2.1: إشارة جهد متغير مع الزمن.

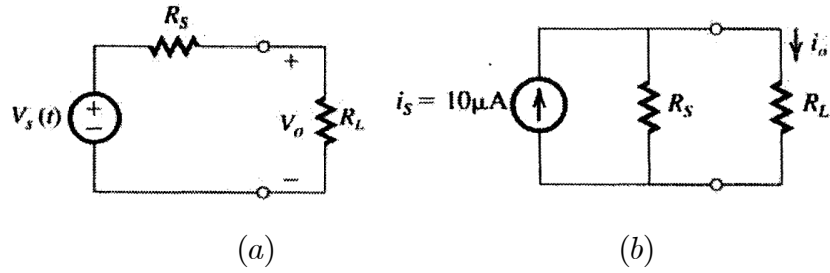
• (Time) : الزمن

في الواقع، تتمثل المعلومات المحمولة على الإشارة في تغيرات مطالها مع الزمن. وبصفة عامة، يصعب تمثيل مثل هذه الإشارات رياضياً. وبعبارة أخرى، فإنه ليس من السهل توصيف مثل هذه الإشارة المبينة في الشكل 2.1 توصيفاً موجزاً. وبطبيعة الحال، فإن مثل هذا التوصيف له أهمية كبيرة عندما ننوي تصميم دارات مناسبة لمعالجة الإشارات، والتي تقوم بمعالجة مرغوبة على إشارة معينة.

المثال 1.1

لا مفر من وجود مقاومة خرج لمنبع الإشارة، وهو نقص يحد من قدرة المنبع على تقديم إشارة بكامل قوتها إلى الحمل. لتوضيح هذه النقطة نفترض منبع إشارة مطبق على مقاومة حمل (R_L) كما هو مبين في الشكل 3.1.

- أوجد الجهد (v_o) على طرفي مقاومة الحمل (R_L) ، ومن ثم المقاومة (R_s) التي تحقق شرط تساوي الجهود (v_o) و (v_s) ، في حالة منبع الجهد لمكافئ ثيفينين
- أوجد التيار (i_o) المار في مقاومة الحمل (R_L) ، ومن ثم المقاومة (R_s) التي تحقق شرط تساوي التيارين (i_o) و (i_s) ، في حالة منبع التيار لمكافئ نورتون



الشكل 3.1: دارتا المثال 1.1.

الحل

في حالة دارة ثيفينين المكافئة (الشكل 3.1 (a))، يمكن إيجاد جهد الخرج (v_o) على طرفي مقاومة الحمل (R_L) باستعمال قاعدة تجزيء الجهد (voltage divider):

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_s} v_s$$

كي يتساوى تقريباً الجهدان (v_o) و (v_s) واستناداً إلى المعادلة أعلاه

$$v_o \approx v_s$$

ينبغي أن تكون المقاومة (i_o) أصغر بكثير من المقاومة (R_L)

$$R_s \ll R_L$$

في حالة دارة ثيفينين المكافئة، وفي الحالة المثالية تكون مقاومة المنبع معدومة ($R_s = 0$)، ومع تزايد قيمة (R_s) مقارنة بمقاومة الحمل (R_L)، تتناقص قيمة جهد الحمل (v_o)، وهي نتيجة غير مرغوب بها.

في حالة دارة نورتنون المكافئة (الشكل 3.1 (b))، يمكن إيجاد تيار الخرج (i_o) المار في مقاومة الحمل (R_L) باستعمال قاعدة تجزيء التيار (current divider):

$$i_o = \frac{R_s}{R_s + R_L} i_s$$

كي يتساوى تقريباً التياران (i_o) و (i_s) واستناداً إلى المعادلة أعلاه

$$i_o \approx i_s$$

ينبغي أن تكون المقاومة (R_s) أكبر بكثير من المقاومة (R_L)

$$R_s \gg R_L$$

في حالة دارة نورتنون المكافئة، وفي الحالة المثالية تكون مقاومة المنبع لا نهائية ($R_s = \infty$)، ومع تناقص قيمة (R_s) مقارنة بمقاومة الحمل (R_L)، تتناقص قيمة تيار الحمل (i_o)، وهي نتيجة غير مرغوب بها.

ينبغي أن نشير هنا أن مصممي الدارات ليس بوسعهم أن يفعلوا شيئاً حيال قيمة مقاومة المنبع (R_s)، التي تكون قيمتها مفروضة. عليهم أن يبتكروا حلاً تسمح لهم بتخفيض أو حذف فقدان قوة الإشارة الناتج عن وصل الحمل بمنبع الإشارة.

2. طيف ترددات الإشارات FREQUENCY SPECTRUM OF SIGNALS

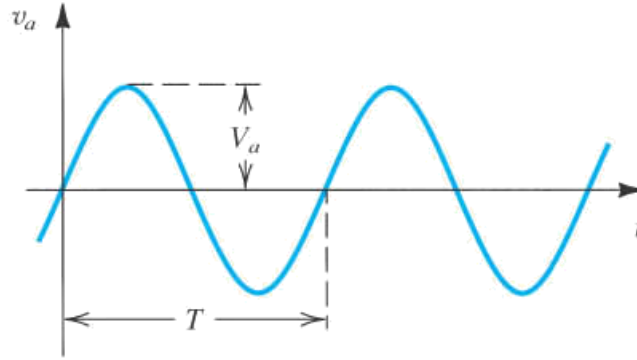
تتمثل الخواص المفيدة جداً لإشارة ، في حالة تابع عشوائي مع الزمن ، في طيف ترددها (frequency spectrum). نحصل على مثل هذا التوصيف للإشارة من خلال أدوات رياضية معروفة كسلاسل فورييه (Fourier series) وتحويل فورييه (Fourier transform). لسنا مهتمين هنا في تفاصيل هذه التحويلات ، يكفي أن نقول أن تلك الأدوات الرياضية توفر وسيلة لتمثيل إشارة الجهد $(v_s(t))$ أو إشارة التيار $(i_s(t))$ كمجموع إشارات جيبية لها ترددات ومطالات مختلفة. مما يجعل الإشارة الجيبية إشارة مهمة جداً في تحليل وتصميم واختبار الدارات الإلكترونية. لذلك، سنستعرض بإيجاز خصائص الإشارة الجيبية.

يبين الشكل 4.1 إشارة الجهد الجيبية $(v_a(t))$

$$v_a(t) = V_a \sin \omega t \quad (1.1)$$

حيث تدل (V_a) على القيمة العظمى لمطال الإشارة الجيبية وواحدتها الفولت (V) ، ويدل (ω) على التردد الزاوي وواحدته الراديان في الثانية الواحدة. أي أن $(\omega = 2\pi f \text{ rad/s})$ ، حيث (f) هو التردد، وواحدته الهيرتز، $(f = \frac{1}{T} \text{ Hz})$ ، والدور (T) ، وواحدته الثانية.

تُوصف الإشارة الجيبية تماماً بالقيمة العظمى لها (V_a) ، وبالتردد الزاوي (ω) ، وبزاوية فرق الصفحة بالنسبة لمرجع زمني اعتباطي. اختيار مبدأ الزمن ، في الحالة المبينة في الشكل 4.1 ، بحيث تكون زاوية فرق الطور معدومة. وتجدر الإشارة إلى أنه من الشائع التعبير عن مطال الإشارة الجيبية بالقيمة الفعالة (rms) (جذر مربع القيمة الوسطى)، وهو ما يساوي القيمة العظمى مقسوماً على $(\sqrt{2})$. وهكذا فإن القيمة الفعالة للإشارة الجيبية $(v_a(t))$ المبينة في الشكل 4.1 هو $(\frac{V_a}{\sqrt{2}})$.

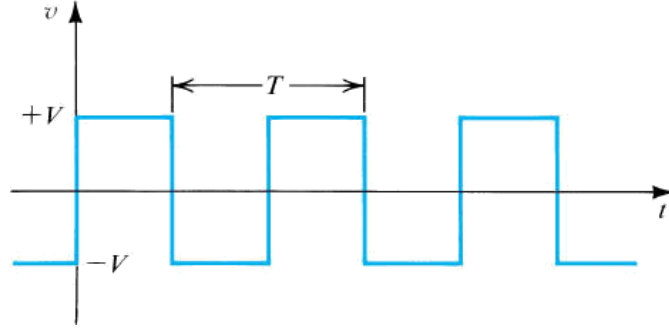


الشكل 4.1: إشارة جهد جيبية مطالها (V_a) وترددها $(f = \frac{1}{T} \text{ Hz})$ ، وترددها الزاوي $(\omega = 2\pi f \text{ rad/s})$.

على سبيل المثال، عندما نتحدث عن شبكة البيوت الكهربائية، باعتبارها $(120V)$ (في الولايات المتحدة الأمريكية)، فإن القيمة العظمى للإشارة الجيبية $(120\sqrt{2})$. وإذا عدنا إلى تمثيل الإشارات كمجموع للإشارات الجيبية، نلاحظ أن سلسلة فورية تُستعمل لإنجاز هذه المهمة في الحالة الخاصة لإشارة دورية. من ناحية أخرى، يسمح لنا استعمال تحويل فورييه للتعبير عن إشارة دورية كمجموع توابع جيبية محددة تردداتها هي توافقيات التردد الأساسي للإشارة الدورية.

على سبيل المثال، يمكن التعبير عن الإشارة المربعة المتناظرة المبينة في الشكل 5.1 كما يلي:

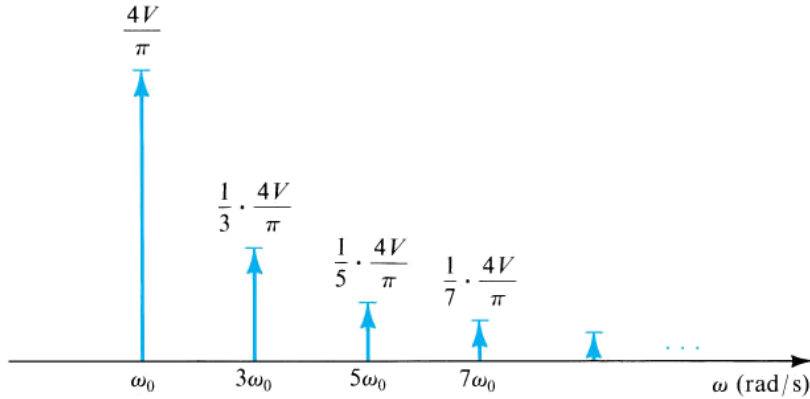
$$v(t) = \frac{4V}{\pi} V_a \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_0 t + \dots \right) \quad (2.1)$$



الشكل 5.1: إشارة مربعة متناظرة مطالها V .

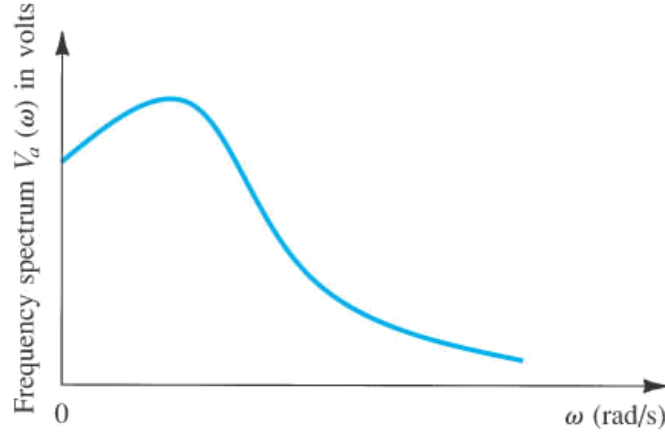
حيث تدل (V) على مطال الإشارة المربعة وواحدتها الفولت (V)، وبدل ($\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$) على التردد الزاوي الرئيسي (T هو دور الإشارة المربعة).

بسبب التناقص التدريجي لمطال التوافقيات، يمكن تقريب السلسلة اللانهائية إلى سلسلة تقريبية تمثل الإشارة المربعة. تشكل المكونات الجيبية في السلسلة المعطاة في المعادلة (2.1) الطيف الترددي للإشارة المربعة. يمكن تمثيل مثل هذا الطيف بيانياً كما هو مبين في الشكل 6.1، حيث يمثل المحور الأفقي التردد الزاوي (ω) بالراديان في الثانية الواحدة.



الشكل 6.1: طيف الترددات للإشارة المربعة الدورية المبينة في الشكل 5.1.

يُمكن تطبيق تحويل فورييه على تابع غير دوري مع الزمن، والمبين في الشكل 2.1، ليعطي طيفه الترددي كتاب مستمر مع التردد كما هو مبين في الشكل 7.1. وخلافاً لحالة الإشارات الدورية، حيث يكون طيف الترددات متقطعاً (ω_0 وتوافقياتهما)، يحتوي طيف الإشارة غير الدورية بصفة عامة على جميع الترددات الممكنة.



الشكل 7.1: طيف الترددات للإشارة المربعة الدورية المبينة في الشكل 2.1.

• Frequency spectrum: طيف الترددات

ومع ذلك، عادة ما تقتصر الأجزاء الرئيسية من طيف الإشارات العملية على شرائح قصيرة نسبياً من محور التردد (ω) - مع ملاحظة الفائدة الكبرى في معالجة مثل هذه الإشارات. على سبيل المثال، طيف ترددات الأصوات المسموعة (audible sounds) كالكلام (speech) والموسيقى (music) يمتد من حوالي (20 Hz) إلى حوالي (20 kHz) ، وهو نطاق ترددي يُعرف باسم النطاق الصوتي (audio band). هنا ينبغي أن نلاحظ أنه على الرغم من أن ترددات بعض النغمات الموسيقية أعلى من (20 kHz) ، غير أن الأذن البشرية غير قادرة على سماع تلك الترددات. وكمثال آخر، يتراوح طيف إشارات الفيديو التماثلية بين (0 MHz) و (4 MHz) . أخيراً، يمكن تمثيل إشارة ما بطريقة تظهر التغير الموجي لها مع الزمن، كما هو في حالة إشارة الجهد $(v_a(t))$ المبينة في الشكل 2.1، أو بصيغة الطيف الترددي كما هو مبين في الشكل 1.7. من المعروف أن التمثيلين البديلين على التوالي هما التمثيل في المجال الزمني، والتمثيل في المجال الترددي. سيُشار إلى تمثيل الإشارة $(v_a(t))$ في مجال التردد بالرمز $(V_a(\omega))$.

المثال 2.1

أوجد قيمة التردد (f) وقيمة التردد الزاوي (ω) ، لإشارة جيبية دورها (1 ms) .

الحل

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{10^{-3}} = 1000 \text{ Hz}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \times 10^3 \text{ rad/s}$$

المثال 3.1

يعمل بث تلفزيوني في مجال الترددات الفائقة (فوق العالية جداً) UHF (ultra high frequency)، ويبدأ بالقناة رقم 14 ويمتد من التردد (470 MHz) إلى التردد (806 MHz). إذا خصصت (6 MHz) لكل قناة، ما هو عدد الأقفية التي يتضمنها هذا المجال؟

الحل

عدد الأقفية:

$$\frac{806 \text{ MHz} - 470 \text{ MHz}}{6 \text{ MHz}} = \frac{336 \text{ MHz}}{6 \text{ MHz}} = 56$$

أي من القناة (12) إلى القناة (12+56-1=69).

المثال 4.1

عند تطبيق الإشارة المربعة المبينة في الشكل 5.1 على مقاومة، وسلسلة فورييه لها معطاة في المعادلة (2.1)، يمكن حساب الاستطاعة المبددة فيها مباشرة من العلاقة $P = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{v^2}{R} \right) dt$ أو بشكل غير مباشر بجمع مساهمة كل مركلة توافقية، أي $(P = P_1 + P_3 + P_5 + \dots)$ ، والتي يمكن إيجادها مباشرة بمعرفة القيم الفعالة لها. أثبت أن كلا الطريقتين متكافئتان. ماهي نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقية الأولى؟ وماهي نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية الخامسة؟ ماهي نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية السابعة؟ وماهي نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية التاسعة؟ ما هو عدد التوافقيات الذي يعطي 90% من الطاقة؟ (عند عدد التوافقيات، تكون التوافقية الرئيسية (التوافقية الأولى) عند ω_0 ، وتكون التوافقية الثانية عند $2\omega_0$ ، وهلم جرا...).

الحل

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{v^2}{R} \right) dt = \frac{1}{T} \times \frac{V^2}{R} \times T = \frac{V^2}{R}$$

الحل البديل

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots = \left(\frac{4V}{\sqrt{2}\pi} \right)^2 \frac{1}{R} + \left(\frac{4V}{3\sqrt{2}\pi} \right)^2 \frac{1}{R} + \left(\frac{4V}{5\sqrt{2}\pi} \right)^2 \frac{1}{R} + \dots$$

$$= \frac{V^2}{R} \times \frac{8}{\pi^2} \times \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \frac{1}{49} + \dots \right)$$

يمكن أن نجد بالحساب المباشر أن مجموع القيم اللانهائية بين القوسين تقترب من $\left(\frac{\pi^2}{8} \right)$ ، بالتالي تصبح P مساوية

إلى $\left(\frac{V^2}{R} \right)$ والتي أوجدناها بالحساب المباشر.

نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقية الأولى هو

$$\left(\frac{8}{\pi^2} = 0.81\right)$$

نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية الخامسة هو

$$\left(\frac{8}{\pi^2} \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25}\right) = 0.93\right)$$

نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية السابعة هو

$$\left(\frac{8}{\pi^2} \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \frac{1}{49}\right) = 0.95\right)$$

نسبة الطاقة الناتجة عن التوافقيات حتى التوافقية التاسعة هو

$$\left(\frac{8}{\pi^2} \left(1 + \frac{1}{9} + \frac{1}{25} + \frac{1}{49} + \frac{1}{81}\right) = 0.96\right)$$

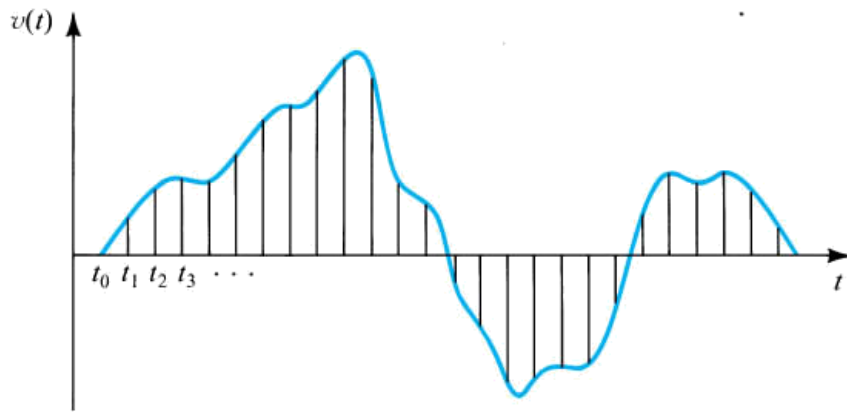
نسبة الطاقة 90% تحصل عند التوافقية الثالثة أي

$$\frac{8}{\pi^2} \left(1 + \frac{1}{9}\right) = 0.9$$

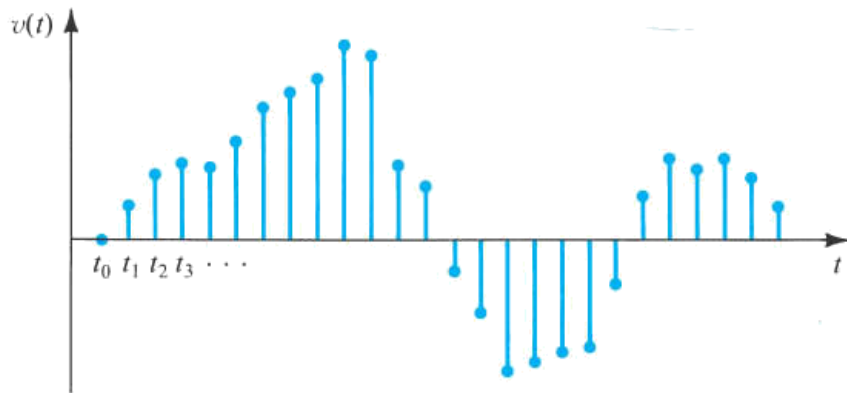
3. الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية ANALOG AND DIGITAL SIGNAL

تُسمى إشارة الجهد الموصفة في الشكل 2.1 إشارة تماثلية (analog signal). يُستمد هذا الاسم من حقيقة أن هذه الإشارة تماثل الإشارة الفيزيائية التي تمثلها. يمكن أن نأخذ مثال الإشارة عند أية قيمة ، هذا يعني أن مثال الإشارة التماثلية يبدي تغيراً مستمراً على كامل المجال. الغالبية العظمى من الإشارات التي نصادفها في حياتنا اليومية هي إشارات تماثلية. تُعرف الدارات الإلكترونية التي تعالج مثل هذه الإشارات بالدارات التماثلية (analog circuits).
البديل الآخر لتمثيل إشارة هو سلسلة من الأرقام، إذ يمثل كل رقم مثال الإشارة في لحظة من الزمن. وتُسمى الإشارة الناتجة الإشارة الرقمية (digital signal). لنبين كيف يمكن أن نمثل إشارة بهذا الشكل، يعني، كيف يمكن تحويل إشارة من الشكل التماثلي إلى الشكل الرقمي؟ لتوضيح ذلك نستخدم الشكل 8.1 (a)، يمثل المنحني هنا إشارة الجهد المماثلة لتلك المبينة في الشكل 2.1. تُسم محور الزمن إلى فترات متساوية أشرنا إليها باللحظات الزمنية (t_0, t_1, t_2, \dots) ، وهلم جرا. يُقاس مثال الإشارة في كل لحظة من هذه اللحظات الزمنية، وهو ما يُعرف بعملية أخذ العينات (sampling).
يبين الشكل 8.1 (b) تمثيلاً لإشارة الشكل 8.1 (a) بالنظر إلى عيناتها. تعرف إشارة الشكل 8.1 (b) فقط عند لحظات أخذ العينات. لم تعد الإشارة مستمرة مع الزمن، بل هي إشارة مقطعة (discrete-time signal). ومع ذلك، وبما أن مثال كل عينة يمكن أن يأخذ أية قيمة من قيم المجال المستمر، تبقى إشارة الشكل 8.1 (b) إشارة تماثلية.
إذا مثلنا مثال كل عينة من عينات الإشارة المبينة في الشكل 8.1 (b) بعدد، نحصل على عدد محدد من الأرقام، عند ذلك لم يعد مثال الإشارة مستمراً. يقال أن المثال مكتم (quantized)، أو مقطع (discretized)، أو مرقم (digitized). الإشارة الرقمية الناتجة عندئذ هي ببساطة سلسلة من الأرقام التي تمثل المطالات لعينات الإشارة المتعاقبة.

يؤثر اختيار نظام العد لتمثيل عينات الإشارة على نوع الإشارة الرقمية الناتجة. وله تأثير عميق على مدى تعقيد الدارات الرقمية المطلوبة لمعالجة الإشارات. يمنح اختيار نظام العد الثنائي سهولة في معالجة الإشارات، وبساطة في داراتها. في نظام العد الثنائي، تأخذ كل خانة من خانات العدد قيمة واحدة من قيمتين ممكنتين هما (0) و (1). في المقابل، تحتاج الإشارات الرقمية في النظم الثنائية إلى مستويين اثنين فقط من الجهود: المستوى العالي (high)، والمستوى المنخفض (low). على سبيل المثال، تستعمل بعض الدارات الرقمية الجهد (0 V) لتمثيل المستوى المنخفض، والجهد (+ 5 V) لتمثيل المستوى العالي.



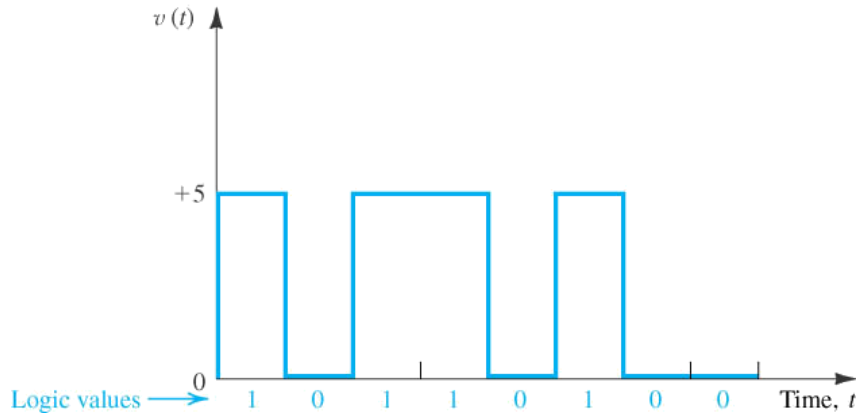
(a)



(b)

الشكل 8.1: أخذ العينات لإشارة مستمرة مع الزمن في (a) والتي تعطي إشارة مقطعة في (b).

يظهر الشكل 9.1 إشارة رقمية متغيرة مع الزمن. نلاحظ أن هذه الإشارة هي قطار من النبضات، يمثل الجهد (0 V) القيمة المنطقية (0)، ويمثل الجهد (+ 5 V) القيمة المنطقية (1).



الشكل 9.1: تغير قيم بيتات إشارة رقمية مع الزمن.

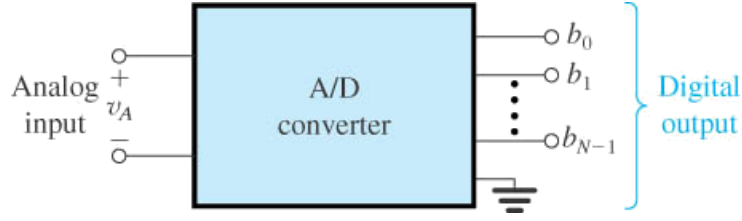
- (logic values): القيم المنطقية
- (time): الزمن

إذا استعملنا عدداً ثنائياً ممثلاً على (N) بت لتمثيل كل عينة من عينات الإشارة التماثلية. يمكن كتابة قيمة العينة المرقمنة كما يلي:

$$D = b_0 2^0 + b_1 2^1 + b_2 2^2 + \dots + b_{N-1} 2^{N-1} \quad (3.1)$$

حيث $(b_0, b_1, \dots, b_{N-1})$ تدل على (N) بت، ويأخذ كل بت إحدى القيمتين (0) أو (1). يمثل البت (b_0) الخانة الأقل وزناً ((least significant bit (LSB))، ويمثل البت (b_{N-1}) الخانة الأكثر وزناً ((significant most bit (MSB)). يُكتب هذا الرقم الثنائي عادة على الشكل $(b_{N-1} b_{N-2} \dots b_0)$. نلاحظ أن هذا التمثيل يُكمم العينة التماثلية إلى قيمة واحدة من القيم (2^N) الممكنة. من الواضح أنه كلما كان عدد بتات العدد الذي يمثل قيمة العينة كبيراً، كلما اقترب العدد (D) من قيمة مطال العينة التماثلية. وهذا يعني، أن زيادة عدد البتات يقلل من خطأ التكميم (quantization error)، ويزيد من تمييزية (resolution) التحويل التماثلي-الرقمي. مع ذلك، غالباً ما يكون الحصول على هذا التحسن في دقة التحويل على حساب زيادة تعقيد دارة التحويل وبالتالي زيادة كلفتها. ليس هدفنا هنا الخوض بعمق في هذا الموضوع، نريد فقط معرفة طبيعة الاشارات التماثلية والرقمية.

ومع ذلك، فإنه من المناسب الآن أن نقدم مخططاً صندوقياً لدارة مهمة جداً للنظم الإلكترونية الحديثة: المبدل التماثلي/الرقمي ((analog-to-digital converter (A/D or ADC))، المبين في الشكل (10.1). يقبل المبدل التماثلي/الرقمي (ADC) على مداخله عينات من الإشارة التماثلية، ويقدم لكل عينة مُدخلة على خرجه الرقمي عدداً ثنائياً ممثلاً على (N) بت (وفقاً للمعادلة 3.1). وهكذا على الرغم من أن الجهد عند مدخله قد يكون، مثلاً، (6.51 V) ، سيكون الجهد على كل خرج من مخرجه (المخرج i مثلاً) إما جهداً منخفضاً (0 V) أو جهداً مرتفعاً $(+5 \text{ V})$ ، أي أن (b_i) يأخذ القيمة (0) و(1) على التوالي.



الشكل 10.1: مخطط صندوقي يمثل المبدل التماثلي/الرقمي (ADC).

الزوج الآخر لدارة المبدل التماثلي-الرقمي (ADC: Analog to Digital Converter) هو المبدل الرقمي- التماثلي (D/A or DAC: Digital to Analog Converter). يبذل الدخل الرقمي ممثلاً على (N-bit) إلى خرج تماثلي مقابل. عندما تصبح الإشارة بالشكل الرقمي، يمكن معالجتها باستعمال الدارات الرقمية (digital circuits). يمكن بالطبع أن تعالج الدارات المنطقية أيضاً إشارات لاتعود بالأصل إلى إشارة تماثلية، مثل الإشارات التي تمثل تعليمات متنوعة لجهاز كمبيوتر رقمي.

بما أن الدارات الرقمية يقتصر تعاملها مع الإشارات الثنائية، فإن تصميمها أبسط من مثيلاتها التماثلية. وعلاوة على ذلك، يمكن أن تصمم النظم الرقمية باستعمال عدد قليل نسبياً من الأنواع المختلفة للدارات الرقمية. ومع ذلك، فإن عدداً كبيراً (على سبيل المثال، مئات الآلاف أو الملايين) من كل من تلك الدارات نحتاجها لتصميم النظم المنطقية. وبالتالي يطرح تصميم الدارات الرقمية مجموعة من التحديات الخاصة التي تواجه المصمم ولكنها توفر تطبيقات موثوقة واقتصادية لمجموعة كبيرة ومتنوعة من وظائف معالجة الإشارات، وكثير منها لا يمكن تحقيقها باستعمال الدارات التماثلية. يجري، في الوقت الحاضر، تنفيذ المزيد والمزيد من وظائف معالجة الإشارة رقمياً.

فالأمتلة كثيرة من حولنا: بدءاً بالساعات الرقمية ومروراً بالآلات الحاسبة وأنظمة الصوت الرقمية، والكاميرات الرقمية، وفي الآونة الأخيرة التلفزيون الرقمي. وعلاوة على ذلك، فإن بعض المنظومات التماثلية التي تعود إلى فترة ماضية طويلة مثل نظام الاتصالات الهاتفية هي الآن أنظمة رقمية تماماً. وانتهاءً بأهم النظم الرقمية، التي لا ينبغي أن ننسى ذكرها، وهي الكمبيوتر الرقمي. اللبنة الرئيسية لبناء النظم الرقمية هي الدارات المنطقية ودارات الذاكر.

الملاحظة الأخيرة: على الرغم من توسع انتشار المعالجة الرقمية للإشارات في الوقت الحاضر، لا يزال هناك عدداً من وظائف معالجة الإشارات التي من الأفضل أن تنفذ باستعمال الدارات التماثلية. وتشمل العديد من النظم الإلكترونية، على السواء، أجزاء تماثلية وأخرى رقمية. ويترتب على ذلك وجود مهندس إلكترونيات جيد، وأن يكون بارعاً في تصميم كل من الدارات التماثلية والرقمية، أو بارعاً في التصميم المختلط (mixed-signal or mixed-mode) كما هو معروف حالياً.

المثال 5.1

لتمثيل إشارة تماثلية (v_A) تتغير بين ($0V$) و ($+15V$)، تُستعمل كلمة رقمية ممثلة على 4-bit
(المعادلة (3.1)).

- (a) أوجد الكلمة الرقمية D التي توافق $v_A = 0V, 1V, 2V$, and $15V$.
- (b) ما هو التغير الحاصل في v_A الذي يُسبب تغيراً من (0) إلى (1) في (i) b_0 ، (ii) b_1 ، (iii) b_2 ، و (iv) b_3 ؟
- (c) إذا كان $v_A = 5.2V$ ، ما هي قيمة D المتوقعة؟ وما هو الخطأ الناتج عن التمثيل؟

الحل

(a) تمثل (D) 16 قيمة مختلفة بين ($0V$) و ($+15V$)

$$v_A = 0V \Rightarrow D = 0000$$

$$v_A = 1V \Rightarrow D = 0001$$

$$v_A = 2V \Rightarrow D = 0010$$

$$v_A = 15V \Rightarrow D = 1111$$

- (b) يمثل التغير الحاصل في v_A والذي يسبب تغيراً من (0) إلى (1) في (i) b_0 هو ($1V$)
يمثل التغير الحاصل في v_A والذي يسبب تغيراً من (0) إلى (1) في (ii) b_1 هو ($2V$)
يمثل التغير الحاصل في v_A والذي يسبب تغيراً من (0) إلى (1) في (iii) b_2 هو ($4V$)
يمثل التغير الحاصل في v_A والذي يسبب تغيراً من (0) إلى (1) في (iv) b_3 هو ($8V$).

(c) قيمة D التقريبية الموافقة لـ $v_A = 5.2V$ هي: $v_A = 5.2V \Rightarrow D = 0101$

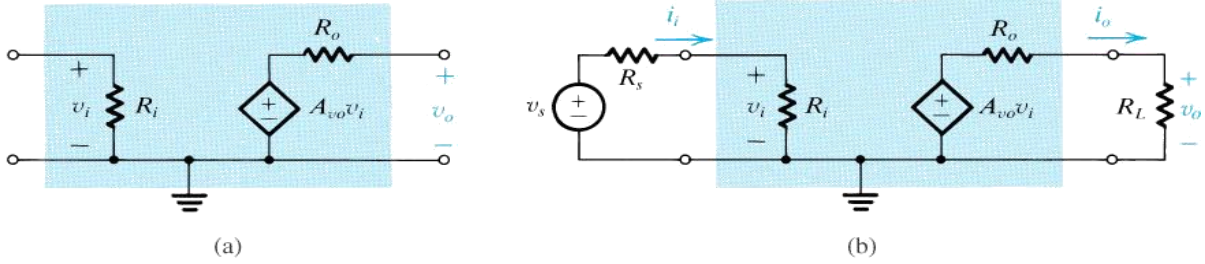
$$\text{قيمة الخطأ} = \left(\frac{-0.2}{5.2} \times 100\% = -4\% \right) \Rightarrow (-0.2V)$$

4. الدارات المكافئة للمضخمات CIRCUIT MODELS FOR AMPLIFIERS

جزء كبير من هذا المقرر له صلة وثيقة بتصميم دارات المضخمات باستعمال الترانزستورات المتنوعة. تختلف هذه الدارات في تعقيدها، منها ما يستعمل ترانزستوراً واحداً، ومنها ما يستعمل 20 ترانزستوراً أو أكثر. لنكون قادرين على استعمال دارة المضخم الناتج كمكون من مكونات نظام إلكتروني، ينبغي أن نكون قادرين على تحديد الخواص، والدارة المكافئة، لسلوكه. سندرس هنا دارة مكافئة بسيطة للمضخم. تستعمل هذه الدارة المكافئة بغض النظر عن البنية الداخلية للمضخم، وتعقيدها. يمكن الحصول على قيم محددات الدارة المكافئة إما عن طريق تحليل دارة المضخم أو عن طريق إجراء القياسات على أطرافه.

1.4. مضخمات الجهد VOLTAGE AMPLIFIERS

يبين الشكل 11.1 (a) دائرة مكافئة لمضخم جهد. تتكون هذه الدائرة المكافئة من منبع جهد مُتحكم به بجهد (voltage-controlled voltage source) له معامل كسب (A_{vo}) ، ومن مقاومة الدخل (R_i) (input resistance)، التي تفسر كيف يستجر المضخم تيار الدخل من منبع الإشارة المطلوب تضخيمها (signal source)، وتشمل الدائرة المكافئة أيضاً مقاومة الخرج (R_o) (output resistance) والتي تفسر كيف يقدم المضخم تيار الخرج إلى الحمل. يبين الشكل 11.1 (b) الدائرة المكافئة لمضخم مع منبع الإشارة المراد تضخيمها (v_s) ومقاومة الحمل (R_L) (load resistance).



الشكل 11.1: (a) الدائرة المكافئة لمضخم جهد. (b) مضخم جهد بمنبع إشارة دخل وبحمل.

نحصل في الخرج على جزء من الجهد $(A_{vo}v_i)$ بسبب وجود مقاومة الخرج (R_o) . باستعمال قاعدة تجزئ الجهد نحصل على

$$v_o = A_{vo}v_i \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (4.1)$$

يُعطى كسب الجهد بما يلي

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (5.1)$$

عند وصل المضخم بمقاومة الحمل وكي نحصل على أفضل كسب ممكن، يجب أن تكون مقاومة الخرج (R_o) أصغر بكثير من مقاومة الحمل (R_L) . هناك تطبيقات تكون فيها مقاومة الحمل (R_L) متغيرة ضمن مجال معين من القيم. للحصول على جهد خرج (v_o) ثابت قدر الإمكان، يُصمم المضخم بحيث تكون مقاومة خرجه (R_o) أصغر بكثير من أدنى قيمة لمقاومة الحمل (R_L) . مضخم الجهد المثالي، هو مضخم له مقاومة خرج معدومة $(R_o = 0)$. تشير المعادلة (5.1) في حالة مقاومة الحمل اللانهائية $(R_L = \infty)$ ، إلى أن كسب الجهد (A_v) يساوي إلى كسب جهد الدائرة المفتوحة (A_{vo}) (open-circuit voltage gain). كما ينبغي أن يكون واضحاً أنه لتحديد كسب الجهد في مضخم، يجب أيضاً تحديد قيمة مقاومة الحمل التي عندها يُقاس أو يُحسب كسب الجهد. إذا لم تُحدد

مقاومة الحمل، فمن المفترض أن كسب الجهد الحاصل هو كسب جهد الدارة المفتوحة (A_{vo}). تُدخل مقاومة الدخل مجزاً جهد آخر في الدخل، ونتيجة لذلك فإن جزءاً من إشارة المنبع (v_s) تصل فعلاً إلى دخل المضخم، هذا يعني

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (6.1)$$

كي لا نفقد جزءاً كبيراً من إشارة الدخل نتيجة وصل منبع الإشارة إلى مدخل المضخم، يجب أن تكون مقاومة دخله (R_i) أكبر بكثير من مقاومة منبع الإشارة (R_s). وعلاوة على ذلك، هناك تطبيقات تتغير فيها مقاومة المنبع ضمن مجال معين من القيم. للحد من تأثير هذا التغير على قيمة الإشارة التي تظهر عند مدخل المضخم، ينبغي أن يضمن تصميم المضخم مقاومة دخل (R_i) أكبر بكثير من أكبر قيمة لمقاومة المنبع (R_s). مضخم الجهد المثالي هو مضخم له مقاومة دخل لانهائية ($R_i = \infty$). في هذه الحالة المثالية، يكون كل من كسب التيار وكسب الاستطاعة أكبر ما يمكن.

يُمكن إيجاد كسب الجهد الكلي ($\frac{v_o}{v_s}$) بالجمع بين المعادلتين (4.1) و(5.1).

$$\frac{v_o}{v_s} = A_{vo} \left(\frac{R_i}{R_i + R_s} \right) \left(\frac{R_L}{R_L + R_o} \right)$$

هناك حالات لا نهتم فيها بكسب الجهد، ولكننا نهتم بكسب الاستطاعة. على سبيل المثال، يمكن أن يكون لمنبع الجهد قيمة معينة ومعتبرة، غير أن مقاومته أكبر بكثير من مقاومة الحمل. يؤدي ربط منبع الجهد مباشرة إلى الحمل إلى تخميد كبير لإشارة الحمل. في مثل هذه الحالة، يلزمنا مضخم له مقاومة دخل عالية (أكبر بكثير من مقاومة المنبع) ومقاومة خرج منخفضة (أصغر بكثير من مقاومة الحمل) وكسب جهد صغير (أو حتى كسب جهد واحد) (unity gain). يعرف مثل هذا المضخم بمضخم العزل (buffer amplifier).

المثال 6.1

لمحول طاقة (transducer) جهده الفعال ($1V$) ومقاومته $1M\Omega$ ، يُحمل بمقاومة حمل (10Ω). إذا كان التوصيل بين المحول والحمل توصيلاً مباشراً، ما هي قيمة جهد الحمل والاستطاعة المقدمة له؟ إذا وضعنا مضخم جهد عازل واحد ($A_{vo} = 1$)، له مقاومة دخل ($1M\Omega$) ومقاومة خرج (10Ω)، بين المنبع (محول الطاقة) والحمل، كم يصبح كل من جهد الحمل والاستطاعة المقدمة له؟ أوجد كسب الجهد من المنبع إلى الحمل، وكسب الاستطاعة (مقدرتان بالديسبل).

الحل

في حالة الوصل المباشر بين المنبع والحمل

$$v_o = v_s \frac{R_L}{R_L + R_s} = 1 \times \frac{10}{10 + 10^6} = 10^{-5} \text{ V} = 10 \mu\text{V}$$

$$P_L = \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{(10 \times 10^{-6})^2}{10} = 10^{-11} \text{ W}$$

في حالة الوصل بين المنبع والحمل عن طريق المضخم الواحد

$$v_o = v_s \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \times A_{vo} \times \frac{R_L}{R_L + R_o} = 1 \times \frac{1}{1+1} \times 1 \times \frac{10}{10+10} = 0.25 \text{ V}$$

$$P_L = \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{0.25^2}{10} = 6.25 \text{ mW}$$

كسب الجهد

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{0.25 \text{ V}}{1 \text{ V}} = 0.25 \frac{\text{V}}{\text{V}} = 20 \log_{10}(0.25) = -12 \text{ dB}$$

كسب الاستطاعة

$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{0.25^2}{10} = 6.25 \text{ mW}$$

$$P_L = 6.25 \text{ mW}; P_i = v_i i_i$$

$$v_i = 0.5 \text{ V}; i_i = \frac{v_s}{R_s + R_i} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ M}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} = 0.5 \mu\text{A}$$

$$P_i = 0.5 \times 0.5 = 0.25 \mu\text{W}$$

$$A_p = \frac{6.25 \times 10^{-3}}{0.25 \times 10^{-6}} = 25 \times 10^3 \frac{\text{W}}{\text{W}}$$

$$A_p = 10 \log_{10}(25 \times 10^3) = 44 \text{ dB}$$

المثال 7.1

يتناقص جهد خرج مضخم جهد (20%) عند وصله بمقاومة حمل ($1k\Omega$). ما هي قيمة مقاومة خرج المضخم؟

الحل

في حالة الدارة المفتوحة، يكون جهد الخرج ($A_{vo}v_i$)

في حالة وصل مقاومة الحمل، يكون جهد الخرج ($A_{vo}v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}$)،

$$0.8A_{vo}v_i = A_{vo}v_i \frac{R_L}{R_L + R_o} \Rightarrow 0.8R_L + 0.8R_o = R_L \Rightarrow$$

$$0.8R_o = 0.2R_L \Rightarrow R_o = \frac{0.2}{0.8}R_L$$

$$R_o = \frac{R_L}{4} = \frac{1k\Omega}{4} = 250\Omega$$

المثال 8.1

يُستعمل مضخم له كسب جهد (+40 dB)، ومقاومة دخل ($10k\Omega$)، ومقاومة خرج ($1k\Omega$)، لقيادة حمل ($1k\Omega$). ما هي قيمة كسب جهد الدارة المفتوحة (A_{vo})؟ احسب الاستطاعة المقدمة إلى الحمل مقدرًا بالديسيبل.

الحل

$$A_{vo} = 40 \text{ dB} = 20 \log_{10}(A_{vo}) \Rightarrow A_{vo} = 100 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_P = \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{\left(A_{vo}v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}\right)^2}{R_L}$$

$$P_L = \frac{v_i^2 \left(100 \frac{1}{1+1}\right)^2}{1000} = 2.5v_i^2$$

$$P_i = \frac{v_i^2}{R_i} = \frac{v_i^2}{10,000} = 10^{-4}v_i^2$$

$$A_P = \frac{2.5v_i^2}{10^{-4}v_i^2} = 2.5 \times 10^4 \frac{\text{W}}{\text{W}}$$

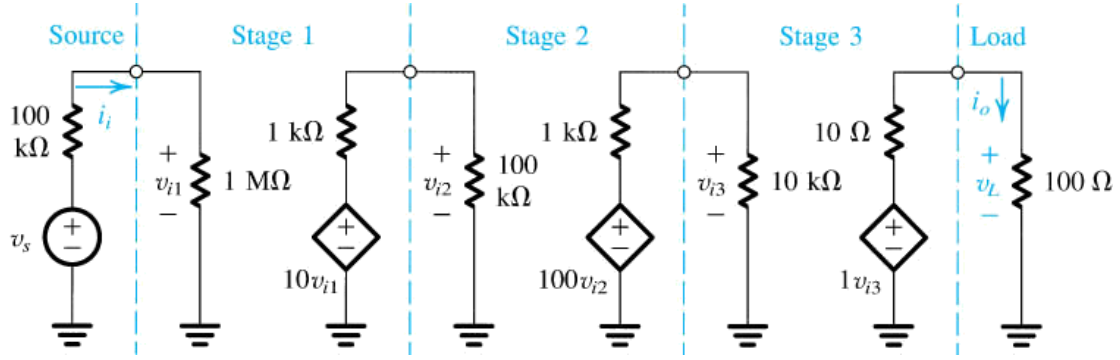
$$A_P = 10 \log_{10}(2.5 \times 10^4) = 44 \text{ dB}$$

2.4. المضخمات المتعاقبة CASCADED AMPLIFIERS

لتحقيق مواصفات مضخم معين، غالباً ما نحتاج إلى تصميم مضخم متعدد المراحل (مرحلتين أو أكثر). وعادة لا تكون المراحل متماثلة، تُصمم كل مرحلة لتحقيق مواصفات معينة. على سبيل المثال، للحصول على مقاومة دخل كبيرة للمضخم الكلي، ينبغي أن تكون مقاومة الدخل للمرحلة الأولى كبيرة. أيضاً، للحصول على مقاومة خرج منخفضة للمضخم الكلي، ينبغي أن تكون مقاومة الخرج للمرحلة الأخيرة صغيرة القيمة. لتوضيح تحليل وتصميم مضخم متعدد المراحل، نأخذ المثال العملي التالي.

المثال 8.1

يُبين الشكل 12.1 مضخماً بثلاث مراحل، يُربط دخل المضخم بمنبع جهد مقاومته $(100\text{ k}\Omega)$ ، وتوصل مقاومة الحمل $(100\ \Omega)$ على خرجه. مقاومة دخل المرحلة الأولى عالية وكسب الجهد لها (10) . كسب المرحلة الثانية عال ومقاومة دخلها أصغر. المرحلة الأخيرة كسبها واحد، ومقاومة خرجها منخفضة. يطلب حساب كسب الجهد الكلي، وكسب التيار، وكسب الاستطاعة.



الشكل 12.1: مضخم بثلاث مراحل.

الحل

باستعمال قاعدة تجزيء الجهد على دخل المضخم، نحصل على جزء من إشارة جهد المنبع والذي يظهر على دخل المرحلة الأولى:

$$\frac{v_{i1}}{v_s} = \frac{1\text{ M}\Omega}{1\text{ M}\Omega + 100\text{ k}\Omega} = 0.909 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

كسب جهد المرحلة الأولى، بالنظر إلى مقاومة دخل المرحلة الثانية كمقاومة حمل للمرحلة الأولى:

$$A_{v1} = \frac{v_{i2}}{v_{i1}} = 10 \times \frac{100\text{ k}\Omega}{100\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega} = 9.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

كسب جهد المرحلة الثانية، بالنظر إلى مقاومة دخل المرحلة الثالثة كمقاومة حمل للمرحلة الثانية:

$$A_{v2} = \frac{v_{i3}}{v_{i2}} = 100 \times \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 90.9 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

كسب جهد المرحلة الأخيرة :

$$A_{v3} = \frac{v_L}{v_{i3}} = 1 \times \frac{100 \Omega}{100 \Omega + 10 \Omega} = 0.909 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

كسب جهد المضخم متعدد المراحل:

$$A_v = \frac{v_L}{v_{i1}} = A_{v1} A_{v2} A_{v3} = 818 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$A_v = 20 \log_{10}(818) = 58.3 \text{ dB}$$

كسب جهد المضخم متعدد المراحل من المنبع إلى الحمل:

$$\frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_{i1}} \frac{v_{i1}}{v_s} = A_v \frac{v_{i1}}{v_s} = 818 \times 0.909 = 743.6 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$\frac{v_L}{v_s} = 20 \log_{10}(743.6) = 57.4 \text{ dB}$$

كسب تيار المضخم متعدد المراحل:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{\frac{v_L}{100 \Omega}}{\frac{v_{i1}}{1 \text{ M}\Omega}} = 10^4 \times A_v = 8.18 \times 10^6 \frac{\text{A}}{\text{A}}$$

$$A_i = 20 \log_{10}(8.18 \times 10^6) = 138.3 \text{ dB}$$

كسب استطاعة المضخم متعدد المراحل:

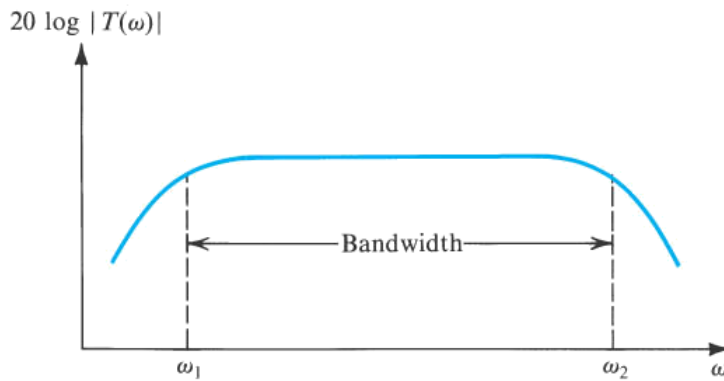
$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{v_L i_o}{v_{i1} i_i} = A_v A_i = 818 \times 8.18 \times 10^6 = 66.9 \times 10^8 \frac{\text{W}}{\text{W}}$$

$$A_p = 10 \log_{10}(66.9 \times 10^8) = 98.3 \text{ dB}$$

لتجنب فقدان قوة الإشارة عند مدخل المضخم، حيث عادة ما تكون الإشارة صغيرة جداً، تُصمم المرحلة الأولى بمقاومة دخل كبيرة ($1\text{ M}\Omega$)، وهي أكبر بكثير من مقاومة المنبع، ويكسب متواضع مقداره ($10 \frac{\text{V}}{\text{V}}$). لا تحتاج مرحلة التضخيم الثانية إلى مقاومة دخل عالية، بالمقابل ينبغي تحقيق كسب جهد رئيس في هذه المرحلة. لا يُطلب من مرحلة التضخيم الثالثة والأخيرة، أي كسب للجهد، بدلاً من ذلك، تتحصر وظيفته بمضخم عزل. تميز المضخم بمقاومة دخل كبيرة نسبياً ومقاومة خرج منخفضة، أصغر بكثير من مقاومة الحمل (R_L). يمكننا المرحلة الأخيرة للمضخم (المضخم الواحدي) من توصيل مقاومة الحمل المنخفضة ($R_L = 10\ \Omega$).

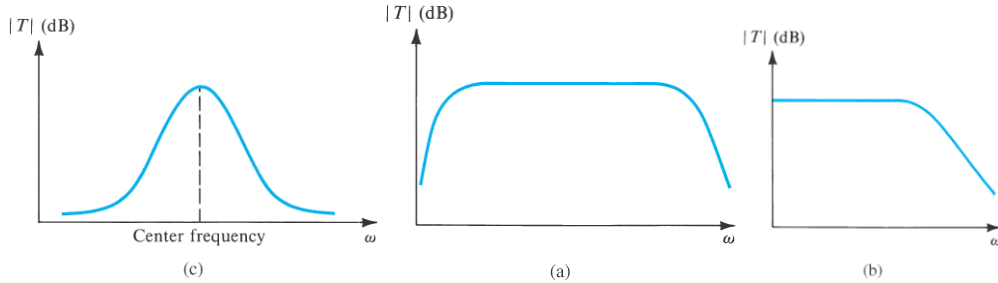
3.4. الاستجابة الترددية للمضخمات FREQUENCY RESPONSE OF AMPLIFIERS

يُمكن أن تكون إشارة الدخل لمضخم مجموع إشارات جيبية. وبلي ذلك مواصفة هامة للمضخم وهي استجابته لإشارة دخل جيبية لترددات مختلفة. تُعرف هذه المواصفة الهامة للمضخم بالاستجابة الترددية (frequency response). يبين الشكل 14.1 الاستجابة لطويلة كسب المضخم. يشير الشكل إلى أن الكسب ثابت تقريباً على نطاق ترددي واسع، يقع بين (ω_1) و (ω_2)، ويسمى مجال التمرير. ويشير الشكل إلى أن الإشارات التي تردداتها أصغر من (ω_1) وأكبر من (ω_2) يكون كسبها أصغر من كسب مجال التمرير، وينخفض الكسب أكثر فأكثر كلما ابتعدنا عن (ω_1) باتجاه التناقص وعن (ω_2) باتجاه التزايد. يسمى مجال الترددات التي يكون كسب المضخم فيها ثابتاً تقريباً، لا يتجاوز 3 dB، عرض المجال الترددي للمضخم (amplifier bandwidth). يُصمم عادة المضخم بحيث يتوافق عرض المجال الترددي مع ترددات الإشارات المطلوب تضخيمها. وفي الحالة المعاكسة، فإن المضخم سيُشوّه الطيف الترددي لإشارة الدخل.



الشكل 14.1: الاستجابة لطويلة الكسب لمضخم: ($|T(j\omega)|$) هو طويلة تابع التحويل، أي نسبة إشارة الخرج (V_o) إلى إشارة الدخل (V_i).

يمكن تصنيف المضخمات على أساس شكل منحنى استجابتها المطالية. يبين الشكل 15.1 منحنيات الاستجابة الترددية لأنواع مختلفة من المضخمات. ففي الشكل 15.1 (a) يظل الكسب ثابتاً على مجال ترددي واسع، وينخفض الكسب عند كل من الترددات المنخفضة والترددات العالية. هذا النوع من الاستجابة الترددية شائع في المضخمات الصوتية.



الشكل 15.1: الاستجابة الترددية: (a) مضخم مترابط بالمكثفات، (b) مضخم الربط المباشر، (c) مضخم مولف أو مضخم مجال ترددي.

• (Center frequency): التردد المركزي

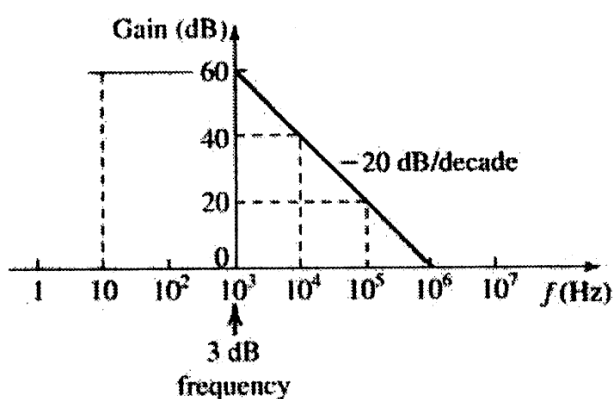
تدعو الحاجة، في عدد من التطبيقات مثل تصميم أجهزة الراديو والتلفزيون، إلى مضخمات استجابتها الترددية تتموضع قميمها حول تردد معين (يسمى تردد المركز (center frequency))، يتخامد الكسب على جانبي هذا التردد، كما هو مبين في الشكل 15.1 (c). وتسمى المضخمات التي لها مثل هذه الاستجابة الترددية المضخمات المولفة (tuned amplifiers)، أو مضخمات المجال (bandpass amplifiers)، أو مرشحات المجال (bandpass filters). تشكل المضخمات المولفة قلب المستقبلات في مجال الاتصالات، عن طريق ضبط الترددات المركزية كي تتوافق مع الترددات المرغوبة لقنوات الاتصالات المطلوبة (على سبيل المثال، محطة راديو)، ويمكن استقبال إشارة هذه القناة المعنية في حين تخدم إشارات القنوات الأخرى.

المثال 9.1

ليكن مضخم الجهد (voltage amplifier) الذي له استجابة مرشح تردد منخفض (low-pass STC)، وكسب جهد مستمر (gain dc) (60 dB)، وتردد قطع (1000 Hz). أوجد كسب المضخم مقدراً بـ (dB) عند الترددات (10 Hz)، و (10 kHz)، و (100 kHz)، و (1 MHz).

الحل

f	Gain
10 Hz	60 dB
10 kHz	40 dB
100 kHz	20 dB
1 MHz	0 dB



- (gain): كسب
- (frequency): تردد

5. ملخص SUMMARY

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة إما على شكل دائرة ثيفينين (منبع جهد v_s) على التسلسل مع مقاومة المنبع (R_s) ، وإما على شكل دائرة نورتن (منبع تيار i_s) على التفرع مع مقاومة المنبع (R_s) . جهد ثيفينين (v_s) هو جهد الدائرة المفتوحة عند طرفي المنبع، وتيار نورتن (i_s) هو تيار القصر لطرفي المنبع. حتى يكون التمثيلان متكافئين يجب أن يتساوى (v_s) و $(i_s R_s)$.
2. يمكن تمثيل الإشارة إما على شكل بياني تابع للزمن وإما على شكل مجموع توابع جيبيية. وهذا ما يعرف بتمثيل الطيف الترددي للإشارة.
3. تُعرّف الإشارة الجيبية بقيمتها العظمى (peak value) (أو بقيمتها الفعالة (rms) والتي هي القيمة العظمى مقسمة على $(\sqrt{2})$)، وبترددتها الزاوي (ω) مقدراً بـ (rad/s) أو التردد (f) ووحدته (Hz) $(\omega = 2\pi f)$ و $(f = \frac{1}{T})$ ، حيث (T) هو الدور ووحدته (s)، وبفرق صفحاتها بالنسبة لزمان مرجعي.

4. يمكن أن يأخذ مطال الإشارة التماثلية أية قيمة. تُسمى الدارات الإلكترونية التي تعالج الإشارات التماثلية (analog signals) بالدارات التماثلية (analog circuits). يعطي أخذ العينات لمطال إشارة تماثلية، عند لحظات زمنية منقطعة، وتمثيل كل عينة بعدد، إشارة رقمية (digital signal) مكافئة للإشارة التماثلية. تُعالج الإشارات الرقمية بالدارات الرقمية (digital circuits).
5. أبسط الإشارات الرقمية هي التي تستعمل نظام العد الثنائي. يأخذ الرقم الواحد في النظام الثنائي إحدى القيمتين (0 V) أو (+ 5 V) الموافقتين للمنطق (0) والمنطق (1) على التوالي.
6. يعطي المحول التماثلي/الرقمي (ADC) على خرجه عدداً ثنائياً، يمثل عينة إشارة تماثلية مطبقة على مدخله. ويمكن بعد ذلك معالجة الإشارة الرقمية الناتجة باستعمال الدارات الرقمية.
7. علاقة تابع التحويل لمضخم خطي، (v_o) كتابع لـ (v_s) ، هي خط مستقيم ميله هو كسب الجهد للمضخم.
8. يزيد المضخم من استطاعة الإشارة على خرجه عن طريق جهود التغذية المستمرة المطبقة عليه.
9. يمكن التعبير عن كسب جهد المضخم بالنسبة $(A_v \left(\frac{V}{V} \right))$ ، أو بالديسيبل $(20 \log |A_v| \text{ (dB)})$. وبالمثل يُعطى كسب التيار للمضخم بالنسبة $(A_i \left(\frac{A}{A} \right))$ ، أو بالديسيبل $(20 \log |A_i| \text{ (dB)})$ ويُعطى كسب الاستطاعة بالنسبة $(A_p \left(\frac{W}{W} \right))$ ، أو بالديسيبل $(10 \log |A_p| \text{ (dB)})$.
10. الإشارة الجيبية هي الإشارة الوحيدة التي لا تتغير عند مرورها عبر دائرة خطية. تُستعمل الإشارات الجيبية لقياس الاستجابة الترددية للمضخمات.
11. يمكن تحديد تابع التحويل $(T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)})$ لمضخم جهد عن طريق تحليل الدارة. بوضع $(s = j\omega)$ نحصل على تابع التحويل $(T(j\omega))$ الذي تعطي طويلته $(|T(j\omega)|)$ الاستجابة المطالية، وتعطي زاوية طوره $(\phi(\omega))$ (استجابة الطور للمضخم).
12. تُصنف المضخمات وفقاً لشكل الاستجابة الترددية لها $(|T(j\omega)|)$. يوجد مضخمات تمرير ترددات منخفضة (LP) أو مضخمات تمرير ترددات عالية (HP).

أسئلة ومسائل الفصل الأول QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الأول

اختر الإجابة الصحيحة

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة الكهربائية:

- (a) على شكل دارة ثيفينين فقط (Thévenin form)
- (b) على شكل دارة نورتون فقط (Norton form)
- (c) على شكل دارة ثيفينين أو دارة نورتون
- (d) على شكل منبع جهد مستمر (dc voltage source)
- (e) على شكل منبع تيار مستمر (dc current source)

2. يمكن توصيف الإشارة الجيبية:

- (a) بالقيمة العظمى لها فقط (Peak value)
- (b) بترددتها الزاوي فقط (ω) (Angular frequency)
- (c) بزاوية طورها فقط (Phase)
- (d) بكل ما ذكر في (a) و (b) و (c)

3. تُسمى الدارات التي تعالج الإشارات التماثلية:

- (a) دارات تماثلية (Analog circuits)
- (b) دارات متكاملة (Integrated circuits)
- (c) دارات منطقية (Logic circuits)
- (d) دارات كهربائية (Electric circuits)

4. تستعمل أبسط الإشارات الرقمية نظام العد:

- (a) العشري (Decimal)
- (b) الثنائي (Binary)
- (c) العشري المرمز ثنائياً (Binary Coded decimal)
- (d) الثماني (Octal)

5. يُعطي المحول التماثلي/الرقمي على خرجه مقابل العينة التماثلية على دخله:

(a) عدداً عشرياً (Decimal)

(b) عدداً ثنائياً (Binary)

(c) إشارة تماثلية (Analog signal)

(d) إشارة فيزيائية (Physical signal)

6. تابع التحويل لدارة خطية هو:

(a) تابع من الدرجة الثانية (Second order function)

(b) خط مستقيم (Straight line)

(c) تابع أسي (Exponential function)

(d) تابع لوغاريتمي (Logarithmic function)

7. يزيد المضخم من استطاعة إشارة الخرج عن طريق:

(a) إشارة الدخل له (Input signal)

(b) بنيته الذاتية كمضخم (Amplifier structure)

(c) وحدة التغذية المستمرة التي تغذيه (Power Supply)

(d) غير ما ذكر (Another cause)

8. الإشارة الوحيدة التي لا تتغير عند عبورها دارة خطية هي:

(a) الإشارة الرقمية (Digital signal)

(b) الإشارة التماثلية (Analogue signal)

(c) الإشارة المربعة (Square signal)

(d) الإشارة الجيبية (Sinusoidal signal)

9. يمكن أن نجد مضخمات:

(a) تمرر الترددات المنخفضة فقط (Low pass frequency)

(b) تمرر الترددات العالية فقط (High pass frequency)

(c) نطاق من الترددات (Pass band frequency)

(d) كل ما ذكر (All mentiend above)

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الأول
c	1
d	2
a	3
b	4
b	5
b	6
c	7
d	8
d	9

مسائل الفصل الأول

1. لأي منبع إشارة جهد دائرة مفتوحة (v_{oc})، وتيار دائرة قصر (i_{sc}). احسب المقاومة الداخلية (R_s)، وتيار نورتون

(i_s)، وجهد ثيفينين (v_s) في حالة المنابع التالية:

(a) ($v_{oc} = 10V, i_{sc} = 100 \mu A$)

(b) ($v_{oc} = 0.1V, i_{sc} = 10 \mu A$)

Ans. (a) $v_s = 10V, i_s = 100 \mu A, R_s = 100 k\Omega$

(b) $v_s = 0.1V, i_s = 10 \mu A, R_s = 10 k\Omega$

2. يعطي منبع جهد خاص على مخرجه جهداً مقداره ($30mV$) عند تحميله بمقاومة ($100k\Omega$). وعند تحميله

بمقاومة ($10k\Omega$) يعطي على مخرجه جهداً مقداره ($10mV$). احسب جهد ثيفينين (v_s)، وتيار نورتون (i_s)،

ومقاومة المنبع (R_s).

Ans. $R_s = 28.6k\Omega, v_s = 38.6mV, i_s = 1.35 \mu A,$

3. بهدف التآلف مع قيم التردد الزاوي (ω)، والتردد (f)، والدور (T)، يُطلب إكمال الجدول التالي:

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a		1×10^9	
b	1×10^9		
c			1×10^{-10}
d		60	
e	6.28×10^3		
f			1×10^{-6}

• (Case): الحالة

(a) $\omega = 6.28 \times 10^9 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $T = 1 \times 10^{-9} \text{ s}$;

(b) $f = 1.59 \times 10^8 \text{ Hz}$, $T = 6.28 \times 10^{-9} \text{ s}$;

(c) $\omega = 6.28 \times 10^{10} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $f = 1 \times 10^{10} \text{ Hz}$;

Ans.

(d) $\omega = 3.77 \times 10^2 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $T = 1.67 \times 10^{-2} \text{ s}$;

(e) $f = 1 \times 10^3 \text{ Hz}$, $T = 1 \times 10^{-3} \text{ s}$;

(f) $\omega = 6.28 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $f = 1 \times 10^6 \text{ Hz}$;

4. أوجد مطال إشارة مربعة متناظرة، دورها (T)، تقدم الاستطاعة نفسها التي تقدمها إشارة جيبية مطالها الأعظمي (V)، ولها نفس التردد. هل ترتبط هذه النتيجة بتساوي التردد لكلا الإشارتين؟

Ans. $V_{sq} = \frac{V}{\sqrt{2}}$

• النتيجة مستقلة عن التردد.

5. كلمة رقمية ثنائية ممثلة على 4-bit ($b_3 b_2 b_1 b_0$) بصيغة تُسمى الإشارة/الطويلة (signed-magnitude)، تمثل الخانة ذات الوزن الأعلى (b_3) الإشارة، (0) يعني الطويلة موجبة، و (1) يعني الطويلة سالبة. اكتب القيم الممكن تمثيلها بهذه الصيغة. ما هو الشيء الغريب في تمثيل القيمة الصفرية؟ إذا كان كل تغيير في قيمة (b_0) يوافق تغييراً في إشارة الدخل قيمته (0.5 V)، في حالة محول تمثيلي/رقمي (ADC) خاص. ما هو مجال القيم الكامل الممكن تمثيله لإشارة تماثلية؟ ما هي الكودات (الترميزات) الرقمية باعتماد التمثيل المذكور لقيم جهود الدخل التالية: ($+2.5 \text{ V}$)، و (-3.0 V)، و ($+2.7 \text{ V}$)، و (-2.8 V)؟

Ans.

- كودان (ترميزان) للصفر (0000, 1000).
- مجال قيم الإشارة التماثلية ($\pm 3.5\text{ V}$)
- الكودات (الترميزات) الرقمية للجهود

Input	Steps	Code
+2.5 V	+5	0101
-3.0 V	-6	1110
+2.7	+5	0101
-2.8	-6	1110

- (Input): قيمة المدخل
- (Steps): الخطوات
- (Code): الترميز

6. لنفترض وجود محول تماثلي/رقمي N -bit (ADC)، يتغير دخله التماثلي بين القيمتين (0) و (V_{FS}).
(a) برهن أن الخانة ذات الوزن الأدنى (LSB) توافق تغيراً في الإشارة التمثيلية مقداره $(\frac{V_{FS}}{2^N - 1})$. وهذا ما يمثل

دقة تمييز المحول (resolution).

(b) أثبت أن خطأ التحويل الأعظمي (والمسمى خطأ التكميم (quantization error) هو نصف قيمة دقة التمييز

$$\text{أي } (\frac{V_{FS}}{2(2^N - 1)})$$

(c) بافتراض أن ($V_{FS} = 10\text{ V}$)، كم خانة نلزمنا للحصول على دقة تمييز (5 mV) أو أفضل؟ ما هي دقة التمييز الفعلية التي نحصل عليها؟ وما هي قيمة خطأ التكميم الحاصلة؟

Ans. (c) $N = 11$, resolution = 4.9 mV, Quantization error = 2.4 mV

7. أُجريت عدة قياسات على عدد من المضخمات ذات الأحمال، فكانت نتائج القياسات المدونة أدناه، علماً أن قيم الجهود هي القيم الفعالة لها. أوجد كسب الجهد (A_v)، وكسب التيار (A_i)، وكسب الاستطاعة (A_p)، كنسب وبالديسيبل.

$$(a) v_I = 100\text{ mV}, \quad i_I = 100\text{ }\mu\text{A}, \quad v_O = 10\text{ V}, \quad R_L = 100\text{ }\Omega$$

$$(b) v_I = 10\text{ }\mu\text{V}, \quad i_I = 100\text{ nA}, \quad v_O = 2\text{ V}, \quad R_L = 10\text{ k}\Omega$$

$$(c) v_I = 1\text{ V}, \quad i_I = 1\text{ mA}, \quad v_O = 10\text{ V}, \quad R_L = 10\text{ }\Omega$$

$$(a) A_v = 100 \frac{V}{V}, \text{ or } 40 \text{ dB}, A_i = 1000 \frac{A}{A}, \text{ or } 60 \text{ dB},$$

$$A_p = 10^5 \frac{W}{W}, \text{ or } 50 \text{ dB},$$

$$(b) A_v = 2 \times 10^3 \frac{V}{V}, \text{ or } 106 \text{ dB}, A_i = 2000 \frac{A}{A}, \text{ or } 66 \text{ dB},$$

Ans.

$$A_p = 4 \times 10^6 \frac{W}{W}, \text{ or } 66 \text{ dB},$$

$$(c) A_v = 10 \frac{V}{V}, \text{ or } 20 \text{ dB}, A_i = 1000 \frac{A}{A}, \text{ or } 60 \text{ dB},$$

$$A_p = 10^4 \frac{W}{W}, \text{ or } 40 \text{ dB},$$

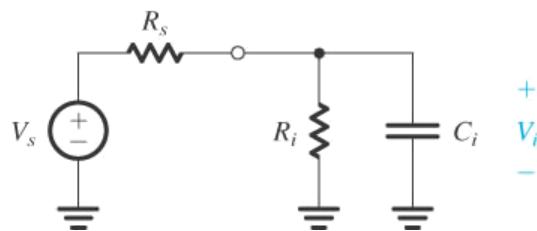
8. مضخم إشارات صغيرة، كسب جهد الدارة المفتوحة له (40 dB) open-circuit voltage gain، مقاومة دخله (1 MΩ) input resistance ومقاومة خرجه (10 Ω) output resistance، يقود حملاً قيمته (100 Ω). ما هي قيمة كسب الجهد، وكسب الاستطاعة بالديسيبل عند وصل الحمل؟ إذا كانت القيمة العظمى لتيار الخرج محدودة بالقيمة (100 mA)، ما هي أكبر قيمة فعالة لجهد الدخل، بحيث تبقى إشارة الخرج دون تشويه؟ ما هي استطاعة الخرج الموافقة؟

$$\text{Ans. } A_v = 90.9 \frac{V}{V}, \text{ or } 39.1 \text{ dB}, A_p = 8.3 \times 10^7 \frac{W}{W}, \text{ or } 79.1 \text{ dB},$$

$$V_{i,rms} = 0.08 \text{ V}$$

$$P_o = 0.5 \text{ W}$$

9. يبين الشكل 17.1 منبع إشارة موصل إلى دخل مضخم. المقاومة (R_s) هي مقاومة المنبع، وعلى التوالي (R_i) هي مقاومة الدخل و (C_i) هو مكثف الدخل للمضخم. أوجد تابع التحويل للدارة ($\frac{V_i(s)}{V_o(s)}$)، وبين أنه ممرر تردد منخفض (STC). أوجد تردد القطع له علماً أن ($R_s = 20 \text{ k}\Omega$) و ($R_i = 80 \text{ k}\Omega$) و ($C_i = 5 \text{ pF}$).



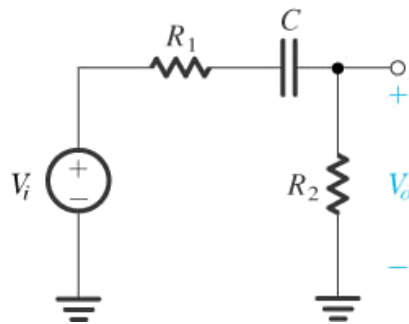
الشكل 17.1: دارة المسألة (9.1).

$$\text{Ans. } \frac{V_i}{V_s} = \frac{\frac{R_i}{(R_s + R_i)}}{1 + s C_i \left(\frac{R_i R_s}{R_s + R_i} \right)}, \quad K = \frac{R_i}{(R_s + R_i)}, \quad \omega_0 = \frac{R_s + R_i}{C_i R_i R_s}$$

$$\omega_0 = 12.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

10. يبين الشكل 18.1 دائرة مرشح. أوجد تابع التحويل للدائرة $(T(s) = \frac{V_i(s)}{V_o(s)})$ ، هل هذه الدائرة هي دائرة مرمر تردد

منخفض، أم دائرة مرمر تردد عالي؟ ما هي قيمة طويلة تابع التحويل عند الترددات العالية جداً $(s \rightarrow \infty)$ ؟ ما هي قيمة تردد القطع (ω_0) ، علماً أن $(R_1 = 10 \text{ k}\Omega)$ و $(R_2 = 40 \text{ k}\Omega)$ و $(C = 0.1 \mu\text{F})$ ؟ أوجد قيمة تردد القطع (f_0) . ما هي قيمة طويلة تابع التحويل عند تردد القطع $(|T(j\omega_0)|)$ ؟



الشكل 17.1: دائرة المسألة (9.1).

$$\frac{V_i}{V_s} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{C(R_1 + R_2)}} \right), \quad K = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}, \quad \omega_0 = \frac{1}{C(R_1 + R_2)}$$

$$\text{Ans. } s \rightarrow 0 \Rightarrow T(s) = 0, \quad s \rightarrow \infty \Rightarrow T(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$f_0 = 31.8 \text{ Hz}, \quad |T(j\omega_0)| = 0.57 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

نموذج امتحان للفصل الأول: مفاهيم رئيسية

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits

أستاذ المادة: ...

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

السؤال الأول: اختر الإجابة الصحيحة (4 علامات)

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة الكهربائية:

- (a) على شكل دارة ثيفينين فقط (Thévenin form)
- (b) على شكل دارة نورتن فقط (Norton form)
- (c) على شكل دارة ثيفينين أو دارة نورتن
- (d) على شكل منبع جهد مستمر (dc voltage source)
- (e) على شكل منبع تيار مستمر (dc current source)

2. تُسمى الدارات التي تعالج الإشارات التماثلية:

- (a) دارات تماثلية (Analog circuits)
- (b) دارات متكاملة (Integrated circuits)
- (c) دارات منطقية (Logic circuits)
- (d) دارات كهربائية (Electric circuits)

3. يُعطي المحول التماثلي/الرقمي على خرجه مقابل العينة التماثلية على دخله:

- (a) عدداً عشرياً (Decimal)
- (b) عدداً ثنائياً (Binary)
- (c) إشارة تماثلية (Analog signal)
- (d) إشارة فيزيائية (Physical signal)

4. تابع التحويل لدارة خطية هو:

(a) تابع من الدرجة الثانية (Second order function)

(b) خط مستقيم (Straight line)

(c) تابع أسّي (Exponential function)

(d) تابع لوغاريتمي (Logarithmic function)

السؤال الثاني: حل المسألة التالية (6 علامات)

بهدف التآلف مع قيم التردد الزاوي (ω)، والتردد (f)، والدور (T)، يُطلب إكمال الجدول التالي:

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a		1×10^9	
b	1×10^9		
c			1×10^{-10}

• (Case): الحالة.

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل الأول

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
مراجعة الإشارات Signals	c	1
مراجعة الإشارات Signals	a	2
مراجعة الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية Analog and Digital Signals	b	3
مراجعة الدارات المكافئة للمضخمات Circuit Models for Amplifiers	b	4

السؤال الثاني: (6 علامات)

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a	6.28×10^9	1×10^9	1×10^{-9}
b	1×10^9	1.59×10^8	6.28×10^{-9}
c	6.28×10^{10}	1×10^{10}	1×10^{-10}

التغذية الراجعة للسؤال الثاني

مراجعة طيف ترددات الإشارات Frequency Spectrum of Signals

الفصل الثاني

مضخمات العمليات

كلمات مفتاحية KEYWORDS

مضخم العمليات المثالي ideal op amp، مضخمات العمليات العاكسة والغير العاكسة inverting and noninverting configurations، مضخمات الفرق difference amplifiers، مضخمات عمليات التكامل والتفاضل integrators and differentiators op amps.

المخلص ABSTRACT

بعد أن درسنا في الفصل الأول من هذا المقرر المفاهيم والمصطلحات الرئيسية للمضخمات، أصبح الآن ممكناً دراسة لبنة من لبنات الدارات ذات الأهمية العامة ألا وهي مضخم العمليات (op amp). استعمل مضخم العمليات منذ فترة طويلة، وكانت تطبيقاته الأولى في مجالات الحوسبة التماثلية وأجهزة القياس. بنيت مضخمات العمليات الأولى من المكونات المنفصلة (الصمامات المفرغة ثم الترانزستورات، والمقاومات)، وكانت تكلفتها باهظة في ذلك الوقت (عشرات الدولارات). في منتصف الستينيات من القرن العشرين تم إنتاج أول دائرة مضخم عمليات كدائرة متكاملة (Integrated Circuit)، تسمى اختصاراً (IC). صنعت دائرة مضخم العمليات ($709 \mu A$)، التي تتكون من عدد كبير نسبياً من الترانزستورات والمقاومات، على نفس رقاقة السيليكون. على الرغم من خصائصه المتواضعة (مقارنة لما هو موجود حالياً) وسعره المرتفع، أعلنت ولادته ظهور عهد جديد في تصميم الدارات الإلكترونية. بدأ مهندسو الإلكترونيات باستعمال مضخمات العمليات بكثرة، مما أدى إلى هبوط أسعارها بشكل كبير. كما طالبوا بتحسين نوعية مضخمات العمليات. استجابت مصانع أنصاف النواقل بسرعة لتلك المتطلبات، وخلال فترة زمنية لا تتجاوز بضع سنوات، أصبحت مضخمات العمليات عالية الجودة ومنخفضة القيمة (عشرات السنتات) ومتوفرة عند عدد كبير من الموردين.

تقترب خصائص دائرة مضخم العمليات المتكاملة اقتراباً كبيراً من خصائص مضخم العمليات المثالي المفترض. وهذا يعني سهولة استعماله في كثير من التطبيقات.

سنتعامل مع مضخم العمليات بوصفه لبنة ومكوناً من مكونات الدارات وسندرس خصائص مداخله ومخارج (أطرافه) وتطبيقاته.

مخرجات الفصل الثاني ILO2

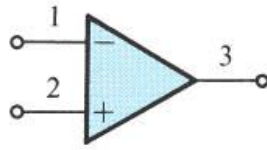
فهم الخواص المميزة للمضخم المثالي واستعماله في التطبيقات الإلكترونية.
معرفة تحليل الدارات التي تحتوي على مضخمات عمليات، ومقاومات ومكثفات.
التمكن من استعمال مضخمات العمليات للحصول على خواص محددة.
دراسة وفهم دارات مضخمات عمليات أكثر تعقيداً كدارات الجوامع الموزنة، والمكاملات، والمفاضلات.

الأهداف التعليمية للفصل الثاني ILO2

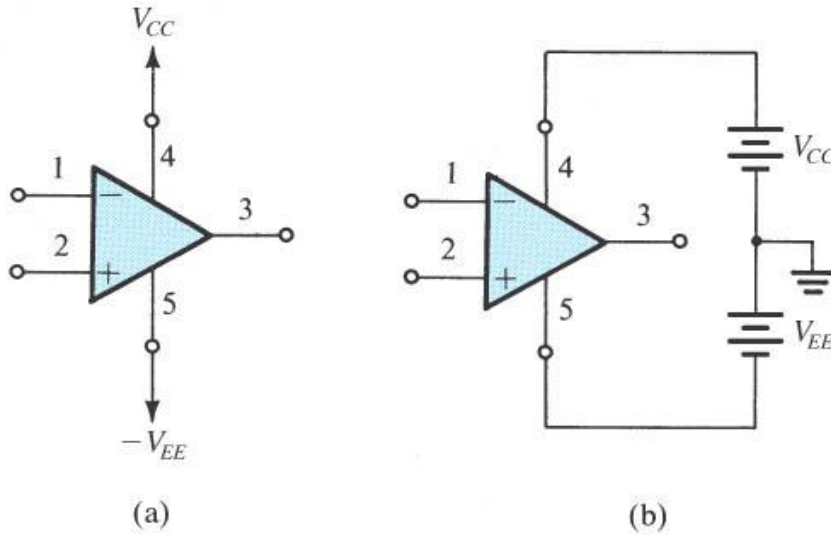
يهدف هذا الفصل إلى تمكين الطالب من فهم مضخم العمليات كمكون رئيس لبناء الدارات الإلكترونية، ودراسة خواص مداخله ومخارجه الأولية بغض النظر عن بنيته الداخلية، والتعرف على أهم تطبيقاته. وهذه الطريقة كافية لكثير من تطبيقات مضخمات العمليات.

1.1 مضخم العمليات المثالي THE IDEAL OP AMP

يبين الشكل 1.2 رمز مضخم العمليات. لمضخم العمليات ثلاثة أطراف: طرفاً دخل وطرفاً خرج. الطرفان (1)، و(2) هما طرفا الدخل، والطرف (3) هو طرف الخرج. يلزم مضخم العمليات لكي يعمل جهداً مستمراً للتغذية (dc power). وتستعمل معظم مضخمات العمليات المتكاملة مصدرين للتغذية المستمرة كما هو مبين في الشكل 2.2. لذلك يخصص الطرفان (4) و(5) لجهد التغذية الموجب ($+V_{CC}$)، وجهد التغذية السالب ($-V_{EE}$) على التوالي. يوضح الشكل (b) 2.2 جهدي التغذية على شكل بطارية مع أرضي مشترك. ومن المهم أن نشير إلى أن نقطة التأريض المرجعية هي النقطة المشتركة لجهدي التغذية الموجبة والسالبة، بالتالي لا يتضمن مضخم العمليات طرفاً مخصصاً للأرضي. وللتبسيط، فإننا سوف لن نظهر طرفي التغذية على دائرة مضخم العمليات.



الشكل 1.2: رمز مضخم العمليات.



الشكل 2.2: توصيل مضخم العمليات بجهدي التغذية.

بالإضافة إلى أطراف الإشارات الثلاث، وأطراف التغذية الاثنان، قد يكون لمضخم العمليات أطراف أخرى مخصصة لوظائف محددة. تشمل هذه الأطراف الأخرى أطرافاً لتعويض التردد وأطرافاً لحذف جهد الانزياح على خرج مضخم العمليات أو التقليل من أثره.

المثال 1.2

ما هو أقل عدد من الأطراف يتطلبه مضخم عمليات واحد؟ وما هو أقل عدد من الأطراف تتطلبه دائرة متكاملة تحتوي على أربعة مضخمات عمليات؟

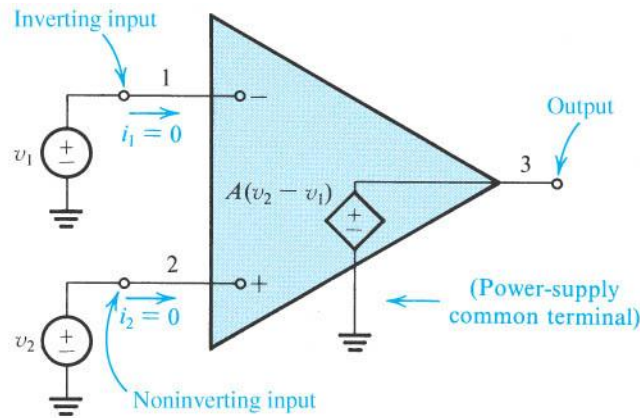
الحل

يتطلب مضخم عمليات واحد خمسة أطراف، طرفان للدخل، وطرف للخروج، وطرفان للتغذية أحدهما للموجبة والآخر للسالبة. وتتطلب دائرة متكاملة تحتوي على أربعة مضخمات أربعة عشر طرفاً، لكل منها طرفان للدخل وآخر للخروج أي ما مجموعه إثنا عشر طرفاً وطرفان للتغذية المشتركة للمضخمات الأربعة.

سنتناول بالدراسة وظيفة دائرة مضخم العمليات. صُمم مضخم العمليات لتحسس الفرق بين إشارتي الجهد المطبقتين على المدخلين (أي المقدار، $(v_2 - v_1)$ ، ويُضرب هذا المقدار بالعدد A لإعطاء الجهد الناتج $(A(v_2 - v_1))$ على الخرج (3). بالتالي $(v_3 = A(v_2 - v_1))$. ينبغي التأكيد هنا على أنه عندما نتحدث عن الجهد الكهربائي لطرف، نعني الجهد بين الطرف والأرضي، وبالتالي (v_1) يعني الجهد المطبق بين الطرف (1) والأرضي.

لايستجر مضخم العمليات المثالي أي تيار. وهذا يعني، أن تيار إشارة الطرف (1) وتيار إشارة الطرف (2) معدومان. وبعبارة أخرى، فإن ممانعة دخل مضخم العمليات المثالي لانتهائية.

ماذا عن طرف الخرج (3)؟ يُفترض أن يعمل هذا الطرف ليكون بمثابة طرف الخرج لمنبع جهد مثالي. وهذا يعني، أن الجهد بين الطرف (3) والأرضي تكون دائماً مساوية إلى $(A(v_2 - v_1))$ ، بغض النظر عن التيار المقدم من الطرف (3) الى مقاومة الحمل. وبعبارة أخرى، يُفترض أن تكون مقاومة خرج مضخم العمليات المثالي معدومة. بالنظر إلى كل ما سبق، نصل إلى الدارة المكافئة المبينة في الشكل 3.2.



الشكل 3.2: الدارة المكافئة لمضخم العمليات المثالي.

- (Inverting input): الدخل العاكس
- (Noninverting input): الدخل الغير العاكس
- (Output): الخرج
- (Power-supply common terminal): الطرف المشترك لجهد التغذية

نلاحظ أن الخرج على توافق في الطور مع إشارة الدخل (v_2)، وأنه على تعاكس في الطور مع إشارة الدخل (v_1). لهذا السبب، يسمى طرف الدخل (1) طرف الدخل العاكس (inverting input terminal)، ويُميز بالإشارة "-", في حين يسمى طرف الدخل (2) طرف الدخل الغير العاكس (noninverting input terminal)، ويُميز بالإشارة "+". يستجيب مضخم العمليات إلى فرق الإشارتين ($v_2 - v_1$) فقط، ويتجاهل أية إشارة مشتركة على مدخله. وهذا يعني أنه إذا كان ($v_2 = v_1 = 1\text{ V}$)، يكون الخرج المثالي صفراً. ندعو هذه الخاصية نمط الرفض المشترك (common-mode rejection)، ونستنتج أنه لمضخم العمليات المثالي كسباً مشتركاً معدوماً، أو بشكل مكافئ، له رفض مشترك لانتهائي. سنعود إلى تفصيل هذه النقطة لاحقاً.

نعتبر الآن أن مضخم العمليات هو مضخم ذو دخل تفاضلي (differential-input) وخرج وحيد (single-ended-output)، هذا يعني أن الخرج يظهر بين الطرفين (3) ونقطة الأرضي المرجعية. لأسباب واضحة، يُسمى الكسب (A) الكسب التفاضلي (differential gain)، أو كسب الحلقة المفتوحة (open-loop gain). وعند إغلاق الحلقة بين الدخل والخرج، نسمي الكسب كسب الحلقة المغلقة (closed-loop gain). الربط المباشر (direct-coupled) أو (dc amplifiers) هو سمة هامة من سمات مضخم العمليات، حيث تعني (dc) الربط المباشر (وتعني أيضاً التيار المباشر أو المستمر)، لأن مضخم الربط المباشر هو المضخم الذي يضخم مجالاً من الترددات يبدأ بالصفراً. وحقيقة أن مضخمات العمليات هي مضخمات ربط مباشر، تسمح لنا باستعمالها في العديد من التطبيقات الهامة.

ماذا عن عرض المجال الترددي؟ لمضخم العمليات المثالي كسب (A) ثابت على مجال ترددي لانتهائي يبدأ من التردد صفر إلى التردد لانتهائي. إذ يضخم المضخم المثالي إشارات بكسب مقداره (A) مهما يكن ترددها، فيقال أن مجال تردده لانتهائي (infinite bandwidth).

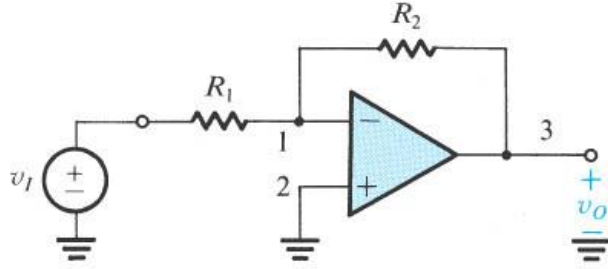
لقد ناقشنا كافة خصائص مضخمات العمليات المثالية باستثناء خاصية واحدة، التي هي في الواقع الأكثر أهمية. هذه الخاصية تتعلق بقيمة الكسب (A). ينبغي أن يكون لمضخم العمليات المثالي كسباً (A) قيمته كبيرة جداً، وفي الحالة المثالية تكون هذه القيمة لانتهائية. قد يتساءل المرء سؤالاً مشروحاً: إذا كان الكسب لانتهائياً، كيف سيُستعمل مضخم العمليات؟ الجواب بسيط جداً: لن يُستعمل مضخم العمليات لوحده كدارة حلقة مفتوحة في جميع التطبيقات تقريباً. بدلاً من ذلك، سوف تُستعمل مكونات أخرى حول مضخم العمليات لتطبيق تغذية راجعة، كما سنبينه لاحقاً بالتفصيل. يوضح الجدول 1.2 خصائص مضخم العمليات المثالي.

الجدول 1.2: خصائص مضخم العمليات المثالي

1. ممانعة دخل لانتهائية (Infinite input impedance)
2. ممانعة خرج معدومة (Zero output impedance)
3. كسب نمط مشترك معدوم أو بشكل مكافئ رفض نمط مشترك لانتهائي (Zero common-mode gain or, equivalently, infinite common-mode rejection)
4. كسب جهد حلقة مفتوحة الانتهائي (A) (Infinite open-loop gain)
5. عرض مجال لانتهائي (Infinite bandwidth)

2. المضخمات العاكسة THE INVERTING CONFIGURATION

كما ذكر أعلاه، لا تُستعمل مضخم العمليات لوحدها، لذلك تُوصَل مع عناصر غير فعالة في دارة التغذية الراجعة. هناك نوعان رئيسيان للدارات التي تستعمل مضخم العمليات والمقاومات: المضخم العاكس، والمضخم الغير العاكس. يبين الشكل 4.2 دارة المضخم العاكس.



الشكل 4.2: المضخم العاكس.

يتكون هذا المضخم من مضخم العمليات، ومن مقاومتين اثنتين (R_1) و (R_2). المقاومة (R_2) موصلة بين الطرف (3) الذي هو خرج المضخم، والطرف (1) الذي هو المدخل العاكس للمضخم أو المدخل السالب له. نقول عن المقاومة (R_2) أنها مقاومة التغذية الراجعة السالبة (negative feedback). وعندما توصل المقاومة (R_2) بين الطرف (3) والطرف (2)، تسمى مقاومة التغذية الراجعة الموجبة (positive feedback). نلاحظ أيضاً أن المقاومة (R_2) تغلق الحلقة حول مضخم العمليات. إضافة إلى المقاومة (R_2)، يؤرض المدخل (2)، وتوصل المقاومة (R_1) بين المدخل العاكس (1) ومنبع الإشارة ذي الجهد (v_i). يؤخذ خرج المضخم الكلي بين الطرف (3) والأرضي. بطبيعة الحال، الطرف (3) هو الطرف المناسب للخروج لأن مقاومة المضخم المثالي عند هذه النقطة معدومة. وبالتالي فإن الجهد (v_o) لا يعتمد على قيمة التيار المقدم عبر هذه النقطة إلى مقاومة الحمل الموصولة بين الطرف (3) والأرضي. سنقوم الآن بتحليل دارة الشكل 5.2 لتحديد كسب الحلقة المغلقة (G) (closed-loop gain)، المعرفة بما يلي:

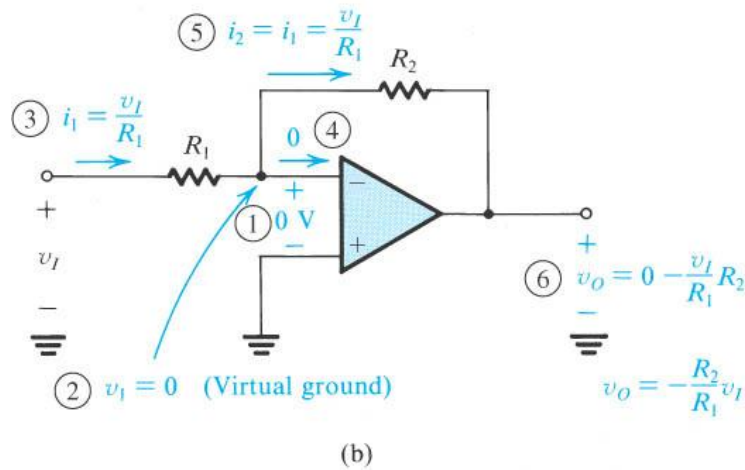
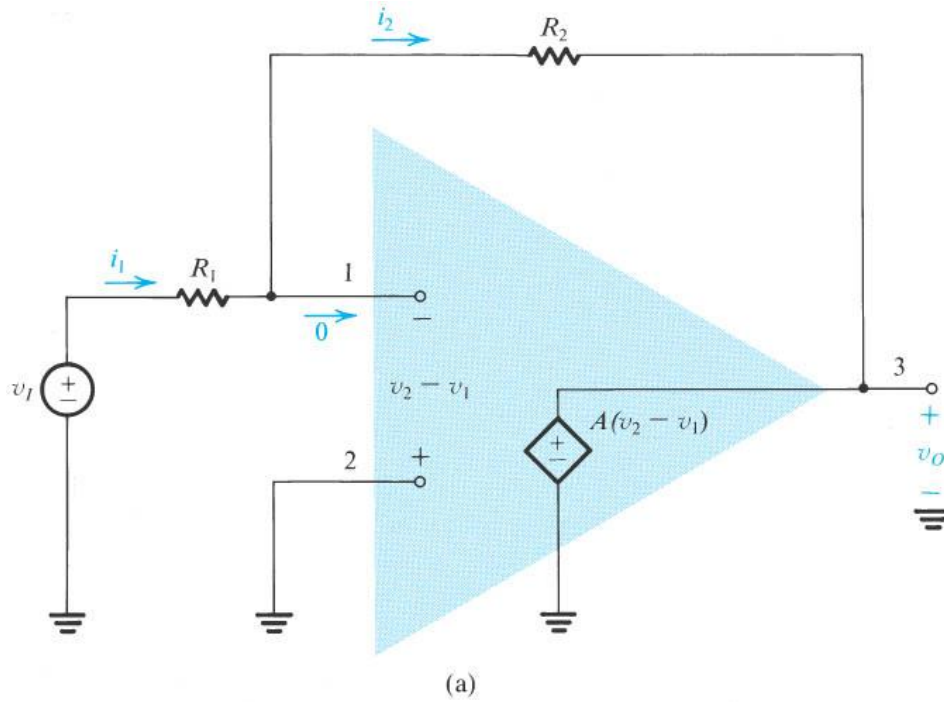
$$G = \frac{v_o}{v_i}$$

سنقوم بذلك على افتراض أن مضخم العمليات مضخم مثالي. يبين الشكل 6.2 (a) الدارة المكافئة، ويجري التحليل على النحو التالي: الكسب كبير جداً (لانتهائي من الناحية المثالية). بالتعريف

$$v_2 - v_1 = \frac{v_o}{A} = \frac{v_o}{\infty} = 0$$

ويترتب على ذلك أن جهد الدخل المعكوس (v_1) يساوي إلى (v_2). لأن الكسب (A) يقترب من اللانهاية، بالتالي يقترب الجهد (v_1) من الجهد (v_2)، بل يساويه في الحالة المثالية. فنقول أن كل واحد من جهود الدخل يلحق جهد الدخل الآخر. أو نقول أن هناك قصر دارة افتراضي بينهما. يجب أن نؤكد هنا على كلمة افتراضي ولا ينبغي وضع قصر فيزيائي بين المدخلين (1) و (2) عند تحليل الدارة. يعني قصر الدارة الافتراضي (virtual short circuit) أنه مهما يكن جهد الطرف (v_2) سيظهر نفسه على الطرف (1) لأن الكسب لانتهائي. قد يوصل الطرف (v_2) بالأرضي

عندها يكون $(v_2 = 0)$ و $(v_1 = 0)$. فنقول أن الطرف (1) هو أرضي افتراضي (virtual ground)، أي أن جهده معدوم لكنه فيزيائياً غير موصل بالأرضي.
 بعد أن حددنا قيمة (v_1) ، يمكننا الآن من تطبيق قانون أوم لإيجاد قيم التيار المار في المقاومة (R_1) (انظر الشكل 5.2).



الشكل 5.2: تحليل المضخم العاكس. يدل الرقم الموضوع ضمن دائرة على رقم خطوة التحليل.

أين سيذهب هذا التيار؟ لا يمكن أن يدخل إلى مضخم العمليات، لأن مقاومة مدخل مضخم العمليات المثالي لانتهائية، وبالتالي لا يستجر أي تيار. ويترتب على ذلك مرور التيار عبر (R_2) إلى الطرف (3) ذي المقاومة المنخفضة.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = \frac{v_I - v_1}{R_1} = \frac{v_I - 0}{R_1} = \frac{v_I}{R_1} \\ i_1 = \frac{v_1 - v_O}{R_2} = \frac{0 - v_O}{R_2} = \frac{-v_O}{R_2} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{v_I}{R_1} = \frac{-v_O}{R_2} \Rightarrow \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

($\frac{v_O}{v_I}$) هو كسب الحلقة المغلقة المطلوب. يوضح الشكل 6.2 (b) هذه الخطوات وتشير الأرقام المحاطة بدوائر إلى الترتيب الذي يجري به تنفيذ التحليل.

وهكذا نجد أن كسب الحلقة المغلقة هو ببساطة نسبة المقاومتين (R_2) و (R_1). تعني إشارة السالب (-) أن مضخم عمليات التغذية الراجعة السالبة يعكس إشارة الخرج. وبالتالي إذا كان ($\frac{R_2}{R_1} = 10$) وكانت إشارة الدخل (v_I) إشارة جيبية جهدها من القمة إلى القمة ($1V$)، سيكون الخرج إشارة جيبية جهدها من القمة إلى القمة ($10V$) وزاوية طورها مزاحة بمقدار (180°) عن إشارة الدخل. تسمى هذه الدارة دائرة المضخم العاكس (inverting configuration) بسبب وجود الإشارة السالبة في علاقة كسب الجهد.

على افتراض أن مضخم العمليات المبين في الشكل 5.2 مثالي، وكسب الحلقة المفتوحة له لانتهائي، ومقاومة دخله (R_i) والتي تساوي استناداً إلى الشكل 6.2 (b) إلى

$$R_i = \frac{v_I}{i_i} = \frac{v_I}{\frac{v_I}{R_1}} = R_1$$

تشكل مقاومة دخل المضخم (R_1) مع مقاومة منبع الإشارة (R_I) الذي يغذيه مجزأ جهد. كي نتجنب فقدان قوة إشارة منبع الدخل ينبغي أن تكون مقاومة دخل المضخم كبيرة القيمة. وفي حالة دائرة المضخم العاكس، كي تكون مقومة الدخل (R_i) كبيرة القيمة، ينبغي أن نختار قيمة كبيرة للمقاومة (R_1). ومع ذلك، إذا كانت قيمة الكسب المطلوبة كبيرة أيضاً، يمكن أن تصبح قيمة المقاومة (R_2) الكبيرة غير عملية (على سبيل المثال، أكبر من بضعة ميغا أوم). يمكننا أن نستنتج أن مقاومة دائرة المضخم العاكس منخفضة. بما أن خرج دائرة المضخم العاكس هو طرف منبع الجهد المثالي ($A(v_2 - v_1)$) [الشكل 6.2 (a)]، فإنه يترتب على ذلك أن مقاومة خرج مضخم الحلقة المغلقة معدومة.

$$R_o = \frac{v_X}{i_X} \Big|_{v_I=0} = 0$$

حيث أن (v_X) هو الجهد المطبق بين طرفي الخرج والأرضي، و (i_X) هو التيار الذي يعطيه منبع الجهد (v_X)، مع قصر منبع الدخل.

المثال 2.2

احسب قيمتي مقاومتي دائرة التغذية الراجعة لمضخم عاكس، إذا علمت أن مقاومة دخله ينبغي أن تكون $(100\text{ k}\Omega)$ وأن كسب الحلقة المغلقة له (10) . أوجد مقاومة الخرج له.

الحل

حساب قيمة المقاومة (R_1) :

$$R_i = R_1 = 100\text{ k}\Omega$$

حساب قيمة المقاومة (R_2) :

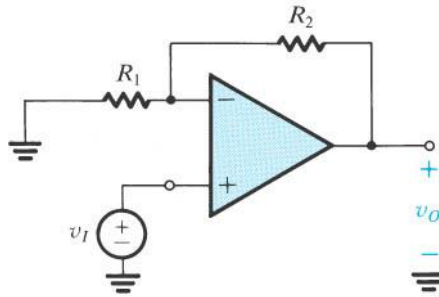
$$|G| = \frac{R_2}{R_1} = 10 \Rightarrow R_2 = 10 R_1 = 10 \times 100\text{ k}\Omega = 1\text{ M}\Omega$$

حساب قيمة مقاومة الخرج (R_o) :

$$R_o = 0\Omega$$

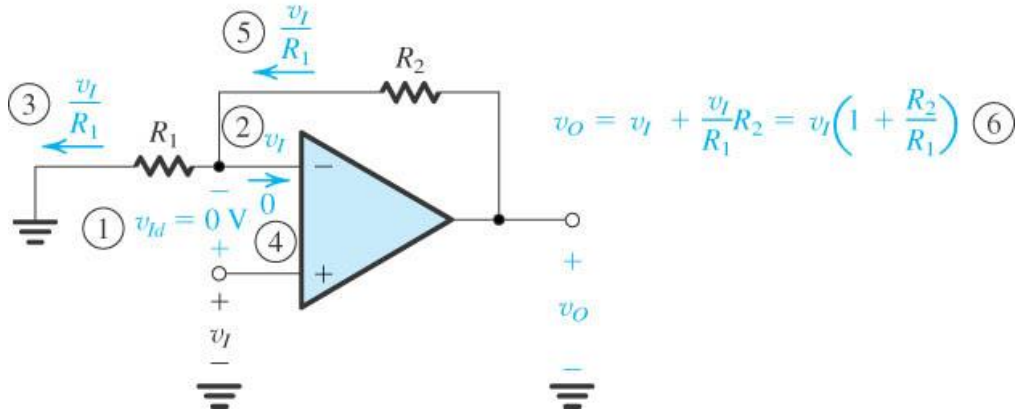
3. المضخمات الغير العاكسة THE NONINVERTING CONFIGURATION

يبين الشكل 6.2 دائرة المضخم الغير العاكس. تُتطبيق إشارة الدخل (v_i) هنا مباشرة على المدخل الغير العاكس (المدخل الموجب) للمضخم، بينما يوصل أحد أطراف المقاومة (R_1) إلى الأرضي المشترك.



الشكل 6.2: دائرة المضخم الغير العاكس.

يبين الشكل 7.2 تحليل دائرة المضخم الغير العاكس. يشار أيضاً إلى ترتيب خطوات التحليل بالأرقام المحاطة بدوائر. نفترض أن مضخم العمليات مثالي، وأن كسبه لانهائي، ونفترض قصر الدارة بين مدخله.



الشكل 7.2: تحليل دائرة المضخم الغير العاكس: تتابع خطوات التحليل المشار إليها بأرقام محاطة بدوائر.

نجد من الشكل 7.2 أن

$$v^+ = v^- = v_I$$

وبالتالي فإن جهد الدخل العاكس يساوي إلى جهد الدخل غير العاكس والمساوي إلى الجهد المطبق (v_I). يتحدد التيار المار في المقاومة (R_1) بالقيمة ($\frac{v_I}{R_1}$) وهو نفسه التيار في المقاومة (R_2) لأن مقاومة دخل المضخم لانهائية. نجد من دائرة الشكل أن:

$$\begin{aligned} i_{(R_1)} &= i_{(R_2)} \\ \frac{v_I}{R_1} &= \frac{v_O - v_I}{R_2} \Rightarrow \\ \frac{R_2}{R_1} &= \frac{v_O - v_I}{v_I} = \frac{v_O}{v_I} - 1 \Rightarrow \frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{aligned}$$

وبطريقة أخرى نجد من الشكل 7.2، وبمعرفة أن تيار المدخلين معدومان، أن دائرة التغذية الراجعة تتكون من R_1 و R_2 وهي في الواقع دائرة مجزئ جهد، بالتالي:

$$\frac{v_O}{v_I} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

على افتراض أن مضخم العمليات مثالي، وكسب حلقتة المفتوحة لانهائي، وتيارا دخله معدومان، نجد أن

$$R_i = \infty$$

بما أن خرج دائرة المضخم العاكس هو طرف منبع الجهد المثالي $(A(v_2 - v_1))$ [الشكل 6.2 (a)], فإن مقاومة خرجة معدومة.

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} \Big|_{v_i=0} = 0$$

حيث أن (v_x) هو الجهد المطبق بين طرفي الخرج والأرضي، و (i_x) هو التيار الذي يعطيه منبع الجهد (v_x) ، مع قصر منبع الدخل.

المثال 3.2

احسب قيمتي مقاومتي دائرة التغذية الراجعة لمضخم غير عاكس، إذا علمت أن كسب الحلقة المغلقة له (11)، وأن أكبر مقاومة يمكن استعمالها $(1 M \Omega)$. أوجد مقاومتي الدخل والخرج له.

الحل

حساب قيمة المقاومة (R_2) :

$$R_2 = 1 M \Omega$$

حساب قيمة المقاومة (R_1) :

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 11 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 10 \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{10} = \frac{1 M \Omega}{10} = 100 k \Omega$$

حساب قيمة مقاومة الدخل (R_i) :

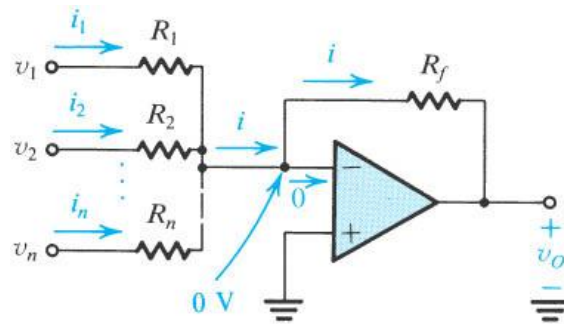
$$R_i = \infty$$

حساب قيمة مقاومة الخرج (R_o) :

$$R_o = 0 \Omega$$

4. الجامع الموزن THE WEIGHTED SUMMER

تُعد دائرة الجامع الموزن والمبينة في الشكل 8.2 من الدارات التي لها تطبيقات مهمة جداً.



$$v_o = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} v_n \right)$$

الشكل 8.2: الجامع الموزن.

لدينا هنا مقاومة التغذية الراجعة السالبة (R_f)، كما هو الحال في الدارات السابقة، غير أن هناك عدداً من إشارات الدخل (v_1, v_2, \dots, v_n) كل منها يطبق على مقاومة مقابلة لها (R_1, R_2, \dots, R_n)، وتوصل أطراف المقاومات الأخرى إلى الدخل العاكس للمضخم. للمضخم المثالي أرضي افتراضي عند مدخله العاكس. وبالاعتماد على قانون أوم، نوجد التيارات (i_1, i_2, \dots, i_n) وفقاً لما يلي:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}, \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2}, \quad \dots, \quad i_n = \frac{v_n}{R_n}$$

ويجمع هذه التيارات نحصل على التيار الكلي (i)

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

سيمر كل التيار (i) في المقاومة (R_f) (نظراً لعدم مرور أي تيار عبر المدخل العاكس للمضخم المثالي). يمكن تحديد جهد الخرج (v_o) بتطبيق قانون أوم مرة أخرى، فنحصل على

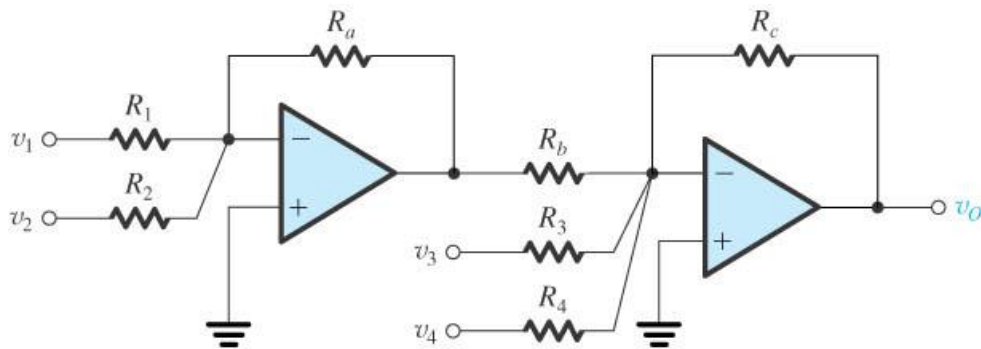
$$v_o = 0 - i R_f = -i R_f$$

بالتالي:

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

وهكذا فإن جهد الخرج هو مجموع موزن لإشارات الدخل (v_1, v_2, \dots, v_n). لذلك تسمى هذه الدارة دائرة الجامع الموزن (weighted summer). لنلاحظ أن كل معامل من معاملات الحدود يمكن ضبطه منفرداً عن طريق ضبط المقاومات (R_1) إلى (R_n). لنلاحظ أن جميع حدود دائرة الجامع الموزن المبينة في الشكل 8.2 لها نفس الإشارة. نحتاج في بعض التطبيقات إلى الجمع الجبري للحدود، أي نحتاج إلى حدود موجبة وأخرى سالبة. لتحقيق ذلك يلزمنا مضخمي عمليات كما هو موضح في الشكل 9.2. بافتراض أن مضخمي العمليات مثاليان، يمكننا بسهولة أن نبرهن أن جهد الخرج يعطى وفقاً لما هو مبين أدناه.

$$v_o = v_1 \left(\frac{R_a}{R_1}\right) \left(\frac{R_c}{R_b}\right) + v_2 \left(\frac{R_a}{R_2}\right) \left(\frac{R_c}{R_b}\right) - v_3 \left(\frac{R_c}{R_3}\right) - v_4 \left(\frac{R_c}{R_4}\right)$$



الشكل 9.2: الجامع الموزن الذي يقوم بالجمع الجبري للحدود.

المثال 4.2

لنفترض دائرة الجامع الجبري الموزن (الشكل 9.2)، احسب قيم مقاوماته مقدره بـ $(k\Omega)$ إذا علمت أن جهد الخرج المطلوب مُعطى بالعلاقة التالية:

$$v_o = v_1 + 4v_2 - 3v_3 - 2v_4$$

الحل

استناداً إلى العلاقة:

$$v_o = v_1 \left(\frac{R_a}{R_1} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) + v_2 \left(\frac{R_a}{R_2} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) - v_3 \left(\frac{R_c}{R_3} \right) - v_4 \left(\frac{R_c}{R_4} \right)$$

وبالمقارنة مع علاقة جهد الخرج المطلوب

$$\frac{R_c}{R_4} = 2 \Rightarrow R_4 = \frac{R_c}{2} = \frac{15 k\Omega}{2} = 7.5 k\Omega \text{ ، فيكون لدينا } R_c = 15 k\Omega$$

$$\frac{R_c}{R_3} = 3 \Rightarrow R_3 = \frac{R_c}{3} = \frac{15 k\Omega}{3} = 5 k\Omega$$

$$\left(\frac{R_a}{R_2} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) = 4 = 2 \times 2 \Rightarrow$$

$$\frac{R_c}{R_b} = 2 \Rightarrow R_b = \frac{R_c}{2} = \frac{15 k\Omega}{2} = 7.5 k\Omega$$

نفترض أن $R_a = 10 k\Omega$ ، فيكون لدينا

$$\left(\frac{R_a}{R_2} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) = 4 = 2 \times 2 \Rightarrow$$

$$\frac{R_a}{R_2} = 2 \Rightarrow R_2 = \frac{R_a}{2} = \frac{10 k\Omega}{2} = 5 k\Omega$$

أخيراً

$$\left(\frac{R_a}{R_1} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) = 1 = \frac{1}{2} \times 2 \Rightarrow$$

$$\frac{R_a}{R_1} = \frac{1}{2} \Rightarrow R_1 = 2 R_a = 2 \times 10 k\Omega = 20 k\Omega$$

5. مضخمات فرق إشارتين DIFFERENCE AMPLIFIERS

مضخم الفرق هو المضخم الذي يضخم فرق إشارتين مطبقتين على مدخليه (v_{id})، ويرفض الإشارات المشتركة على مدخليه (v_{icm}). بالتالي يعطى جهد خرج مضخم الفرق (v_o) بالعلاقة التالية:

$$v_o = A_d v_{id} + A_{cm} v_{icm}$$

حيث أن (A_d) هو كسب نمط الفرق، و (A_{cm}) هو كسب النمط المشترك.

تُقاس فعالية مضخم الفرق بدرجة رفض إشارة النمط المشترك (common-mode) بالنسبة إلى الإشارة التفاضلية (differential). يسمى معامل القياس نسبة رفض النمط المشترك (common-mode rejection ratio) واختصاراً ($CMRR$)، ويعطى بالعلاقة التالية:

$$CMRR = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|}$$

نلاحظ أن كسب المضخم الغير العاكس موجب ($1 + \frac{R_2}{R_1}$)، في حين أن كسب المضخم العاكس سالب ($-\frac{R_2}{R_1}$).

الجمع بين التشكيلتين معا هو خطوة في الاتجاه الصحيح للحصول على الفرق بين إشارتي الدخل.

علينا بالطبع أن نجعل مطالي الكسب متساويين كي نحصل على رفض إشارة النمط المشترك. نقوم بتخفيض كسب

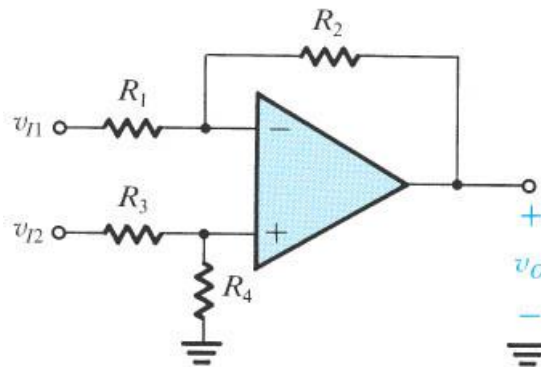
المضخم الغير العاكس من القيمة ($1 + \frac{R_2}{R_1}$) إلى القيمة ($\frac{R_2}{R_1}$) التي تساوي كسب المضخم العاكس. يبين الشكل 10.2

دارة مضخم الفرق. يجري تخفيض كسب المضخم الغير العاكس عن طريق تخميد جهد الدخل الغير العاكس وذلك باستعمال مقسم الجهد (R_3, R_4)، فنحصل على ما يلي:

$$\frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1}$$

من المعادلة أعلاه نستنتج أن:

$$\frac{R_4}{R_4 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$



الشكل 10.2: مضخم الفرق.

لنستنتج الآن علاقة جهد خرج مضخم الفرق (v_o) كتابع إلى كل من الدخلين (v_{I1}) العاكس و (v_{I2}) الغير العاكس، بتطبيق نظرية التتصيد (superposition).

نضع ($v_{I2} = 0$) ونحسب الخرج (v_{o1}) الناتج عن تطبيق جهد الدخل العاكس (v_{I1})، فنحصل على:

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1}v_{I1}$$

نضع ($v_{I1} = 0$) ونحسب الخرج (v_{o2}) الناتج عن تطبيق جهد الدخل الغير العاكس (v_{I2})، فنحصل على:

$$v_{o2} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{I2} = \frac{R_2}{R_1} v_{I2}$$

بالتالي جهد الخرج الكلي يكون:

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = -\frac{R_2}{R_1}v_{I1} + \frac{R_2}{R_1}v_{I2} = \frac{R_2}{R_1}(v_{I2} - v_{I1}) = \frac{R_2}{R_1}v_{Id}$$

أي أن كسب نمط الفرق (A_d) هو:

$$A_d = \frac{v_o}{v_{Id}} = \frac{R_2}{R_1}$$

وباستعمال نفس الطريقة، نحسب جهد الخرج الناتج عن إشارة النمط المشترك، فنحصل على:

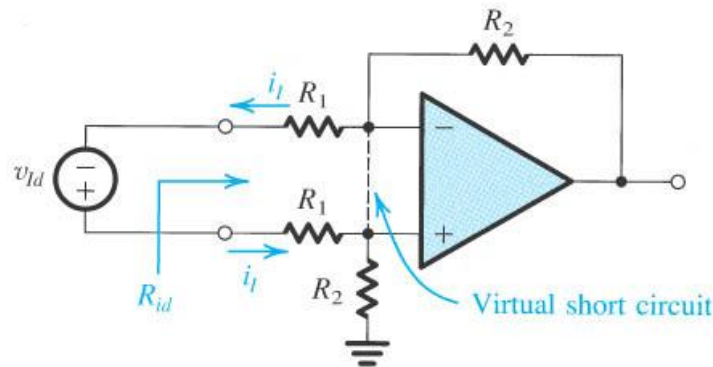
$$v_o = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} \right) v_{Icm}$$

أي أن كسب نمط المشترك (A_{cm}) هو:

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{Icm}} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} \right)$$

وعند تحقق الشرط ($\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$) يصبح كسب النمط المشترك (A_{cm}) معدوماً.

إضافة إلى رفض إشارة النمط المشترك، ينبغي أن تكون مقاومة دخل مضخم الفرق كبيرة القيمة. لإيجاد مقاومة الدخل هذه (R_{id}) نعتمد الدارة المبينة في الشكل 11.2.



الشكل 11.2: إيجاد مقاومة دخل مضخم الفرق في حالة ($R_3 = R_1, R_4 = R_2$).

(vital short circuit): دارة قصر افتراضية.

بالتعريف

$$R_{id} = \frac{v_{Id}}{I_i}$$

نكتب معادلة الحلقة، مع الأخذ بالاعتبار أن جهد الدخلين متساويان (قصر دارة افتراضي).

$$v_{id} = R_1 i_I + 0 + R_1 i_I \Rightarrow R_{id} = \frac{v_{Id}}{i_I} = 2 R_1$$

نلاحظ أنه من أجل معامل كسب نمط الفرق $\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$ كبير القيمة، ينبغي أن تكون المقاومة (R_1) منخفضة القيمة نسبياً،

مما يعني أن مقاومة دخل مضخم الفرق $(2 R_1)$ منخفضة القيمة، وهذا يتعارض مع المفهوم العام لمقاومة دخل مضخم التي ينبغي أن تكون كبيرة القيمة. السلبية الأخرى لهذا المضخم هو صعوبة تغيير قيمة معامل الكسب.

يُسمى رفض النمط المشترك (Common Mode Rejection Ratio) (CMRR) ويُعرف بالعلاقة التالية:

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

حيث أن (A_d) هو كسب نمط الفرق أو كسب النمط التفاضلي، و (A_{cm}) هو كسب النمط المشترك.

المثال 5.2

لنفترض دارة مضخم الفرق (الشكل 10.2)، ولنفترض أن قيمة مقاومة الدخل $(20 k \Omega)$ ، وكسب المضخم هو (10). احسب قيم مقاومات المضخم التي تحقق المواصفات المذكورة.

الحل

مقاومة الدخل:

$$R_{id} = 2 R_1 = 20 k \Omega \Rightarrow R_1 = R_3 = \frac{20 k \Omega}{2} = 10 k \Omega$$

مقاومة التغذية الراجعة:

$$A_d = 10 = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = R_4 = 10 R_1 = 10 \times 10 k \Omega = 100 k \Omega$$

6. مضخمات التكامل INTEGRATORS AMPLIFIERS

يبين الشكل 12.2 دارة مضخم التكامل العاكس. سنبين الآن أن هذه الدارة تقوم بعملية التكامل. ليكن الدخل جهداً متغيراً

مع الزمن $[v_I(t)]$. يسبب الأرضي الافتراضي عند مدخل المضخم السالب ظهور الجهد $[v_I(t)]$ عبر المقاومة

(R) ، وبالتالي سيكون التيار $[i_1(t)]$ مساوياً إلى $\left[\frac{v_I(t)}{R}\right]$. سيمر هذا التيار عبر المكثف (C) ، مما يؤدي إلى

تراكم الشحنة فيه. إذا افترضنا أن الدارة تبدأ عملها عند الزمن $(t = 0)$ ، ثم في أي وقت (t) بعده يكون التيار $[i_1(t)]$

قد شحن المكثف (C) بشحنة قيمتها $\left[\int_0^t i_1(t) dt\right]$. بالتالي سيتغير جهد المكثف بالمقدار $\left[\frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) dt\right]$. إذا كان

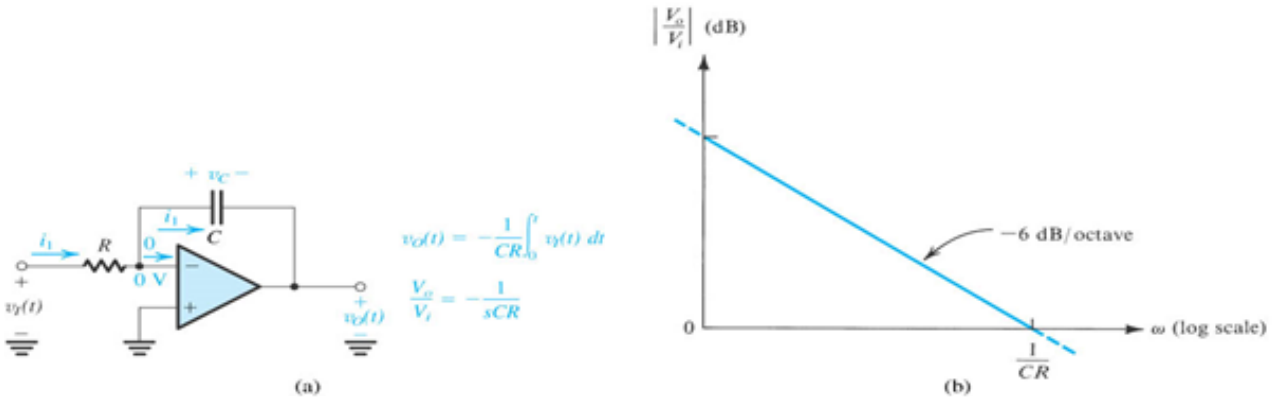
الجهد الابتدائي للمكثف (C) عند $(t = 0)$ هو (V_C) ، عندئذ يكون الجهد على طرفيه:

$$v_C(t) = V_C + \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) dt$$

الآن يُعطى جهد الخرج $[v_o(t) = -v_C(t)]$ بالعلاقة التالية:

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt - V_C$$

إذن تعطي الدارة خرجاً يتناسب طردياً مع تكامل إشارة الدخل، علماً أن الجهد (V_C) هو الشرط الابتدائي للتكامل وأن الثابت الزمني (RC) هو الثابت الزمني للتكامل (integrator time constant). نلاحظ أن الإشارة السالبة للخروج تعني أن دارة المكامل هي دارة عاكسة، ويسمى المكامل المكامل العاكس (inverting integrator) أو مكامل ميلر (Miller integrator).



الشكل 12.2: (a) المكامل العاكس، (b) الاستجابة الترددية للمكامل.

يمكننا أيضاً أن نوصف دارة المكامل في مجال التردد. يعطى تابع التحويل بالعلاقة التالية:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_C}{R}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sCR}$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{1}{j\omega CR}$$

بالتالي يكون مطال تابع تحويل المكامل

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\omega C R}$$

وتكون زاوية الطور

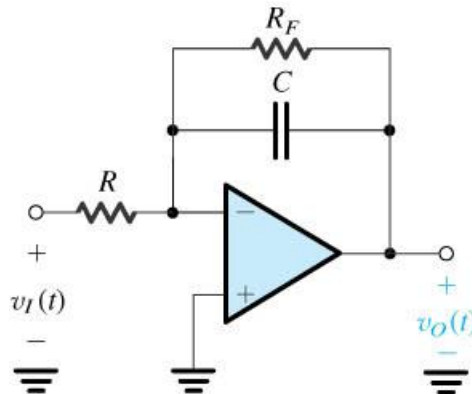
$$\phi = \tan^{-1} \frac{I_m \left| \frac{V_o}{V_i} \right|}{R_e \left| \frac{V_o}{V_i} \right|} = \tan^{-1} \frac{1}{\omega C R} = \tan^{-1} \infty = +90^\circ$$

يمكن أن نرسم ما يعرف بمخطط بود (Bode plot) لاستجابة مطال المكامل، الذي هو عبارة عن مستقيم، وبمعرفة أنه عندما يتضاعف التردد الزاوي (ω)، أي يتزايد بمقدار أوكتاف (octave)، ينخفض مطال تابع المكامل إلى النصف، أي يتناقص بمقدار (- 6 dB/octave) أو (- 20 dB/decade). يتقاطع هذا المستقيم عند قيمة الكسب (0 dB) وعند التردد الذي يجعل المطال $\left(\left| \frac{V_o}{V_i} \right| \right)$ يساوي إلى 1. يعطى هذا التردد بالعلاقة:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\omega_{\text{int}} C R} = 1 \Rightarrow \omega_{\text{int}} = \frac{1}{C R}$$

يسمى هذا التردد (ω_{int}) بتردد المكامل (integrator frequency)، ويساوي إلى مقلوب الثابت الزمني للمكامل. وهو مرشح تردد منخفض تردد قطعه صفر ومطاله لانهاية. مما يعني أن المكامل عند الجهود المستمرة يعمل بتغذية راجعة مفتوحة. مما يعني أن أية قيمة صغيرة للجهود المستمر على دخله يجعل خرجه نظرياً لانهاية ومن الناحية العملية لا يوجد شيء اسمه لا نهاية، نقول في هذه الحالة أن المضخم تشبع إلى قيمة جهد التغذية الأعظمي الموجب أو السالب. من الممكن التخلص من سلبية مكامل ميلر بإضافة مقاومة (R_f) على التفرع مع المكثف (C) كما هو مبين في الشكل 13.2، يصبح الكسب عند الجهود المستمرة مساوياً في هذه الحالة إلى $\left(-\frac{R_f}{R} \right)$ بدلاً من اللانهاية. لسوء الحظ، لن يعود التكامل مثالياً في هذه الحالة لأن المقاومة (R_f) تصنع تردد قطب لدارة المكامل يتحرك من القيمة المثالية ($\omega = 0$) إلى قيمة أخرى تتحدد بـ (R_f, C). وعندها يعطى تابع التحويل لدارة المكامل بالعلاقة التالية:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_f}{1+s C R_f}$$



الشكل 13.2: مكامل ميلر مع مقاومة تغذية راجعة (R_f) عالية القيمة.

على خلاف تابع التحويل المثالي ($\frac{-1}{s C R}$). كلما كانت قيمة مقاومة التغذية الراجعة (R_f) صغيرة القيمة كلما كان تردد القطع ($\frac{1}{C R_f}$) كبيراً، وكلما ابتعد المكامل أكثر فأكثر عن مثاليته.

المثال 6.2

أوجد الخرج الناتج عن مكامل ميلر استجابة لدخل على شكل نبضة مطالها ($1-V$) وعرضها ($1-ms$) [انظر الشكل 14.2 (a)]. لنفترض أن ($R = 10 k\Omega$)، وأن ($C = 10 nF$). إذا وصلنا مقاومة مقدارها ($1 M\Omega$) على التفرع مع مكثف المكامل، كيف ستتغير استجابة المكامل؟ علماً أن المضخم يتشبع عند الجهدين ($\pm 13V$).

الحل

استجابة لنبضة مطالها ($1-V$) وعرضها ($1-ms$)، يكون خرج المكامل:

$$v_o(t) = -\frac{1}{C R} \int_0^t 1 dt,$$

إذا افترضنا أن جهد مكثف المكامل الابتدائي صفر. في حالة ($C = 10 nF$) و ($R = 10 k\Omega$)، يكون الثابت الزمني للمكامل ($C R = 0.1 ms$)، ويكون خرج المكامل

$$v_o(t) = -10t, \quad 0 \leq t \leq 1 ms$$

يبين الشكل 14.2 (b) التمثيل البياني للتابع الخطي [$v_o(t)$]. تصل قيمة المطال إلى ($-10V$) عند ($t = 1 ms$) وتبقى ثابتة بعد ذلك.

يكون الخرج تابعاً خطياً لأن نبضة الدخل ذات المطال ($1V$) تنتج تياراً مستمراً في المكثف (C) مقداره ($\frac{1V}{10 k\Omega} = 0.1 mA$). يشحن هذا التيار الثابت ($I = 0.1 mA$) المكثف بشحنة مقدارها ($I t$)، وبالتالي يتغير جهد

المكثف خطياً ($\frac{I t}{C}$)، مما يعطي جهداً مقداره [$v_o = -\left(\frac{I}{C}\right)t$]. ومن الجدير بالذكر أن شحن المكثف بتيار مستمر يتج جهداً خطياً عبرها.

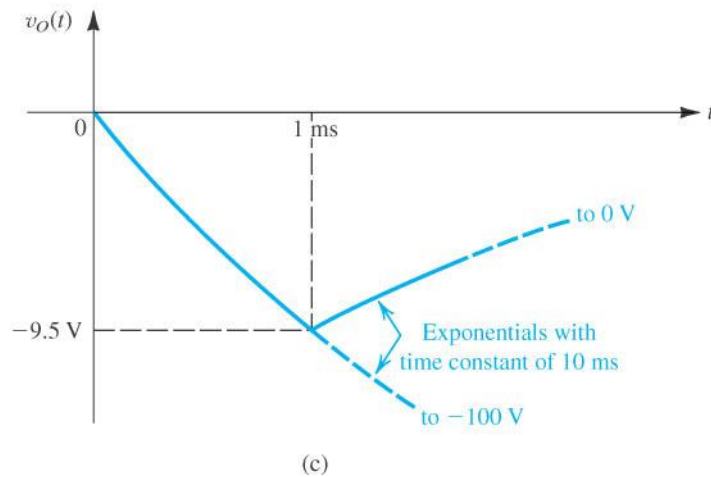
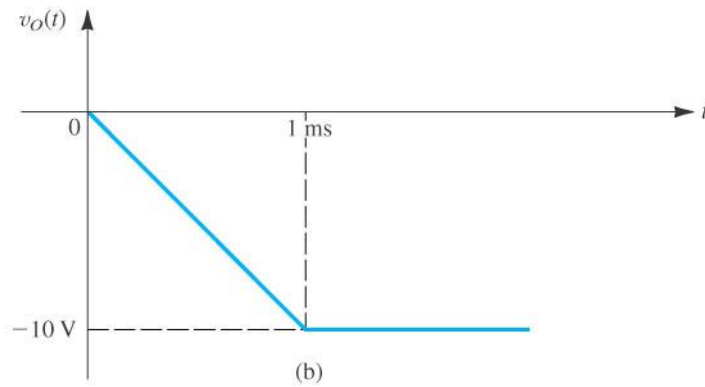
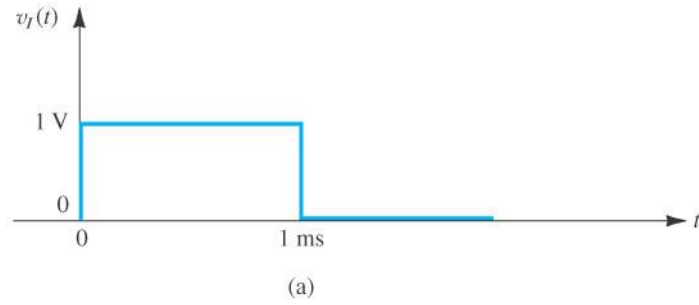
الآن بالنظر إلى الحالة التي تكون فيها المقاومة ($R_f = 1 M\Omega$) وموصولة على التفرع مع المكثف (C). فإن نبضة الدخل التي مطالها ($1V$) تنتج تياراً مستمراً ($I = 0.1 mA$)، سيمر هذا التيار عبر مرشح التردد المنخفض (R_f, C). لنقبل أن جهد خرج المكامل أسي ويعطى بالعلاقة التالية:

$$v_o(t) = -(I R_f) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_f C}}\right) = -(100) \left(1 - e^{-\frac{t}{10}}\right), \quad 0 \leq t \leq 1 ms$$

وبطبيعة الحال، سوف ينقطع التابع الأسي في نهاية النبضة، أي عند ($t = 1 ms$)، وسوف يصل جهد الخرج إلى القيمة:

$$v_o(1 \text{ ms}) = -(100) \left(1 - e^{-\frac{1}{10}} \right) = -9.5 \text{ V}$$

يبين الشكل 14.2 (c) التمثيل البياني للجهد $[v_o(t)]$. نجد أن إضافة المقاومة (R_f) يتسبب في التدوير قليلا لتابع جهد الخرج عندما يصل إلى القيمة (-9.5 V) ، وهي قيمة أقل من القيمة المثلى (-10 V) بـ (0.5 V) . وعلاوة على ذلك، عند $(t > 1 \text{ ms})$ ، سوف يُشحن المكثف من خلال (R_f) بثابت زمني كبير نسبيا مقداره (10 ms) . أخيرا، نلاحظ أن تشبع مضخم العمليات الذي يحدث عند جهد مقداره $(\pm 13 \text{ V})$ ليس له تأثير على عمل هذه الدارة.



الشكل 14.2: الإشارات الموجية للمثال (6.2): (a) نبضة الدخل، (b) جهد الخرج الخطي في حالة المكامل المثالي من أجل ثابت زمني مقداره (0.1 ms) ، (c) جهد الخرج الأسّي عند إضافة المقاومة (R_f) على النقرع مع مكثف المكامل.

يمكن أن تستعمل دارة المثال السابق لتوليد إشارة مثلثية استجابة لإشارة مربعة على مدخلها. كما تستعمل هذه الدارة في المرشحات.

7. مضخمات التفاضل DIFFERENTIATORS AMPLIFIERS

بتبديل موقعي المكثف والمقاومة في دارة المكامل، نحصل على دارة المفاضل المبينة في الشكل 15.2 (a). سنبين الآن أن هذه الدارة تقوم بعملية التفاضل. ليكن الدخل جهداً متغيراً مع الزمن $[v_i(t)]$. يسبب الأرضي الافتراضي عند مدخل المضخم السالب ظهور الجهد $[v_i(t)]$ عبر المكثف (C) ، وبالتالي سيكون تيار المكثف مساوياً إلى $[C \left(\frac{dv_i}{dt} \right)]$. سيمر هذا التيار عبر مقاومة التغذية الراجعة (R) ، مما يعطي جهد الخرج $[v_o(t)]$ التالي:

$$v_o(t) = -C R \frac{dv_i(t)}{dt}$$

يمكن أيضاً توصيف دارة المفاضل في مجال التردد. يعطى تابع التحويل بالعلاقة التالية:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R}{Z_C}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -s C R$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -j\omega C R$$

بالتالي يكون مطال تابع تحويل المفاضل

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \omega C R$$

وتكون زاوية الطور

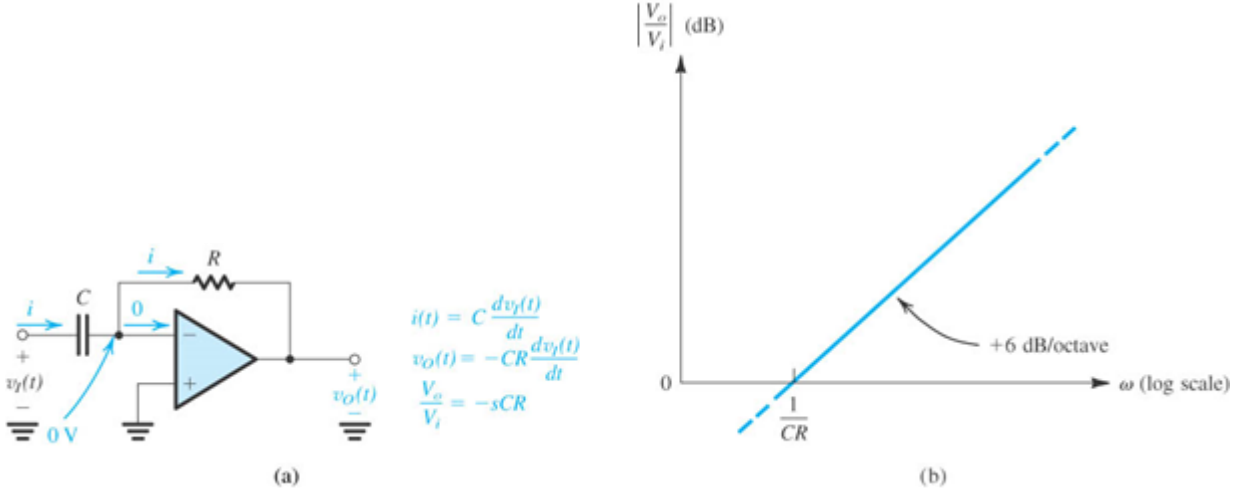
$$\phi = \tan^{-1} \frac{I_m \left| \frac{V_o}{V_i} \right|}{R_e \left| \frac{V_o}{V_i} \right|} = \tan^{-1} \frac{(-\omega C R)}{0} = \tan^{-1} -\infty = -90^\circ$$

يمكن أن نرسم ما يعرف بمخطط بود (Bode plot) لاستجابة مطال المفاضل، الذي هو عبارة عن مستقيم، وبمعرفة أنه عندما يتضاعف التردد الزاوي (ω) ، أي يتزايد بمقدار أوكتاف (octave)، يتضاعف مطال تابع التفاضل، أي يتزايد بمقدار $(+6 \text{ dB/octave})$ أو $(+20 \text{ dB/decade})$. يتقاطع هذا المستقيم عند قيمة الكسب (0 dB) وعند التردد

الذي يجعل المطال $\left(\left| \frac{V_o}{V_i} \right| \right)$ يساوي إلى 1. يعطى هذا التردد بالعلاقة:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \omega_{\text{int}} C R = 1 \Rightarrow \omega_{\text{int}} = \frac{1}{C R}$$

يسمى الجداء (C R) الثابت الزمني للمفاضل (differentiator time-constant)، [انظر إلى الشكل 15.2 (b)].

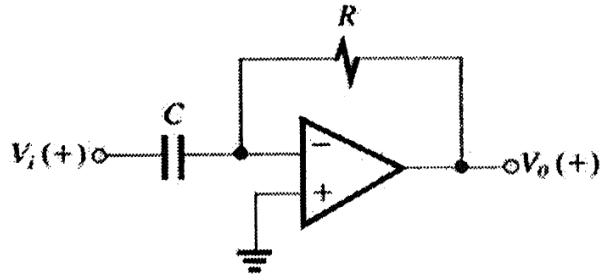


الشكل 15.2: (a) المفاضل. (b) الاستجابة الترددية للمفاضل عند ثابت زمني (C R).

وهو مرشح تردد عالي تردد قطعه لانهاية. تجدر الإشارة إلى أن المفاضل هو مصدر لتضخيم الضجيج، حيث تظهر نبضات غير مرغوب بها (spikes) كلما كان هناك تغير حاد على مدخله $[v_i(t)]$ ، من الممكن أن يكون هذا التغير ناتجاً عن الترابط الكهرومغناطيسي (interference coupled electromagnetically) الصادر عن منابع إشارة مجاورة. إذن هناك مشكلة استقرار في دائرة المفاضل، لحل هذه المشكلة يُضاف على التسلسل مع المكثف مقاومة صغيرة القيمة. لكن إضافة هذه المقاومة تجعل المفاضل دائرة غير مثالية.

المثال 7.2

أوجد قيمة المقاومة للمفاضل المبين في الشكل 16.2 بافتراض أن الثابت الزمني يساوي إلى (10^{-2} s) ، وأن مكثف الدخل يساوي إلى $(0.01 \mu\text{F})$. ما هي قيمة مطال الكسب وزاوية الطور لدائرة المفاضل عند التردد الزاوي (10 rad/s) ، و (10^3 rad/s) ؟ كي نحدد كسب الترددات العالية عند القيمة (100) ، نضيف مقاومة تسلسلية مع مكثف الدخل. أوجد قيمة هذه المقاومة.



الشكل 16.2: دائرة المثال (7.2).

قيمة مقاومة المفاضل:

$$C R = 10^{-2} s \Rightarrow R = \frac{10^{-2}}{C} = \frac{10^{-2}}{0.01 \mu F} = 1 M\Omega$$

قيمة مطال الكسب عند $(\omega = 10 \text{ rad/s})$:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \omega C R = 10 \times 0.01 \mu F \times 1 M\Omega = 0.1 \frac{V}{V}$$

زاوية الطور عند $(\omega = 10 \text{ rad/s})$:

$$\phi = -90^\circ$$

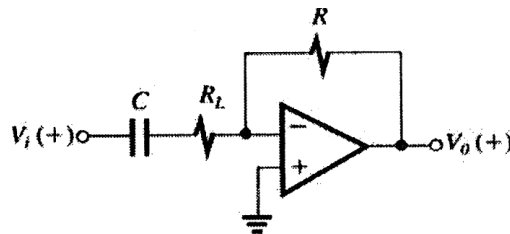
قيمة مطال الكسب عند $(\omega = 10^3 \text{ rad/s})$:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \omega C R = 10^3 \times 0.01 \mu F \times 1 M\Omega = 10 \frac{V}{V}$$

زاوية الطور عند $(\omega = 10^3 \text{ rad/s})$:

$$\phi = -90^\circ$$

عند إضافة مقاومة تسلسلية مع مكثف الدخل لتحديد كسب الترددات العالية للمفاضل عند القيمة (100)، تصبح الدارة كما هو مبين الشكل 17.2.



الشكل 17.2: دائرة مفاضل لتحديد كسب الترددات العالية.

عند الترددات العالية تصبح ممانعة المكثف معدومة، بالتالي يكون كسب المفاضل عند الترددات العالية:

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{R}{R_L} = 100 \Rightarrow R_L = \frac{R}{100} = \frac{1 \text{ M}\Omega}{100} = 10 \text{ k}\Omega$$

8. ملخص SUMMARY

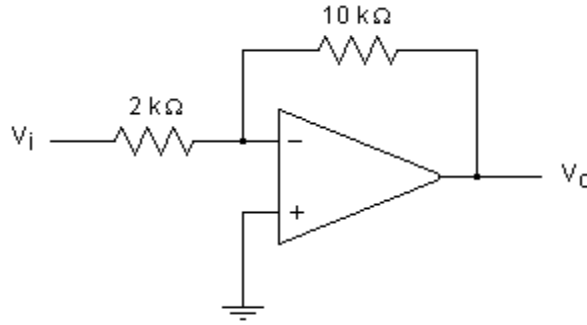
1. دائرة مضخم العمليات هي دائرة متعددة الاستعمالات، وسهلة التطبيق، ويمكن توقع أدائها الفعلي المتناسب مع أدائها النظري.
2. أطراف مضخم العمليات الرئيسية هي طرف الدخل العاكس (1)، وطرف الدخل الغير العاكس (2)، وطرف الخرج (3)، وطرف جهد التغذية الموجب (+ VCC)، وطرف جهد التغذية السالب (5) الذي يوصل بجهد التغذية السالب (- VEE). الطرف المشترك لوحدة التغذية المزدوجة هو طرف الأرضي للدائرة.
3. يستجيب مضخم العمليات لإشارة الفرق على دخله ($v_2 - v_1$) ويعطي على خرجه بين الطرفين (3) والأرضي الإشارة $[A(v_2 - v_1)]$ ، حيث أن A هو كسب الحلقة المفتوحة كبير القيمة (10^4 to 10^6)، وفي الحالة المثالية لانهاية، ومقاومة الدخل لانهاية، ومقاومة الخرج معدومة.
4. تُنطبق التغذية الراجعة السالبة على مضخم عمليات عن طريق وصل عنصر غير فعال بين خرج المضخم والمدخل العاكس له. تؤدي التغذية الراجعة إلى جعل الجهد بين المدخلين صغيراً جداً، أو معدوماً في الحالة المثالية. نقول وفقاً لذلك أنه يوجد قصر دائرة افتراضي بين المدخلين. إذا وصل المدخل الموجب إلى الأرضي، فإن الأرضي يظهر على المدخل السالب له.
5. الفرضيتان الرئيستان في مضخمات التغذية الراجعة السالبة المثالية هما: جهد كلا المدخلين متساويان، والتيار المار بهما معدوم.
6. في حالة مضخم التغذية الراجعة السالبة والحلقة المغلقة، يتحدد الكسب بالعناصر الخارجية. ففي حالة المضخم العاكس يكون الكسب $(\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1})$ ، وفي حالة المضخم الغير العاكس يكون الكسب $(\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1})$.
7. صُمم مضخم الفرق المبين في الشكل 10.2 بحيث يكون $(\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1})$ ، مما يعطي خرجاً $[v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_{I2} - v_{I1})]$.
8. مكامل ميلر العاكس المبين في الشكل 12.2 هو دائرة مشهورة تستعمل في وظائف معالجة الإشارة التماثلية كالمرشحات والمهتزازات.

أسئلة ومسابئ الفصل الثاني QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الثاني

اختر الإجابة الصحيحة

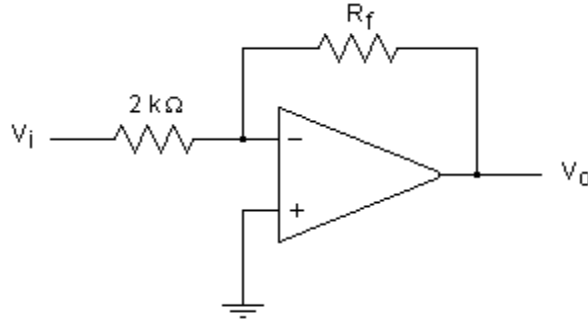
1. لتكن دائرة مضخم العمليات العاكس المبينة في الشكل 18.2. إذا كان جهد الدخل ($V_i = 0.25 \text{ V}$)، يكون جهد الخرج:



الشكل 18.2: دائرة مضخم عمليات عاكس.

- (a) $- 10.0 \text{ V}$
- (b) $- 5.0 \text{ V}$
- (c) $- 2.5 \text{ V}$
- (d) $- 1.25 \text{ V}$

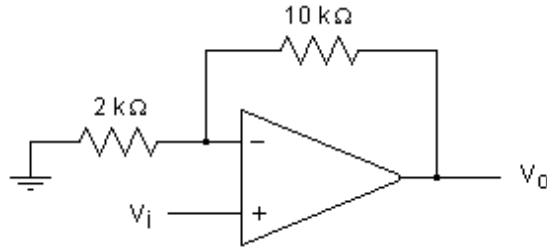
2. لتكن دائرة مضخم العمليات العاكس المبينة في الشكل 19.2. إذا كان جهد الدخل ($V_i = 0.25 \text{ V}$)، وكان جهد الخرج ($V_o = -2.5 \text{ V}$)، ينبغي أن تكون قيمة المقاومة (R_f)؛



الشكل 19.2: دائرة مضخم عمليات عاكس.

- (a) $(40.0 \text{ k}\Omega)$
- (b) $(20.0 \text{ k}\Omega)$
- (c) $(10.0 \text{ k}\Omega)$
- (d) $(5.0 \text{ k}\Omega)$

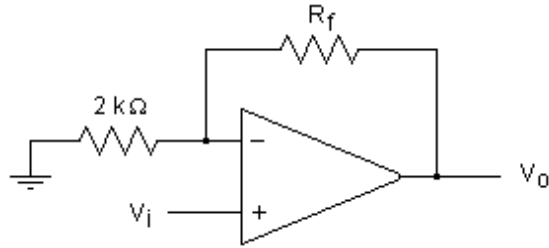
3. لتكن دائرة مضخم العمليات المبينة في الشكل 20.2. إذا كان جهد الدخل ($V_i = 0.25 \text{ V}$)، يكون جهد الخرج:



الشكل 20.2: دائرة مضخم عمليات غير عاكس.

- (a) (10.0 V)
- (b) (5.0 V)
- (c) (3.0 V)
- (d) (5 V)

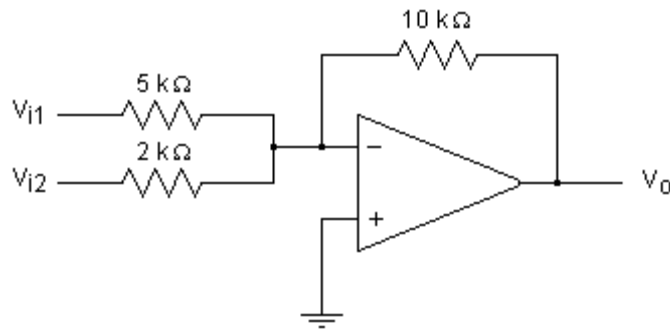
4. لتكن دائرة مضخم العمليات المبينة في الشكل 21.2. إذا كان جهد الدخل ($V_i = 0.25 \text{ V}$)، وكان جهد الخرج ($V_o = 2.75 \text{ V}$)، ينبغي أن تكون قيمة المقاومة (R_f):



الشكل 21.2: دائرة مضخم عمليات غير عاكس.

- (a) $40.0 \text{ k}\Omega$
- (b) $20.0 \text{ k}\Omega$
- (c) $10.0 \text{ k}\Omega$
- (d) $5.0 \text{ k}\Omega$

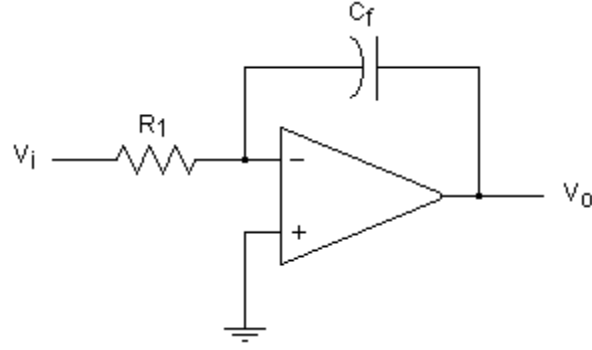
5. لتكن دائرة مضخم العمليات المبينة في الشكل 22.2. إذا كان جهدا الدخل ($V_{i1} = 0.25 \text{ V}$) و ($V_{i2} = 0.8 \text{ V}$)، يكون جهد الخرج:



الشكل 22.2: دائرة مضخم عمليات جامع.

- (a) 1.125 V
- (b) 2.25 V
- (c) 4.5 V
- (d) 9.0 V

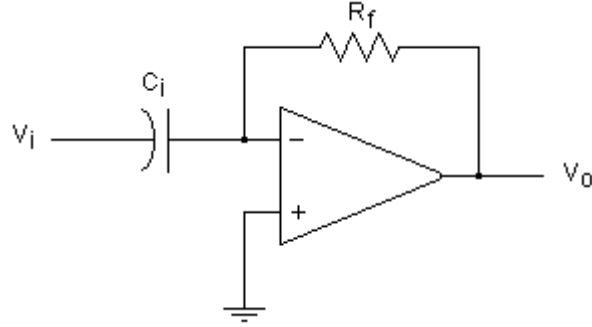
6. دائرة مضخم العمليات المبينة في الشكل 23.2 هي دائرة:



الشكل 23.2.

- (a) مضخم عاكس
- (b) مضخم تفاضل
- (c) مضخم تكامل
- (d) مضخم فرق

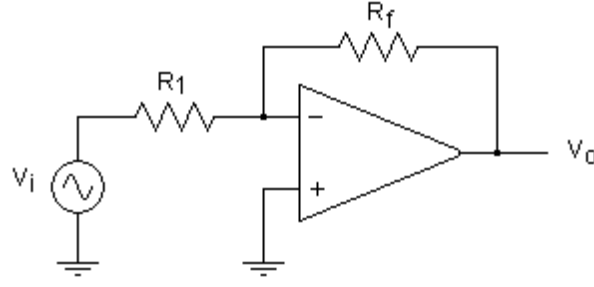
7. دائرة مضخم العمليات المبينة في الشكل 24.2 هي دائرة:



الشكل 24.2.

- (a) مضخم عاكس
- (b) مضخم تفاضل
- (c) مضخم تكامل
- (d) مضخم فرق

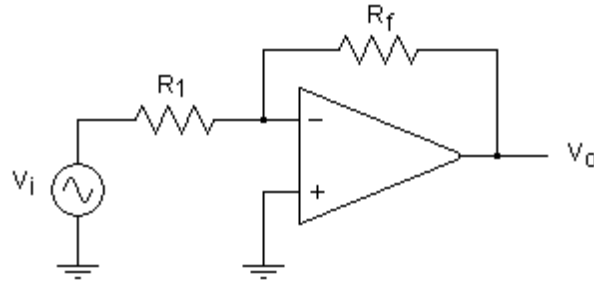
8. الدارة المبينة في الشكل 25.2 هي دارة :



الشكل 25.2.

- (a) مضخم عاكس له كسب ثابت
- (b) مضخم غير عاكس له كسب ثابت
- (c) مضخم جامع
- (d) مضخم فرق

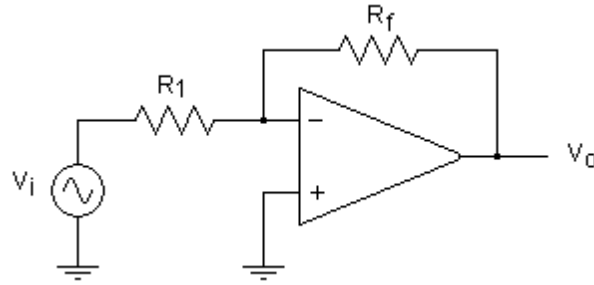
9. تعطى علاقة كسب المضخم المبين في الشكل 26.2 بالعلاقة:



الشكل 26.2.

- (a) $(A = 1 + \frac{R_f}{R_1})$
- (b) $(A = -\frac{R_f}{R_1})$
- (c) $(A = \frac{R_1}{R_f})$
- (d) $(A = -\frac{R_1}{R_f})$

10. إذا كانت قيمة كسب المضخم العاكس المبين في الشكل 27.2 (1)، ينبغي أن تكون نسبة المقاومتين: $(R_f : R_1)$



الشكل 27.2.

(a) (1:1)

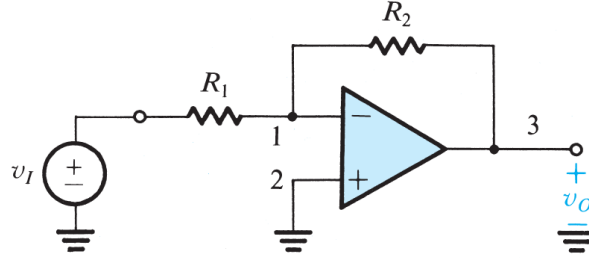
(b) (2:1)

(c) (1:2)

(d) لم تعط في النظري، ويجري تحقيق ذلك عملياً بجعل (R_1) أكبر بكثير من (R_f)

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الثاني
d	1
b	2
d	3
b	4
c	5
c	6
b	7
a	8
b	9
a	10

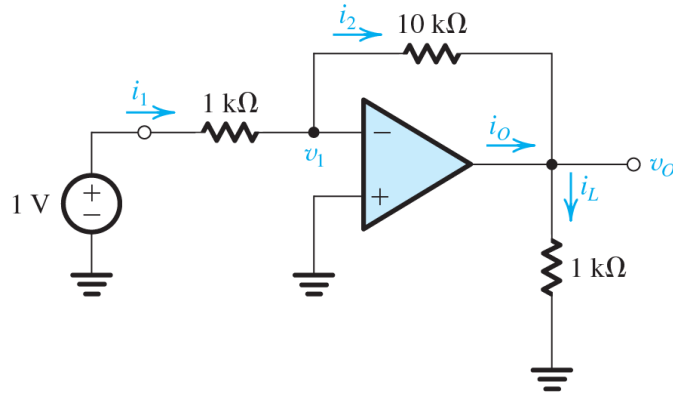
1. يبين الشكل 28.2 دائرة مضخم عاكس. بفرض أن كسبه (-10) ، ومقاومة دخله $(100 \text{ k}\Omega)$. استنتج قيمتي المقاومتين (R_1) و (R_2) .



الشكل 28.2.

Ans. $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$

2. يبين الشكل 29.2 دائرة مضخم عاكس. حدد قيم $(v_1, i_1, i_2, v_o, i_L, i_o)$. أوجد كسب الجهد $(\frac{v_o}{v_I})$ ، وكسب التيار $(\frac{i_L}{i_I})$ ، وكسب الاستطاعة $(\frac{p_L}{p_I})$.



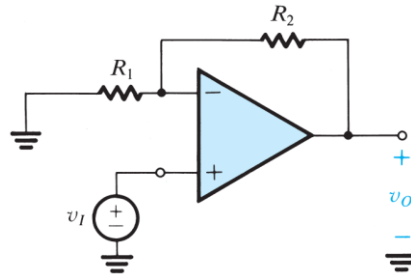
الشكل 29.2.

$$v_1 = 0 \text{ V}, i_1 = 1 \text{ mA}, i_2 = 1 \text{ mA}, v_o = -10 \text{ V},$$

Ans. $i_L = -10 \text{ mA}, i_o = -11 \text{ mA}.$

$$\frac{v_o}{v_I} = -10 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \frac{i_L}{i_I} = -10 \frac{\text{A}}{\text{A}}, \frac{p_L}{p_I} = 100 \frac{\text{W}}{\text{W}}.$$

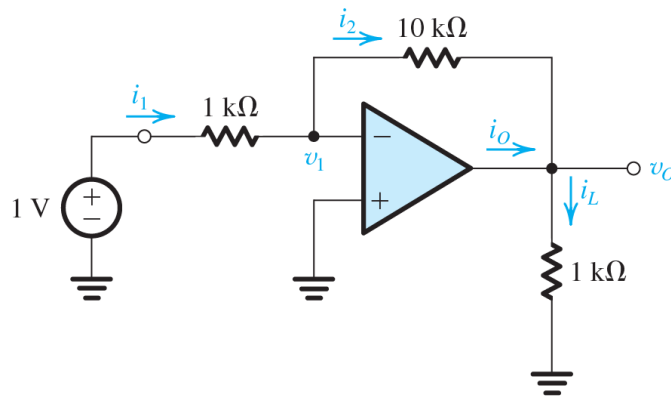
3. يبين الشكل 30.2 دائرة مضخم عمليات غير عاكس. إذا فرضنا أن كسب الجهد يساوي (2)، عند القيمة العظمى لجهد الخرج والتي تساوي (10V)، يكون التيار المار في مجزئ الجهد ($10\mu A$). احسب قيمة المقاومتين (R_1) و (R_2).



الشكل 30.2.

Ans. $R_1 = R_2 = 0.5M\Omega$

4. يبين الشكل 31.2 دائرة مضخم غير عاكس. أوجد قيم ($i_1, v_1, i_1, i_2, v_o, i_L, i_o$). أوجد كسب الجهد ($\frac{v_o}{v_1}$)، وكسب التيار ($\frac{i_L}{i_1}$)، وكسب الاستطاعة ($\frac{p_L}{p_I}$).



الشكل 31.2.

$$i_1 = 0\text{mA}, v_1 = 1\text{V}, i_1 = 1\text{mA}, i_2 = 1\text{mA}, v_o = 10\text{V},$$

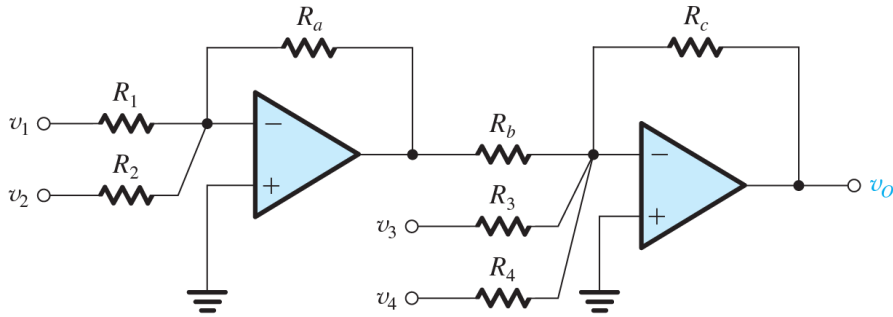
Ans. $i_L = 10\text{mA}, i_o = 11\text{mA}.$

$$\frac{v_o}{v_1} = 10 \frac{\text{V}}{\text{V}}, \frac{i_L}{i_1} = \infty, \frac{p_L}{p_I} = \infty.$$

5. يُطلب استنباط دارة مضخم جامع مؤزن. علماً أنّ خرج الجمع المؤزن للمدخلين (v_1) و (v_2) هو (v_o) . على دارة الجامع المؤزن أن تحقق العلاقة $[v_o = -(v_1 + 5v_2)]$. استنبط في هذه الحالة قيم المقاومات (R_1) و (R_2) و (R_f) بحيث يؤدي جهد الخرج الأعظمي الذي قيمته (10 V) إلى مرور تيار في مقاومة التغذية الراجعة لا يزيد عن (1 mA) .

Ans. $R_1 = 5\text{ k}\Omega, R_2 = 2\text{ k}\Omega, R_f = 10\text{ k}\Omega$.

6. استعمل الفكرة الممثلة في الشكل 32.2 لتصميم دارة مضخم جامع مؤزن يحقق الخرج $(v_o = 2v_1 + v_2 - 4v_3)$.



الشكل 32.2.

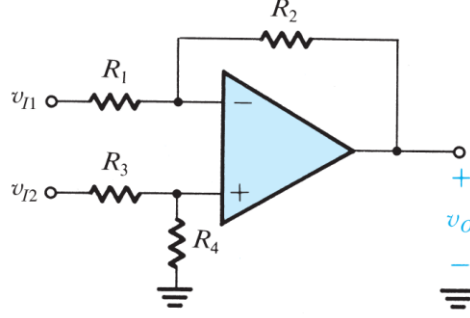
Ans. $R_1 = 5\text{ k}\Omega, R_2 = 10\text{ k}\Omega, R_a = 10\text{ k}\Omega, R_b = 10\text{ k}\Omega, R_3 = 2.5\text{ k}\Omega,$
 $R_c = 10\text{ k}\Omega$.

7. لنفترض دائرة مضخم الفرق المبين في الشكل 33.2، وليكن:

$$\cdot (R_1 = R_3 = 2\text{k}\Omega, R_2 = R_4 = 200\text{k}\Omega)$$

(a) احسب قيمة كسب الفرق (A_d).

(b) احسب قيمة مقاومة دخل الفرق (R_{id})، وقيمة مقاومة الخرج (R_o).



الشكل 33.2.

Ans. $A_d = 100 \frac{V}{V}, R_{id} = 4\text{k}\Omega, R_o = 0\text{k}\Omega$.

8. أوجد قيم مقاومات دائرة الشكل 33.2 بحيث تعمل الدائرة كمضخم فرق له مقاومة دخل ($20\text{k}\Omega$)، وكسب مقداره (10).

Ans. $R_1 = R_3 = 10\text{k}\Omega, R_2 = R_4 = 100\text{k}\Omega$.

9. أوجد قيم مقاومة ومكثف مكامل ميلر يستعمل مضخم عمليات مثالي، مقاومة دخله ($10\text{k}\Omega$)، وثابت التكامل يساوي إلى (10^{-3} s). ماهي قيمة كل من مطال الكسب وزاوية الطور لهذه الدارة عند التردد الزاوي ($10 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$) و ($1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$)؟ ماهي قيمة التردد عند الكسب الواحدي؟

$$R = 10\text{k}\Omega, C = 0.1\mu\text{F}.$$

$$\text{at } \omega = 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}}: \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 100 \frac{V}{V} \text{ and } \phi = +90^\circ,$$

Ans. $\text{at } \omega = 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}: \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 1000 \frac{V}{V} \text{ and } \phi = +90^\circ.$

$$\omega = 1000 \frac{\text{rad}}{\text{s}}.$$

10. أوجد قيم مقاومة ومكثف دائرة تفاضل تستعمل مصخم عمليات مثالي، مكثف دخله $(0.01\mu\text{F})$ ، والثابت الزمني يساوي إلى (10^{-2} s) . ماهي قيمة كل من مطال الكسب وزاوية الطور لهذه الدارة عند التردد الزاوي $(10 \frac{\text{rad}}{\text{s}})$ و $(10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}})$ ؟ كي نحدد قيمة الكسب عند الترددات العالية بـ (100) ، نضيف مقاومة على التسلسل مع المكثف. أوجد قيمة المقاومة المضافة.

$$C = 0.01\mu\text{F}, R = 1\text{M}\Omega.$$

$$\text{at } \omega = 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}} : \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 0.1 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ and } \phi = -90^\circ,$$

Ans.

$$\text{at } \omega = 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}} : \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = 10 \frac{\text{V}}{\text{V}} \text{ and } \phi = -90^\circ.$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega.$$

كلية

الجامعة

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل الثاني: مضخمات العمليات

أستاذ المادة: ...

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

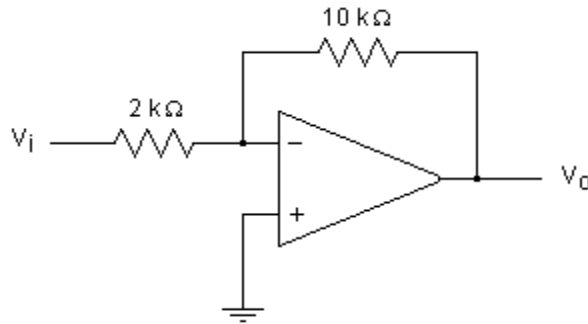
المادة مغلقة

يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. لنفترض وجود الدارة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي. إذا كان جهد الدخل (0.25 V)، يكون

جهد الخرج:



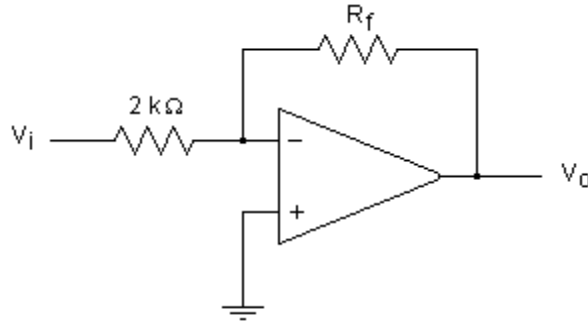
(a) (- 10.0 V)

(b) (- 5.0 V)

(c) (- 2.5 V)

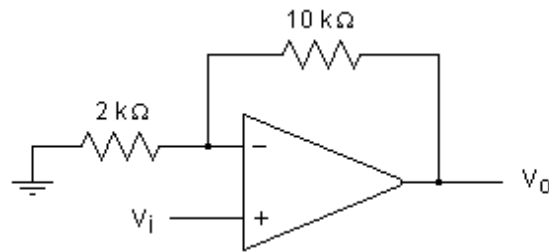
(d) (- 1.25 V)

2. لنفترض وجود الدرة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي. إذا كان جهد الدخل (0.25 V)، وكان جهد الخرج (-2.0 V)، فإنه ينبغي أن تكون قيمة مقاومة التغذية الراجعة (R_f):



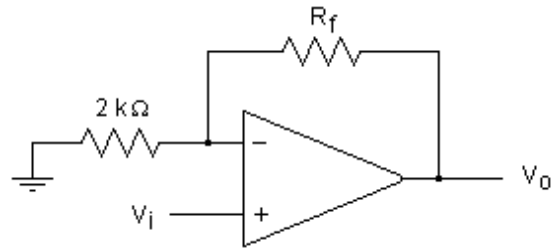
- (a) $32.0\text{ k}\Omega$
- (b) $16.0\text{ k}\Omega$
- (c) $8.0\text{ k}\Omega$
- (d) $4.0\text{ k}\Omega$

3. لنفترض وجود الدرة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي. إذا كان جهد الدخل (0.25 V)، يكون جهد الخرج:



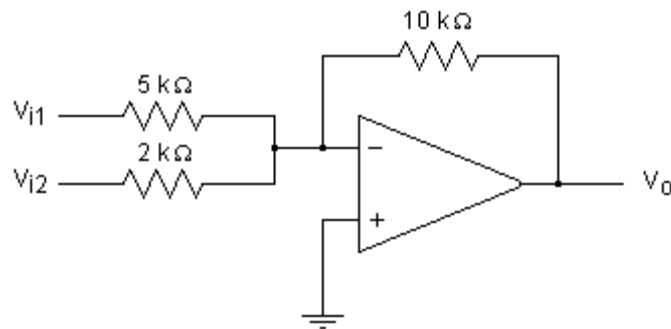
- (a) 10.0 V
- (b) 5.0 V
- (c) 3.0 V
- (d) 5 V

4. لنفترض وجود الدارة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي. إذا كان جهد الدخل (0.25 V)، وكان جهد الخرج (-2.75 V)، فإنه ينبغي أن تكون قيمة مقاومة التغذية الراجعة (R_f):



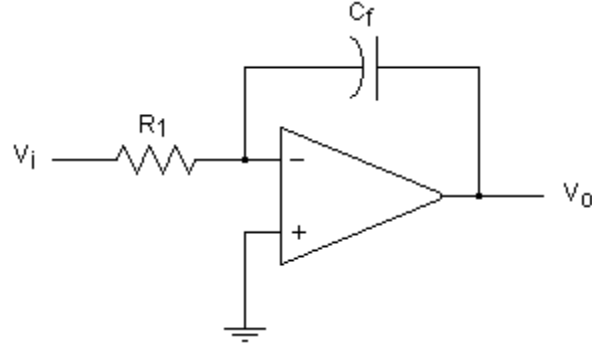
- (a) $40.0\text{ k}\Omega$
- (b) $20.0\text{ k}\Omega$
- (c) $10.0\text{ k}\Omega$
- (d) $5.0\text{ k}\Omega$

5. لنفترض وجود الدارة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي. إذا كان جهدا الدخل ($v_{i1} = 0.25\text{ V}$) و ($v_{i2} = 0.5\text{ V}$)، يكون جهد الخرج:



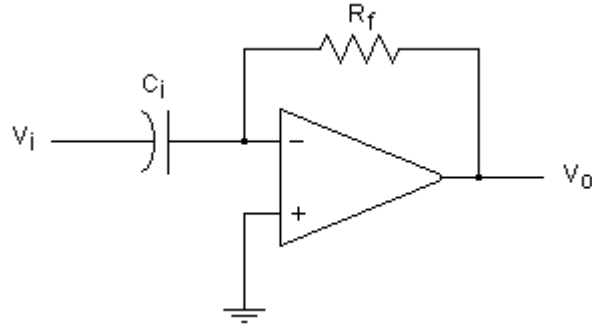
- (a) -1.5 V
- (b) -4.5 V
- (c) -3.0 V
- (d) -6.0 V

6. الدارة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي هي دارة :



- (a) مضخم عاكس
- (b) مضخم غير عاكس
- (c) مضخم مكامل
- (d) مضخم مفاضل

7. الدارة المبينة حول مضخم عمليات والمبينة في الشكل التالي هي دارة :



- (a) مضخم عاكس
- (b) مضخم غير عاكس
- (c) مضخم مكامل
- (d) مضخم مفاضل

8. يُستعمل كلا المدخلين العاكس والغير العاكس لقيادة دارة :

- (a) مضخم فرق
- (b) مضخم غير عاكس
- (c) مضخم بحلقة مفتوحة
- (d) مضخم عاكس

9. يتصف المضخم المثالي بما يلي :

- (a) له مقاومة دخل لانتهائية
- (b) له مقاومة خرج معدومة
- (c) كسب نمط مشترك معدوم وكسب نمط فرق لانتهائي
- (d) كسب حلقة مفتوحة لانتهائي
- (e) عرض مجال لانتهائي
- (f) كل ما ذكر

10. إذا كان لمضخم عمليات دخل نمط مشترك (10 V)، وخرج نمط مشترك (10 V). وكان دخل النمط التفاضلي

له (1 mV) وخرج النمط التفاضلي (10 V) فسيكون رفض النمط المشترك له (CMRR) يساوي إلى:

- (a) 60 dB
- (b) 70 dB
- (c) 80 dB
- (d) 100 dB

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل الثاني

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
The مراجعة المضخمات العاكسة Inverting Configuration	d	1
The مراجعة المضخمات العاكسة Inverting Configuration	b	2
مراجعة المضخمات الغير العاكسة The Noninverting Configuration	d	3
مراجعة المضخمات الغير العاكسة The Noninverting Configuration	b	4
The مراجعة الجامع الموزن Weighted Summer	c	5
مراجعة مضخمات التكامل Integrators	c	6
مراجعة مضخمات التفاضل Differentiators	d	7
مراجعة مضخمات فرق إشارتين Difference Amplifiers	a	8
The مراجعة مضخم العمليات المثالي Ideal Op Amp	f	9
مراجعة مضخمات فرق إشارتين Difference Amplifiers	c	10

الفصل الثالث

الديودات وتطبيقاتها

كلمات مفتاحية KEYWORDS

أنصاف النواقل Semiconductors، الديود The diode، دارات التقويم Rectifier circuits، ديود زينر Zener Diode.

الملخص ABSTRACT

سندرس في هذا الفصل بإيجاز الخواص الفيزيائية التي تحكم السلوك الكهربائي لأنصاف النواقل، مما يسمح لنا لاحقاً فهم عمل العناصر الإلكترونية الفعالة كالديودات والترانزستورات. ثم ندرس مبدأ عمل الديود، ومنحنيات الخواص المميزة له، واستقطابه، والدارة المكافئة له في حالات الإشارات الصغيرة والكبيرة. نعرض في هذا الفصل أيضاً أهم التطبيقات التي تستعمل الديودات كدارات التقويم التي تستعمل في وحدات التغذية. كما نعرض أخيراً لديود زينر واستعماله كمنظم جهد. يعد هذا الفصل مدخلاً لدراسة الترانزستورات بنوعيتها: الترانزستورات (موس) معدن أوكسيد نصف ناقل (MOS) والترانزستورات ذات الوصلة ثنائية القطبية (BJT).

مخرجات الفصل الثالث ILO3

فهم أساسيات أنصاف النواقل وانعكاسها على فهم مبدأ عمل الديود، وخواصه المميزة، وبعض أهم تطبيقاته.

الأهداف التعليمية للفصل الثالث ILO3

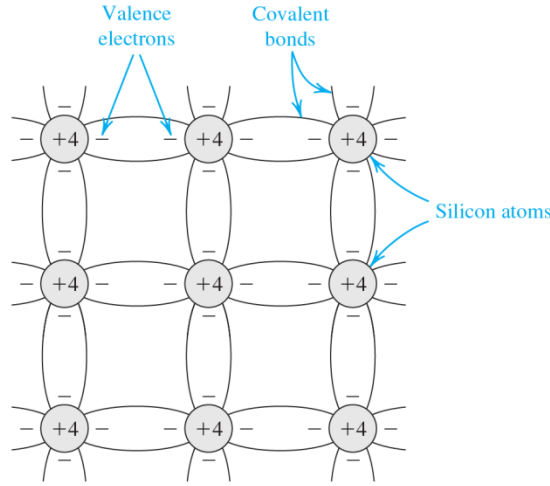
يهدف هذا الفصل إلى فهم الديود وعمله وخواصه المميزة وبعض تطبيقاته الرئيسية.

1. أنصاف النواقل SEMICONDUCTORS

سندرس بإيجاز الخواص الفيزيائية التي تحكم السلوك الكهربائي لأنصاف النواقل، مما يسمح لنا لاحقاً فهم عمل العناصر الإلكترونية الفعالة كالديودات والترانزستورات.

نصف الناقل النقي (البحت) (Intrinsic Semiconductors)

تقع ناقلية أنصاف النواقل (semiconductors) في الوسط بين النواقل (conductors)، مثل النحاس (copper)، والعوازل (insulators)، مثل الزجاج (glass). هناك نوعان من أنصاف النواقل: أنصاف النواقل وحيدة العنصر (single-element semiconductors)، مثل الجرمانيوم (germanium) والسيليكون (silicon)، والتي هي في المجموعة الرابعة (IV) في جدول التصنيف الدوري. وأنصاف النواقل المركبة (compound semiconductors)، مثل الغاليوم-أرسونيد (gallium-arsenide)، والتي تتشكل من خلال الجمع بين عناصر من المجموعة الثالثة والخامسة أو المجموعتين الثانية والسادسة. تفيد هذه الأخيرة في تطبيقات خاصة للدارات الإلكترونية وكذلك في تطبيقات تنطوي على ضوء، مثل الديودات الباعثة للضوء (light-emitting diodes). استعمل الجرمانيوم في تصنيع الترانزستورات في وقت مبكر جداً (أواخر 1940، وبدايات 1950). حل السيليكون محله بسرعة، إذ تستند عليه اليوم تقانة الدارات المتكاملة بشكل كامل تقريباً. لهذا السبب، فإننا سنركز على أنصاف النواقل المصنوعة من السيليكون. تتكون البنية البلورية ثنائية الأبعاد للنصف الناقل السيليكوني من شبكة منتظمة رباعية تتوضع عليها ذرات السيليكون (الشكل 1.3).

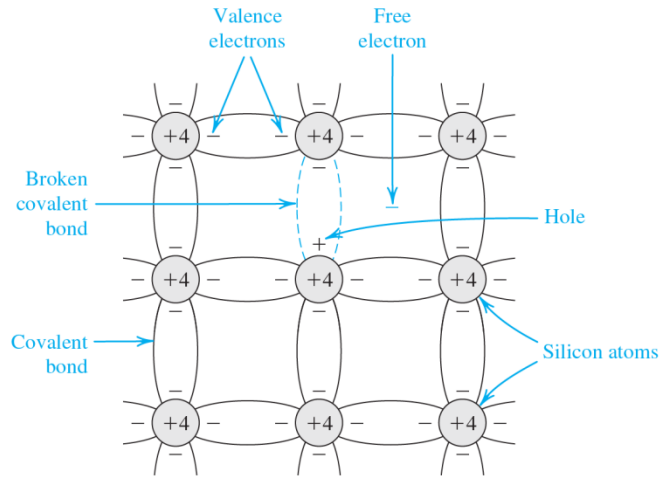


الشكل 1.3: البنية البلورية لنصف ناقل نقي نوع سيليسيوم.

- ذرات السيليكون (silicon atoms)
- الرابطة التشاركية (covalent bonds)
- إلكترونات التكافؤ (valence electrons)

ذرة السيليكون أربعة إلكترونات تكافؤ تتوضع على المدار الخارجي (outermost shell) الذي يتسع لأربعة إلكترونات أخرى. ويتحقق ذلك من خلال تشارك واحد من إلكترونات التكافؤ لكل من الذرات الأربعة المجاورة. يشكل كل زوج من الإلكترونات المشتركة الرابطة التشاركية (covalent bond). بالنتيجة، للنصف الناقل السيليكوني النقي (pure) أو البحت (intrinsic) بنية شبكية نظامية، حيث تبقى الذرات في مواقعها بفعل الرابطة التشاركية. عند درجات الحرارة المنخفضة بما فيه الكفاية، والتي تقترب من الصفر المطلق (0 K)، تكون جميع الروابط التشاركية سليمة، أي لا توجد أية إلكترونات حرة لتمرير التيار الكهربائي. وبالتالي، يسلك نصف الناقل السيليكوني سلوك العازل عند درجات الحرارة المنخفضة.

عند درجة حرارة الغرفة، تتوفر طاقة حرارية كافية لكسر بعض الروابط التشاركية (الشكل 2.3)، وهي عملية تعرف باسم التوليد الحراري (thermal generation). يؤدي التوليد الحراري إلى كسر بعض الروابط التشاركية، والتي تؤدي بدورها إلى تحرير إلكترون حر (free electron) من مداره وابتعاده عن الذرة الأم هائماً في البنية البلورية، مما يؤهله مع غيره لنقل التيار الكهربائي عند تطبيق مجال كهربائي عبر النصف الناقل. عندما يترك الإلكترون ذرة الأم، فإنه يترك وراءه شحنة موجبة، تعادل شحنة الإلكترون. وبالتالي، يمكن أن يجذب إلكترون من ذرة مجاورة لهذه الشحنة الموجبة، ويترك ذرة الأم. بهذا الإجراء يمتلئ ثقب (hole) في الذرة المتأينة (ionized atom) ولكنه يولد ثقباً جديداً في الذرة الأخرى. قد تتكرر هذه العملية، مما يتيح وجود حوامل شحنة موجبة تتحرك عبر البنية البلورية، ومرشحة لنقل التيار الكهربائي. تساوي شحنة الثقب بالقيمة شحنة الإلكترون. وهكذا مع زيادة درجة الحرارة، يزداد عدد الروابط التشاركية التي تتحطم، مما يؤدي إلى زيادة أعداد زوج الإلكترون-ثقب (electron-hole pairs) المتولد، وبالتالي تزداد ناقلية النصف الناقل السيليكوني.



الشكل 2.3: البنية البلورية لنصف ناقل نقي عند درجة حرارة الغرفة.

- ذرات السيليكون (silicon atoms)
- الرابطة التشاركية (covalent bonds)
- إلكترونات التكافؤ (valence electrons)
- الرابطة التشاركية المكسورة (المحطمة) (broken covalent bonds)
- إلكترون حر (حامل شحنة سالبة) (free electron)
- ثقب (حامل شحنة موجبة) (hole)

ينتج عن التوليد الحراري إلكترونات حرة وثقوب بأعداد متساوية، وبالتالي تركيز متساو لحوامل الشحنة، والتركيز هو عدد حاملات الشحنة في وحدة الحجم (cm^3). تتحرك الإلكترونات الحرة والثقوب عشوائياً في النسيج البلوري السيليكوني، وأثناء هذه الحركة يمكن أن تملأ بعض الإلكترونات بعضاً من الثقوب. تسمى هذه العملية إعادة الاتحاد (recombination)، مما يؤدي إلى اختفاء إلكترونات حرة وثقوب. يتناسب معدل الاتحاد مع عدد الإلكترونات الحرة والثقوب، والتي تتحدد بدورها بمعدل التوليد الحراري. وهذا الأخير هو تابع إلى درجة الحرارة. في حالة التوازن الحراري، معدل الاتحاد يساوي إلى معدل التوليد، مما يعني أن تركيز الإلكترونات الحرة (n) يساوي إلى تركيز الثقوب (p)

$$n = p = n_i$$

حيث أن (n_i) تشير إلى عدد الإلكترونات الحرة أو عدد الثقوب في وحدة الحجم (cm^3) للنصف الناقل النقي عند درجة حرارة معينة.

يعطى جداء الإلكترون الحر والثقب بالعلاقة التالية:

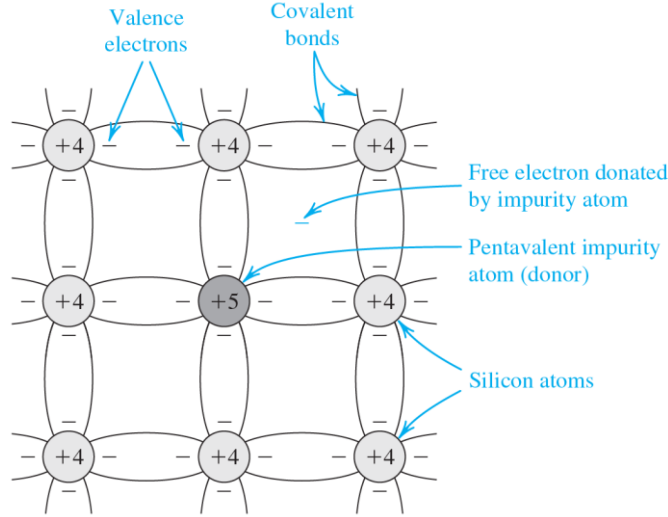
$$n \times p = n_i^2$$

عند درجة حرارة الغرفة (300 K) يكون ($n_i \approx 1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3$). يمكن تعميم هذه العلاقة لتشمل نصف الناقل المشاب (extrinsic or doped silicon).

نصف الناقل المشاب نوع (n) (Doped Semiconductors)

وجدنا أن تركيز الإلكترونات والثقوب الحرة، المتولدة حرارياً، متساوية في النصف الناقل السيليكوني النقي. غير أن تركيز حوامل الشحنة الصغير للغاية لا يفضي عن تيار ملحوظ عند درجة حرارة الغرفة. كما أن تركيز حوامل الشحنة وبالتالي ناقلية نصف الناقل هي تابع قوي لدرجة الحرارة، وهي خاصية غير مرغوب بها في العناصر الإلكترونية. لحسن الحظ، جرى تطوير طريقة لتغيير تركيز حوامل الشحنة بشكل كبير ومتحكم به في النصف الناقل. وتعرف هذه العملية باسم الإشابة، ويشار إلى النصف الناقل بالنصف الناقل المشاب (doped silicon).

تقتضي الإشابة إدخال عدد كاف من الذرات المشبية في النسيج البلوري لنصف الناقل، بحيث تحل هذه الذرات محل ذرات من السيليكون، مما يؤدي إلى زيادة كبيرة في تركيز إما الإلكترونات الحرة أو الثقوب، ولكن مع تغيير طفيف أو غير محسوس في خصائص النصف الناقل السيليكوني. لزيادة تركيز الإلكترونات الحرة (n)، يشاب نصف الناقل بذرات عناصر خماسية التكافؤ، مثل الفوسفور (phosphorus). يسمى نصف الناقل الناتج نصف ناقل نوع (n). لزيادة تركيز الثقوب (p)، يشاب نصف الناقل بذرات عناصر ثلاثية التكافؤ، مثل البور (boron). يسمى نصف الناقل الناتج نصف ناقل نوع (p). يبين الشكل 3.3 البنية البلورية لنصف ناقل سيليكوني مشاب بذرات الفوسفور.



الشكل 3.3: البنية البلورية لنصف ناقل مشاب بذرات خماسية التكافؤ.

- ذرات السيليكون (silicon atoms)
- [Pentavalent impurity atom (donor)]: ذرة مشيية خماسية التكافؤ (عاطية)
- (Free electron donated by impurity atom): إلكترون حر أعطي من ذرة مشيية
- (covalent bonds): الرابطة التشاركية
- (Valence electrons): إلكترونات التكافؤ

تملك الذرات المشيية (الفوسفور) خمسة إلكترونات في مدارها الخارجي، أربعة من هذه الإلكترونات تشكل روابط تشاركية مع ذرات السيليكون المجاورة، ويصبح الإلكترون الخامس إلكترونًا حرًا. وهكذا كل ذرة فوسفور تخلف إلكترونًا حرًا في بلورة السيليكون، وتسمى ذرات الفوسفور المشيية الذرات العاطية (donor). يجب أن يكون واضحًا أنه على الرغم من عدم توليد أي ثقب جراء هذه العملية. فإن الشحنة الموجبة المرتبطة بذرة الفوسفور هي شحنة مفيدة لانتحرك في البنية البلورية.

إذا كان تركيز الذرات العاطية (N_D)، حيث عادة ما يكون ($N_D \gg n_i$)، فإن تركيز الإلكترونات الحرة في السيليكون نوع (n) يكون

$$n_n \approx N_D$$

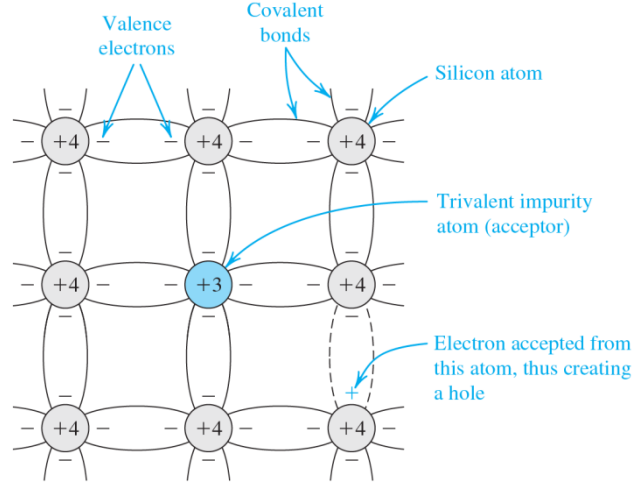
حيث أن الدالة (n) تعني سيليكون نوع (n). وهكذا تتحدد (n_n) من تركيز الإشابة وليس من التوليد الحراري. الحالة مختلفة تمامًا فيما يتعلق بتركيز الثقوب. إذ تتولد كل الثقوب في السيليكون نوع (n) بالتأين الحراري، ويتحدد تركيز الثقوب كما يلي:

$$p_n n_n = n_i^2 \Rightarrow p_n = \frac{n_i^2}{n_n} \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

تركيز الإلكترونات (n_n) في النصف الناقل نوع (n) أكبر بكثير من تركيز الثقوب. الإلكترونات هي عوامل شحنة أغلبية (majority)، والثقوب هي عوامل شحنة أقلية (minority) في النصف الناقل نوع (n).

نصف الناقل المشاب نوع (p)

للحصول على سيليكون نوع (p) تكون فيه حاملات الشحنة الأغلبية هي الثقوب، يجري إثابة السيليكون النقي بذرات مشيية ثلاثية التكافؤ مثل البور (boron). يبين الشكل 4.3 البنية البلورية لنصف ناقل سيليكوني مشاب بذرات البور.



الشكل 4.3: البنية البلورية لنصف ناقل مشاب بذرات ثلاثية التكافؤ.

- ذرات السيليكون (silicon atoms)
- [Trivalent impurity atom (acceptor)]: ذرة مشيية ثلاثية التكافؤ (قابلة)
- (electron accepted from this atom, thus creating a hole): إلكترون قبل من هذه الذرة (المشيية) ليخلف ثقباً

- الرابطة التشاركية (covalent bonds)
- إلكترونات التكافؤ (Valence electrons)

لاحظ أن ذرات البور حلت محل بعض ذرات السيليكون في بنية السيليكون البلورية. لأن كل ذرة بور لديها ثلاثة إلكترونات على مدارها الخارجي، فإنها تقبل إلكترونات من ذرة مجاورة، وبالتالي تشكل روابط تشاركية. والنتيجة هي وجود ثقب في ذرة مجاورة وشحنة سالبة مفيدة في ذرة البور القابلة. ويترتب على ذلك أن كل ذرة قابلة توفر ثقباً. إذا كان تركيز الذرات القابلة (N_A)، حيث ($N_A \gg n_i$)، يصبح تركيز الثقوب

$$p_p \approx N_A$$

حيث أن الدالة (p) تعني سيليكون نوع (p). وهكذا تكون حوامل الشحنة الأغلبية هي الثقوب وتركيزها (N_A). ويتحدد تركيز حوامل الشحنة الأقلية (electrons) المرتبطة بدرجة الحرارة بالعلاقة التالية:

$$p_p n_p = n_i^2 \Rightarrow n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

المثال 1.3

لنفترض وجود نصف ناقل نوع (n) تركيز الذرات المشيية فيه ($N_D = \frac{10^{17}}{cm^3}$). أوجد تركيز الإلكترونات والتقوب عند درجة الحرارة ($T = 300 K$). علماً أن تركيز حوامل الشحنة للناقل النقي عند درجة الحرارة ($T = 300 K$) هو

$$\cdot (n_i = \frac{1.5 \times 10^{10}}{cm^3})$$

الحل

تركيز حوامل الشحنة الأكثرية

$$n_n \approx N_D = \frac{10^{17}}{cm^3}$$

تركيز حوامل الشحنة الأقلية

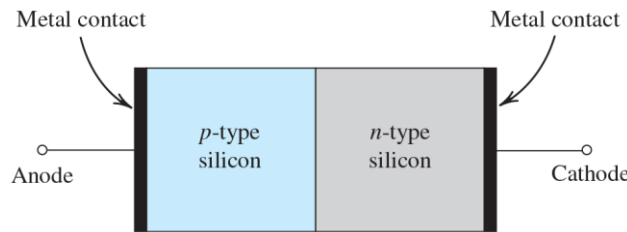
$$p_n \approx \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1.5 \times 10^{10})^2}{10^{17}} = \frac{2.25 \times 10^3}{cm^3}$$

نلاحظ أن ($n_n \gg n_i$) وأن (n_n) أكبر بكثير من (p_n).

2. الديود: عمله، وخواصه المميزة THE DIODE: OPERATION AND CHARACTERISTICS

مبدأ عمل الديود

يبين الشكل 5.3 بنية مبسطة لوصلة ($p-n$). تتكون هذه الوصلة من قطعة نصف ناقلة نوع (p) ملاصقة لقطعة أخرى نصف ناقلة نوع (n). في الحقيقة، تشكل كل واحدة من المنطقتين المذكورتين جزءاً من نفس بلورة السليكون. أي أن الوصلة ($p-n$) يجري إنشاؤها على بلورة سيليكون واحدة عن طريق إشابة المنطقتين المتجاورتين بنوعين مختلفين (p) و (n). كما هو مبين في الشكل 5.3، يجري وصل سلك خارجي مع كل من المنطقة (p) والمنطقة (n) عبر مقبسي اتصال من الألمنيوم. عندما تُستعمل الوصلة ($p-n$) كديود تسمى المنطقة (p) مصعد (anode) والمنطقة (n) مهبط (cathode).



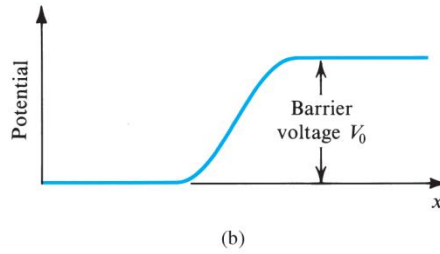
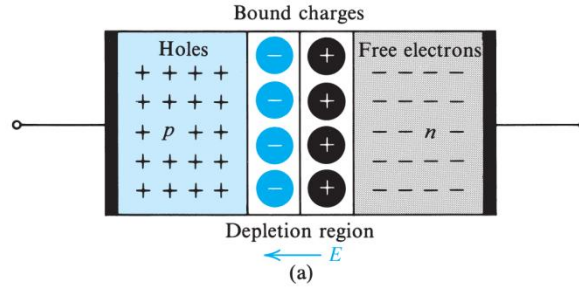
الشكل 5.3: بنية الوصلة ($p-n$).

• (anode): مصعد

• (cathode): مهبط

• (metal contact): مقبس معدني

نظراً إلى اختلاف تركيز الحوامل في المنطقتين المتجاورتين، تنتقل الحوامل من منطقة التركيز المرتفع إلى منطقة التركيز المنخفض. أي تنتقل الثقوب من المنطقة p إلى المنطقة n، وتنتقل الإلكترونات من المنطقة n إلى المنطقة p. مما يؤدي إلى نشوء ذرات مقيدة (bound charge) ومختلفة بالإشارة على جانبي الوصلة (الشكل 6.3). وتتشكل على طرفيها منطقة تدعى منطقة النضوب، أو منطقة الشحنة الفراغية (depletion region). بسبب انتقال الإلكترونات من المنطقة n إلى المنطقة p تشكل ذرات متأينة موجبة (شحنات مقيدة) في جزء منطقة النضوب n. كما يسبب انتقال الثقوب من المنطقة p إلى المنطقة n تشكل ذرات متأينة سالبة في جزء منطقة النضوب p. ويتعلق طول ذلك الجزء في كل منطقة بتركيز الحوامل الحرة للمنطقة الأخرى.



الشكل 6.3: (a) الوصلة (p-n) المفتوحة (بدون تطبيق جهد انحياز)، (b) جهد أو كمون الوصلة الداخلية كتابع إلى المسافة في منطقة النضوب.

• (bound charges): الشحنات المقيدة

• (holes): الثقوب

• (free electrons): الإلكترونات الحرة

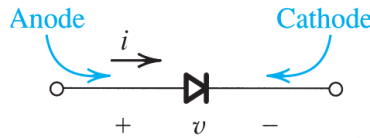
• (depletion region): منطقة النضوب

• (potential): كمون أو جهد

• (barrier voltage): الحاجز الكموني

يتولد حقل كهربائي $E_{(x)}$ في منطقة النضوب، ويتجه من المنطقة المقفرة n إلى المنطقة المقفرة p، مؤدياً إلى مرور تيار في الوصلة طالما لم يحصل التوازن. يُعرف التيار في الوصلة بتيار الانتثار، ويتشكل بسببه حاجز كموني (جهد كهربائي V_o) يعاكس اتجاهه اتجاه الحقل، مما يمنع مرور الحوامل الحرة من المنطقة المحايدة n إلى المنطقة المحايدة p وبالعكس. ولكي نحصل على تيار كهربائي لابد من تطبيق جهد كهربائي معاكس للجهد الداخلي للوصلة. عند تطبيق جهد موجب (v) على طرفي الوصلة، (القطب الموجب على النهاية p والسالب على النهاية n)، نقول أنها منحازة أمامياً (Forward-biased). يؤدي الانحياز الأمامي إلى تخفيض قيمة الحاجز الكموني، مما يدفع بعدد كبير من الإلكترونات للانتقال من المنطقة n إلى المنطقة p، وعدد كبير من الثقوب للانتقال من المنطقة p إلى المنطقة n. يؤدي ذلك إلى مرور تيار كهربائي (i) في الديود.

يبين الشكل 7.3 رمز الديود، مبيناً عليه جهد الانحياز الأمامي (v) واتجاه التيار المار به (i).



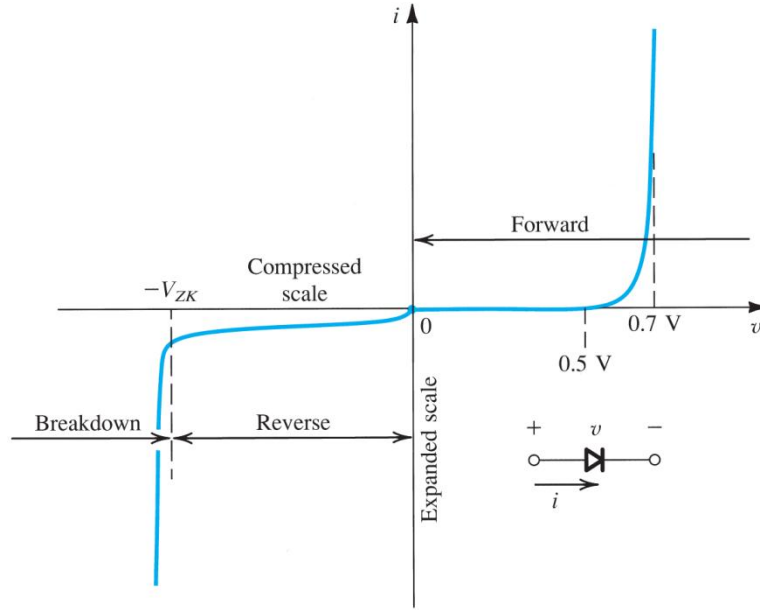
الشكل 7.3: رمز الديود واتجاه الجهد والتيار في حالة الانحياز الأمامي.

- (anode): مصعد
- (cathode): مهبط

وعند تطبيق جهد سالب على طرفي الوصلة (القطب السالب على النهاية p والموجب على النهاية n)، نقول أنها منحازة عكسياً (Reverse-biased). يؤدي الانحياز العكسي إلى ازدياد قيمة الحاجز الكموني. وينجم عنه مرور عدد قليل من ثقوب المنطقة n إلى المنطقة p، وعدد قليل من إلكترونات المنطقة p إلى المنطقة n. ويؤدي ذلك بالتالي إلى مرور تيار كهربائي عكسي صغير جداً ومعاكس في الاتجاه للتيار الأمامي.

منحنيات الخواص المميزة للديود ($i - v$)

يبين الشكل 8.3 منحنيات الخواص المميزة لديود سيليكوني.



الشكل 8.3: منحنيات الخواص المميزة ($i - v$) لديود سيليكوني.

- (Forward): أمامي
- (Reverse): عكسي
- (Breakdown): الانهيار
- (Expanded scale): مقياس موسع
- (Compressed scale): مقياس مقلص

يمكن أن نميز ثلاث مناطق لعمل الديود: المنطقة الأمامية، والمنطقة العكسية، ومنطقة الانهيار.

منطقة العمل الأمامية للديود The Forward-Bias Region

تُعطى علاقة تيار الديود (i) كتابع إلى الجهد المطبق على طرفيه (v) والموجب دوماً في هذه المنطقة بالعلاقة التالية:

$$i = I_s \left(e^{\frac{v}{V_T}} - 1 \right)$$

حيث أن:

(I_s) هو تيار التشبع العكسي للديود وهو ثابت في حالة ديود معين وعند درجة حرارة محددة وهو بحدود (10^{-15} A)

(V_T) هو الجهد الحراري وقيمه عند درجة حرارة الغرفة (25 mV)

عادة يكون ($i \gg I_s$) في المنطقة الأمامية فتصبح علاقة التيار

$$i \approx I_s e^{\frac{v}{V_T}}$$

المثال 2.3

ديود سيليكوني، تياره (1 mA)، عند جهد على طرفيه مقداره (0.7 V). أوجد قيمة تيار التشبع (I_s). وما هي قيمة (I_s) لديود آخر لنفس المصنع تياره (1 A) عند جهد مقداره (0.7 V)؟

الحل

لدينا

$$i \approx I_s e^{\frac{v}{V_T}} \Rightarrow I_s = i e^{-\frac{v}{V_T}} = 1 \text{ mA} e^{-\frac{0.7 \text{ V}}{0.025 \text{ V}}} = 6.9 \times 10^{-16} \text{ A}$$

$$I_s = i e^{-\frac{v}{V_T}} = 1 \text{ A} e^{-\frac{0.7 \text{ V}}{0.025 \text{ V}}} = 6.9 \times 10^{-13} \text{ A}$$

منطقة العمل العكسية للديود The Reverse-Bias Region

يجري الدخول إلى منطقة العمل العكسية للديود عندما يصبح جهده (v) سالباً. وعندما يكون الجهد السالب (v) أكبر بعدة مرات من الجهد الحراري (V_T)، يكون الحد الأسي في معادلة تيار الديود أصغر بكثير من (1)، بالتالي يصبح التيار ($i \approx -I_s$). هذا يعني أن التيار هو في الاتجاه المعاكس وثابت ويساوي إلى (I_s). هذا الثبات هو السبب وراء تسميته تيار التشبع العكسي.

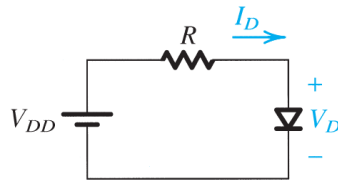
منطقة الانهيار للديود The Breakdown Region

منطقة العمل الثالثة للديود هي منطقة الانهيار، والتي تبدأ عند الجهد العكسي الذي عنده يمر في الديود تيار عكسي كبير. يسمى هذا الجهد جهد زينر، وسندرس عمل الديود في هذه المنطقة لاحقاً.

الدوائر المكافئة للديود Modeling the Diode

الدائرة المكافئة الأسية للديود The Exponential Model

تتكون دائرة الديود من منبع جهد مستمر (V_{DD})، ومقاومة موصولة على التسلسل مع منبع الجهد (R)، وديود سيليكوني (D)، كما هو موضح في الشكل 9.3.



الشكل 9.3: دائرة ديود سيليكوني.

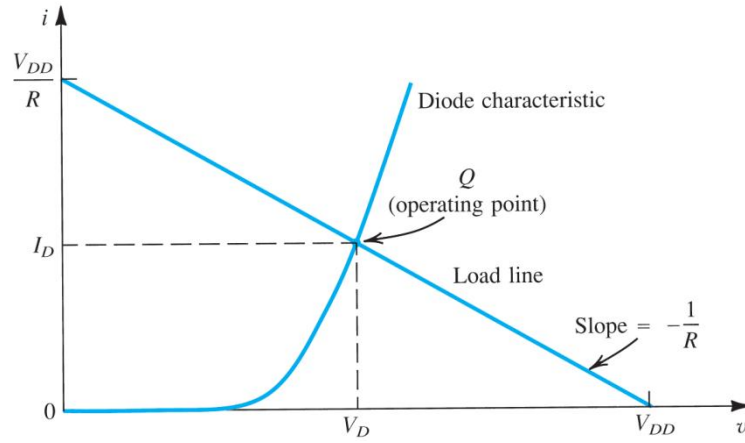
التيار المار في الدارة وفي الديود أيضاً (I_D)، والجهد على طرفي الديود (V_D). من علاقة التيار الأمامي الأسية للديود يمكن أن نكتب:

$$I_D = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

ومن الدارة نجد أن التيار (I_D) يعطى بالعلاقة التالية:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R}$$

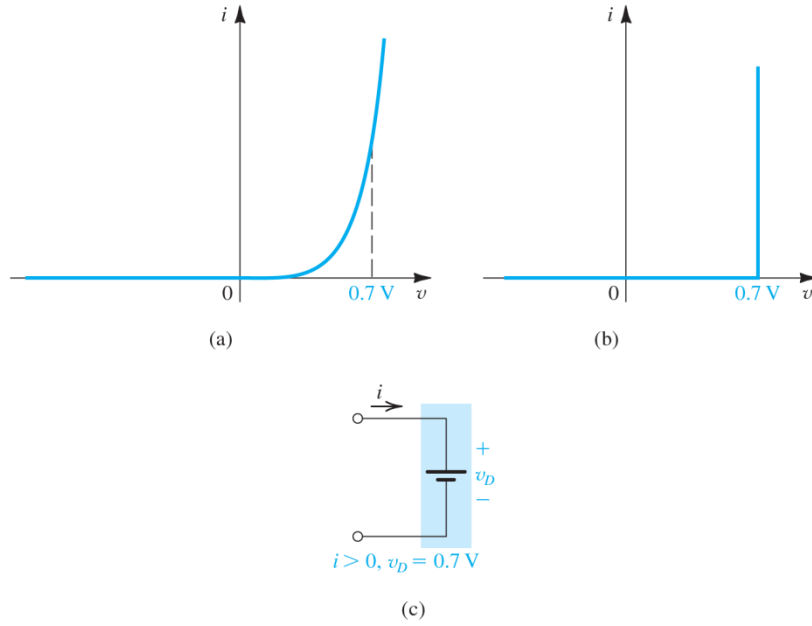
يجري التحليل البياني للدارة عن طريق رسم العلاقتين السابقتين في المستوي ($i-v$). ومن ثم الحصول على الحل من إحداثيات نقطة تقاطع الرسمين البيانيين، وهذا ما يبينه الشكل 10.3. ومن المعروف أن الخط المستقيم هو خط الحمل (Load line). يتقاطع خط الحمل مع منحنى الخواص للديود (Diode characteristics) في النقطة (Q)، والتي تمثل نقطة التشغيل للدارة (Operating point). تعطي إحداثياتها قيمتي التيار (I_D) والجهد (V_D).



الشكل 10.3: التحليل البياني لدارة ديود سيليكوني.

الدارة المكافئة للديود (دارة الجهد الثابت المكافئة) The Constant-Voltage-Drop Model

دارة الجهد الثابت المكافئة هي الأبسط والأكثر استعمالاً على نطاق واسع. ويستند هذا النموذج على ملاحظة أن جهد الديود في منطقة العمل الأمامية يتغير على نطاق ضيق نسبياً (0.6 to 0.8 V). يفترض هذا النموذج أن الجهد يكون ثابتاً على القيمة (0.7 V). وهذا ما يبينه الشكل 11.3.

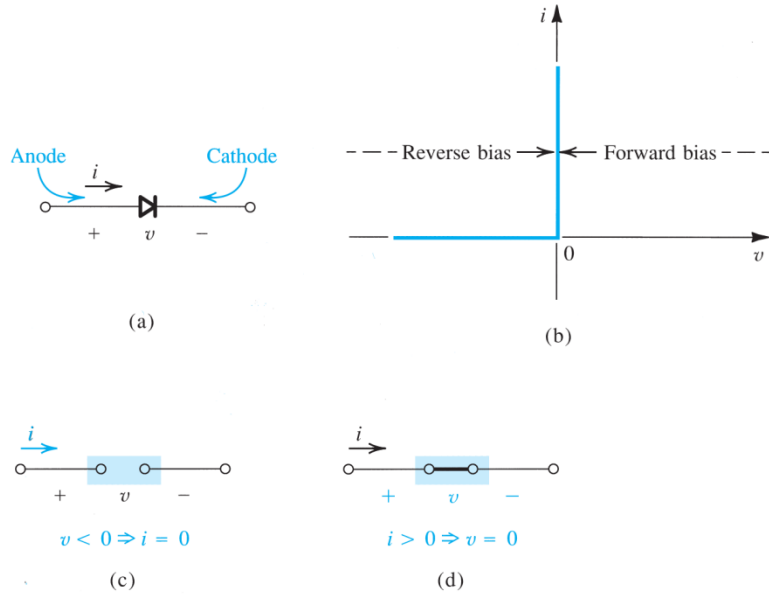


الشكل 11.3: نموذج الجهد الثابت للديود: (a) الخواص الأسية، (b) تقريب الخواص الأسية إلى جهد ثابت عند (0.7 V) ، (c) النموذج الناتج للديود في منطقة العمل الأمامية.

نموذج الجهد الثابت هو أحد النماذج الأكثر استعمالاً في المراحل الأولية لتحليل وتصميم الدارات التي تحتوي على ديودات. هذا صحيح لا سيما إذا كان في هذه المرحلة المبكرة من التصميم لا توجد معلومات مفصلة حول خصائص الديود، كما هو الحال في كثير من الأحيان.

الدائرة المكافئة للديود المثالي The Ideal-Diode Model

في التطبيقات التي تنطوي على جهود أكبر بكثير من جهد الديود ($0.6\text{ to }0.8\text{ V}$)، يمكن أن نهمل جهد الديود تماماً أثناء حساب التيار المار به. والنتيجة هي النموذج المثالي للديود، الذي يبينه الشكل 12.3.



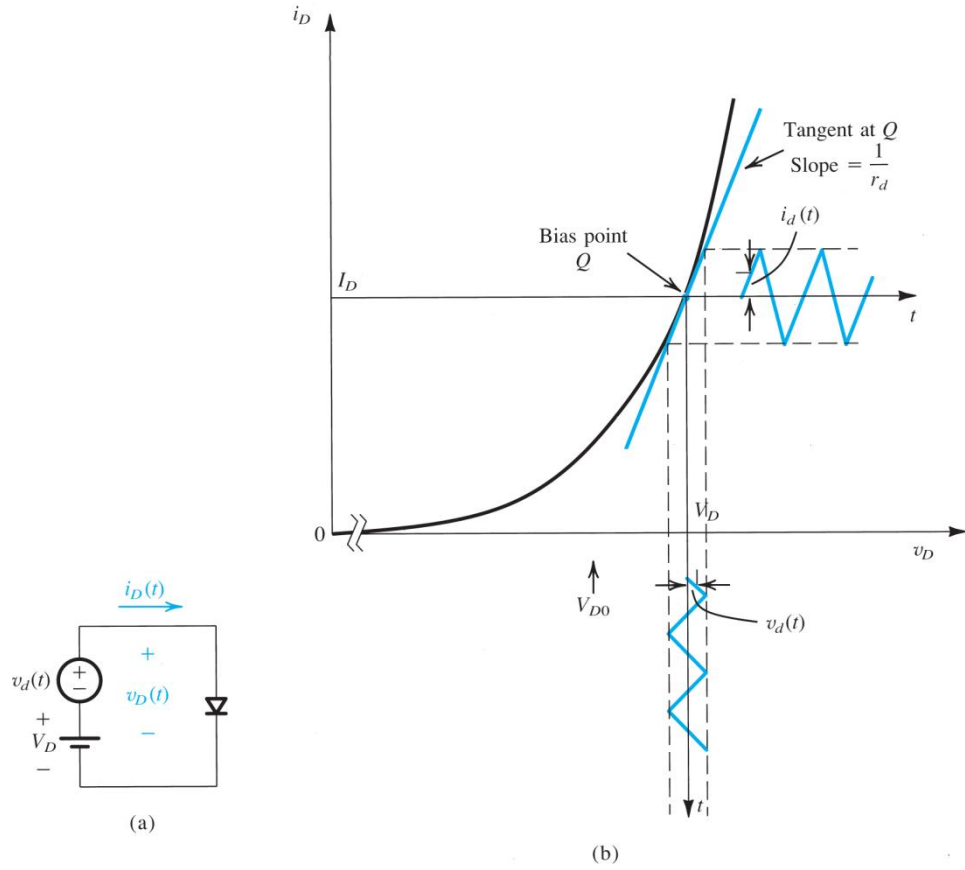
الشكل 12.3: الديود المثالي: (a) رمز الديود، (b) خواص الديود ($i-v$)، (c) الدارة المكافئة عند الانحياز العكسي، (d) الدارة المكافئة عند الانحياز الأمامي.

يبين الشكل 12.3 (a) رمز الديود المثالي، والشكل 12.3 (b) خواص الديود المميزة ($i-v$)، الذي يمكن تفسيره كمايلي: عند تطبيق جهد سالب على طرفي الديود، لا يمر أي تيار فيه ويسلك الديود سلوك دارة مفتوحة [الشكل 12.3(c)]. نقول في هذه الحالة أن الديود في حالة انحياز سلبي، ويعمل في المنطقة العكسية. ويكون تياره معدوماً، ونقول أنه في حالة قطع (Off). من ناحية أخرى، إذا طبق تيار موجب على الديود المثالي، يكون جهده معدوماً. وبعبارة أخرى، فإن الديود يسلك سلوك دارة القصر [الشكل 12.3 (d)]. نقول في هذه الحالة أن الديود في حالة انحياز أمامي، ويعمل في المنطقة الأمامية. ويكون جهده معدوماً، ونقول أنه في حالة وصل (ON).

الدارة المكافئة عند الإشارات الصغيرة (المتناوية) The Small-Signal Model

هناك تطبيقات يكون الديود فيها منحازاً أمامياً ليعمل عند نقطة من منحنيات الخواص المميزة له، وبوضع منبع إشارة متناوية صغيرة (small ac signal) على التسلسل مع جهد الانحياز. في مثل هذه الحالة ينبغي أن نحدد نقطة العمل الساكنة (I_D, V_D) للديود، باستعمال أحد النماذج المدروسة آنفاً، وفي أكثر الحالات نموذج الجهد الثابت (0.7-V-drop model). وفي حالة تشغيل الديود عند شروط الإشارات الصغيرة حول نقطة العمل الساكنة، نستعمل الدارة المكافئة الخطية للديود التي هي عبارة عن مقاومته الداخلية والتي هي مقلوب ميل المماس للمنحني الأسّي عند نقطة العمل.

تقنية انحياز العنصر اللاخطي والتقييد بشرط الإشارات الصغيرة حول جهد الانحياز بحيث لا تتجاوز جزءاً خطياً من المنحنيات اللاخطية هو الفكرة الرئيسية لتصميم المضخمات الخطية الترانزستورية التي سندرسها لاحقاً. لنفترض الدارة المبينة في الشكل 13.3 (a) والتمثيل البياني الموافق المبين في الشكل 13.3 (b).



الشكل 13.3: الدارة المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة.

- نقطة الانحياز (Bias point)
- الميل عند (Tangent at)
- الميل (Slope)

يطبق الجهد المستمر (V_D) الممثل بالبطارية على طرفي الديود، وتوضع إشارة المنبع الجيبية المتغيرة مع الزمن $[v_d(t)]$ على الجهد المستمر (V_D). بغياب الإشارة $[v_d(t)]$ ، يكون جهد الديود (V_D)، و يعطى تياره المستمر (I_D) بالعلاقة التالية:

$$I_D = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

عندما تُطبق الإشارة $[v_d(t)]$ يصبح الجهد الكلي اللحظي

$$v_D(t) = V_D + v_d(t)$$

ويصبح التيار الكلي اللحظي

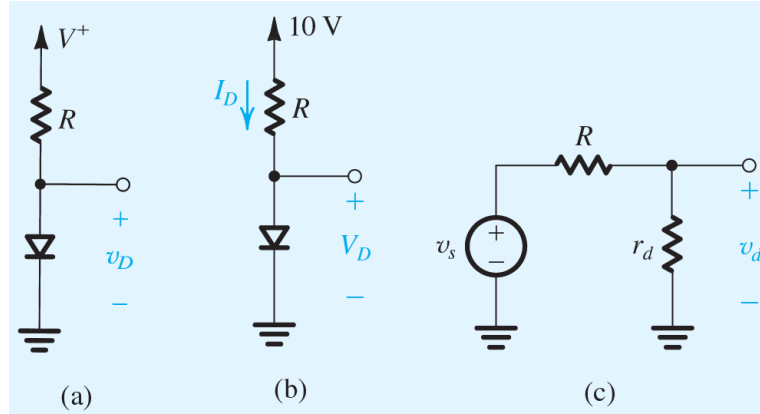
$$i_D(t) = I_s e^{\frac{v_D(t)}{V_T}} = I_s e^{\frac{V_D + v_d(t)}{V_T}} = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}} e^{\frac{v_d(t)}{V_T}} = I_D e^{\frac{v_d(t)}{V_T}} = I_D \left(1 + \frac{v_d(t)}{V_T} \right) = I_D + i_d(t)$$

وتكون مقاومة الديود عند شروط الإشارات الصغيرة:

$$r_d = \frac{V_T}{I_D}$$

المثال 3.3

لنفترض الدارة المبينة في الشكل 14.3 (a)، والتي فيها ($R = 10 \text{ k}\Omega$). تتوضع على جهد التغذية (V^+)، الذي قيمته الاسمية (10 V)، إشارة جيبية ترددها (60 Hz)، ومطالها الأعظمي (1 V) [هذه المركبة لجهد التغذية ناجمة عن عدم مثالية وحدة التغذية المصممة. وتُعرف بجهد التعرج (power-supply ripple)]. احسب جهد الديود المستمر (I_s)، ومطال الإشارة الجيبية التي تظهر على طرفيه. نعلم أن الديود يمرر تياراً مقداره (1 mA) عند جهد مقداره (0.7 V).



الشكل 14.3: (a) دارة المثال 3.3، (b) دارة حساب جهد نقطة العمل المستمر، (c) الدارة المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة.

الحل

لنحسب تيار نقطة العمل المستمر (I_D) بافتراض أن جهد الديود يساوي إلى (0.7 V)

$$I_D = \frac{10 - 0.7}{10} = 0.93 \text{ mA}$$

تكون مقاومة الديود الديناميكية

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{25}{0.93} = 26.9 \Omega$$

يمكن إيجاد جهد الإشارة المتناوبة عبر الديود اعتماداً على الدارة المكافئة المبينة في الشكل 14.3 (c). تعني الإشارة (v_s) هنا المركبة الجيبية للجهد (V^+) التي ترددها (60 Hz)، ومطالها (1 V)، والجهد (v_d) هو الإشارة الموافقة عبر الديود. باستعمال قاعدة تجزيء الجهد نجد مطال الإشارة الأعظمي

$$v_d (\text{peak}) = \hat{V}_s \frac{r_d}{r_d + R} = (1) \frac{0.0269}{0.0269 + 10} = 2.68 \text{ mV}$$

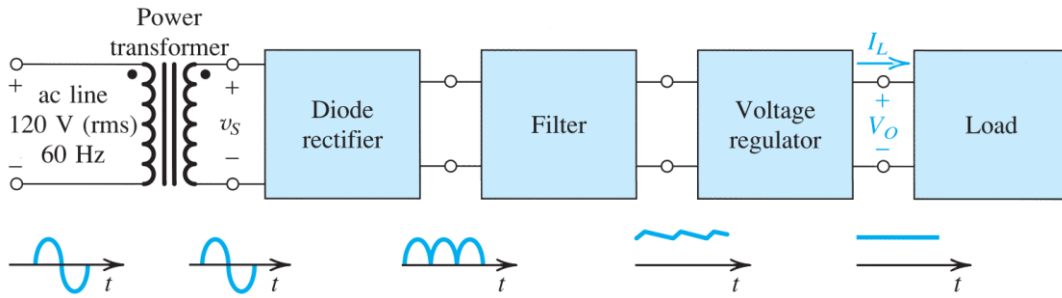
نلاحظ أن مطال الإشارة المتناوبة صغير جداً، مما يبرر استعمالنا لدارة الديود المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة.

3. دارات التقويم RECTIFIER CIRCUITS

أحد أهم تطبيقات الديوادات هو تصميم دارات التقويم. تشكل دارة التقويم اللبنة الرئيسة لوحدات التغذية اللازمة لتشغيل الأجهزة الإلكترونية.

وحدة التغذية The power Supply

يبين الشكل 15.3 مخططاً صندوقياً لوحدة تغذية. تغذى وحدة التغذية بجهد متناوب قيمته الفعالة (120 V_{rms})، وتردده (60 Hz)، وتعطي على خرجها جهداً مستمراً يتراوح بين (5 V) و (20 V) تحتاجه الدارات الإلكترونية في عملها.



الشكل 15.3: مخطط صندوقي لوحدة تغذية.

الكتلة الأولى في وحدة التغذية للتيار المستمر هو المحول (power transformer). يتكون المحول من ملفين منفصلين ملفوفين حول قلب حديدي يربطهما مغناطيسياً. يتكون الملف الأولي (primary winding) من (N_1) لفة ويوصل بالشبكة الكهربائية المنزلية (120 V_{rms})، ويتكون الملف الثانوي (secondary winding) من (N_2) لفة ويوصل بدارة التيار المستمر لوحدة التغذية. يظهر على خرج الملف الثانوي جهداً متناوباً

تخفيض جهد الابتدائي الذي يظهر على الثانوي إلى القيمة المرغوبة، الذي بدوره ينتج الجهد المستمر المطلوب على خرج وحدة التغذية.

على سبيل المثال، قد يكون الجهد (8 V) على طرفي الثانوي مناسباً للحصول على جهد خرج مستمر قيمته (5 V). ويمكن تحقيق ذلك بنسبة عدد لفات ($N_1 : N_2 = 15 : 1$).

بالإضافة إلى تزويده الجهد الجيبي المناسب لوحدة التغذية (المحول الكهربائي) فإنه يلعب دور العازل الكهربائي بين خط الشبكة الكهربائية والأجهزة الإلكترونية التي تغذيها وحدة التغذية. مما يخفف من خطر الصدمات الكهربائية التي يمكن أن يتعرض لها مستثمر تلك الأجهزة.

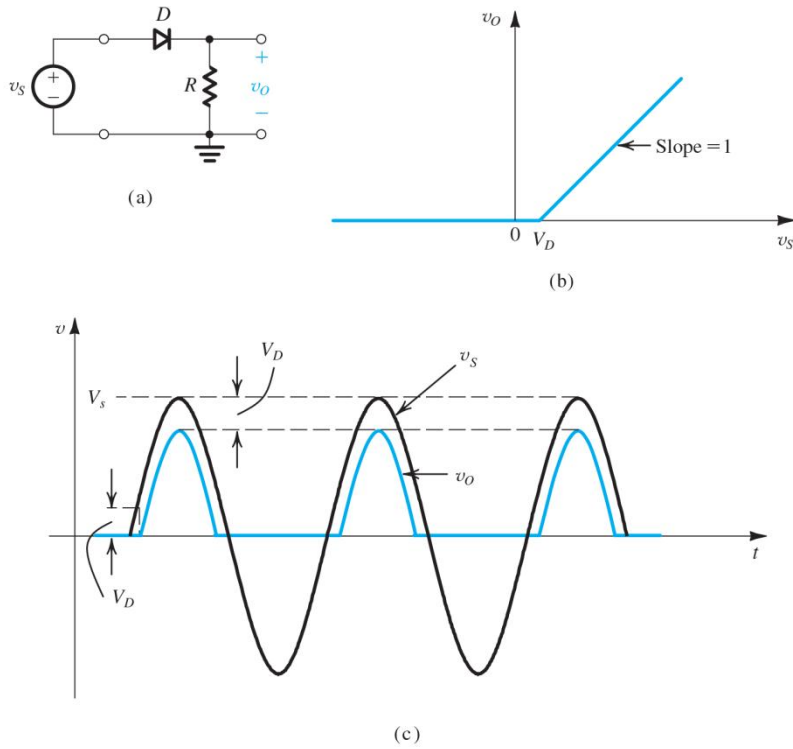
تحول كتلة التقويم جهد الدخل الجيبي (v_s) إلى جهد وحيد القطبية (unipolar)، على شكل نبضات جيبيية، كما هو مبين على الشكل 15.3. على الرغم من أن لهذه النبضات الموجية مركبة مستمرة إلا أنها لا تصلح كما هي كتغذية مستمرة للدارات الإلكترونية بسبب طبيعتها النبضية، وبالتالي تحتاج إلى مرشح. يقوم المرشح الذي يلي كتلة التقويم بتخفيض التغيرات في مطال الخرج النبضي الجيبي إلى حد كبير كما هو مبين في الشكل 15.3.

لا يزال يحتوي خرج المرشح على جهد تعرج (ripple)، الذي يجري التخلص منه عن طريق كئلة المنظم الذي يحقق أيضاً استقراراً في جهد الخرج رغم تغير جهد الشبكة أو تغير تيار الحمل بنسبة محددة. ويمكن تنفيذ مثل هذا المنظم باستعمال منظم زينر التفرعي (zener shunt regulator) أو باستعمال منظم الدارات المتكاملة (integrated-circuit regulator).

مقوم نصف الموجة The Half-Wave Rectifier

يبين الشكل 16.3 (a) دائرة مقوم نصف موجة. باستعمال نموذج الجهد الثابت للديود، نحصل على

$$\begin{aligned} v_o &= 0, & v_s < V_D \\ v_o &= v_s - V_D, & v_s \geq V_D \end{aligned}$$



الشكل 16.3: (a) مقوم نصف موجة، (b) خواص التحويل لمقوم نصف الموجة، (c) إشارتنا الدخل والخرج.

رسمت خاصية النقل الممثلة بالمعادلتين السابقتين في الشكل 16.3 (b)، ويبين الشكل 16.3 (c) جهد الخرج الناتج عن جهد الدخل الجيبي (v_s) .

عند اختيار الديودات لتصميم المقومات، يجب تحديد معاملين هاميين: تيار الديود الأعظمي، ويتحدد من معرفة التيار الأعظمي المتوقع الذي سيمرره الديود، والجهد العكسي الأعظمي [peak inverse voltage (PIV)] الذي يتحمله الديود دون أن ينهار، ويتحدد من معرفة الجهد العكسي الأعظمي المتوقع الذي سيطبق على طرفي الديود. نلاحظ من دائرة الشكل 16.3 (a) أنه عندما يكون جهد الدخل (v_s) سالباً يكون الديود في حالة قطع (cut off)، ويكون جهد

الخرج (v_o) معدوماً. يترتب على ذلك أن الجهد العكسي الأعظمي للديود (PIV) يساوي إلى الجهد الأعظمي لإشارة الدخل (v_s).

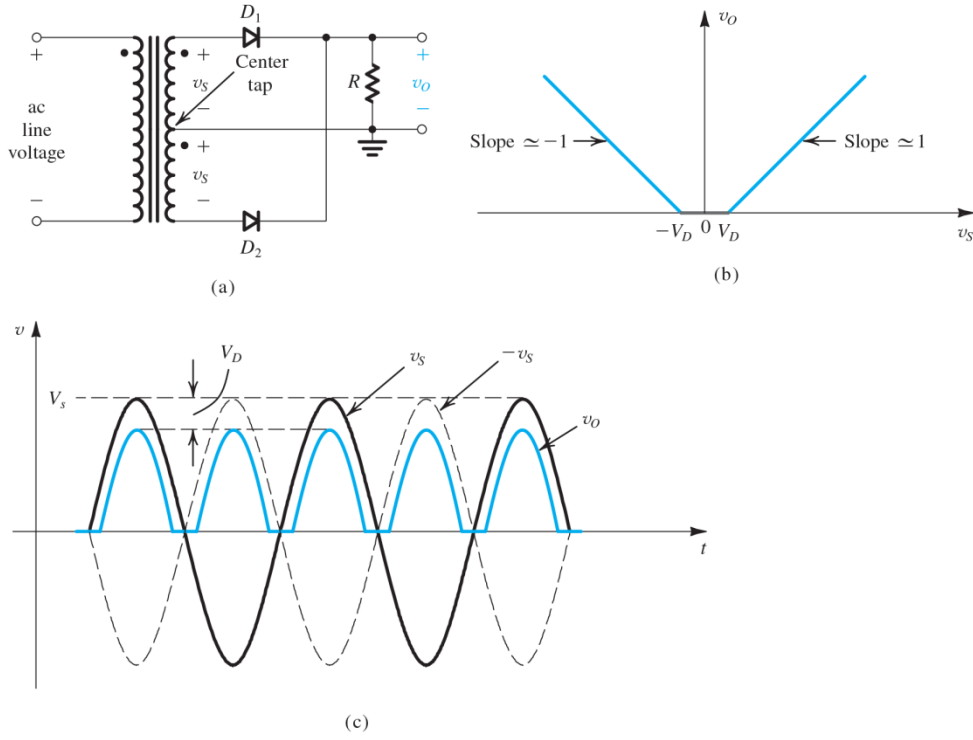
$$PIV = V_s$$

ومن باب الحيلة، يجري عادة اختيار قيمة الجهد العكسي الأعظمي للديود أكبر بـ 50% من القيمة المتوقعة.

مقوم الموجة الكاملة The Full-Wave Rectifier

يستعمل مقوم الموجة الكاملة كلا نصفي جهد الدخل الجيبي. وليعطي على خرجه جهداً وحيد الاتجاه يعكس الأنصاف السالبة لموجة الدخل. يبين الشكل 17.3 (a) دائرة مقوم الموجة الكاملة. يسمى المحول بالمحول ذي النقطة الوسط (center-tapped)، لأن ثانوي المحول يؤمن جهدين متساويين (v_s) على طرفيه وفقاً للقطبية المبينة على الشكل. لنلاحظ أنه عندما يكون جهد الدخل موجباً يكون جهدا الثانوي (v_s) موجبين أيضاً. في هذه الحالة سوف يكون الديود (D_1) في حالة وصل والديود (D_2) في حالة قطع لأنه منحاز عكسياً. وسيمر تيار الديود (D_1) عبر المقاومة (R) عائداً إلى النقطة الوسطى في الملف الثانوي. سيكون سلوك الدارة في هذه الحالة مماثلاً تماماً لسلوك مقوم نصف الموجة، وسيكون الخرج خلال النصف الموجب لموجة الدخل مماثلاً لما يعطيه خرج مقوم نصف الموجة، عندما يكون الديود (D_1) موصلاً.

الآن، أثناء الأنصاف السالبة لجهد الدخل الجيبي، يكون جهدا الثانوي (v_s) سالبين أيضاً. في هذه الحالة سوف يكون الديود (D_1) في حالة قطع والديود (D_2) في حالة وصل لأنه منحاز عكسياً. وسيمر تيار الديود (D_2) عبر المقومة (R) عائداً إلى النقطة الوسطى في الملف الثانوي. سيكون سلوك الدارة في هذه الحالة مرة أخرى مماثلاً تماماً لسلوك مقوم نصف الموجة. النقطة المهمة هو أن التيار يمر دائماً في نفس الاتجاه عبر (R)، وبالتالي سيكون الجهد (v_o) وحيد الاتجاه وبقطبية موجبة دوماً، كما هو مبين في الشكل 17.3 (c). يجري الحصول على جهد الخرج المبين بفرض نموذج الجهد الثابت للديود (V_D). وبالتالي يأخذ خواص النقل لمقوم الموجة الكاملة الشكل المبين في الشكل (b) 17.3.



الشكل 17.3: (a) دائرة مقوم الموجة الكاملة، (b) خواص التحويل لمقوم الموجة الكاملة، (c) إشارتا الدخل والخرج.

للحصول على الجهد العكسي الأعظمي في دائرة مقوم الموجة الكاملة، نتأمل الوضع خلال نصف الموجة الموجب. يكون الديود (D_1) في حالة وصل، والديود (D_2) في حالة قطع. ويكون الجهد على كاثود (D_2) هو (v_o) وعلى أنوده ($-v_s$). بالتالي سيكون الجهد العكسي عبر الديود (D_2) هو ($v_o + v_s$)، ويصل إلى قيمته العظمى عندما يكون جهد الخرج عند القيمة العظمى له ($V_s - V_D$)، ويكون جهد الدخل عند قيمته العظمى أيضاً (V_s)، بالتالي:

$$PIV = 2V_s - V_D$$

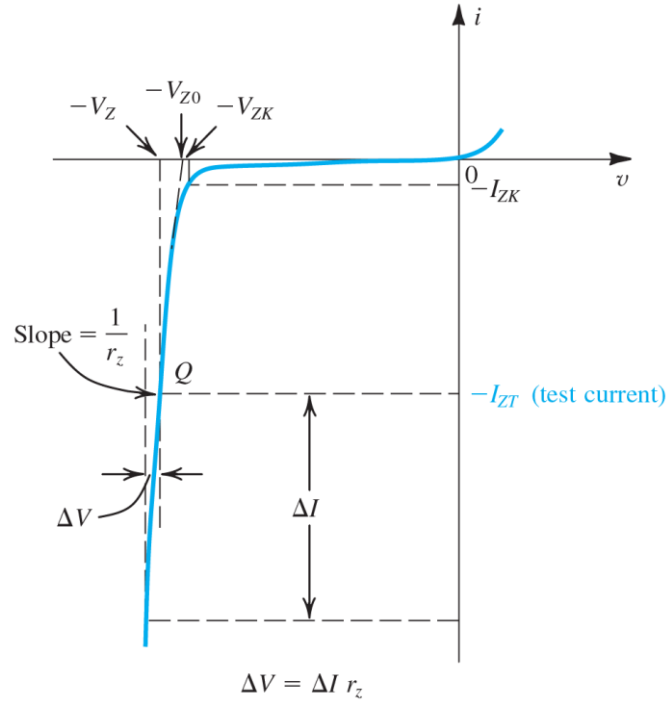
وهذه القيمة هي ضعف القيمة تقريباً في حالة مقوم نصف الموجة.

4. دائرة تنظيم الجهد (ديود زينر) (CIRCUIT REGULATOR (ZENER DIODE))

يبين الشكل 18.3 الخواص المميزة للديود ($i-v$) في منطقة الانهيار. نلاحظ أنه في حالة التيارات الأكبر من تيار الحد الأدنى للتنظيم (I_{ZK})، والذي يعطى في كتالوج المصنع لديود زينر، تكاد تكون الخواص المميزة ($i-v$) خطاً مستقيماً. تحدد الشركة المصنعة عادة جهد ديود زينر (V_Z) عند تيار الاختبار (I_{ZT})، وهذا ما يوضحه الشكل 18.3 كإحداثيات للنقطة (Q). يظهر ديود زينر جهداً ($6.8 - V$) عند تيار الاختبار ($10 - mA$)، عندما ينحرف تيار زينر عن (I_{ZT})، يتغير جهده قليلاً جداً. يبين الشكل 18.3 تغير جهد زينر (ΔV) الموافق لتغير تياره (ΔI) والذي يعطى بالعلاقة التالية:

$$\Delta V = r_z \Delta I$$

حيث (r_z) هي مقلوب الميل للجزء الخطي من منحنيات الخواص المميزة لديود زينر عند النقطة (Q) . المقاومة (r_z) هي المقاومة الديناميكية (dynamic resistance) لديود زينر، وتعطى قيمتها في كتالوج المصنع. وتتراوح قيمتها من بضع أومات إلى بضع عشرات الأومات. كلما كانت هذه المقاومة قيمتها صغيرة كلما كان جهد زينر أكثر ثباتاً مع تغير التيار المار به، وأداؤه أكثر مثاليًا في تصميم منظمات الجهود. نلاحظ من الشكل 18.3 أن مقاومة ديود زينر الديناميكية صغيرة وثابتة عند مجال كبير للتيار وتزداد قيمتها كلما اقتربنا من جهد عتبة التنظيم (vicinity of the knee)، بالتالي يجب الابتعاد عن هذه النقطة عند تصميم منظمات زينر.



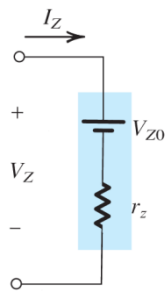
الشكل 18.3: منحنيات الخواص المميزة للديود في منطقة الانهيار.

تصنع ديودات زينر بجهد (V_Z) تتراوح من بضعة فولتات إلى بضع مئات من الفولتات. بالإضافة إلى تحديد جهد ديود زينر (V_Z) عند تيار الاختبار (I_{ZT}) ، والمقاومة الديناميكية له (r_z) ، والتيار عتبة التنظيم (I_{ZK}) ، يحدد المصنع أيضاً الاستطاعة العظمى لديود زينر. وهكذا ديود زينر استطاعته (0.5 W) وجهده (6.8 V) يعمل بشكل آمن بتيارات تصل كحد أقصى إلى (70 mA) .

تجعل منحنيات خواص ديود زينر المميزة ($i-v$)، والتي بمعظمها خطية، نمذجة ديود زينر كما هو مبين في الشكل 19.2. تشير النقطة (V_{ZO}) التي يتقاطع عندها مماس منحنيات الخواص عند النقطة (Q) مع محور الجهد والذي ميله $(\frac{1}{r_z})$. بالعودة إلى الشكل 18.2، نجد أن النقطة (V_{ZO}) تقع بالقرب من نقطة جهد عتبة التنظيم (V_{ZK})، والتي لا تختلف عنها إلا بقيمة صغيرة جداً. والتي نعتبرها في التطبيقات العملية نفسها. يمكن أن نكتب استناداً إلى دائرة الشكل 19.2 معادلة جهد زينر التالية:

$$V_Z = V_{ZO} + r_z I_Z$$

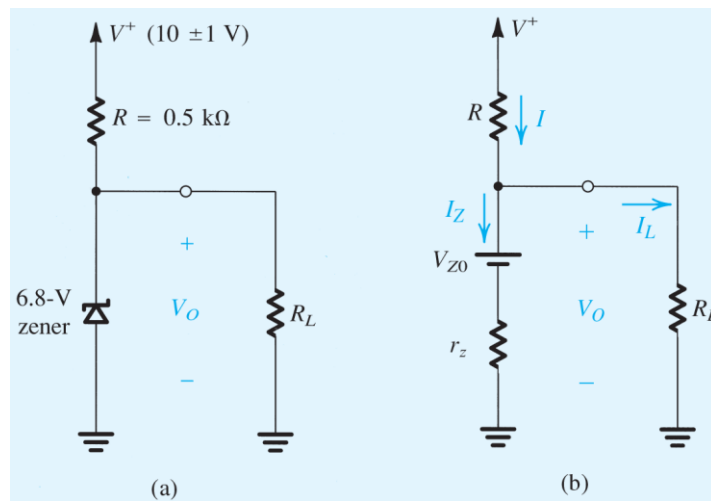
والتي تطبق في حالة ($I_Z > I_{ZK}$)، وبدهياً في حالة ($V_Z > V_{ZO}$).



الشكل 19.3: الدارة المكافئة لديود زينر.

المثال 4.3

لنفترض دائرة ديود زينر (6.8 V) المبينة في الشكل 20.3 (a)، علماً أن جهد ديود زينر ($V_Z = 6.8\text{ V}$) عند تيار الاختبار ($I_{ZT} = 5\text{ mA}$)، ومقاومته الديناميكية ($r_z = 20\ \Omega$)، وتيار عتبة التنظيم ($I_{ZK} = 0.2\text{ mA}$). جهد التغذية (V^+) الاسمي (10 V)، ويتغير بقيمة ($\pm 1\text{ V}$).



الشكل 14.3: (a) دائرة المثال 4.3، (b) دائرة المثال 4.3 بعد استبدال ديود زينر بدارته المكافئة.

- (a) أوجد الجهد (V_o) في حالة عدم وجود حمل وعند القيمة الاسمية لجهد التغذية (V^+).
- (b) أوجد تغير الجهد (V_o) الناتج عن تغير القيمة الاسمية لجهد التغذية (V^+) بالمقدار ($\pm 1\text{ V}$). يسمى المقدار ($\frac{\Delta V_o}{\Delta V^+}$)، والذي يعبر عنه عادة بـ ($\frac{\text{mV}}{\text{V}}$)، التنظيم الخطي (line regulation).
- (c) أوجد تغير الجهد (V_o) الناتج عن وصل مقاومة الحمل (R_L) التي تستجر تياراً مقداره ($I_L = 1\text{ mA}$). ثم أوجد المقدار ($\frac{\Delta V_o}{\Delta I_L}$)، والذي يعبر عنه عادة بـ ($\frac{\text{mV}}{\text{mA}}$)، ويعرف بتنظيم الحمل (load regulation).
- (d) أوجد تغير الجهد (V_o) عند قيمة مقاومة حمل ($R_L = 2\text{ k}\Omega$).
- (e) أوجد قيمة الجهد (V_o) عند قيمة مقاومة حمل ($R_L = 0.5\text{ k}\Omega$).
- (f) أوجد القيمة الدنيا لمقاومة الحمل (R_L) التي تجعل ديوود زينر يظل يعمل في منطقة الانهيار.

الحل

لنحدد جهد زينر الأصغري (V_{zo})، المعروف أيضاً بجهد عتبة التنظيم، بمعرفة جهد ديوود زينر المساوي إلى ($V_z = 6.8\text{ V}$) عند تيار الاختبار ($I_{zt} = 5\text{ mA}$)، ومقاومة ديوود زينر الديناميكية ($r_z = 20\ \Omega$).

$$V_{zo} = V_z - r_z I_z = 6.8 - (20 \times 5 \times 10^{-3}) = 6.7\text{ V}$$

$$I_D = \frac{10 - 0.7}{10} = 0.93\text{ mA}$$

(a) في حالة عدم وجود حمل، يعطى تيار زينر بالعلاقة:

$$I_z = I = \frac{V^+ - V_{zo}}{R + r_z} = \frac{10 - 6.7}{0.5 + 0.02} = 6.35\text{ mA}$$

وهكذا يكون جهد الخرج

$$V_o = V_{zo} + r_z I_z = 6.7 + (20 \times 6.35 \times 10^{-3}) = 6.83\text{ V}$$

(b) في حالة تغير القيمة الاسمية لجهد التغذية (V^+) بالمقدار ($\pm 1\text{ V}$)، يكون تغير جهد الخرج

$$\Delta V_o = \Delta V^+ \frac{r_z}{R + r_z} = \pm 1 \frac{20}{500 + 20} = \pm 38.5\text{ mV}$$

بالتالي التنظيم الخطي (line regulation)

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V^+} = \frac{\pm 38.5\text{ mV}}{\pm 1\text{ V}} = 38.5 \frac{\text{mV}}{\text{V}}$$

(c) عندما تستجر مقاومة الحمل (R_L) تياراً مقداره ($I_L = 1 \text{ mA}$)، سينقص تيار زينر بالمقدار (1 mA)، وسيكون تغير جهد زينر

$$\Delta V_O = r_z \Delta I_Z = 20 \times (-1) = -20 \text{ mV}$$

ويكون تنظيم الحمل (load regulation)

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta I_L} = \frac{-20 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} = -20 \frac{\text{mV}}{\text{mA}}$$

(d) عند وصل مقاومة حمل قيمتها ($R_L = 2 \text{ k}\Omega$)، سيكون تيار الحمل

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{6.8 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 3.4 \text{ mA}$$

ويكون تغير تيار ديود زينر

$$\Delta I_Z = -3.4 \text{ mA}$$

بالتالي سيكون تغير جهد ديود زينر

$$\Delta V_O = r_z \Delta I_Z = 20 \times (-3.4) = -68 \text{ mV}$$

(e) تستجر مقاومة الحمل ($R_L = 0.5 \text{ k}\Omega$) تياراً مقداره

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{6.8 \text{ V}}{0.5 \text{ k}\Omega} = 13.6 \text{ mA}$$

وهذا غير ممكن، لأن التيار الكلي عبر المقاومة (R) بلغ فقط (6.35 mA)، بالتالي يكون ديود زينر في حالة قطع، وسيكون جهد الخرج حسب قاعدة تجزيء الجهد

$$V_O = V + \frac{R_L}{R + R_L} = 10 \frac{0.5}{0.5 + 0.5} = 5 \text{ V}$$

بما أن هذا الجهد أقل من جهد زينر (جهد الانهيار)، فإن ديود زينر لم يعد يعمل في منطقة الانهيار.

(f) حتى يعمل ديود زينر في حدود منطقة الانهيار

$$I_Z = I_{ZK} = 0.2 \text{ mA}, \quad V_Z = V_{ZK} = 6.7 \text{ V}$$

ضمن هذه الشروط، يكون أدنى تيار تقدمه المقاومة (R)،

$$I = \frac{V_{\min}^+ - V_Z}{R} = \frac{9 - 6.7}{0.5} = 4.6 \text{ mA}, \quad \Rightarrow$$

$$I_L = I - I_Z = 4.6 - 0.2 = 4.4 \text{ mA}$$

وتكون أدنى مقاومة موافقة للحمل

$$R_L = \frac{V_Z}{I_L} = \frac{6.7}{4.4} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

5. ملخص SUMMARY

1. يمرر الديود المثالي، في الاتجاه الأمامي، أي تيار نقرضه الدارة الخارجية ويكون هبوط الجهد على طرفيه معدوماً. لا يمرر الديود المثالي أي تيار في الاتجاه المعاكس، ويظهر على طرفيه الجهد العكسي.
2. تجعل خاصية الاتجاه الوحيد لتيار الديود منه عنصراً مفيداً في تصميم دارات التقويم.
3. يعطى تيار الديود السيليكوني عند الانحياز الأمامي بالعلاقة: $(i = I_s e^{\frac{v}{V_T}})$.
4. يمرر الديود تياراً صغيراً جداً (مهماً) عندما يكون الجهد الأمامي يتراوح بين (0 V) و (0.5 V)، ويزداد التيار بعدها بسرعة.
5. يمرر الديود عند الانحياز العكسي تياراً صغيراً من مرتبة (10⁻⁹ A) وهو أكبر بكثير من تيار التشبع العكسي (I_s)، وتزداد قيمته مع زيادة الجهد العكسي المطبق على الديود.
6. يحدث ما يسمى الانهيار عند جهد عكسي معين (يتعلق بتصنيع الديود) ويزداد التيار العكسي بشكل كبير عند زيادة صغيرة جداً للجهد العكسي.
7. تسمى الديودات التي تصمم للعمل في منطقة الانهيار بديودات زينر. تستعمل ديودات زينر في تصميم دارات تنظيم الجهد التي تعطي على خرجها جهداً ثابتاً تقريباً ولو تغير جهد الدخل أو تغير تيار الحمل بحدود معينة.
8. يستعمل نموذج الجهد الثابت للديود (0.7 V) في تطبيقات عدة.
9. تعطى المقاومة الديناميكية للديود عند تيار الانزياح (I_D) بالعلاقة: $(r_d = \frac{V_T}{I_D})$.
10. تحول دارات التقويم الجهود المتناوبة (ac voltages) على دخلها إلى جهود وحيدة الاتجاه (unipolar voltages) على خرجها. تقوم مقومات نصف الموجة (Half-wave rectifiers) بتمرير الأنصاف الموجبة لجهود الدخل الجيبية وتحجز الأنصاف السالبة. تقوم مقومات الموجة الكاملة (Full-wave rectifiers) بتمرير الأنصاف الموجبة لجهود الدخل الجيبية والأنصاف السالبة بعد عكسها.

أسئلة ومسائل الفصل الثالث QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الثالث

اختر الإجابة الصحيحة

1. الإلكترونات هي حوامل الشحنة الأقلية في نصف ناقل نوع (n):

(a) صح

(b) خطأ

2. الثقوب هي حوامل الشحنة الأكثرية في نصف ناقل نوع (p):

(a) صح

(b) خطأ

3. مقاومة نصف الناقل عند إشابته بذرات خماسية التكافؤ أو بذرات ثلاثية التكافؤ:

(a) تزداد

(b) تنقص

(c) تصبح مستقرة مع تغير درجات الحرارة

(d) غير ذلك

4. من خواص الديود المثالي أنه يعمل كقاطع يمرر تياراً:

(a) في الاتجاهين

(b) في اتجاه واحد فقط

(c) عند الانحياز العكسي

(d) غير ذلك

5. يشير السهم في رمز الديود المثالي إلى اتجاه:

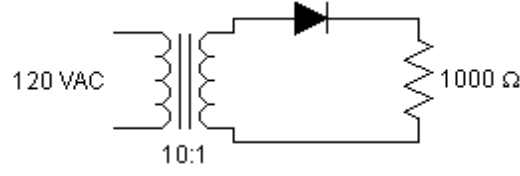
(a) تيار التسريب

(b) التيار الأمامي

(c) القطبية الموجبة للجهد الأمامي

(d) كل ما ذكر أعلاه

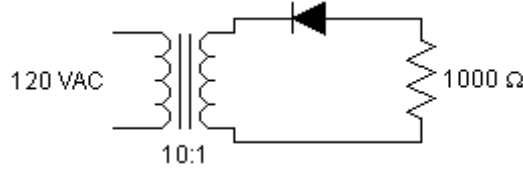
6. يمر تيار في مقاومة الحمل (1000Ω) في الدارة المبينة في الشكل 15.3 خلال:



الشكل 15.3.

- (a) نصف الموجة الموجب لجهد الدخل
- (b) نصف الموجة السالب لجهد الدخل
- (c) خلال النصفين الموجب والسالب
- (d) غير ما ذكر

7. نجد في الدارة المبينة في الشكل 16.3 أن القيمة العظمى للتيار المار في مقاومة الحمل (1000Ω) علماً أن جهد الدخل معطى بالقيمة الفعالة، هي:



الشكل 16.3.

- (a) (12 mA) خلال النصف الموجب للموجة
- (b) (12 mA) خلال النصف السالب للموجة
- (c) (16.97 mA) خلال النصف الموجب للموجة
- (d) (16.97 mA) خلال النصف السالب للموجة

8. مقوم موجة كاملة موجب بمحول ذي نقطة وسط، جهد الثانوي الأعظمي له (20 V)، يكون جهد الحمل الأعظمي بعد حساب هبوط الجهد على الديود:

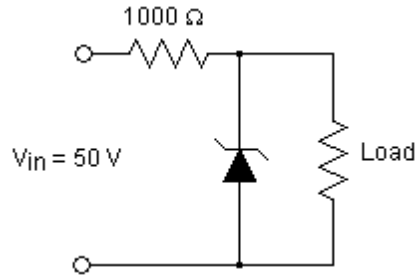
(a) (20 V)

(b) (9.3 V)

(c) (19.3 V)

(d) (10 V)

9. تكون القيمة العظمى والقيمة الدنيا لتيار الحمل في دائرة الشكل 17.3، عند عمل الديود في منطقة زينر والذي جهده (10 V):



الشكل 17.3.

(a) (8 mA and 40 mA)

(b) (8 mA and 35 mA)

(c) (12.5 mA and 40 mA)

(d) غير معروفة، ونحتاج لتحديدهما إلى معرفة القيمة العظمى والقيمة الدنيا لمقاومة الحمل

10. تتراوح قيمة مقاومة ديودات زينر:

- (a) بين بضع أومات وبضع عشرات الأومات
(b) بين بضع كيلو أومات وبضع عشرات كيلو أومات
(c) بين بضع ميغا أومات وبضع عشرات ميغا أومات
(d) غير ذلك

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الثالث
b	1
a	2
b	3
b	4
b	5
a	6
d	7
c	8
d	9
a	10

1. لنفترض أنه لدينا قطعة سيليكون نوع (n) مشابه بذرات عاطية تركيزها $(N_D = \frac{10^{17}}{cm^3})$ ، إذا علمنا أن تركيز حوامل الشحنة في السيليكون النقي عند درجة حرارة (T = 350 K) هو $(n_i = \frac{4.15 \times 10^{11}}{cm^3})$. أوجد تركيز الإلكترونات والتقوب عند درجة حرارة (T = 350 K).

Ans. $n_n = \frac{10^{17}}{cm^3}$, $p_n = \frac{1.72 \times 10^6}{cm^3}$.

2. لنفترض أنه لدينا قطعة سيليكون مشابه بذرات البور (boron)، إذا علمنا أن تركيز الإلكترونات عند درجة حرارة (T = 300 K) ينقص بمقدار (10^6) عن تركيز حوامل الشحنة في السيليكون النقي. ما ذا يجب أن يكون تركيز الذرات المشيية القابلة (N_A) ؟ علماً أن تركيز حوامل الشحنة في السيليكون النقي عند درجة حرارة (T = 300 K) هو $(n_i = \frac{1.5 \times 10^{10}}{cm^3})$.

Ans. $N_A = \frac{1.5 \times 10^{16}}{cm^3}$.

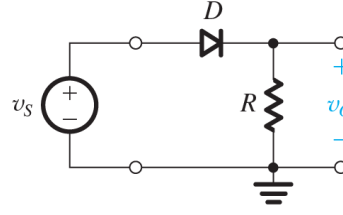
3. أوجد التغير في جهد ديود إذا تغير تياره من (0.1 mA) إلى (10 mA)، علماً أن الجهد الحراري $(V_T = 25 mV)$.

Ans. 115 mV

4. ديود سيليكوني جهده $(v = 0.7)$ عند تيار $(i = 1 mA)$. أوجد هبوط الجهد على الديود عند $(i = 0.1 mA)$ و $(i = 10 mA)$. علماً أن الجهد الحراري $(V_T = 25 mV)$.

Ans. 0.64 V; 0.76 V

5. في دارة مقوم نصف الموجة المبينة في الشكل 18.3، بين ما يلي:

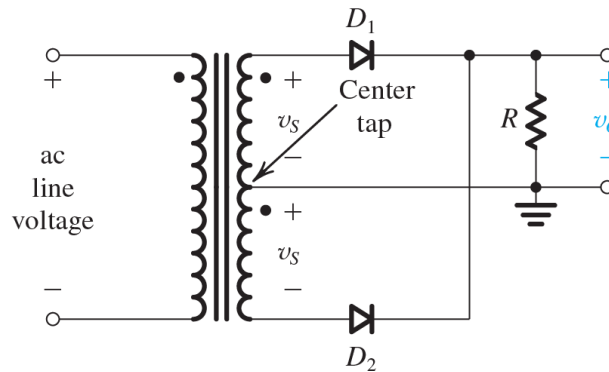


الشكل 18.3.

- (a) عند أنصاف الموجات التي يكون الديود خلالها ممرراً، يبدأ التمرير عند الزاوية $\theta = \sin^{-1}\left(\frac{V_D}{V_s}\right)$ وينتهي عند $(\pi - \theta)$ ، بالتالي تكون زاوية التمرير الكلية $(\pi - 2\theta)$.
- (b) القيمة المتوسطة (المركبة المستمرة) لجهد الخرج (v_o) هي: $(V_o \approx \left(\frac{1}{\pi}\right)V_s - \frac{V_D}{2})$.
- (c) القيمة العظمى لتيار الديود $\left(\frac{V_s - V_D}{R}\right)$. أوجد القيم العددية لتلك المقادير، إذا كان جهد الدخل الجيبي $[12\text{-V (rms)]}$ ، و $(V_D = 0.7\text{ V})$ ، و $(R = 100\ \Omega)$. أوجد أيضاً قيمة الجهد العكسي الأعظمي (PIV).

Ans. . (a) $\theta = 2.4^\circ$, conduction angle = 175° ; (b) 5.05 V; (c) 163 mA; 17 V.

6. في دارة مقوم الموجة الكاملة المبينة في الشكل 19.3، بين ما يلي:



الشكل 19.3.

(a) يكون جهد الخرج معدوماً عند زاوية $\left[\theta = 2 \sin^{-1} \left(\frac{V_D}{V_s} \right) \right]$ ، ومتمركزاً حول تقاطع إشارة الدخل الجيبية مع الصفر.

(b) القيمة المتوسطة (المركبة المستمرة) لجهد الخرج (VO) هي: $(V_O \approx \left(\frac{2}{\pi} \right) V_s - \frac{V_D}{2})$.

(c) القيمة العظمى لتيار الديود $\left(\frac{V_s - V_D}{R} \right)$. أوجد جزء كل دور (النسبة المئوية) يكون خلاله جهد الخرج $(V_O > 0)$ ، وقيمة جهد الخرج (VO)، والقيمة العظمى لتيار الديود، وقيمة الجهد العكسي الأعظمي (PIV)، وذلك عند جهد الدخل الجيبى [12-V (rms)]، و $(V_D = 0.7 \text{ V})$ ، و $(R = 100 \Omega)$.

Ans. . 97.4%; 10.1 V; 163 mA; 33.2 V

7. جهد ديود زينر الاسمي (10 V) عند تيار (10 mA)، ومقاومته الديناميكية (50Ω) . ما هو جهد زينر المتوقع عندما يمر نصف التيار؟ وعندما يمر ضعف التيار؟ وما هي قيمة جهد زينر الدنيا (VZ0)؟

Ans. . 9.75 V; 10.5 V; 9.5 V.

8. يبدي ديود زينر جهداً ثابتاً (5.6 V) عند تيار أكبر بخمس مرات من تيار عتبة التنظيم. تيار العتبة هذه (1 mA). يستعمل ديود زينر في تصميم دائرة منظم جهد تفرعي مغذى بجهد تغذية (15 V). يتغير تيار الحمل من القيمة (0 mA) إلى القيمة (15 mA). أوجد القيمة المناسبة للمقاومة (R). وما هي قيمة الاستطاعة العظمى المبددة في ديود زينر؟

Ans. 470 Ω ; 112 mW

9. يستعمل منظم جهد تفرعي ديود زينر جهده (5.1 V) عند تيار (50 mA)، ومقاومته الديناميكية (7Ω) . يغذى ديود زينر بجهد تغذية اسمي مقداره (15 V)، عبر مقاومة قيمتها $(200-\Omega)$. ما هي قيمة جهد الخرج في حالة اللاحمل؟ أوجد قيمة تنظيم الخط (line regulation)، وقيمة تنظيم الحمل (load regulation).

Ans. . 5.1 V; 33.8 mV/V; -7 mV/mA

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل الثالث: الديودات وتطبيقاتها

أستاذ المادة: ...

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. للحصول على نصف ناقل نوع (p)، نحتاج إلى ذرات مشيبيّة:

- (a) خماسية التكافؤ
- (b) رباعية التكافؤ
- (c) ثلاثية التكافؤ
- (d) سداسية التكافؤ

2. عندما ينخفض الجهد الكموني الداخلي في وصلة نصف ناقل ($p-n$)، يسلك الديود سلوك الناقل تقريباً،

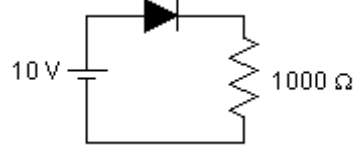
ويكون:

- (a) انحيازه أمامياً
- (b) انحيازه عكسياً
- (c) انحيازه معدوماً
- (d) غير ذلك

3. يُسمى الجهد العكسي الأعظمي الذي يطبق على ديود قبل أن يدخل منطقة زينر (منطقة الانهيار):

- (a) جهد العتبة
- (b) الجهد العكسي الأعظمي (PIV)
- (c) الحاجز الكموني
- (d) جهد النضوب

4. تعطى إحدائيات خط الحمل (تقاطعه مع المحورين) في حالة الدارة التالية بـ:



and $I_D = 1 \text{ mA}$ $V_D = 10 \text{ V}$ (a)

and $I_D = 1 \text{ mA}$ $V_D = 1 \text{ V}$ (b)

and $I_D = 10 \text{ mA}$ $V_D = 1 \text{ V}$ (c)

and $I_D = 10 \text{ mA}$ $V_D = 10 \text{ V}$ (d)

5. عندما يشير رأس السهم لديود في دارة مقوم نصف موجة نحو مقاومة الحمل يكون خرج المقوم:

(a) موجباً

(b) سالباً

(c) موجباً أو سالباً وفق قطبية جهد ثانوي المحول:

(d) موجة كاملة

6. عندما يشير رأس السهم لديود في دارة مقوم نصف موجة نحو عكس مقاومة الحمل يكون خرج المقوم:

المستمر الذي هو $(\frac{V_{O,max}}{\pi})$:

19.3 V (a)

13.65 V (b)

6.14 V (c)

12.49 V (d)

7. الجهد الأعظمي على طرفي ثانوي دارة مقوم موجة بمحول ذي نقطة وسط هو (20 V)، عند الأخذ بالاعتبار

هبوط الجهد على الديودات (0.7 V) يكون جهد خرج المقوم الأعظمي الذي هو $(V_{O,max})$:

20 V (a)

9.3 V (b)

19.3 V (c)

10 V (d)

8. الجهد الأعظمي على طرفي ثانوي دائرة مقوم موجة بمحول ذي نقطة وسط هو (20 V)، ومقاومة الحمل (4.7 kΩ) عند الأخذ بالاعتبار هبوط الجهد على الديودات (0.7 V) يكون تيار الحمل المستمر، علماً أن جهد الخرج المستمر يكون $\left(\frac{2V_{o,max}}{\pi}\right)$ هو:

1.26 mA (a)

2.61 mA (b)

629.8 mA (c)

1.4 mA (d)

9. يكون ديود زينر في حالة وصل إذا كان الجهد على طرفيه (V):

$V < V_Z$ (a)

$V \geq V_Z$ (b)

$V > 2V_Z$ (c)

$V < V_Z / 2$ (d)

10. يجب أن يعمل ديود زينر بحيث يكون،

$I_Z \times V_Z = P_Z$ (a)

(b) أقل من الاستطاعة العظمى الموصفة (PZmax)

(c) الجهد المطبق أكبر من جهد زينر (VZ)

(d) كل ما ذكر

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل الثالث

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
Semiconductors أنصاف النواقل	c	1
Semiconductors أنصاف النواقل	a	2
The Diode: الديوذ، عمله، وخواصه Operation and Characteristics	b	3
The Diode: الديوذ، عمله، وخواصه Operation and Characteristics	d	4
Rectifier Circuits دارات التقويم	a	5
Rectifier Circuits دارات التقويم	c	6
Rectifier Circuits دارات التقويم	b	7
Rectifier Circuits دارات التقويم	a	8
Circuit دائرة تنظيم الجهد (ديوذ زينر) Regulator (Zener Diode)	b	9
Circuit دائرة تنظيم الجهد (ديوذ زينر) Regulator (Zener Diode)	d	10

الفصل الرابع

الترنستورات MOS

كلمات مفتاحية KEYWORDS

الترنستور MOS (MOS Transistor)، منحنيات الخواص المميزة للترنستور MOS (MOS Transistor)، DC MOS Transistor and Characteristics، دراسة الترانزستور (MOS) في الحالة الساكنة ونقطة العمل Quiscent Point، دراسة الترانزستور (MOS) في الحالة المتناوبة وشروط الإشارات الصغيرة AC MOS، Transistor and Small Signal Conditions، مضخمات الترانزستور MOS (MOS Transistor) .Amplifiers

المُلخَص ABSTRACT

بعد أن درسنا الديودات، وهي أبسط عناصر بطرفين نصف ناقلة. سندرس هنا عناصر نصف ناقلة بثلاثة أطراف، وهي أكثر فائدة بكثير من العناصر بطرفين، لاستعمالها في العديد من التطبيقات، بدءاً من تضخيم الإشارات إلى الدارات المنطقية والذاكر. المبدأ الأساس هو تطبيق جهد بين طرفين للتحكم بتيار الطرف الثالث. أيضاً، يمكن أن يستعمل جهد التحكم هذا لتغيير قيمة التيار من الصفر إلى قيمة عظمى، مما يسمح لنا باستعمال هذا العنصر كمفتاح إلكتروني. والذي يستعمل بدوره لتحقيق العاكس المنطقي وهو اللبنة الأساسية في بناء الدارات المنطقية، والذاكر.

هناك نوعان رئيسان من العناصر النصف الناقلة ثلاثية الأطراف: الترانزستور ات (MOS) (معدن - أكسيد - نصف ناقل)، التي سندرس في هذا الفصل، والترانستورات ثنائية القطبية (BJT)، والتي سندرس في الفصل التالي. على الرغم من أن كل نوع من الترانستورات له ميزاته ومجالات تطبيقه المناسبة، إلا أن الترانستورات (MOS) هي الأكثر استعمالاً على نطاق واسع، وخاصة في تصميم الدارات المتكاملة (ICS)، وهي دارات برمتها مصنعة على رقاقة سيليكون واحدة.

يهدف هذا الفصل إلى تألف الطالب مع الترانستور ات (MOS): بنيتها ومبدأ عملها، وخواصها المميزة، وداراتها المكافئة، وتطبيقاتها الرئيسية. يمكن أن نستعمل الترانستورات MOS منفصلة، كما تدخل في بنية الدارات الإلكترونية المتكاملة.

مخرجات الفصل الرابع ILO4

فهم الترانستور MOS، ومبدأ عمله، وخواصه المميزة، دراسة الترانستور من الناحية المستمرة وتحديد نقطة العمل، دراسة الترانستور من الناحية المتناوبة عند شروط الإشارات الصغيرة لتشكيلاته الثلاثة الممكنة.

الأهداف التعليمية للفصل الرابع ILO4

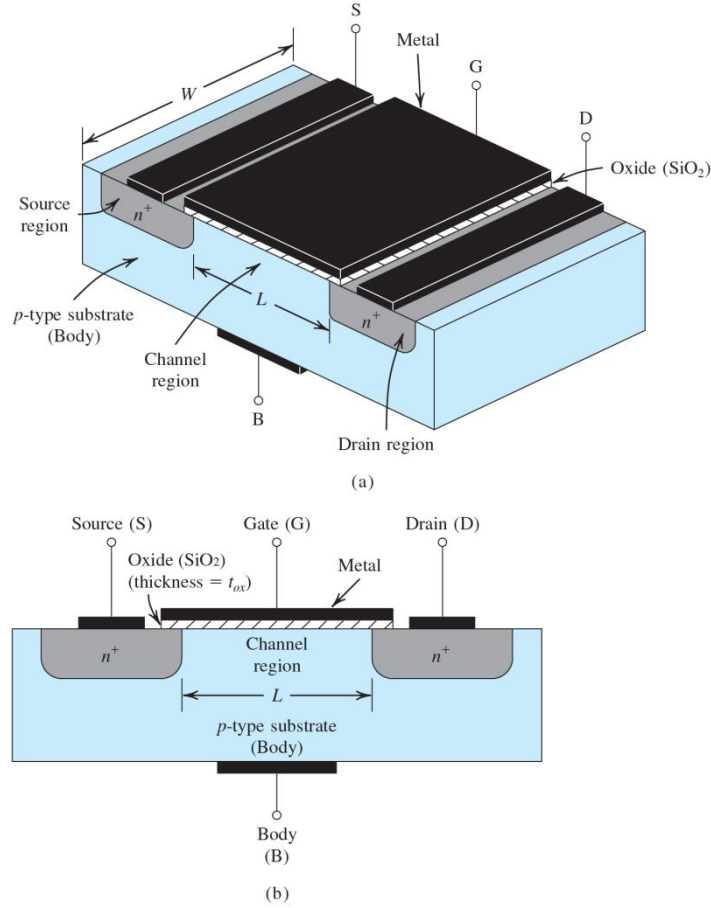
يهدف هذا الفصل إلى دراسة الترانستور MOS وفهم عمله وخواصه المميزة ودراسته عند الجهود المستمرة لتحديد نقطة عمله كمضخم، ودراسة تشكيلاته الثلاثة عند شروط الإشارات الصغيرة.

1. بنية الترانزستور ومبدأ عمله الفيزيائي DEVICE STRUCTURE AND PHYSICAL OPERATION

بنية الترانزستور (MOS)

يبين الشكل 1.4 بنية ترانزستور (MOS) بقناة نوع (n). يُصنع الترانزستور على ركيزة (Substrate or Body) سيليكون نوع (p)، ويُنشأ عليها منطقتان عاليتا الإشابة نوع (n+)، تسمى إحداهما المنبع (Source)، وتسمى الأخرى المصب (Drain). تُسمى طبقة رقيقة من ثاني أكسيد السيليكون (SiO_2)، العازل الكهربائي الممتاز، على سطح الركيزة، بحيث تغطي المنطقة الواقعة بين منطقتي المصب والمنبع، والتي تُسمى قناة (Channel). تتراوح سماكة الطبقة العازلة الرقيقة عادة بين (1 nm) و (10 nm). ويُوضع فوق طبقة الأوكسيد طبقة معدنية ناقلة تشكل بوابة الترانزستور (Gate). كذلك تُوضع طبقات معدنية ناقلة على كل من المنبع والمصب والركيزة، مما يُعطي الأطراف الأربعة للترانزستور وهي: البوابة (G)، والمنبع (S)، والمصب (D)، والركيزة (B). ويتوضح هنا تسمية الترانزستور من بنيته، معدن (Metal) وأوكسيد (Oxide) ونصف ناقل (Semiconductor).

تشكل الركيزة وصلة (pn) مع كل من المنبع والمصب منحازة عكسياً عند العمل الطبيعي للترانزستور. لأن جهد المصب يكون عادة موجباً بالنسبة للمنبع الذي يوصل بالركيزة، مما يجعل الترانزستور ثلاثي الأطراف.



الشكل 1.4: بنية الترانزستور (MOS): (a) منظور، (b) مقطع.

مبدأ عمل الترانزستور (MOS)

عند عدم تطبيق أي جهد على أي من أطراف الترانزستور أي: $(V_G = V_D = V_S = 0)$ ، فإنه لا يمر أي تيار بين المصّب والمنبع والدارة المكافئة بينهما ديودان متعاكسان كاثود أحدهما باتجاه المصّب وكاثود الآخر باتجاه المنبع. تشير إلى أن الركيزة والمنبع متصلتان فيزيائياً $(V_B = V_S)$.

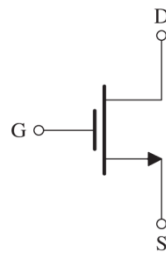
عند عدم تطبيق أي جهد على كل من المنبع والمصّب $(V_D = V_S = 0)$ ، وتطبيق جهد موجب صغير القيمة بين البوابة والركيزة (هذا يعني أيضاً بين البوابة والمنبع) أي: $(V_{GB} = V_{GS}) > 0$ ، فإنه ينشأ حقل كهربائي (E) يعاكس الجهد (V_{GS}) ، يجذب الإلكترونات الأقلية من عمق الركيزة إلى سطح القناة، ويطرد الثقوب من القناة باتجاه الركيزة، مما يؤدي إلى تشكيل قناة نوع (n) . يُسمى جهد البوابة الأصغري اللازم لتشكيل القناة جهد العتبة (Threshold voltage). يرمز لجهد العتبة بالرمز (V_t) وتتراوح قيمتها بين $(0.3 V)$ و $(1 V)$. تشكل البوابة والقناة مكثفة بوجود العازل بينهما. يسبب الجهد الموجب على البوابة شحنة موجبة عليها وأخرى سالبة في القناة، وتحدد كمية الشحنة في القناة ناقليتها. عند تطبيق جهد موجب على المصّب بالنسبة للمنبع يمر تيار في القناة من المصّب باتجاه المنبع.

يسمى جهد البوابة الذي يزيد عن جهد العتبة بالجهد الفعال (effective voltage or the overdrive) وهو الذي يحدد كمية الشحنة في القناة، ويرمز له بالرمز $(V_{GS} - V_t = V_{OV})$. عندما يكون جهد البوابة أكبر من جهد العتبة $(V_{GS} > V_t)$ ، وهو شرط تشكل القناة، وعند تطبيق جهد متزايد بين المصّب والمنبع فإن التيار بينهما يتزايد بشكل خطي من أجل قيم (V_{DS}) الصغيرة، ثم يصبح أقل خطية كلما تزايدت قيمته وعندما يتساوى مع قيمة جهد البوابة الفعال يتشبع هذا التيار أي لاتزيد قيمته مع تزايد قيمة الجهد (V_{DS}) .

2. منحنيات الخواص التيار-الجهد CURRENT-VOLTAGE CHARACTERISTICS

رمز الترانزستور Circuit Symbol

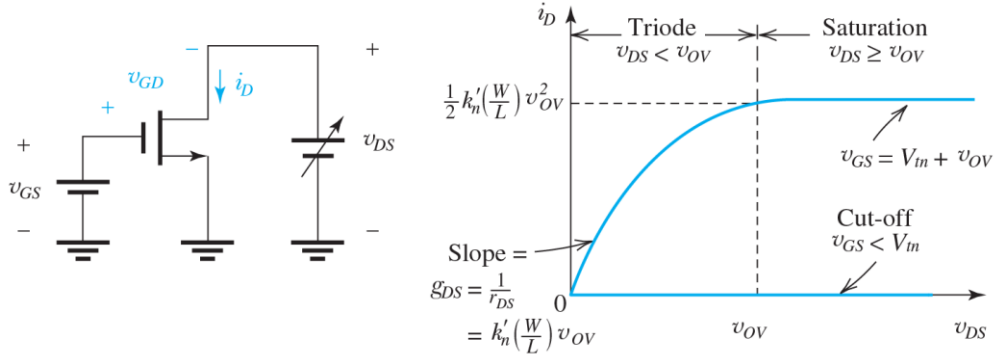
يبين الشكل 2.4 رمز الترانزستور (nMOS). يمثل الخطان العموديان المتجاوران البوابة والقناة، ويفصل بينهما العازل، يرمز السهم المتجه إلى الباعث إلى ركيزة نوع (p) وقناة نوع (n) .



الشكل 2.4 : رمز الترانزستور (nMOS).

منحنيات الخواص $(i_D - v_{DS})$ Characteristics The $i_D - v_{DS}$

يبين الشكل 3.4 دائرة الترانزستور المستعملة لرسم خواص الترانزستور. يوضع جهد البوابة (v_{GS}) على قيمة معينة أكبر من جهد العتبة (V_t) ، ويُغير جهد المصّب بين القيمة (0) وقيمة عظمى. ويُرسم التيار عند عدد من القيم ضمن المجال المذكور فنحصل على خواص تيار المصّب كتابع إلى جهد المصّب عند قيمة محددة لجهد البوابة.



الشكل 3.4: دائرة الترانزستور المستعملة لرسم خواص الترانزستور، ومنحني واحد من منحنيات الخواص المميزة.

نميز ثلاث مناطق لعمل الترانزستور وهي: (1) منطقة القطع (Cut-off). يكون فيها $(v_{GS} < V_m)$ ، والتيار

$(i_D = 0)$. (2) المنطقة الخطية (Triode). يكون فيها $(v_{GS} > V_m \text{ and } v_{DS} < v_{OV})$ ، والتيار

$(i_D = k'_n \left(\frac{W}{L}\right) \left[(v_{DS} - V_m) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right])$. وفي حالة $(v_{GS} > V_m \text{ and } v_{DS} \ll v_{OV})$ ، يكون التيار

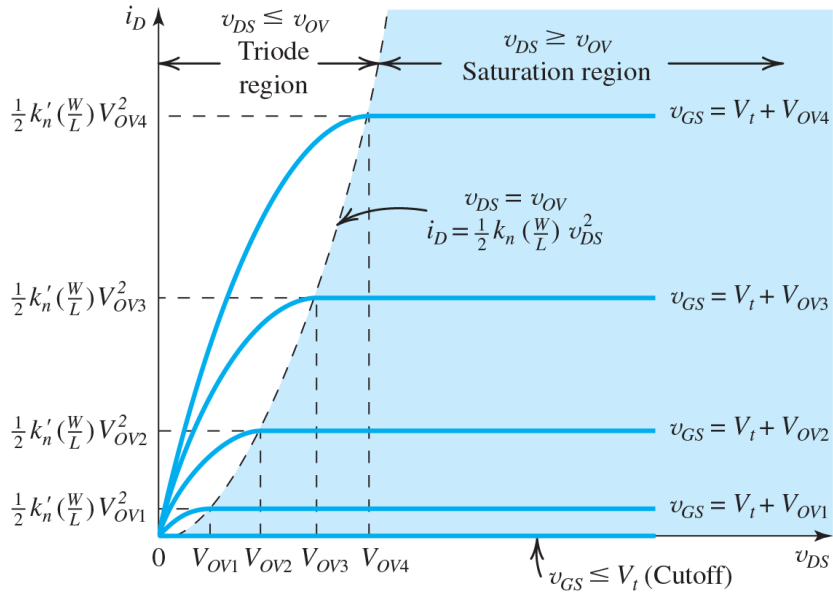
$(i_D = k'_n \left(\frac{W}{L}\right) (v_{DS} - V_m) v_{DS})$. (3) منطقة التشبع (Saturation). يكون فيها

$(i_D = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L}\right) (v_{GS} - V_m)^2)$ ، والتيار $(v_{GS} > V_m \text{ and } v_{DS} \geq v_{OV})$

- (i_D) : تيار الترانزستور ($nMOS$) ويتجه من المصب إلى المنبع
- (k'_n) : معامل تقاني للترانزستور ويساوي إلى $(\mu_n C_{ox})$ ، حيث (μ_n) هي حركية الإلكترونات و $(C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}})$ وهو مكثف وحدة المساحة لبوابة الترانزستور
- $(\frac{W}{L})$: المعامل الهندسي وهو نسبة عرض قناة الترانزستور (W) إلى طوله (L) ، علماً أن $(L \ll W)$ في التقانات المستعملة حالياً

- (v_{GS}) : جهد بوابة الترانزستور بالنسبة إلى جهد المنبع المرجعي (الأرضي)
- (V_m) : جهد عتبة الترانزستور موجب القيمة، وهو جهد الحد الأدنى للبوابة اللازم لإيجاد القناة نوع (n)

- (v_{DS}) : جهد مصب الترانزستور بالنسبة إلى جهد المنبع المرجعي (الأرضي)
- بتكرار التجربة السابقة من أجل عدة قيم مختلفة لجهد البوابة، نحصل على مجموعة منحنيات الخواص المميزة للترانزستور ($nMOS$) المبينة في الشكل 4.4.

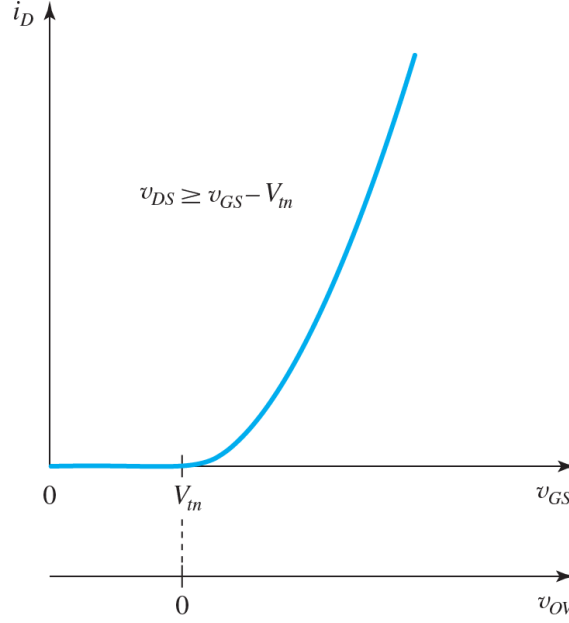


الشكل 4.4: منحنيات الخواص المميزة (i-v) لترانزستور (nMOS).

عندما يُستعمل الترانزستور (nMOS) لتصميم مضخمات إشارة، يجري تشغيله في منطقة التشبع. مثلما يشير الشكل 4.4، يكون التيار في منطقة التشبع ثابتاً ويتحدد بجهد البوابة (v_{GS}) أو الجهد الفعال (v_{OV})، وهو مستقل عن قيمة جهد المصب (v_{DS}). يعمل الترانزستور (nMOS) كمصدر تيار ثابت ويتعلق بقيمة جهد البوابة (v_{GS}). إذ يعمل بالفعل كمصدر تيار مُتحكم به بالجهد، كما هو موضح في المعادلة التالية:

$$i_D = \frac{1}{2} k_n' \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_m)^2 = \frac{1}{2} k_n' \left(\frac{W}{L} \right) v_{OV}^2$$

يبين الشكل 5.4 الخواص المميزة (i_D-v_{GS}) في الدخل للترانزستور (nMOS) في منطقة التشبع.



الشكل 5.4: الخواص المميزة (i_D-v_{GS}) في الدخل للترانزستور (nMOS) في منطقة التشبع.

المثال 1.4

صُنِعَ ترانزستور (nMOS) بتقانة ($0.18\text{-}\mu\text{m}$)، طول قناته ($L = 0.18\text{ }\mu\text{m}$)، وعرضها ($W = 2\text{ }\mu\text{m}$). تعطي هذه التقانة مكثفة وحدة المساحة لبوابتها ($C_{ox} = 8.6\text{ }\frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$)، وحركية الإلكترونات ($\mu_n = 450\text{ }\frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}$)، وجهد العتبة ($V_m = 0.5\text{ V}$).

- أوجد الجهدين (V_{GS}) و (V_{DS}) للترانزستور إذا كان يعمل عند حدود منطقة التشبع، وكان تياره ($I_D = 100\text{ }\mu\text{A}$).
- إذا بقي جهد البوابة (V_{GS}) ثابتاً، أوجد قيمة جهد المصب (V_{DS}) عند التيار ($I_D = 50\text{ }\mu\text{A}$).
- لتدارس استعمال الترانزستور (nMOS) كمضخم خطي، نفترض أنه يعمل في منطقة التشبع بجهد مصب ($V_{DS} = 0.3\text{ V}$). أوجد تغير قيمة التيار (I_D) الناتج عن تغير جهد البوابة (V_{GS}) عن الجهد (0.7 V) بالقيمة ($+0.01\text{ V}$) و (-0.01 V).

الحل

نحدد بداية المعامل التقاني (Transconductance)، والذي يرمز له (k'_n)

$$k'_n = \mu_n C_{ox} = 450 \times 10^{-4} \times 8.6 \times 10^{-15} \times 10^{12} \frac{A}{V^2} = 387 \frac{\mu A}{V^2}$$

ونحدد المعامل التقاني/الهندسي (Transconductance) للترانزستور، والذي يرمز له (k_n) ،

$$k_n = k'_n \left(\frac{W}{L} \right) = 387 \left(\frac{2}{0.18} \right) = 4.3 \times 10^3 \frac{\mu A}{V^2}$$

(a) عند عمل الترانزستور في منطقة التشبع

$$I_D = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2 \Rightarrow 100 = \frac{1}{2} \times 4.3 \times 10^3 \times V_{OV}^2 \Rightarrow V_{OV} = 0.22 \text{ V} \Rightarrow$$

$$V_{GS} = V_m + V_{OV} = 0.5 + 0.22 = 0.72 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_{OV} = 0.22 \text{ V}$$

(b) عند المحافظة على قيمة جهد البوابة ثابتاً على القيمة $(V_{GS} = 0.72 \text{ V})$ ، وعندما تتخفص قيمة تيار

الترانزستور (I_D) عن قيمته عند حدود منطقة التشبع، سيعمل الترانزستور (nMOS) في المنطقة الأومية الخطية)، بالتالي:

$$I_D = k_n \left[V_{OV} V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \Rightarrow 50 = 4.3 \times 10^3 \left[0.22 V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \Rightarrow$$

$$V_{DS}^2 - 0.44 V_{DS} + 0.023 = 0$$

لهذه المعادلة من الدرجة الثانية حلان:

$$V_{DS} = 0.06 \text{ V} \quad \text{and} \quad V_{DS} = 0.39 \text{ V}$$

الجواب الثاني أكبر من الجهد الفعال (V_{OV}) ، لذلك يُهمل، وبما أن الترانزستور يعمل في المنطقة الخطية يكون الحل المناسب

$$V_{DS} = 0.06 \text{ V}$$

(c) في حالة جهد البوابة $(V_{GS} = 0.7 \text{ V})$ ، والجهد الفعال $(V_{OV} = 0.2 \text{ V})$ ، وبما أن جهد المصب

$(V_{DS} = 0.3 \text{ V})$ فإن الترانزستور (nMOS) يعمل في منطقة التشبع، بالتالي:

$$I_D = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2 \Rightarrow 100 = \frac{1}{2} \times 4300 \times 0.04 = 86 \mu A$$

الآن في حالة جهد البوابة ($V_{GS} = 0.71 \text{ V}$)، والجهد الفعال ($V_{OV} = 0.21 \text{ V}$)، يصبح التيار

$$I_D = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2 \Rightarrow 100 = \frac{1}{2} \times 4300 \times 0.21^2 = 94.8 \mu\text{A}$$

وفي حالة جهد البوابة ($V_{GS} = 0.69 \text{ V}$)، والجهد الفعال ($V_{OV} = 0.91 \text{ V}$)، يصبح التيار

$$I_D = \frac{1}{2} k_n V_{OV}^2 \Rightarrow 100 = \frac{1}{2} \times 4300 \times 0.91^2 = 77.6 \mu\text{A}$$

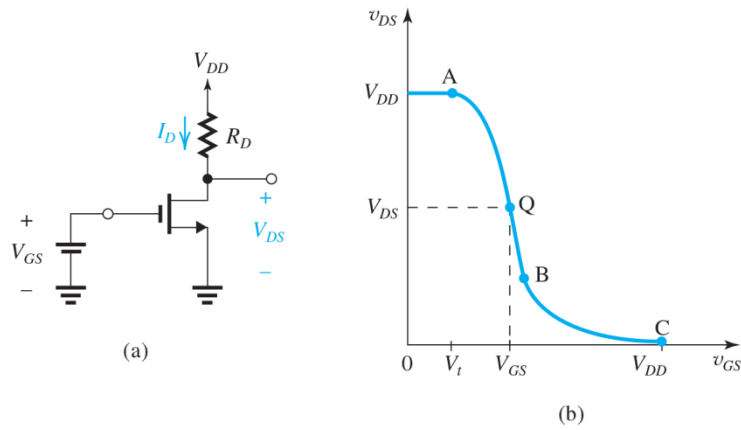
وهكذا، عند ($\Delta V_{GS} = +0.01 \text{ V}$)، ($\Delta i_D = 8.8 \mu\text{A}$)؛ وعند ($\Delta V_{GS} = -0.01 \text{ V}$)، ($\Delta i_D = -8.4 \mu\text{A}$). نستنتج أن التغيرين متساويان تقريباً، مما يدل على العمل الخطي للترانزستور عندما تكون تغييرات جهد البوابة صغيرة القيمة.

3. الانحياز في دارات المضخمات (MOS) BIASING IN MOS AMPLIFIER CIRCUITS

انحياز الترانزستور (nMOS) للحصول على تضخيم خطي Biasing the MOSFET to Obtain Linear Amplification

يتيح لنا انحياز الترانزستور في الدخل الحصول على تضخيم خطي تقريباً للترانزستور (nMOS). وتتضح طريقة الانحياز في الشكل 6.4 (a). يجري اختيار جهد البوابة (V_{GS}) للحصول على نقطة العمل (Q) على جزء المنحني (AB) من منحنى تابع التحويل للجهد (Voltage Transfer Curve). نلاحظ أن إحداثيات (Q) هي الجهود المستمرة (V_{GS}) و (V_{DS})، والتي ترتبط ببعضها بالعلاقة التالية:

$$V_{DS} = V_{DD} - \frac{1}{2} k_n R_D (V_{GS} - V_t)^2$$

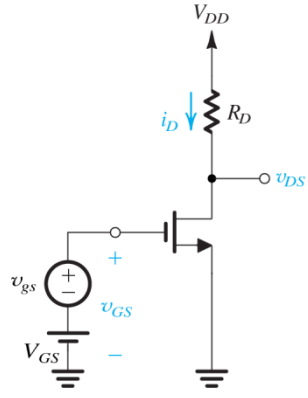


الشكل 6.4: تطبيق الانحياز على الترانزستور (nMOS) للحصول على نقطة العمل (Q) الواقعة على جزء المنحني (AB) من منحني تابع التحويل اللاخطي للجهد.

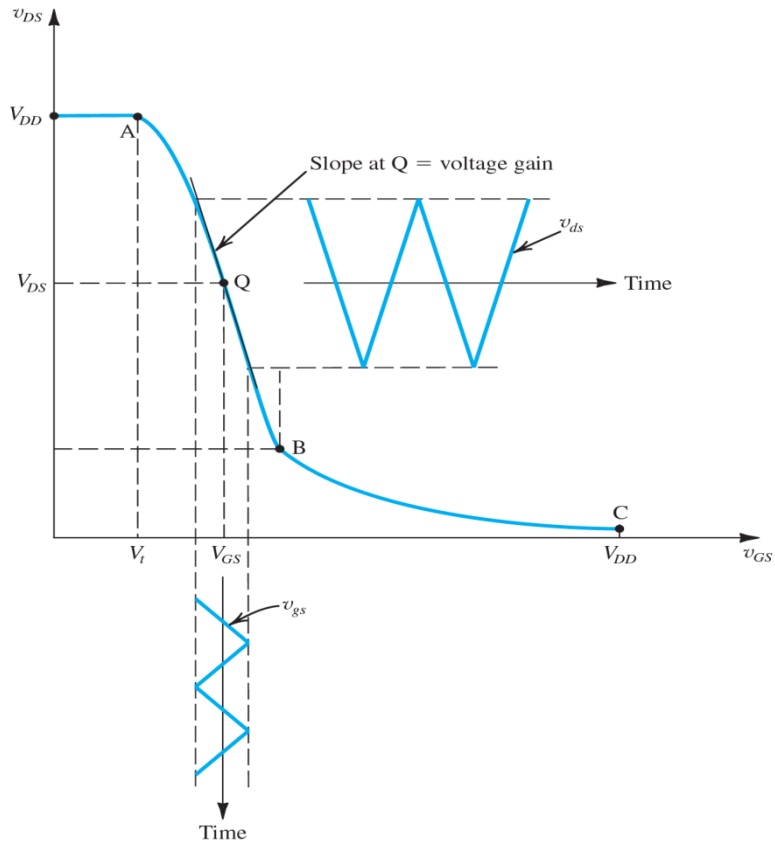
تعرف النقطة (Q) بنقطة العمل (operating point) أو نقطة الانحياز (bias point)، أو النقطة الساكنة أي التي لا يوجد عندها مركبة متناوبة (quiescent point).
توضع الإشارة المراد تضخيمها (v_{gs})، وهي إشارة متغيرة مع الزمن، على جهد الانحياز، كما هو مبين في الشكل 7.4 (a). ويتحدد مطالها بجزء المنطقة الخطية من منحي تابع التحويل اللاخطي، وتعرف بشروط الإشارات الصغيرة (Small signal conditions)، تصبح القيمة الإجمالية اللحظية لجهد الدخل، أو جهد البوابة:

$$v_{GS}(t) = V_{GS} + v_{gs}(t)$$

ويكون جهد الخرج اللحظي المقابل [$v_{DS}(t)$]، وهو موضح في الشكل 7.4 (b). وهذا هو جوهر الحصول على التضخيم الخطي من الترانزستور اللاخطي. وكما حصل على ما يعرف بالأرجحة الأعظمية يجب أن تقع نقطة العمل (Q) في منتصف جزء المنحني (AB).



(a)

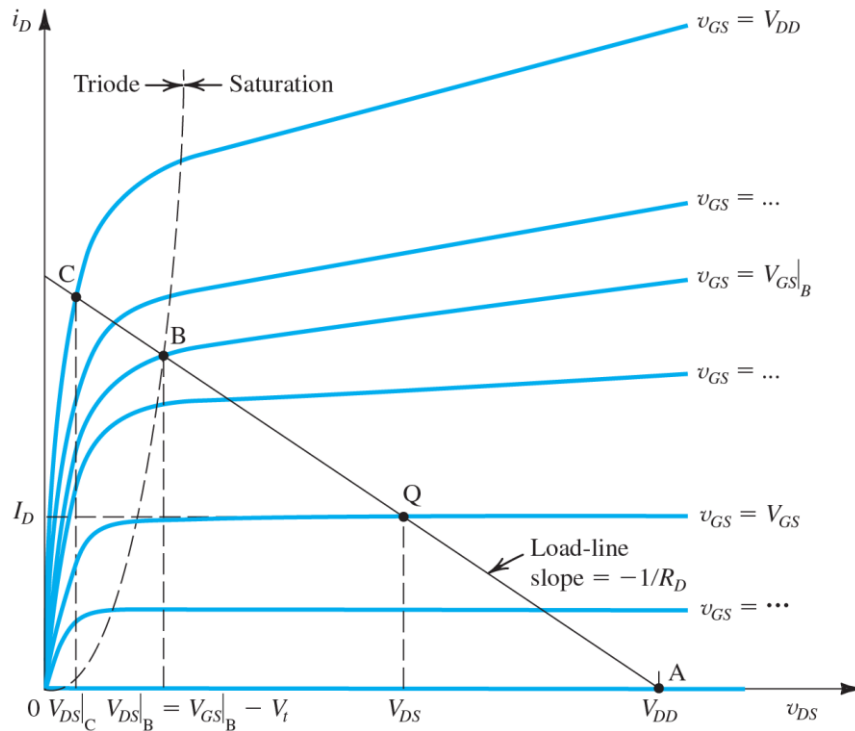


(b)

الشكل 7.4: مضخم ترانزستوري (nMOS) مع جهد متغير مع الزمن $[v_{gs}(t)]$ يراد تضخيمه طبقاً لشروط الإشارات الصغيرة، ومتوضع على جهد الانحياز المستمر (V_{GS}) .

الحصول على تابع تحويل الجهد بيانياً Determining the VTC by Graphical Analysis

يبين الشكل 8.4 كيفية الحصول على نقطة العمل في المنطقة الخطية لعمل المضخم.



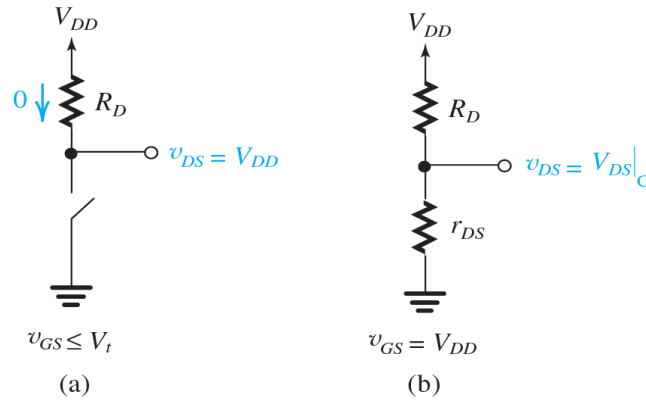
الشكل 8.4: المخطط البياني لمنحنيات الخواص الذي يسمح برسم تابع التحويل للمضخم (VTC).

يستند التحليل البياني على ملاحظة أنه عند كل قيمة لجهد البوابة (v_{GS})، ستعمل الدارة عند نقطة تقاطع المنحنيات البيانية ($i_D - v_{DS}$) المقابلة لقيمة معينة من (v_{GS})، ويمثل الخط المستقيم المعطى بالمعادلة التالية مجموع التقاطعات الممكنة، ويسمى بخط الحمل.

$$i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$

يتوضع خط الحمل على منحنيات الخواص المميزة ($i_D - v_{DS}$)، ويتقاطع مع المحور الأفقي عند ($v_{DS} = V_{DD}$) وميله ($-\frac{1}{R_D}$). يُحدد تابع التحويل نقطة نقطة. توجد أربع نقاط مهمة: النقطة (A) يكون عندها ($v_{GS} = V_T$)، وتقع على حدود منطقة القطع للترانزستور. ونقطة العمل (Q) التي يجري عندها انحياز الترانزستور بجهود مستمرة ($v_{GS} = V_{GS}, v_{DS} = V_{DS}$)، وتقع في منطقة التشبع. النقطة (B) التي تقع على حدود منطقة التشبع والمنطقة الخطية أو الأومية. والنقطة (C) التي تقع في عمق المنطقة الخطية، ويكون عندها ($v_{GS} = V_{DD}$).

عند استعمال الترانزستور (nMOS) كمفتاح، يشغل عند النقطتين (A) و (C). عند النقطة (A) يكون الترانزستور في حالة قطع (Off)، أي دارة مفتوحة، وعند النقطة (C) يكون الترانزستور في حالة وصل (On)، أي دارة مغلقة. يبين الشكل 9.4 عمل الترانزستور (nMOS) كمفتاح.



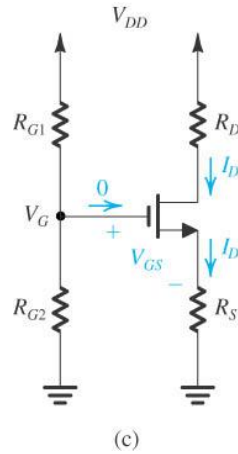
الشكل 9.4: تشغيل الترانزستور (nMOS) كمفتاح أو تشغيل الترانزستور عند شروط الإشارات الكبيرة (a) الترانزستور في حالة قطع (النقطة A)، (b) الترانزستور في حالة وصل (النقطة B).

يجري تحديد موقع نقطة العمل Q عن طريق الجهد (V_{GS}) وقيمة مقاومة الحمل (R_D). هناك اعتباران هامين في تحديد مكان نقطة العمل (Q) هي قيمة الكسب والأرجحة المسموح بها في الخرج. حتى نحصل على نقطة العمل المناسبة عملياً، نتبع القاعدة العملية التي تسمى قاعدة بصمة الخبير (Rule of thumb)، نختار قيمتي (R_D) و (R_S) بحيث يكون هبوط الجهد على كل منهما وعلى الترانزستور (المصب-المنبع) ثلث جهد التغذية ($\frac{V_{DD}}{3}$). نشير إلى أن المقاومة (R_S) تؤمن استقراراً في نقطة العمل بشكل رئيس.

المثال 2.4

نفترض المضخم الترانزستوري (nMOS) المبين في الشكل 10.4. حدد قيم مقاومات المضخم للحصول على تيار نقطة العمل ($I_D = 0.5 \text{ mA}$)، علماً أن جهد التغذية ($V_{DD} = 15 \text{ V}$)، و المعامل التقني/الهندسي

$$\left(k'_n \frac{W}{L} = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}\right), \text{ وجهد العتبة } (V_t = 1 \text{ V}).$$



الشكل 10.4: مضخم ترانزستوري (nMOS).

الحل

حساب المقاومتين (R_D, R_S)

$$R_D = \frac{\frac{V_{DD}}{3}}{I_D} = \frac{\frac{15 \text{ V}}{3}}{0.5 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_S = \frac{\frac{V_{DD}}{3}}{I_D} = \frac{\frac{15 \text{ V}}{3}}{0.5 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

حساب جهد البوابة (V_G) المناسب لنقطة العمل

$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} V_{OV}^2 \Rightarrow 0.5 \text{ mA} = \frac{1}{2} \times 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} \times V_{OV}^2 \Rightarrow V_{OV} = 1 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_{OV} + V_t = 1 \text{ V} + 1 \text{ V} = 2 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_G - V_S \Rightarrow V_G = V_{GS} + V_S = 2 \text{ V} + 5 \text{ V} = 7 \text{ V}$$

حساب المقاومتين (R_{G1}, R_{G2})

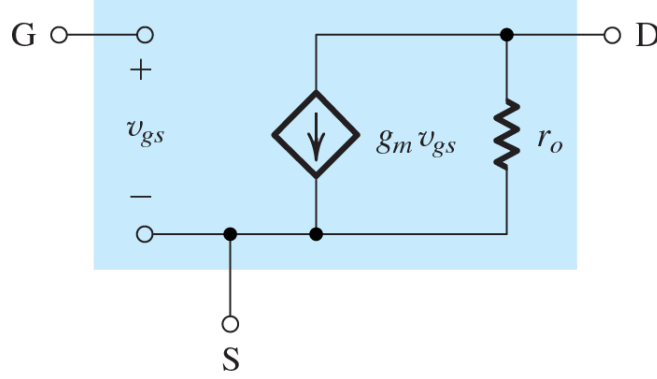
نختار، $R_{G1} = 7 \text{ M}\Omega$ ، فتكون

$$\frac{7}{15} = \frac{R_{G1}}{R_{G1} + R_{G2}} \Rightarrow R_{G1} = 7 \text{ M}\Omega$$

$$R_{G1} + R_{G2} = 15 \Rightarrow R_{G2} = 15 - 7 = 8 \text{ M}\Omega$$

4. الدارات المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة SMALL-SIGNAL EQUIVALENT-CIRCUIT MODELS

يمكن استبدال الدارة المكافئة نوع (II) المبينة في الشكل 11.4 (b) بالترانزستور (nMOS) عند نقطة العمل (Q)، في حالة شروط الإشارات الصغيرة، حيث يكون سلوك الترانزستور خطياً. وتستعمل الدارة المكافئة نوع (II) عندما يكون المنبع مؤرضاً.

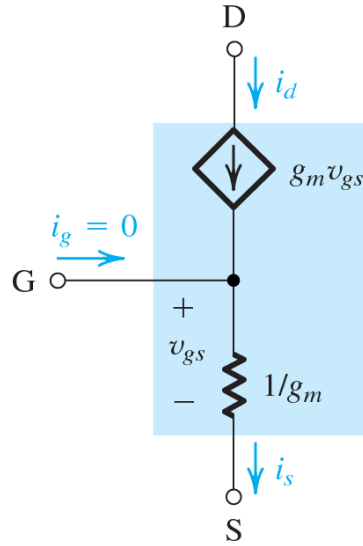


الشكل 11.4: الدارة المكافئة للترانزستور (nMOS) نوع (II)، عند نقطة العمل، وفي حالة شروط الإشارات الصغيرة.

للدارة المكافئة للترانزستور معاملان:

- مقاومة خرج الترانزستور (r_o) وتساوي إلى $(\frac{|V_A|}{I_D})$ ، حيث $(|V_A|)$ هو جهد إيرلي، ويتعلق بتقانة تصنيع الترانزستور، والتيار (I_D) هو تيار نقطة العمل.
- الناقلية المتبادلة (g_m) وتساوي إلى $(\frac{2I_D}{V_{ov}})$ ، حيث (V_{ov}) هو الجهد الفعال، و (I_D) هو تيار نقطة العمل.

توجد دارة مكافئة أخرى للترانزستور نوع (T)، وهي مكافئة للدارة المكافئة نوع (II)، ومبينة في الشكل 12.4. وتستعمل عندما توجد مقاومة موصولة على التسلسل مع المنبع.



الشكل 12.4: الدرة المكافئة للترانزستور (nMOS) نوع (T)، عند نقطة العمل، وفي حالة شروط الإشارات الصغيرة.

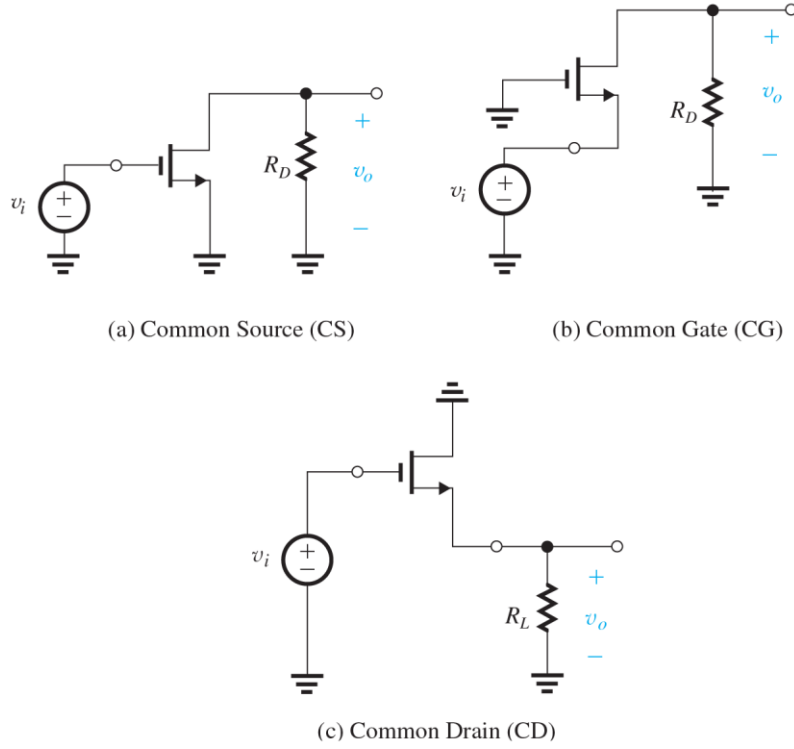
5. المضخمات (MOS) المنفصلة DISCRETE-CIRCUIT MOS AMPLIFIERS

توجد ثلاث دارات رئيسة لمضخمات الترانزستورات (MOS). يجري الحصول على هذه الدارات من خلال ربط أحد الأطراف الثلاثة للترانزستور إلى الأرضي، واستعمال أحد الطرفين المتبقيين مدخلاً، والآخر مخرجاً. يبين الشكل 13.4 الدارات الثلاثة الناتجة مع إهمال مقاومات الانحياز.

يوصل المنبع إلى الأرضي في دارة الشكل 13.4 (a)، وتطبق إشارة جهد الدخل (v_i) بين البوابة والأرضي، وتؤخذ إشارة جهد الخرج (v_o) بين المصب والأرضي عبر المقاومة (R_D). تسمى هذه الدارة دائرة مضخم المنبع المشترك (common-source (CS) amplifier)، وهو الأكثر شيوعاً.

ويبين الشكل 13.4 (b) دائرة مضخم البوابة المشتركة [common-gate (CG)]. ويجري الحصول عليها من خلال ربط البوابة إلى الأرضي، وتطبق إشارة جهد الدخل (v_i) بين المنبع والأرضي، وتؤخذ إشارة جهد الخرج (v_o) بين المصب والأرضي عبر المقاومة (R_D).

وأخيراً يبين الشكل 13.4 (c) دائرة مضخم المصب المشترك [common-drain (CD)]. ويجري الحصول عليها بربط المصب إلى الأرضي، وتطبق إشارة جهد الدخل (v_i) بين البوابة والأرضي، أخذ إشارة جهد الخرج (v_o) بين المنبع والأرضي عبر المقاومة (R_L). تسمى هذه الدارة أيضاً دائرة مضخم التابع الباعثي (source follower).



الشكل 12.4: الدارات الثلاث للمضخمات الترانزستورية (nMOS).

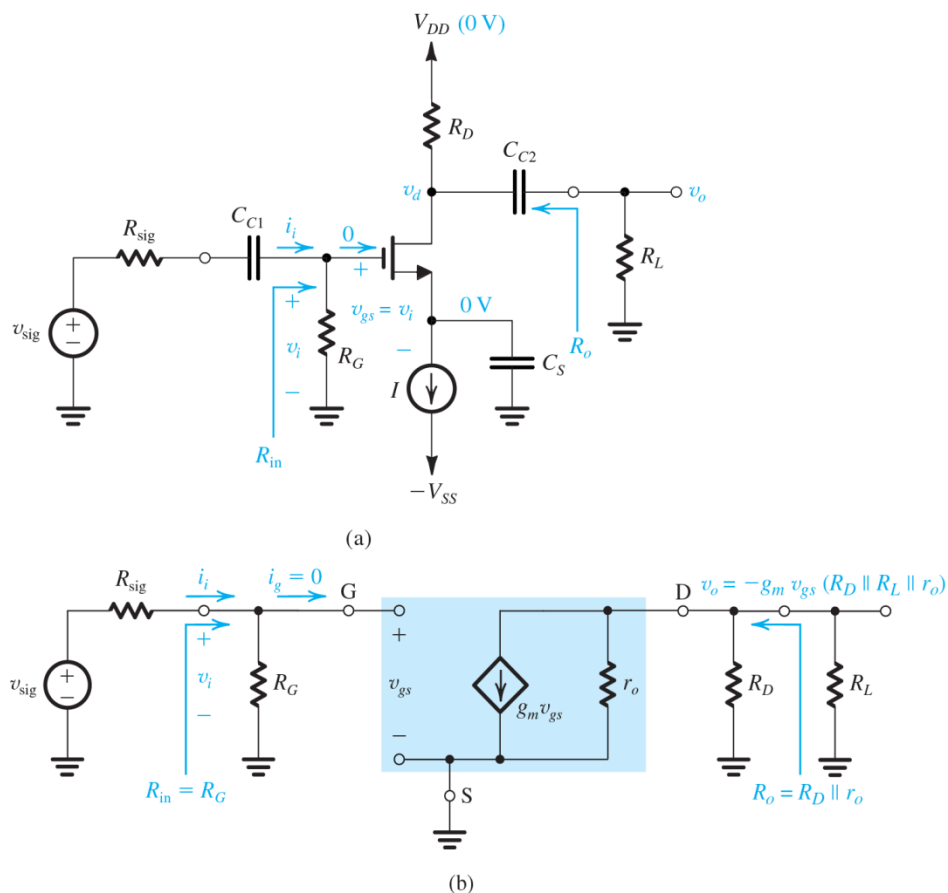
1.5. مضخم المنبع المشترك THE COMMON-SOURCE (CS) AMPLIFIER

هو أحد أهم دارات المضخمات الترانزستورية الثلاثة نوع (MOS)، وأكثرها استعمالاً على نطاق واسع. فهي تستعمل مثلاً في المضخمات متعددة المراحل، أو في كتلة مضخمات الجهود. يبين الشكل 13.4 (a) مضخم منبع مشترك. نلاحظ أنه لإنشاء إشارة الأرض (signal ground)، أو أرضي للإشارات المتناوية (ac ground) عند منبع الترانزستور، يجري وصل مكثف كبير القيمة (C_S) بين منبع الترانزستور والأرض. تكون قيمة هذا المكثف عادة بالميكروفاراد وذلك لتوفير ممانعة صغيرة جداً (من الناحية المثالية قصر دارة) عند ترددات الإشارة المطلوب تضخيمها. بهذه الطريقة، تمر الإشارة عبر المكثف (C_S) إلى الأرض متجاوزة مقاومة منبع التيار (I). يسمى المكثف (C_S) مكثف التمرير (bypass capacitor). سنفترض أن المكثف (C_S) يقوم بدور قصر دارة ويوصل نقطة الأرضي إلى منبع الترانزستور.

حتى لا تؤثر إشارة المنبع المطلوب تضخيمها على جهود وتيارات انحياز الترانزستور، يوصل المنبع مع مقاومته إلى مدخل المضخم (البوابة) عن طريق مكثف ربط (C_{C1}) كبير القيمة (coupling capacitor). ويعمل هذا المكثف كقصر دارة في الحالة المتناوية عند كل ترددات الإشارة المطلوب تضخيمها، ويعمل بنفس الوقت على حجز المركبات المستمرة.

يجري وصل إشارة الجهد الناتجة على خرج المضخم إلى مقاومة الحمل (R_L) عن طريق مكثف ربط آخر (C_{C2})، له نفس عمل ووظيفة المكثف (C_{C1}).

يقتضي تحليل مضخم المنبع المشترك تحديد معاملات خواصه وهي: مقاومة دخله، وكسب جهده، ومقاومة خرجه.



الشكل 13.4: (a) دائرة مضخم المنبع المشترك، (b) الدارة المكافئة (II) للمضخم.

نستبدل الدارة المكافئة نوع (II) بالترانزستور (MOS)، نحصل على الدارة المكافئة للمضخم المبينة في الشكل 13.4 (b). سنستعمل هذه الدارة المكافئة لإيجاد معاملات الخواص للمضخم وفقاً لما يلي: مقاومة الدخل (R_{in})

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_G$$

كي تكون مقاومة الدخل كبيرة القيمة جداً، ينبغي أن تكون (R_G) كبيرة القيمة جداً، لذلك نختارها عادة من مرتبة الميغا أوم.

كسب الجهد (A_v) (The voltage gain)، وهي كسب الجهد من الحمل إلى دخل المضخم

$$v_i = v_{gs} \Rightarrow v_o = -g_m v_{gs} (R_D \parallel R_L \parallel r_o) = -g_m v_i (R_D \parallel R_L \parallel r_o)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (R_D \parallel R_L \parallel r_o)$$

وهي قيمة كبيرة.

- كسب جهد الحلقة المفتوحة (A_{vo}) (The voltage gain)، وهي كسب الجهد عند مقاومة حمل لانهائية

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = -g_m (R_D \parallel r_o)$$

- كسب الجهد الكلي (G_v)، وهي قيمة الكسب من الحمل إلى إشارة المنبع

$$G_v = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_o}{v_i} \times \frac{v_i}{v_{sig}} = -g_m (R_D \parallel R_L \parallel r_o) \frac{R_G}{R_G + R_{sig}}$$

- مقاومة الخرج (R_{out})

$$R_{out} = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_{sig}=0} = R_D \parallel r_o$$

وهي مقاومة كبيرة، من مرتبة الكيلو أوم.

بعد تحليل دائرة مضخم المنبع المشترك يمكن أن نلاحظ:

1. مقاومة دخل كبيرة جداً (بالميغا أوم)
2. معامل كسب جهد كبير القيمة، إلا أن عرض المجال ليس كذلك
3. مقاومة خرج متوسطة إلى كبيرة القيمة (بالكيلو أوم إلى عشرات الكيلو أوم)

2.5. مضخم البوابة المشتركة (CG) AMPLIFIER (CG) THE COMMON-GATE

يبين الشكل 14.4 (a) مضخم البوابة المشتركة. تنفذ مكثفتا الربط (C_{C1}) و (C_{C2}) الوظيفة نفسها التي تنفذها في حالة مضخم المنبع المشترك. بما أن مقاومة منبع إشارة الدخل تبدو موصولة على التسلسل مع منبع الترانزستور، يفضل استعمال الدارة المكافئة نوع (T). نحصل بالتالي على الدارة المكافئة لمضخم البوابة المشتركة المبين في الشكل 14.4 (b). لاحظ أننا لم نضمن الدارة مقاومة الخرج (r_o)، لأن تضمينها يعقد تحليل الدارة، ويؤدي إلى نفس النتائج تقريباً عند عدم تضمينها.

- مقاومة الدخل (R_{in})

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{g_m}$$

وهي مقاومة صغيرة القيمة عشرات إلى مئات الأومات.

• كسب الجهد (A_v) (The voltage gain)

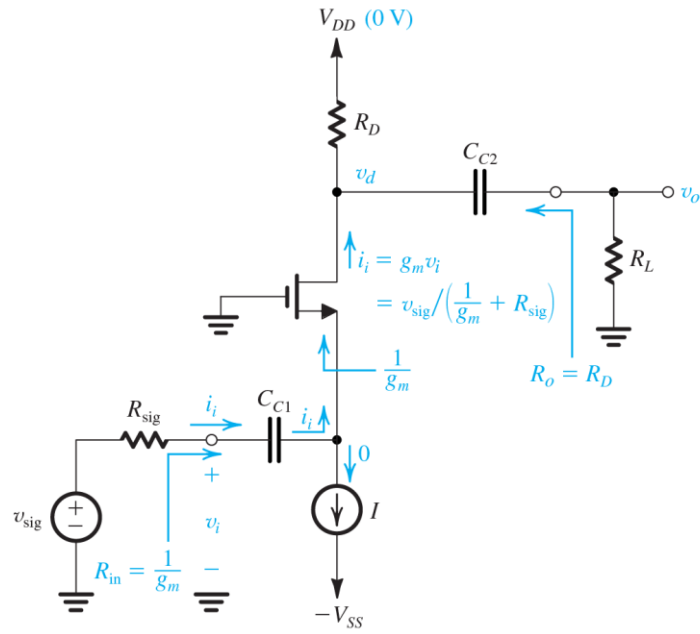
$$v_o = -i (R_D \parallel R_L)$$

$$i_i = \frac{v_i}{\frac{1}{g_m}}, \quad i = -i_i = -g_m v_i$$

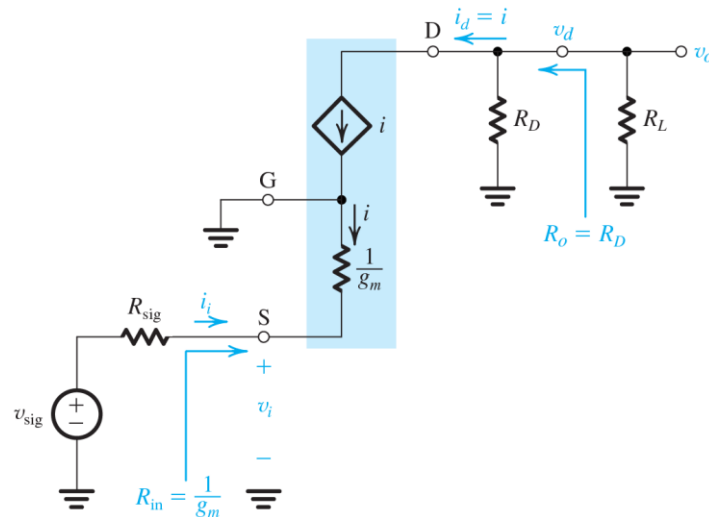
$$v_o = g_m v_i (R_D \parallel R_L)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = g_m (R_D \parallel R_L)$$

وهي قيمة كبيرة القيمة.



(a)



(b)

الشكل 14.4: (a) دائرة مضخم البوابة المشتركة بدون دائرة الانحياز، (b) الدائرة المكافئة (T) للمضخم.

- كسب جهد الحلقة المفتوحة (A_{vo}) (The voltage gain)

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L = \infty} = g_m R_D$$

- كسب الجهد الكلي (G_v)

$$G_v = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_o}{v_i} \times \frac{v_i}{v_{sig}}$$

$$v_i = \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + R_{sig}} v_{sig} = \frac{1}{1 + g_m R_{sig}} v_{sig}$$

$$= \frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_{sig}} = \frac{A_v}{1 + g_m R_{sig}}$$

- مقاومة الخرج (R_{out})

$$R_{out} = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_{sig} = 0} = R_D$$

وهي كبيرة القيمة بالكيلو أوم.

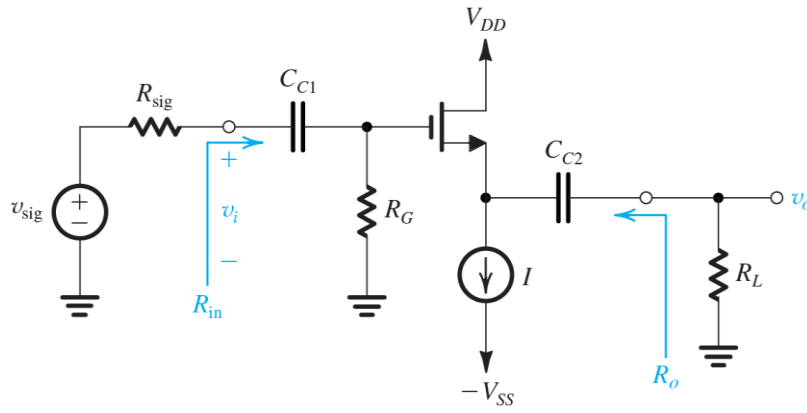
لنلاحظ أن كسب الجهد الكلي هو نسبة المقاومات الموصولة مع المصب إلى المقاومات الموصولة مع المنبع. بسبب مقاومة الدخل الصغيرة لمضخم البوابة المشتركة، فإن تطبيقاته كمضخم محدودة جداً، وتتحصر في تضخيم الإشارات عالية التردد (high-frequency signals)، والتي تأتي من منابع إشارة مقاومتها منخفضة القيمة، مثل الكابلات ذات المقاومات المنخفضة، والمتناسبة مع مقاومة الدخل المنخفضة لمضخم البوابة المشتركة. إلا أن هذا المضخم يمتاز بالاستجابة للترددات العالية، وبالتالي فإن ربطه مع مضخم المنبع المشترك يعطي مزايا جيدة لكثير من التطبيقات.

بعد تحليل دارة مضخم القاعدة المشتركة يمكن أن نلاحظ أن:

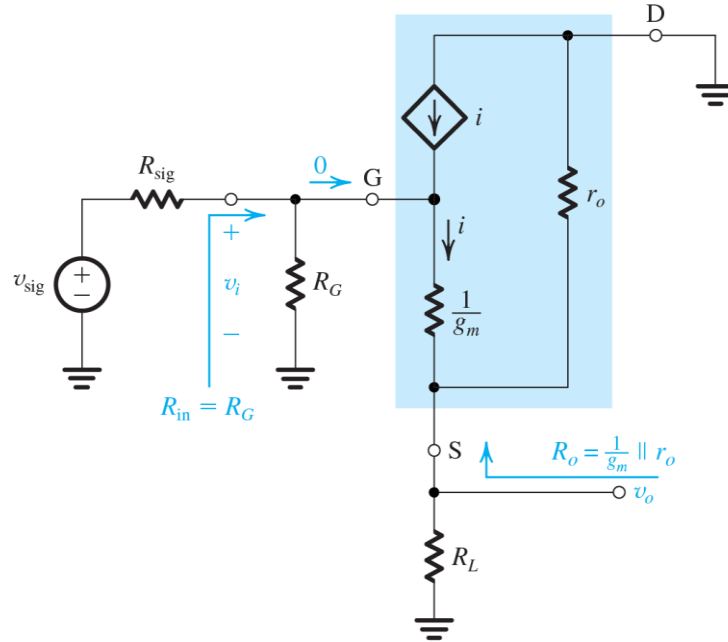
1. مقاومة دخله منخفضة (مئات الأومات)
2. معامل كسب الجهد له كبير القيمة نسبياً، وعرض المجال كذلك
3. مقاومة خرجه متوسطة إلى كبيرة القيمة (بالكيلو أوم إلى عشرات الكيلو أوم)

3.5. مضخم التابع المنبعي THE SOURCE FOLLOWER

يبين الشكل 15.4 (a) مضخم المصبب المشترك أو التابع المنبعي. تربط إشارة منبع الجهد (v_{sig})، مقاومته الداخلية (R_{sig})، إلى بوابة الترانزستور عن طريق مكثف الربط (C_{C1}). كما تربط مقاومة حمل المضخم (R_L) مع منبع الترانزستور عن طريق مكثف الربط (C_{C2}). بما أن مقاومة الحمل موصولة على التسلسل مع منبع الترانزستور، يفضل استعمال الدارة المكافئة نوع (T). نحصل بالتالي على الدارة المكافئة لمضخم التابع المنبعي المبين في الشكل 15.4 (b). لاحظ أننا ضمنا الدارة مقاومة الخرج (r_o)، لأن تضمينها لا يعقد تحليل الدارة. بما أن مقاومة الخرج (r_o) موصولة على التفرع مع مقاومة الحمل (R_L)، وقيمتها أكبر بكثير من مقاومة الحمل ($r_o \gg R_L$)، فإنه من الممكن إهمالها.



(a)



(b)

الشكل 15.4: (a) دارة مضخم التابع المنبعي، (b) الدارة المكافئة (T) للمضخم.

- مقاومة الدخل (R_{in})

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_G$$

وهي مقاومة كبيرة القيمة جداً.

- كسب الجهد (A_v)

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(R_L \parallel r_o)}{(R_L \parallel r_o) + \frac{1}{g_m}}$$

وهي قيمة قريبة من الواحد، وأصغر منه بقليل.

وعندما تكون مقاومة الحمل (R_L) لانهاية، نحصل على كسب الحلقة المفتوحة (A_{vo}).

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{R_L=\infty} = \frac{r_o}{r_o + \frac{1}{g_m}} \simeq 1$$

- مقاومة الخرج (R_{out})

$$R_{out} = \left. \frac{v_x}{i_x} \right|_{v_{sig}=0} = \frac{1}{g_m}$$

وهي قيمة صغيرة، عشرات إلى مئات الأوم.

- كسب الجهد الكلي (G_v)

$$v_i = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} v_{sig}$$

$$G_v = \frac{v_o}{v_{sig}} = \frac{v_o}{v_i} \times \frac{v_i}{v_{sig}} = \frac{(R_L \parallel r_o)}{(R_L \parallel r_o) + \frac{1}{g_m}} \times \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \simeq 1$$

$$r_o \gg R_L \gg \frac{1}{g_m}, \quad R_G \gg R_{sig}$$

لنلاحظ أن كسب الجهد الكلي أقل بقليل من 1. وهذا يعني أن جهد الخرج يتبع جهد الدخل، ومن هنا أتت تسمية

المضخم بالمضخم المنبعي، أي أن جهد المنبع يتبع جهد الدخل.

نتلخص خصائص التابع المنبعي بما يلي:

1. مقاومة دخل عالية جداً

2. مقاومة خرج منخفضة

3. كسب جهد كلي واحدي تقريباً.

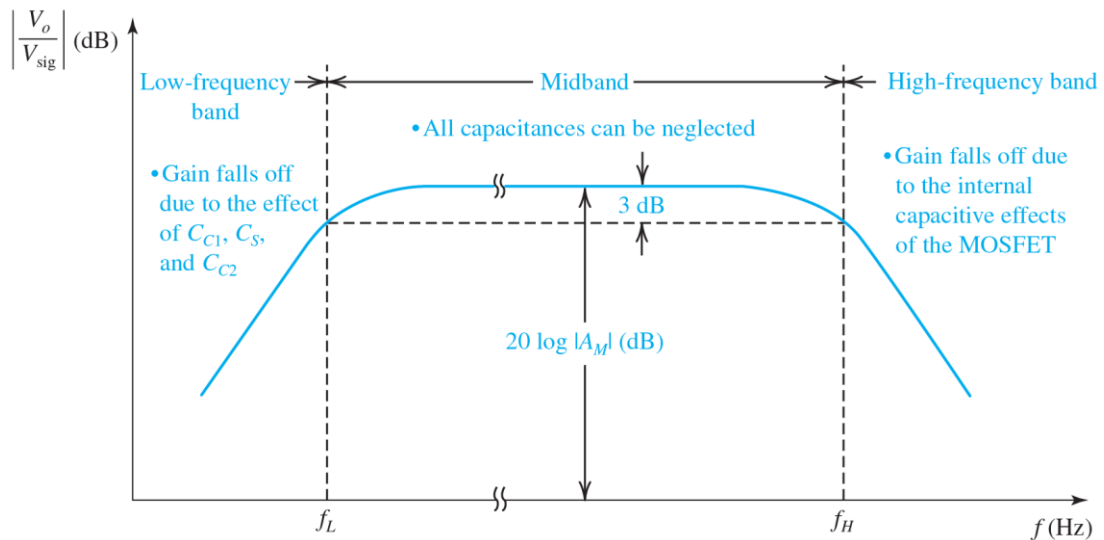
مما يجعل استعمال هذا المضخم كمضخم عازل (unity-gain voltage buffer). كما يمكن استعماله كمرحلة أخيرة في المضخمات متعددة المراحل.

مقارنة بين الدارات الثلاث

1. دارة المنبع المشترك هي الأفضل والأنسب كمضخم جهد. وفقاً لقيمة الكسب المطلوبة يمكن بناء مضخم وحيد المرحلة أو بمرحلتين، أو بثلاث مراحل.
2. يتميز مضخم البوابة المشتركة بمقاومة دخل منخفضة، مما يؤهله للاستعمال في تطبيقات خاصة وبمجال الترددات العالية.
3. يجد مضخم التابع المنبعي تطبيقات خاصة كالمضخم العازل، يستعمل هذا المضخم بتضخيم منبع إشارة، له مقاومة دخل عالية، ومقاومة حمل المضخم منخفضة، كما يستعمل كمرحلة خرج في المضخمات متعددة المراحل.

الاستجابة الترددية للمضخم The Amplifier Frequency Response

لقد افترضنا حتى الآن، أن كسب الجهد ثابت ومستقل عن تردد إشارة الدخل. وهذا يعني أن مضخمات الجهد نوع (MOS) لها عرض مجال ترددي لانهائي، وهذا بالطبع ليس صحيحاً. يبين الشكل 16.4 مجال كسب مضخم المنبع المشترك كتابع للتردد. نلاحظ أن الكسب ثابت من أجل نطاق واسع من الترددات، ويسمى نطاق الترددات المتوسطة (Midband). ومن الواضح أن هذا النطاق الترددي هو نطاق الترددات المفيدة الذي يضخمه المضخم. حتى الآن، افترضنا أن المضخمات تعمل في هذا النطاق، وأن أثر كل المكثفات مهملة ضمنه (All capacitances can be neglected).



الشكل 16.4: الاستجابة الترددية لدارة مضخم المنبع المشترك.

ويشير الشكل 16.4 إلى تخادم كسب جهد المضخم عند الترددات المنخفضة نسبياً (Law-frequency band)، بسبب أثر مكثفات الربط (C_{C1}) و (C_{C2}) ومكثف التمرير (C_S) [Effects of C_{C1} , C_{C2} , and C_S].

ويشير الشكل 16.4 أيضاً إلى تخادم كسب جهد المضخم عند نطاق الترددات العالية نسبياً (High-frequency band)، بسبب أثر المكثفات الداخلية للترانزستور (MOS) [capacitive effects of the MOS transistor].

من المهم لنا أن ندرك أن كسب المضخم ثابت في نطاق الترددات المتوسطة المحدد بالترددين (f_H) و (f_L)، ويتحددان عند انخفاض قيمة الكسب الأعظمي بمقدار (3 dB). بالتالي يعطى عرض نطاق الترددات المتوسطة [Bandwidth (BW)] بالعلاقة التالية:

$$BW = f_H - f_L$$

$$f_H \gg f_L \Rightarrow BW \approx f_H$$

ويعرف رقم الاستحقاق للمضخم (Figure of merit) على أنه جداء كسبه عند نطاق الترددات المتوسطة مضروباً بعرض النطاق

$$GB = |A_M| \cdot BW$$

6. ملخص SUMMARY

1. الترانزستور (MOS) هو الأكثر استعمالاً حالياً كعنصر نصف ناقل. وهو العنصر الأساس في تقانة (CMOS) الأكثر انتشاراً في تصنيع الدارات المتكاملة. ما يميز تقانة التصنيع (CMOS) هو الطول الأدنى لقناة الترانزستور، والذي يرتبط تحسنها بالتصغير المستمر لهذا الطول ويقدر بـ (10 nm) في العام 2016.

2. يمثل الجهد الفعال ($v_{OV} = v_{GS} - V_t$) الجهد الأدنى لتشغيل الترانزستور (MOS). عند تشغيل الترانزستور (MOS) في منطقة التشبع (Saturation region)، وهي منطقة عمل الترانزستور كمضخم، يجب أن يتحقق الشرط ($v_{DS} \geq v_{OV}$)، ويكون تيار الترانزستور ($i_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) v_{OV}^2$). عند تشغيل الترانزستور (MOS) في المنطقة الخطية (Triode region)، يجب أن يتحقق الشرط ($v_{DS} < v_{OV}$)، وهي منطقة عمل الترانزستور مع منطقة القطع (Cutoff) كقاطع إلكتروني (Switch).

3. يبدي تيار الترانزستور في منطقة التشبع علاقة خطية مع الجهد (v_{DS})، يعكس ذلك بإضافة مقاومة خرج الترانزستور ($r_o = \frac{V_A}{I_D}$) إلى الدارة المكافئة للترانزستور، رغم أثرها المهمل في حالة المضخمات المنفصلة.

4. يتمثل جوهر استعمال الترانزستور (MOS) كمضخم بتحكم الجهد (v_{GS}) بتيار الترانزستور (i_D) على شكل منبع تيار متحكم به بالجهد، وذلك في منطقة التشبع. ويتحقق ذلك بانحياز الترانزستور بحيث يعمل في منطقة التشبع، وعند شرط الإشارات الصغيرة (v_{gs})، عندها يعمل الترانزستور في الجزء الخطي من منحنيات خواصه اللاخطية.

- 5.** يشمل الإجراء المنهجي لتحليل دارة مضخم (MOS) استبدال الدارة المكافئة له وعند شروط الإشارات الصغيرة بالترانزستور (MOS). وتستبدل دارة القصر بمنابع الجهود المستمرة (DC)، والدارة المفتوحة بمنابع التيارات المستمرة. ثم يجرى التحليل على الدارة الناتجة.
- 6.** الدارات الرئيسة الثلاث للمضخمات (MOS) هي: مضخم المنبع المشترك (CS)، ومضخم البوابة المشتركة (CG)، ومضخم التابع المنبعي (CD). ومعاملات الخواص لكل منها هي: مقاومة الدخل (Input resistance)، ومقاومة الخرج (Output resistance)، وكسب الجهد (Voltage gain).
- 7.** لمضخمات المنبع المشترك (CS) مقاومة دخل كبيرة جداً، وكسب جهد، ومقاومة خرج كبيرة، واستجابة محدودة للترددات العالية. يستعمل في المضخمات متعددة المراحل للحصول على كسب أعلى.
- 8.** لمضخمات البوابة المشتركة (CG) مقاومة دخل منخفضة، مما يجعله محدود الاستعمال إلا في تطبيقات خاصة. يستعمل مع مضخمات المنبع المشترك لاستجابته الممتازة عند الترددات العالية.
- 9.** لمضخمات المصبب المشترك (CD) مقاومة دخل كبيرة جداً، وكسب جهد واحد تقريباً، ومقاومة خرج منخفضة، مما يؤهله ليستعمل كمضخم عازل أو كمرحلة خرج في المضخمات متعددة المراحل.
- 10.** الخطوة الرئيسة في تصميم المضخمات الترانزستورية، هي تأمين انحياز مناسب للترانزستور للحصول على نقطة عمل في منطقة التشبع. يضمن تصميم الانحياز الجيد استقراراً جيداً وقابلية للتنبؤ بمعاملات نقطة الانحياز، بحيث لا تتغير كثيراً عند استبدال ترانزستور بآخر من نفس النوع وهذه المعاملات هي: تيار الترانزستور المستمر (ID)، جهد البوابة الفعال (VOV)، وجهد المصبب-المنبع (VDS).
- 11.** يستعمل المضخم الترانزستوري المنفصل مكثفات ربط وتميرير كبيرة القيمة.

أسئلة ومسابئلة الفصل الرابع QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الرابع

اختر الإجابة الصحيحة

1. تتشكل القناة في الترانزستور (nMOS)، عند تطبيق:

- (a) جهد سالب بين البوابة والركيزة ($v_{GB} < 0$)
- (b) جهد موجب بين البوابة والركيزة ($v_{GB} > 0$)
- (c) جهد موجب بين البوابة والمصب ($v_{GD} > 0$)
- (d) جهد موجب بين المصب والمنبع ($v_{DS} > 0$)

2. كافي الترانزستور (nMOS) عند تشغيله كمضخم:

- (a) منبع تيار متحكم به بجهد
- (b) منبع جهد متحكم به بتيار
- (c) قاطع إلكتروني في حالة وصل
- (d) قاطع إلكتروني في حالة قطع

3. عند تشغيل الترانزستور (nMOS) كمضخم، ينبغي أن يعمل في:

- (a) منطقة القطع (Cutoff)
- (b) المنطقة الخطية (Triode)
- (c) منطقة التشبع (Saturation)
- (d) غير ذلك

4. عند تشغيل الترانزستور (nMOS) كقاطع إلكتروني، ينبغي أن يعمل في:

- (a) منطقتي القطع (Cutoff) والتشبع (Saturation)
- (b) منطقتي التشبع (Saturation) والمنطقة الخطية (Triode)
- (c) منطقة التشبع (Saturation) فقط
- (d) منطقتي القطع (Cutoff) والمنطقة الخطية (Triode)

5. مقاومة دخل مضخم المنبع المشترك (CS):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

6. مقاومة خرج مضخم المنبع المشترك (CS):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

7. كسب مضخم المنبع المشترك (CS):

- (a) واحد
- (b) كبير
- (c) صغير
- (d) غير ذلك

8. مقاومة دخل مضخم القاعدة المشتركة (CG):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

9. مقاومة خرج مضخم القاعدة المشتركة (CG):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

10. كسب مضخم القاعدة المشتركة (CG):

- (a) واحدي
- (b) كبير
- (c) صغير
- (d) غير ذلك

11. مقاومة دخل مضخم التابع المنبعي (CD):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

12. مقاومة خرج مضخم التابع المنبعي (CD):

- (a) كبيرة جداً (بالميغا أوم)
- (b) كبيرة (بالكيلو أوم)
- (c) صغيرة (بعشرات إلى مئات الأوم)
- (d) غير ذلك

13. كسب مضخم التابع المنبعي (CD)

- (a) واحدي
- (b) كبير
- (c) صغير
- (d) غير ذلك

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الرابع
b	1
a	2
c	3
d	4
a	5
b	6
b	7
c	8
b	9
b	10
a	11
c	12
a	13

مسائل الفصل الرابع

1. لنفترض تقانة تصنيع (0.18- μm)، للحصول على أوكسيد رقيق ($t_{ox} = 4 \text{ nm}$)، ولتكن حركية الإلكترونات في نصف ناقل من السيليكون ($\mu_n = 450 \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}$)، وجهد العتبة ($V_t = 0.5 \text{ V}$).

أوجد قيمة معامل الناقلية (k'_n)، عندما يكون ثابت العزل الكهربائي ($\epsilon_{ox} = 34.5 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$).

عند تصنيع ترانزستور (MOSFET) بطول قناة أصغري، أوجد عرض قناة الترانزستور (W)، بحيث يمرر الترانزستور تياراً (1 mA) عند جهد بوابة وجهد مصب ($V_{GS} = 1 \text{ V}$, $V_{DS} = 0.25 \text{ V}$) في عمق المنطقة الخيطية التي يعطى عندها التيار بالمعادلة ($I_D = k'_n \frac{W}{L} V_{ov} V_{DS}$).

Ans. $k'_n = 388 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$, $W = 3.7 \mu\text{m}$

2. لنفترض تقانة تصنيع (0.8- μm)، سماكة الأوكسيد الرقيق فيها ($t_{ox} = 15 \text{ nm}$)، ولتكن حركية الإلكترونات في نصف ناقل من السيليكون ($\mu_n = 550 \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}$)

أوجد قيمة معامل الناقلية (k'_n)، ومكثف وحدة المساحة (Cox) عندما يكون ثابت العزل الكهربائي ($\epsilon_{ox} = 34.5 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$)، وأوجد قيمة الجهد الفعال (V_{ov})، عندما يعمل الترانزستور في منطقة التشبع، والذي معاملته الهندسي (نسبة بعديه) ($\frac{W}{L} = 20$)، ويمرر تياراً ($I_D = 0.2 \text{ mA}$). ما هي قيمة جهد المصب الأصغري (VDS)؟

Ans. $C_{ox} = 2.3 \frac{\text{fF}}{\mu\text{m}^2}$, $k'_n = 127 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$, $V_{ov} = 0.4 \text{ V}$, $V_{DS, \min} = 0.4 \text{ V}$.

3. لنفترض ترانزستور (nMOSFET)، له أوكسيد رقيق ($t_{ox} = 9 \text{ nm}$)، وثابت عازلية كهربائي ($\epsilon_{ox} = 34.5 \frac{\text{pF}}{\text{m}}$)، وحركية إلكترونات ($\mu_n = 500 \text{ cm}^2/\text{V}$)، وجهد عتبة ($V_t = 0.7 \text{ V}$)، ومعاملته الهندسي ($W/L = 10$).

أوجد تيار الترانزستور في الحالات التالية:

(a) $v_{GS} = 5 \text{ V}$ and $v_{DS} = 1 \text{ V}$

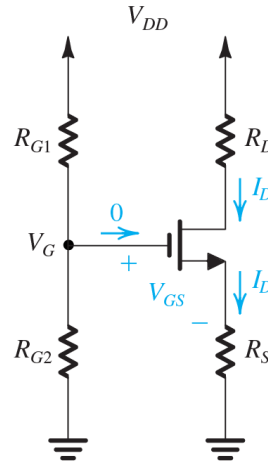
(b) $v_{GS} = 2 \text{ V}$ and $v_{DS} = 1.3 \text{ V}$

(c) $v_{GS} = 5 \text{ V}$ and $v_{DS} = 0.2 \text{ V}$

(d) $v_{GS} = v_{DS} = 5 \text{ V}$

Ans. a) $i_D = 7.372 \text{ mA}$, b) $i_D = 1.639 \text{ mA}$, c) $i_D = 1.63 \text{ mA}$, d) $i_D = 17.935 \text{ mA}$,

4. لنفترض الدارة المبينة في الشكل 17.4. ما هي أكبر قيمة للمقاومة (R_D)، بحيث يبقى الترانزستور يعمل في نمط التشغيل؟ علماً أن جهد العتبة وتيار الترانزستور ($V_m = 1\text{ V}, I_D = 0.5\text{ mA}$)، وجهد البوابة ($V_G = 5\text{ V}$).



الشكل 17.4.

Ans. $R_{D,\max} = 12\text{ k}\Omega$

5. أعد تصميم دارة الشكل 17.4 كي تحقق المتطلبات التالية:

$$V_{DD} = +5\text{ V}, I_D = 0.32\text{ mA}, V_S = 1.6\text{ V}, V_D = 3.4\text{ V}$$

والتيار عبر مقاومتي مجزأ الجهد (R_{G1}, R_{G2}) ($1-\mu\text{A}$). علماً أن المعامل التقاني/الهندسي وجهد العتبة

$$\left(k'_n \left(\frac{W}{L}\right)\right) = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}, V_m = 1\text{ V}$$

Ans. $R_{G1} = 1.6\text{ M}\Omega, R_{G2} = 3.4\text{ M}\Omega, R_S = R_D = 5\text{ k}\Omega$.

6. لنفترض انزياحاً تقليدياً لترانزستور (MOSFET) مستعمل في دارة مضخم كما هو مبين في دارة الشكل

17.4. علماً أن جهد التغذية المستعمل (9 V). المعامل التقاني/الهندسي للترانزستور $k_n = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ ، وجهد

العتبة له ($V_t = 1\text{ V}$)، وتيار المصب ($I_D = 1\text{ mA}$)، وبفرض أن ثلث جهد التغذية يهبط على كل من

مقاومة المصب (R_D)، ومقاومة المنبع (R_S). استعمل مقاومة مقدارها ($22\text{ M}\Omega$) كأكبر مقاومة لزوج

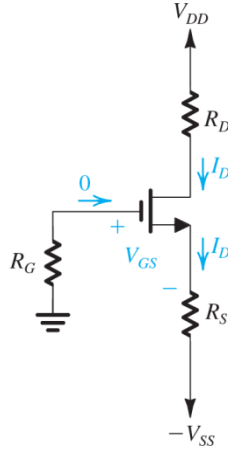
المقاومات (R_{G1}) و (R_{G2}). ما هي قيم المقاومات (R_D) و (R_S) و (R_{G1}) و (R_{G2})؟ مثل قيم

المقاومات لأقرب رقمين عشريين. كم يبعد جهد المصب عن حافة التشغيل؟

Ans. $R_S = R_D = 3\text{ k}\Omega, R_{G2} = 22\text{ M}\Omega, R_{G1} = 17.6\text{ M}\Omega$.

v_{DS} is 2 V away from the edge of saturation

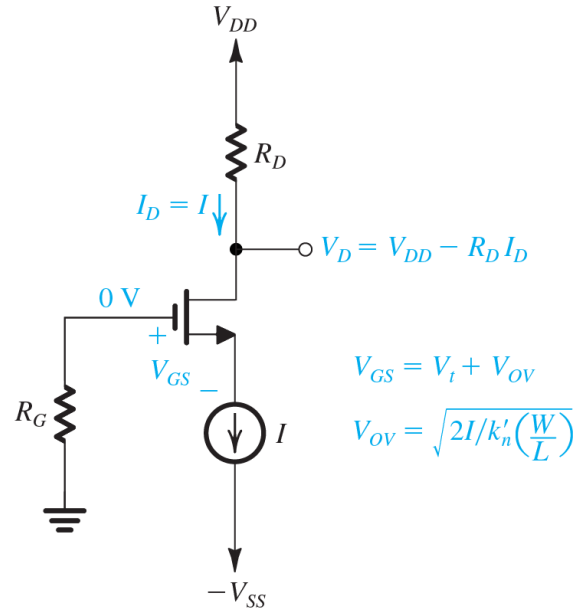
7. بافتراض الدارة المبينة في الشكل 18.4، والتي تستعمل ترانزستوراً (nMOS). بفرض أن تيار الانحياز ($I_D = 1 \text{ mA}$)، وبفرض أن الجهد (V_D) يقع في المنتصف بين جهد القطع وبداية المنطقة الخطية. وبفرض أن جهد التغذية المستعمل في هذه الدارة ($\pm 5 \text{ V}$). ليكن جهد العتبة ($V_t = 1.0 \text{ V}$) و ($\lambda = 0$) والمعامل التقني/الهندسي ($k_n = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$). تستعمل مقاومة انحياز البوابة ($10 \text{ M}\Omega$). حدد قيمتي المقاومتين (R_S) و (R_D) لأقرب رقمين عشريين.



الشكل 18.4.

Ans. $R_S = 3 \text{ k}\Omega, R_D = 2.5 \text{ k}\Omega$.

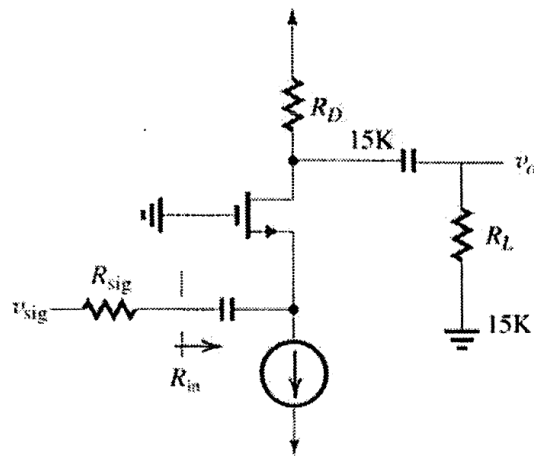
8. لنفترض مضخم المنبع المشترك (CS) المبين في الشكل 19.4. أوجد قيم مقاومة الدخل (R_{in})، وكسب جهد الحلقة المفتوحة (A_{vo})، ومقاومة الخرج (R_o) مرة بوجود مقاومة خرج الترانزستور (r_o)، ومرة في حالة عدم وجودها. ثم احسب كسب الجهد الكلي (G_v) بوجود مقاومة خرج الترانزستور (r_o)، علماً أن مقاومة إشارة المنبع ($R_{sig} = 100 \text{ k}\Omega$)، ومقاومة الحمل ($R_L = 15 \text{ k}\Omega$). إذا كانت قيمة مطال إشارة الدخل الجيبية من القمة إلى القمة ($0.4\text{--}V$)، ما هي قيمة جهد الخرج (v_o) الناتج؟



الشكل 19.4.

Ans. Without r_o : $R_{in} = 4.7\text{ M}\Omega$, $A_{vo} = -15\text{ V/V}$, and $R_o = 15\text{ k}\Omega$; with r_o : $R_{in} = 4.7\text{ M}\Omega$, $A_{vo} = -13.6\text{ V/V}$, and $R_o = 13.6\text{ k}\Omega$; v_o is a 2.8-V peak-to-peak sinusoid superimposed on a dc drain voltage of +2.5 V

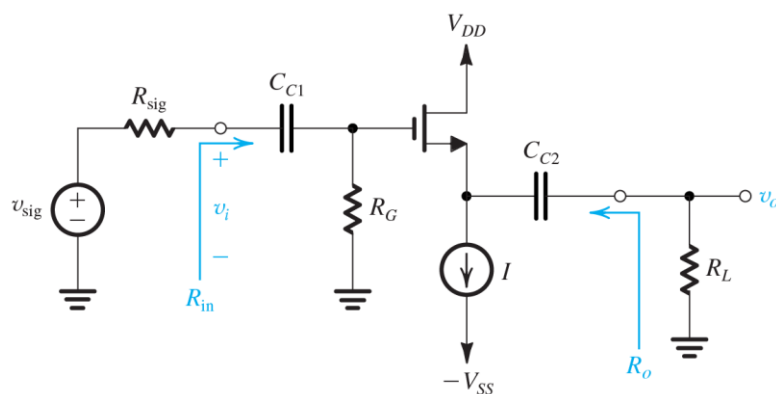
9. لنفترض مضخم البوابة المشتركة المصمم باستعمال دائرة الشكل 20.4. لتكن قيمة المقاومة $(R_D = 15\text{ k}\Omega)$ ، أوجد قيمة مقاومة الدخل (R_{in}) ومقاومة الخرج (R_o) وكسب جهد الحلقة المفتوحة (A_{vo}) وكسب الجهد الكلي (A_v) ، في حالة مقاومة الحمل $(R_L = 15\text{ k}\Omega)$ ومقاومة منبع الإشارة $(R_{sig} = 50\ \Omega)$. كم يصبح كسب الجهد الكلي (G_v) في حالة قيم مقاومات منبع الإشارة $(R_{sig} = 1\text{ k}\Omega)$ ؟ و $(10\text{ k}\Omega)$ ؟ و $(100\text{ k}\Omega)$ ؟



الشكل 20.4.

Ans. $1\text{ k}\Omega, 15\text{ k}\Omega, +15\frac{\text{V}}{\text{V}}, +7.5\frac{\text{V}}{\text{V}}, +7.1\frac{\text{V}}{\text{V}}, +3.75\frac{\text{V}}{\text{V}}, +0.68\frac{\text{V}}{\text{V}}, +0.07\frac{\text{V}}{\text{V}}$.

- 10.** ليكن التادبع الباعثي المبين في الشكل 21.4، التوصيلية المتبادلة للترانزستور المستعمل في الدارة ($g_m = 1\frac{\text{mA}}{\text{V}}$)، ومقاومة خرجه ($r_o = 150\text{ k}\Omega$). لتكن مقاومة منبع الإشارة ($R_{\text{sig}} = 1\text{ M}\Omega$)، ومقاومة الحمل ($R_L = 15\text{ k}\Omega$).
- (a) أوجد قيمة مقاومة دخل الدارة (R_{in})، وكسب جهد الحلقة المفتوحة (A_{vo})، وكسب الجهد (A_v)، ومقاومة الخرج (R_o) بوجود وعدم وجود مقاومة خرج الترانزستور (r_o).
- (b) أوجد كسب الجهد الكلي (G_v) بوجود مقاومة خرج الترانزستور (r_o).



الشكل 21.4.

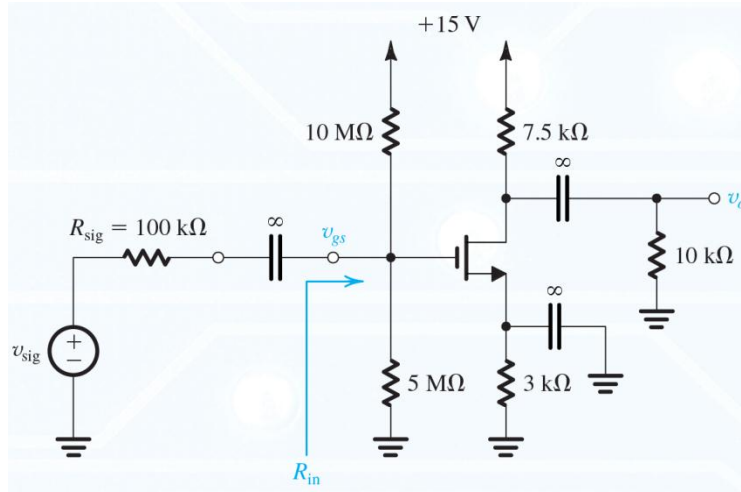
Ans.

- (a) $R_{\text{in}} = 4.7\text{ M}\Omega, A_{\text{vo}} = 1\frac{\text{V}}{\text{V}}$ (without r_o), $0.993\frac{\text{V}}{\text{V}}$ (with r_o),
 $A_v = 0.938\frac{\text{V}}{\text{V}}$ (without r_o), $0.932\frac{\text{V}}{\text{V}}$ (with r_o), $R_o = 1\text{ k}\Omega$ (without r_o), $0.993\text{ k}\Omega$ (with r_o),
 (b) $0.768\frac{\text{V}}{\text{V}}$

11. بين الشكل 22.4 مضخم إشارة منفصل. تربط الإشارة (v_{sig}) إلى بوابة الترانزستور عبر مكثف كبير القيمة أشير إليه ب (∞)، ويوصل منبع الترانزستور بالأرضي في حالة تضخيم الإشارات المتناوبة عن طريق مكثف كبير القيمة أشير إليه ب (∞)، ويوصل خرج الترانزستور إلى مقاومة حمل عن طريق مكثف كبير القيمة أشير إليه ب (∞).

- (a) إذا كان جهد عتبة الترانزستور ($V_t = 1\text{ V}$)، والمعامل التقاني/الهندسي ($k_n = 2\text{ mA/V}^2$)، بين أن جهود الانحياز هي ($V_{\text{GS}} = 2\text{ V}$)، و ($V_{\text{D}} = +7.5\text{ V}$)، وتيار الانحياز ($I_{\text{D}} = 1\text{ mA}$).

- (b) أوجد التوصيلية المتبادلة للترانزستور (g_m)، ومقاومة خرج الترانزستور (r_o)، إذا كان جهد إيرلي ($V_A = 100\text{ V}$).
- (c) ارسم الدارة المكافئة للمضخم، بافتراض أن المكثفات عند ترددات عمل المضخم تسلك سلوك دارات القصر.
- (d) أوجد قيمة مقاومة دخل الدارة (R_{in})، ونسبة الجهدين (v_{gs}/v_{sig}) و (v_o/v_{gs}) و (v_o/v_{sig}).



الشكل 22.4.

- (a) $V_{GS} = 2\text{ V}$, $V_D = 7.5\text{ V}$, $I_D = 1\text{ mA}$;
- (b) $g_m = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$, $r_o = 100\text{ k}\Omega$;
- Ans. (c) Equivalent circuit;
- (d) $R_{in} = 100\text{ k}\Omega$, $\frac{v_{gs}}{v_{sig}} = 0.97 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $\frac{v_o}{v_{gs}} = 8.2 \frac{\text{V}}{\text{V}}$, $\frac{v_o}{v_{sig}} = 7.95 \frac{\text{V}}{\text{V}}$;

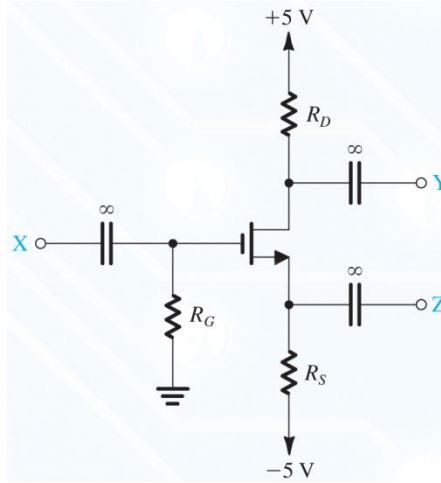
12. للترانزستور (MOSFET) في دارة الشكل 23.4 جهد عتبة ($V_t = 1\text{ V}$)، ومعامل تقاني/هندسي

($k_n = 0.8\text{ mA/V}^2$)، وجهد إيرلي ($V_A = 40\text{ V}$).

- (a) أوجد قيم المقاومات (R_S)، و (R_D)، و (R_G)، علماً أن تيار الترانزستور ($I_D = 0.1\text{ mA}$)، تستعمل أكبر قيمة للمقاومة (R_D)، كي تكون الأرجحة العظمى الممكنة عند المصب ($\pm 1\text{ V}$)، ومقاومة الدخل عند البوابة ($10\text{ M}\Omega$)، أهمل أثر إيرلي.
- (b) أوجد قيمتي التوصيلية المتبادلة للترانزستور (g_m)، ومقاومة خرج (r_o)، عند نقطة العمل.
- (c) إذا أرضت النقطة (Z)، ووصل منبع الإشارة ذومقاومة الدخل ($1\text{ M}\Omega$) عن طريق النقطة (X)، وتوصل مقاومة الحمل ($40\text{ k}\Omega$) إلى النقطة (Y)، أوجد كسب الجهد من إشارة المنبع إلى الحمل.

(d) إذا أرضت النقطة (Y)، أوجد كسب الجهد من (X) إلى (Z)، بافتراض أن (Z) دارة مفتوحة. ما هي مقاومة الخرج للتابع الباعثي؟

(e) إذا أرضت النقطة (X)، ووصلت النقطة (Z) إلى منبع تيار (10 μA) ذي مقاومة (100 k Ω)، أوجد قيمة الجهد عند (Y). افترض للتبسيط أن مقاومة خرج الترانزستور (r_o) مهمة.



الشكل 23.4.

(a) $R_S = 35 \text{ k}\Omega$, $R_D = 35 \text{ k}\Omega$, $R_G = 10 \text{ M}\Omega$;

(b) $g_m = 0.4 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$, $r_o = 400 \text{ k}\Omega$;

Ans. (c) $G_y = 6.5 \frac{\text{V}}{\text{V}}$;

(d) $R_{out} = 2.48 \text{ k}\Omega$;

(e) $v_y = 0.34 \text{ V}$.

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل الرابع: الترانزستور MOS
أستاذ المادة:
المدة: ساعة واحدة
العلامة: 10

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. عندما يكون ($V_{GS} < V_t$) في ترانزستور (nMOS)، يكون تياره:

(a) $10.0 \mu A$

(b) μA

(c) μA

(d) $-1.0 \mu A$

2. عندما يكون ($V_{GS} > V_t$) في ترانزستور (nMOS)، يعمل الترانزستور:

(a) في منطقة القطع أو منطقة التشبع

(b) في منطقة التشبع أو المنطقة الخطية

(c) يعمل في منطقة القطع أو المنطقة الخطية

(d) غير ذلك

3. تستعمل الدارة المكافئة نوع (II)، عندما يوصل منبع الترانزستور (nMOS) إلى الأرضي:

(a) مباشرة

(b) عن طريق مقاومة المنبع

(c) وعندما يغذى بجهد تغذية مضاعف

(d) وعندما يغذى بجهد تغذية وحيد

4. تستعمل الدارة المكافئة نوع (T)، عندما يوصل منبع الترانزستور (nMOS) إلى الأرضي:

- (a) مباشرة
- (b) عن طريق مقاومة المنبع
- (c) وعندما يغذى بجهد تغذية مضاعف
- (d) وعندما يغذى بجهد تغذية وحيد

5. عندما يكون $(V_{GS} > V_t \text{ and } V_{DS} < V_{GS} - V_t)$ في ترانزستور (nMOS)، يكون تياره:

- (a) $(I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right])$
- (b) $(I_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right])$
- (c) $(I_D = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) V_{DS})$
- (d) $(I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2)$

6. عندما يكون $(V_{GS} > V_t \text{ and } V_{DS} \ll V_{GS} - V_t)$ في ترانزستور (nMOS)، يكون تياره:

- (a) $(I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right])$
- (b) $(I_D = k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right])$
- (c) $(I_D = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) V_{DS})$
- (d) $(I_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2)$

7. يتميز مضخم المنبع المشترك الذي يستعمل ترانزستور (nMOS)، بما يلي:

- (a) مقاومة دخل عالية جداً (بالميغا أوم)، ومقاومة خرج منخفضة (بعشرات الأومات)، وكسب جهد عالي
- (b) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات إلى مئات الأومات)، ومقاومة خرج منخفضة (بعشرات إلى مئات الأومات)، وكسب جهد عالي
- (c) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات إلى مئات الأومات)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي
- (d) مقاومة دخل عالية جداً (بالميغا أوم)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي

8. يتميز مضخم البوابة المشتركة الذي يستعمل ترانزستور (nMOS)، بما يلي:

- (a) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات الأومات)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي
- (b) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات الأومات)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد واحد
- (c) مقاومة دخل عالية (بعشرات الكيلو أوم)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي
- (d) مقاومة دخل عالية جداً (بالميغا أوم)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي

9. يتميز مضخم التابع الباعثي الذي يستعمل ترانزستور (nMOS)، بما يلي:

- (a) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات الأومات)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي
- (b) مقاومة دخل منخفضة (بعشرات الأومات)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد واحد
- (c) مقاومة دخل عالية (بعشرات الكيلو أوم)، ومقاومة خرج عالية (بعشرات الكيلو أوم)، وكسب جهد عالي
- (d) مقاومة دخل عالية جداً (بالميغا أوم)، ومقاومة خرج منخفضة (بعشرات الأومات)، وكسب جهد واحد

10. يجري اختيار نقطة العمل لمضخم المنبع المشترك الذي يستعمل ترانزستور (nMOS)، لتحقيق:

- (a) تضخيم خطي بقيمة مناسبة، وأرجحة أعظمية عند الخرج
- (b) تضخيم خطي بقيمة عالية، وأرجحة أعظمية عند الخرج
- (c) تضخيم لا خطي بقيمة عالية، وأرجحة أعظمية عند الخرج
- (d) قاطع إلكتروني

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
بنية الترانزستور ومبدأ عمله Device Structure الفيزيائي and Physical Operation	c	1
بنية الترانزستور ومبدأ عمله Device Structure الفيزيائي and Physical Operation	b	2
الدارات المكافئة عند شروط Small-Signal الإشارات الصغيرة Equivalent-Circuit Models	a	3
الدارات المكافئة عند شروط Small-Signal الإشارات الصغيرة Equivalent-Circuit Models	b	4
منحنيات الخواص التيار-الجهد Current-Voltage Characteristics	b	5
منحنيات الخواص التيار-الجهد Current-Voltage Characteristics	c	6
المضخمات MOS المنفصلة Discrete-Circuit MOS Amplifiers	d	7
المضخمات MOS المنفصلة Discrete-Circuit MOS Amplifiers	a	8
المضخمات MOS المنفصلة Discrete-Circuit MOS Amplifiers	d	9
الانحياز في دارات المضخمات Biasing in MOS (MOS) Amplifier Circuits	a	10

الفصل الخامس

الترنستورات MOS

كلمات مفتاحية KEYWORDS

الترانزستور (BJT) BJT Transistor، منحنيات الخواص المميزة للترانزستور (BJT) BJT Transistor (BJT) DC BJT Transistor and Characteristics، دراسة الترانزستور (BJT) في الحالة الساكنة ونقطة العمل AC BJT Transistor، دراسة الترانزستور (BJT) في الحالة المتناوبة وشروط الإشارات الصغيرة AC BJT Transistor and Small Signal Conditions.

المخلص ABSTRACT

ندرس في هذا الفصل، عنصراً رئيساً آخر بثلاثة أطراف هو الترانزستور ثنائي القطبية (Bipolar junction transistor)، واختصاراً (BJT).

العناصر ثلاثية الأطراف هي عموماً أكثر فائدة بكثير من العناصر ثنائية الأطراف، كالتي درسناها في الفصل الثالث، نظراً لاستعمالها في العديد من التطبيقات، بدءاً من تضخيم الإشارات إلى تصميم الدارات المنطقية والذواكر. يعتمد مبدأ عملها الرئيس على تطبيق جهد بين طرفين من أطراف الترانزستور للتحكم بتيار الطرف الثالث. يُستعمل العنصر ثلاثي الأطراف، بهذه الطريقة، كمتحكم بمنبع تيار، كما مر معنا في الفصل الأول، وهو الأساس في تصميم المضخمات. يمكن أيضاً أن تُستعمل إشارة التحكم للتحكم بتيار الطرف الثالث كي يتغير من الصفر إلى قيمة كبيرة، مما يسمح للترانزستور أن يعمل كمفتاح إلكتروني. وهذا الأخير هو الأساس في تحقيق العاكس المنطقي، والذي بدوره يشكل العنصر الأساس في الدارات الرقمية.

يُعد اختراع الترانزستور (BJT) في عام 1948 في مختبرات بيل للهاتف إيذانا ببدء عصر دارات الحالة-الصلبة (solid state)، مما أدى إلى إلكترونيات غيرت الطريقة التي نعمل بها، والدور الذي نقوم به، والواقع الذي نعيشه. كما أدى اختراع الترانزستور (BJT) في نهاية المطاف إلى هيمنة تكنولوجيا المعلومات وظهور الاقتصاد القائم على المعرفة.

شكل الترانزستور (BJT) على مدار ما يقرب من ثلاثة عقود كعنصر فعال مفضل في تصميم دارات المضخمات المنفصلة والمتكاملة، على الرغم من أن الترانزستورات (MOSFET) كانت معروفة أصبحت الترانزستورات (MOSFET) منافسة قوية للترانزستورات (BJT) منذ العام 1980، وحتى العام 2009 حيث أضحى فيه مسيطرة سيطرة تامة على سوق الإلكترونيات. بالرغم من ذلك تفوق الترانزستورات (BJT) على مثيلاتها (MOSFET) في مجال التطبيقات الراديوية، والتيارات العالية، والدارات الرقمية السريعة. كما ظهرت دارات مبتكرة جديدة، تعرف بقناة (BiCMOS)، وتجمع بين النوعين من الترانستورات مستفيدة من ممانعة الدخل العالية للترانزستورات (MOSFET) واستهلاكها الصغير للطاقة، والسرعة العالية للترانزستورات (BJT) وتياراتها العالية، لتجد مجالات جديدة من التطبيقات.

سنصف في هذا الفصل الترانزستور (BJT) وسندرس مبدأ عمله وأدائه وتياره. ثم ننتقل إلى دراسة خواصه المميزة، وداراته المكافئة المستعملة في تحليل وتصميم المضخمات.

والهدف الرئيس من هذا الفصل هو تألف الطالب مع هذا النوع من الترانزستورات وفهمه لتحليل دارات المضخمات بأنواعها المختلفة.

مخرجات الفصل الخامس ILO5

فهم الترانزستور BJT وكيفية عمله، ومنحنيات خواصه المميزة، ودراسته في حالة الجهود المستمرة وتحديد نقطة عمله كمضخم، ودراسة داراته الثلاث في الحالة المتناوبة وعند شروط الإشارات الصغيرة.

الأهداف التعليمية للفصل الخامس ILO5

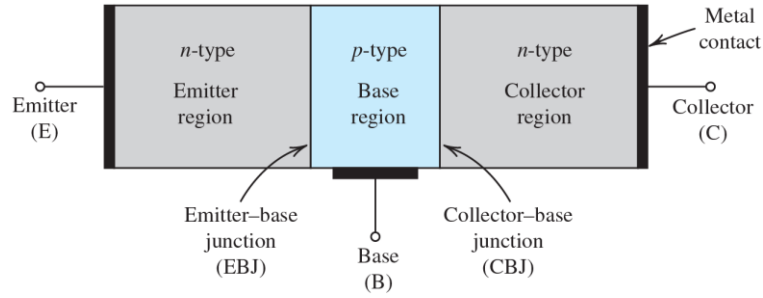
يهدف هذا الفصل إلى دراسة الترانزستورات BJT، وفهم مبدأ عمله، ودراسة خواصه المميزة، ودراسته في حالة الجهود المستمرة لتحديد نقطة عمله كمضخم، ثم دراسة داراته الثلاث في الحالة المتناوبة وعند شروط الإشارات الصغيرة

1. بنية الترانزستور ومبدأ عمله الفيزيائي

DEVICE STRUCTURE AND PHYSICAL OPERATION

بنية الترانزستور

يبين الشكل 1.5 بنية مبسطة لترانزستور (BJT). يتكون الترانزستور من ثلاث مناطق نصف ناقلة: منطقة الباعث (Emitter) نوع (n)، ومنطقة القاعدة (Base) نوع (p)، ومنطقة المجمع (Collector) نوع (n). ويسمى مثل هذا الترانزستور الترانزستور (npn). ويسمى الترانزستور (pnp)، عندما تكون منطقة الباعث نوع (p)، ومنطقة القاعدة نوع (n)، ومنطقة المجمع نوع (p).



الشكل 1.5: بنية ترانزستور (BJT) نوع (n).

- (Metal contact): تماس معدني
- (Collector region): منطقة المجمع
- (Base region): منطقة القاعدة
- (Emitter region): منطقة الباعث
- (Collector-base junction): وصلة المجمع-القاعدة
- (Emitter-base junction): وصلة الباعث-القاعدة

للترانزستور (BJT) ثلاثة أطراف هي: الباعث والمسمى اختصاراً (E)، والقاعدة والمسماة اختصاراً (B)، والمجمع والمسمى اختصاراً (C).

ويتكون الترانزستور من وصلتين (pn)، وصلة الباعث-القاعدة (EBJ) ووصلة المجمع-القاعدة (CBJ). ووفقاً لاحتمالات انحياز الوصلتين هناك أربع أنماط لتشغيل الترانزستور، كما هو مبين في الجدول 1.5. النمط الفعال (Active mode) هو النمط الوحيد المستعمل لتشغيل الترانزستور كمضخم.

Mode	EBJ	CBJ
Cutoff	Reverse	Reverse
Active	Forward	Reverse
Saturation	Forward	Forward

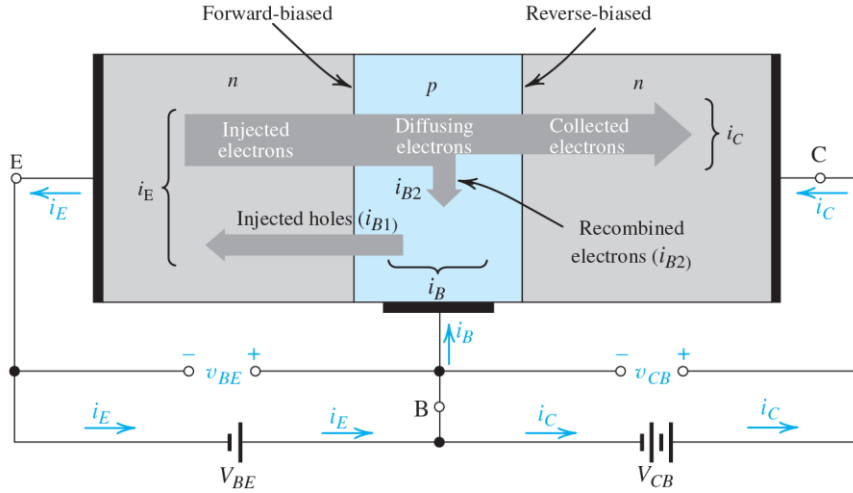
الجدول 1.5: أنماط عمل الترانزستور (BJT).

• (Mode): نمط

نمط القطع (Cutoff) ونمط التشبع (Saturation)، هما نمطا تشغيل الترانزستور كقاطع إلكتروني. في نمط القطع لا يمر أي تيار في الترانزستور، لأن كلتي الوصلتين منحازتان عكسياً.

مبدأ عمل الترانزستور (BJT)

يُعد نمط التشغيل الفعال أهم الأنماط الثلاثة التي ذكرناها لتشغيل الترانزستور. يبين الشكل 2.5 عمل الترانزستور (npn) في هذا النمط. يحتاج هذا النمط من العمل إلى منبعي جهد خارجيين. يجعل الجهد (V_{BE}) كمون القاعدة نوع (p) أعلى من كمون الباعث نوع (n)، مما يجعل وصلة الباعث-القاعدة منحازة أمامياً. يجعل جهد المجمع-القاعدة (V_{CB})، جهد المجمع نوع (n) أعلى من جهد القاعدة نوع (p)، مما يجعل وصلة المجمع-القاعدة منحازة عكسياً.



الشكل 2.5: عمل الترانزستور (npn) في النمط الفعال.

- (Injected electrons): الإلكترونات المحقونة
- (Diffused electrons): الإلكترونات المنتثرة
- (Collected electrons): الإلكترونات المجمعة
- (Combined electrons): الإلكترونات المتحدة
- (Injected holes): الثقوب المحقونة
- (Forward-biased): منحازة أمامياً
- (Reversed-biased): منحازة عكسياً

يؤدي الانحياز الأمامي لوصلة الباعث-القاعدة لمرور تيار كهربائي عبر هذه الوصلة. يتكون هذا التيار من مركبتين: الإلكترونات المحقونة من الباعث إلى القاعدة، والثقوب المحقونة من القاعدة إلى الباعث. من المرغوب به كثيراً أن تكون مركبة الإلكترونات أكبر بكثير من مركبة الثقوب. يمكن تحقيق ذلك عن طريق الإشابة المرتفعة للباعث، والإشابة المنخفضة للقاعدة.

التيار الذي يجتاز وصلة الباعث-القاعدة هو الذي يشكل تيار الباعث (i_E)، كما هو مبين في الشكل 2.5. يتجه هذا التيار إلى خارج الباعث، واتجاهه يتوافق مع اتجاه حوامل الشحنة الموجبة (الثقوب)، ويتعاكس مع اتجاه حوامل الشحنة السالبة (الإلكترونات). يساوي تيار الباعث إلى مجموع المركبتين. إلا أن مركبة التيار من الإلكترونات أكبر بكثير من مركبة الثقوب وهي المركبة المسيطرة في تيار الباعث. ستكون الإلكترونات المحقونة في القاعدة نوع (p) حوامل شحنة أقلية. بما أن عرض القاعدة صغير جداً فإن معظم إلكترونات الباعث ستصل إلى المجمع، وجزء صغير منها سيتحد مع ثقوب القاعدة. يُعطى تيار المجمع (i_C) بالعلاقة:

$$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

• (I_S): تيار التشبع العكسي

• (v_{BE}): جهد القاعدة-الباعث

• (V_T): الجهد الحراري

ويعطى تيار القاعدة بالعلاقة:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta}$$

• (β): معامل كسب تيار ترانزستور الباعث المشترك، وتتراوح قيمته للترانزستورات (nnp) بين (50)

و(200). تتعلق قيمة هذا المعامل بعرض القاعدة (W)، وهي من مرتبة (nm) وبنسبة تركيز الإشابة

في كل من الباعث والقاعدة.

ويعطى تيار الباعث بالعلاقة:

$$i_E = i_C + i_B$$

$$i_E = \frac{\beta+1}{\beta} i_C = \frac{1}{\alpha} i_C$$

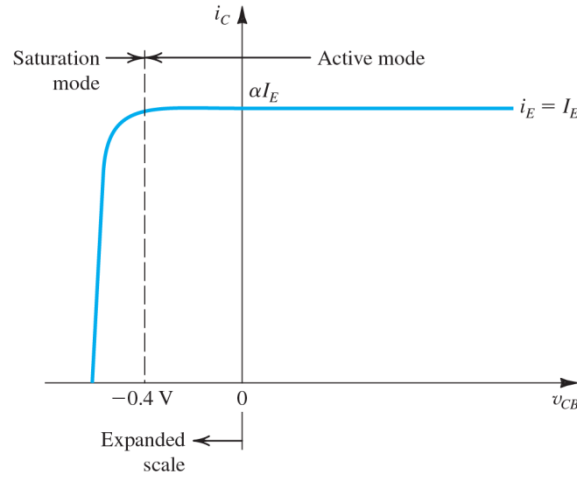
$$i_E = (\beta+1) i_B$$

• (α): معامل كسب تيار ترانزستور القاعدة المشتركة، وقيمته للترانزستورات (nnp) أقل من (1) بقليل.

عمل الترانزستور في منطقة التشبع

حتى يعمل الترانزستور (BJT) في المنطقة الفعالة يجب أن تكون وصلة القاعدة-المجمع (CBJ) منحازة عكسياً، أي ينبغي أن يكون الجهد ($v_{CB} \geq 0$). لاتصبح وصلة (pn) منحازة أمامياً قبل أن يصل الجهد الأمامي على طرفيها على الأقل ($0.4 V$). بالتالي يبقى الترانزستور (nnp) يعمل في المنطقة الفعالة حتى يبلغ جهد المجمع-القاعدة ($-0.4 V$)، كما هو مبين في الشكل 3.5، الذي يمثل تيار المجمع (i_C) كتابع إلى جهد

المجمع-القاعدة (v_{CB})، عند تيار باعث ثابت (I_E). نلاحظ أن تيار مجمع الترانزستور (i_C) مستقل عن جهد المجمع القاعدة (v_{CB}) عندما يعمل في المنطقة الفعالة. إلى أن يصل هذا الجهد إلى القيمة السالبة (-0.4 V) أو أكثر عندها يدخل الترانزستور في منطقة التشبع، ويكون جهد المجمع الباعث ($v_{CE_{sat}}$) بين (0.1 V) و (0.3 V).

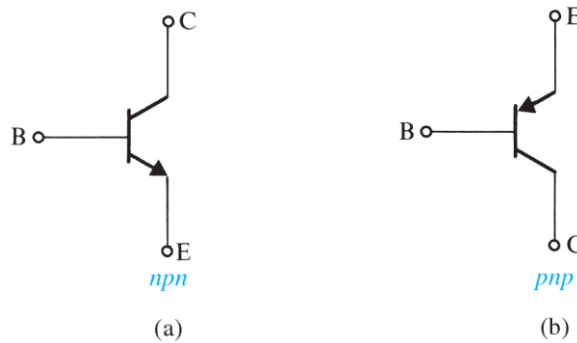


الشكل 3.5: منحنيات الخواص ($i_C - v_{CB}$) لترانزستور (npn) عند تيار باعث ثابت (I_E).

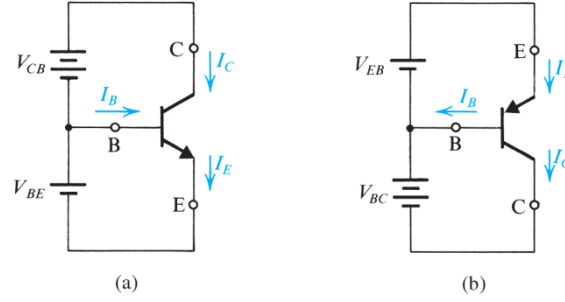
- (Active mode): النمط الفعال
- (Saturation mode): نمط التشبع
- (Expanded scale): مقياس موسع

رمز الترانزستور (BJT)

يبين الشكل 4.5 (a) رمز الترانزستور (npn)، والشكل 4.5 (b) رمز الترانزستور (pnp). يميز الباعث بسهم يحدد اتجاه التيار. ويبين الشكل 5.5 انحياز الترانزستورين (npn) و (pnp) ليعملان في المنطقة الفعالة. نشير إلى أن وصلة الدخل (EBJ) منحازة أمامياً، ووصلة الخرج (CBJ) منحازة عكسياً.



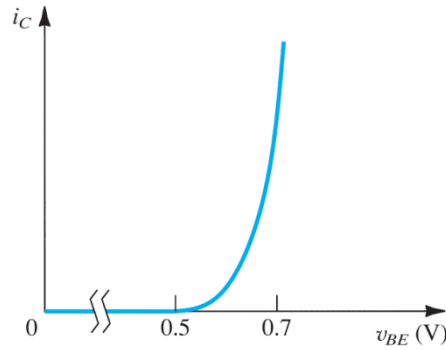
الشكل 4.5: (a) رمز الترانزستور (npn)، (b) رمز الترانزستور (pnp).



الشكل 5.5: قطبية جهود الانحياز واتجاهات التيارات عند تشغيل الترانزستورات في المنطقة الفعالة.

2. منحنيات الخواص التيار-الجهد CURRENT-VOLTAGE CHARACTERISTICS

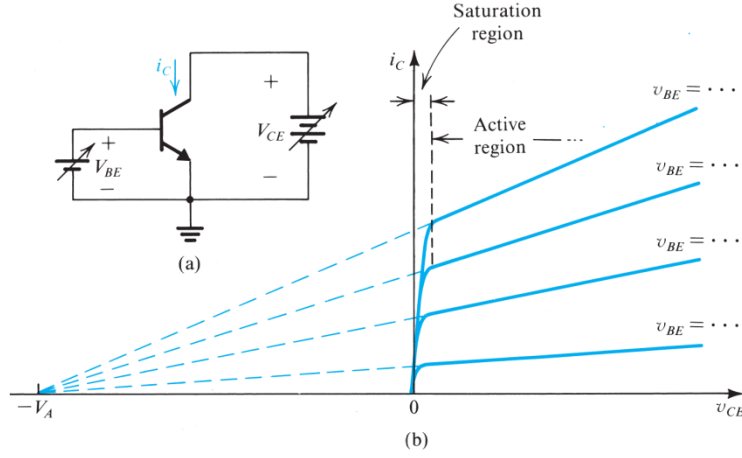
يبين الشكل 6.5 منحنيات الخواص المميزة ($i_C - v_{BE}$)، نشير إلى أن علاقة تيار المجمع (i_C) بجهد دخل الترانزستور (v_{BE}) علاقة أسية ($i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$)، كما هو الحال بالنسبة لعلاقة تيار الديود بالجهد المطبق على طرفيه.



الشكل 6.5: منحنيات الخواص ($i_C - v_{BE}$) لترانزستور (npn).

عندما يعمل الترانزستور في المنطقة الفعالة، تبدي تيارات الترانزستورات الفعلية تأثراً من تغير جهد المجمع-القاعدة، بالتالي لن تكون منحنيات الخواص موازية للمحور الأفقي. لتوضيح ذلك نفترض دائرة الشكل 7.5 (a). في دائرة الباعث المشترك يورث الباعث ويلعب دور النقطة المشتركة بين دخل الترانزستور ومخرجه. يجري اختيار قيمة الجهد (V_{BE}) المرغوبة عن طريق ضبط جهد منبع التغذية الموصول بين القاعدة والباعث والقابل للتغيير. وعند كل قيمة لجهد الدخل (V_{BE}) يجري تغيير قيمة جهد الخرج (V_{CE}) وقياس التيار المقابل مما

يعطي مجموعة منحنيات الخواص ($i_C - v_{CE}$) للترانزستور والمبينة في الشكل 7.5 (b)، والتي تعرف بمنحنيات الخواص المميزة لدارة الباعث المشترك (Common-emitter characteristics).



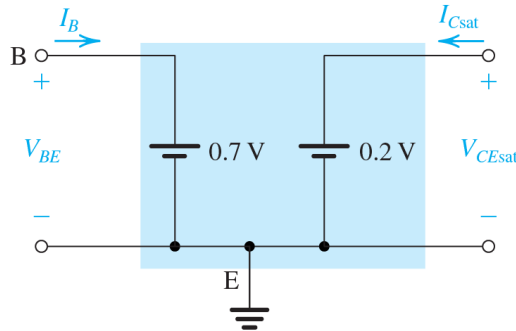
الشكل 7.5: (a) دارة تحديد منحنيات الخواص ($i_C - v_{CE}$) لترانزستور (BJT)، (b) منحنيات الخواص ($i_C - v_{CE}$) لترانزستور (BJT) فعلي.

عند قيم (v_{CE}) التي هي أقل من (0.3 V) يكون جهد المجمع على الأقل أصغر من جهد القاعدة بـ (0.4 V)، تصبح عندها وصلة المجمع-القاعدة منحاذاة أمامياً، ويدخل الترانزستور منطقة التشبع. نلاحظ أن مماسات منحنيات الخواص تلتقي عند نقطة واحدة على القسم السالب من المحور الأفقي (v_{CE}) عند ($v_{CE} = -V_A$). يسمى الجهد (V_A) جهد إيرلي وهو أحد محددات الترانزستور وتتراوح قيمته بين (10 V) و (100 V). تتحدد مقاومة خرج الترانزستور (r_o) بميل منحنيات الخواص وتعطى بالعلاقة التالية:

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

• (I_C): تيار المجمع عند نقطة العمل.

يبين الشكل 8.5 الدارة المكافئة للترانزستور في منطقة التشبع.



الشكل 8.5: الدارة المكافئة للترانزستور في منطقة التشبع.

3. الانحياز في دارات المضخمات (BJT) BIASING IN BJT AMPLIFIER CIRCUITS

تُسمى إشارة الجهد الموصفة في الشكل 2.1 إشارة تماثلية (analog signal). يُستمد هذا الاسم من حقيقة أن هذه الإشارة تماثل الإشارة

4. الدارات المكافئة عند شروط الإشارات الصغيرة SMALL-SIGNAL EQUIVALENT-CIRCUIT MODELS

جزء كبير من هذا المقرر له صلة وثيقة بتصميم دارات المضخمات باستعمال الترانزستورات المتنوعة. تختلف هذه الدارات في تعقيدها، منها يبين الشكل 14.1 الاستجابة لطويلة كسب المضخم. يشير الشكل إلى أن الكسب ثابت تقريبا على نطاق ترددي واسع، يقع بين

5. المضخمات (BJT) المنفصلة DISCRETE-CIRCUIT BJT AMPLIFIERS

1.5.1 مضخم الباعث المشترك THE COMMON-EMITTER (CE) AMPLIFIER

يبين الشكل 11.1 (a) دارة مكافئة لمضخم جهد. تتكون هذه الدارة المكافئة من منبع جهد مُتحكم به بجهد (voltage-controlled).

2.5.2 مضخم القاعدة المشتركة THE COMMON-BASE (CB) AMPLIFIER

لتحقيق مواصفات مضخم معين، غالبا ما نحتاج إلى تصميم مضخم متعدد المراحل (مرحلتين أو أكثر). وعادة لا تكون المراحل متماثلة.

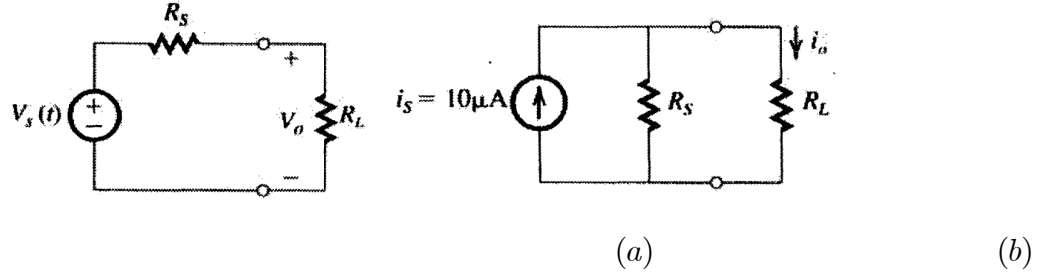
3.5.3 التابع الباعثي THE EMITTER FOLLOWER

لتحقيق مواصفات مضخم معين، غالبا ما نحتاج إلى تصميم مضخم متعدد المراحل (مرحلتين أو أكثر). وعادة لا تكون المراحل متماثلة.

لتحقيق مواصفات مضخم معين، غالبا ما نحتاج إلى تصميم مضخم متعدد المراحل (مرحلتين أو أكثر). وعادة لا تكون المراحل متماثلة.

المثال 1.5

لا مفر من وجود مقاومة خرج لمنبع الإشارة، وهو نقص يحد من قدرة المنبع على تقديم إشارة بكامل قوتها إلى الحمل. لتوضيح هذه النقطة.



الشكل 1.5: دارتا المثال 1.1.

الحل

في حالة دائرة ثيفينين المكافئة الشكل 1.5 (a) يمكن إيجاد جهد الخرج (v_o) على طرفي مقاومة الحمل (R_L) باستعمال قاعدة تجزيء الجهد (voltage divider):

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_s} v_s$$

6. ملخص SUMMARY

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة إما على شكل دائرة ثيفينين (منبع جهد (v_s) على التسلسل مع مقاومة المنبع (R_s))، وإما على شكل دائرة نورتن (منبع تيار (i_s) على التفرع مع مقاومة المنبع (R_s)). جهد ثيفينين (v_s) هو جهد الدارة المفتوحة عند طرفي المنبع، وتيار نورتن (i_s) هو تيار القصر لطرفي المنبع. حتى يكون التمثيلان متكافئين يجب أن يتساوى (v_s) و $(i_s R_s)$.
2. يمكن تمثيل الإشارة إما على شكل بياني تابع للزمن وإما على شكل مجموع توابع جيبيية. وهذا ما يعرف بتمثيل الطيف الترددي للإشارة.
3. تُعرّف الإشارة الجيبية بقيمتها العظمى (peak value) (أو بقيمتها الفعالة (rms) والتي هي القيمة العظمى مقسمة على $(\sqrt{2})$)، وبتردد الزاوي (ω) مقدراً بـ (rad/s) أو التردد (f) ووحدته (Hz)، $(\omega = 2\pi f)$ و $(f = \frac{1}{T})$ ، حيث (T) هو الدور ووحدته (s)، ويفرق صفحتها بالنسبة لزمان مرجعي.
4. يمكن أن يأخذ مطال الإشارة التماثلية أية قيمة. تُسمى الدارات الإلكترونية التي تعالج الإشارات التماثلية (analog signals) بالدارات التماثلية (analog circuits). يعطي أخذ العينات لمطال إشارة تماثلية، عند

لحظات زمنية متقطعة، وتمثيل كل عينة بعدد، إشارة رقمية (digital signal) مكافئة للإشارة التماثلية. تُعالج الإشارات الرقمية بالدارات الرقمية (digital circuits).

5. أبسط الإشارات الرقمية هي التي تستعمل نظام العد الثنائي. يأخذ الرقم الواحد في النظام الثنائي إحدى القيمتين (0 V) أو (+ 5 V) الموافقتين للمنطق (0) والمنطق (1) على التوالي.

6. يعطي المحول التماثلي/الرقمي (ADC) على خرجه عدداً ثنائياً، يمثل عينة إشارة تماثلية مطبقة على مدخله. ويمكن بعد ذلك معالجة الإشارة الرقمية الناتجة باستعمال الدارات الرقمية.

7. علاقة تابع التحويل لمضخم خطي، (VO) كتابع لـ (VS)، هي خط مستقيم ميله هو كسب الجهد للمضخم.

8. يزيد المضخم من استطاعة الإشارة على خرجه عن طريق جهود التغذية المستمرة المطبقة عليه.

9. يمكن التعبير عن كسب جهد المضخم بالنسبة $(A_v \left(\frac{V}{V} \right))$ ، أو بالديسيبل $(20 \log |A_v| \text{ (dB)})$. وبالمثل

يُعطى كسب التيار للمضخم بالنسبة $(A_i \left(\frac{A}{A} \right))$ ، أو بالديسيبل $(20 \log |A_i| \text{ (dB)})$. ويُعطى كسب الاستطاعة

بالنسبة $(A_p \left(\frac{W}{W} \right))$ ، أو بالديسيبل $(10 \log |A_p| \text{ (dB)})$.

10. الإشارة الجيبية هي الإشارة الوحيدة التي لا تتغير عند مرورها عبر دائرة خطية. تُستعمل الإشارات الجيبية لقياس الاستجابة الترددية للمضخمات.

11. يمكن تحديد تابع التحويل $(T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)})$ لمضخم جهد عن طريق تحليل الدارة. بوضع $(s = j\omega)$

نحصل على تابع التحويل $(T(j\omega))$ الذي تعطي طويلته $(|T(j\omega)|)$ الاستجابة المطالية، وتعطي زاوية طوره $(\phi(\omega))$ استجابة الطور للمضخم.

12. تُصنف المضخمات وفقاً لشكل الاستجابة الترددية لها $(|T(j\omega)|)$. يوجد مضخمات تمرير ترددات منخفضة (LP) أو مضخمات تمرير ترددات عالية (HP).

أسئلة ومسابئلة الفصل الخامس QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الخامس

اختر الإجابة الصحيحة

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة الكهربائية:

- (a) على شكل دائرة ثيفينين فقط (Thévenin form)
- (b) على شكل دائرة نورتون فقط (Norton form)
- (c) على شكل دائرة ثيفينين أو دائرة نورتون
- (d) على شكل منبع جهد مستمر (dc voltage source)
- (e) على شكل منبع تيار مستمر (dc current source)

2. يمكن توصيف الإشارة الجيبية:

- (a) بالقيمة العظمى لها فقط (Peak value)
- (b) بترددتها الزاوي فقط (ω) (Angular frequency)
- (c) بزاوية طورها فقط (Phase)
- (d) بكل ما ذكر في (a) و (b) و (c)

3. تُسمى الدارات التي تعالج الإشارات التماثلية:

- (a) دارات تماثلية (Analog circuits)
- (b) دارات متكاملة (Integrated circuits)
- (c) دارات منطقية (Logic circuits)
- (d) دارات كهربائية (Electric circuits)

4. تستعمل أبسط الإشارات الرقمية نظام العد:

- (a) العشري (Decimal)
- (b) الثنائي (Binary)
- (c) العشري المرمز ثنائياً (Binary Coded decimal)
- (d) الثماني (Octal)

5. يُعطي المحول التماثلي/الرقمي على خرجه مقابل العينة التماثلية على دخله:

- (a) عدداً عشرياً (Decimal)
- (b) عدداً ثنائياً (Binary)
- (c) إشارة تماثلية (Analog signal)
- (d) إشارة فيزيائية (Physical signal)

6. تابع التحويل لدارة خطية هو:

- (a) تابع من الدرجة الثانية (Second order function)
- (b) خط مستقيم (Straight line)
- (c) تابع أسي (Exponential function)
- (d) تابع لوغاريتمي (Logarithmic function)

7. يزيد المضخم من استطاعة إشارة الخرج عن طريق:

- (a) إشارة الدخل له (Input signal)
- (b) بنيته الذاتية كمضخم (Amplifier structure)
- (c) وحدة التغذية المستمرة التي تغذيه (Power Supply)
- (d) غير ما ذكر (Another cause)

8. الإشارة الوحيدة التي لا تتغير عند عبورها دارة خطية هي:

- (a) الإشارة الرقمية (Digital signal)
- (b) الإشارة التماثلية (Analogue signal)
- (c) الإشارة المربعة (Square signal)
- (d) الإشارة الجيبية (Sinusoidal signal)

9. يمكن أن نجد مضخمات

- (a) تمرر الترددات المنخفضة فقط (Low pass frequency)
- (b) تمرر الترددات العالية فقط (High pass frequency)
- (c) نطاق من الترددات (Pass band frequency)
- (d) كل ما ذكر (All mentiend above)

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الخامس
c	1
d	2
a	3
b	4
b	5
b	6
c	7
d	8
d	9

مسائل الفصل الخامس

1. لأي منبع إشارة جهد دائرة مفتوحة (v_{oc})، وتيار دائرة قصر (i_{sc}). احسب المقاومة الداخلية (R_s)، وتيار نورتون (i_s)، وجهد ثيفينين (v_s) في حالة المصادر التالية:

(a) ($v_{oc} = 10V, i_{sc} = 100\mu A$)

(b) ($v_{oc} = 0.1V, i_{sc} = 10\mu A$)

Ans. (a) $v_s = 10V, i_s = 100\mu A, R_s = 100k\Omega$

(b) $v_s = 0.1V, i_s = 10\mu A, R_s = 10k\Omega$

2. يعطي منبع جهد خاص على مخرجه جهداً مقداره ($30mV$) عند تحميله بمقاومة ($100k\Omega$). وعند تحميله بمقاومة ($10k\Omega$) يعطي على مخرجه جهداً مقداره ($10mV$). احسب جهد ثيفينين (v_s)، وتيار نورتون (i_s)، ومقاومة المنبع (R_s).

Ans. $R_s = 28.6k\Omega, v_s = 38.6mV, i_s = 1.35\mu A,$

3. بهدف التألف مع قيم التردد الزاوي (ω)، والتردد (f)، والدور (T)، يُطلب إكمال الجدول التالي:

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a		1×10^9	
b	1×10^9		
c			1×10^{-10}
d		60	
e	6.28×10^3		
f			1×10^{-6}

• (Case) : الحالة.

Ans.

(a) $\omega = 6.28 \times 10^9 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $T = 1 \times 10^{-9} \text{ s}$;
(b) $f = 1.59 \times 10^8 \text{ Hz}$, $T = 6.28 \times 10^{-9} \text{ s}$;
(c) $\omega = 6.28 \times 10^{10} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $f = 1 \times 10^{10} \text{ Hz}$;
(d) $\omega = 3.77 \times 10^2 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $T = 1.67 \times 10^{-2} \text{ s}$;
(e) $f = 1 \times 10^3 \text{ Hz}$, $T = 1 \times 10^{-3} \text{ s}$;
(f) $\omega = 6.28 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, $f = 1 \times 10^6 \text{ Hz}$;

4. أوجد مطال إشارة مربعة متناظرة، دورها (T)، تقدم الاستطاعة نفسها التي تقدمها إشارة جيبية مطالها الأعظمي (V)، ولها نفس التردد. هل ترتبط هذه النتيجة بتساوي التردد لكلا الإشارتين؟

Ans. $V_{sq} = \frac{V}{\sqrt{2}}$

• النتيجة مستقلة عن التردد.

5. كلمة رقمية ثنائية ممثلة على 4-bit ($b_3 b_2 b_1 b_0$) بصيغة تُسمى الإشارة/الطويلة (-signed magnitude)، تمثل الخانة ذات الوزن الأعلى (b_3) الإشارة، (0) يعني الطويلة موجبة، و (1) يعني الطويلة سالبة. اكتب القيم الممكن تمثيلها بهذه الصيغة. ما هو الشيء الغريب في تمثيل القيمة الصفرية؟ إذا كان كل تغير في قيمة (b_0) يوافق تغيراً في إشارة الدخل قيمته (0.5 V)، في حالة محول تمثيلي/رقمي (ADC) خاص. ما هو مجال القيم الكامل الممكن تمثيله لإشارة تماثلية؟ ما هي الكودات (الترميزات) الرقمية باعتماد التمثيل المذكور لقيم جهود الدخل التالية:

و(−2.8 V) و(+2.7 V) و(−3.0 V) و(+2.5 V)؟

Ans.

- كودان (ترميزان) للصفر (0000, 1000).
- مجال قيم الإشارة التماثلية ($\pm 3.5 \text{ V}$)
- الكودات (الترميزات) الرقمية للجهود:

Input	Steps	Code
+2.5 V	+5	0101
−3.0 V	−6	1110
+2.7	+5	0101
−2.8	−6	1110

- (Input) : قيمة المدخل
- (Steps) : الخطوات
- (Code) الترميز

6. لنفترض وجود محول تماثلي/رقمي N -bit (ADC)، يتغير دخله التماثلي بين القيمتين (0) و(V_{FS}).
(a) برهن أن الخانة ذات الوزن الأدنى (LSB) توافق تغيراً في الإشارة التمثيلية مقداره $(\frac{V_{FS}}{2^N - 1})$. وهذا

ما يمثل دقة تمييز المحول (resolution).

(b) أثبت أن خطأ التحويل الأعظمي (والمسمى خطأ التكميم (quantization error) هو نصف قيمة دقة التمييز أي $(\frac{V_{FS}}{2(2^N - 1)})$.

(c) بافتراض أن ($V_{FS} = 10 \text{ V}$)، كم خانة نلزمنا للحصول على دقة تمييز (5 mV) أو أفضل؟ ما هي دقة التمييز الفعلية التي نحصل عليها؟ وما هي قيمة خطأ التكميم الحاصلة؟

Ans. (c) $N = 11$, resolution = 4.9 mV, Quantization error = 2.4 mV

7. أجريت عدة قياسات على عدد من المضخمات ذات الأحمال، فكانت نتائج القياسات المدونة أدناه، علماً أن قيم الجهود هي القيم الفعالة لها. أوجد كسب الجهد (A_v)، وكسب التيار (A_i)، وكسب الاستطاعة (A_p)، كنسب وبالديسيبل.

- (a) $v_I = 100 \text{ mV}$, $i_I = 100 \mu\text{A}$, $v_O = 10 \text{ V}$, $R_L = 100 \Omega$
 (b) $v_I = 10 \mu\text{V}$, $i_I = 100 \text{ nA}$, $v_O = 2 \text{ V}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$
 (c) $v_I = 1 \text{ V}$, $i_I = 1 \text{ mA}$, $v_O = 10 \text{ V}$, $R_L = 10 \Omega$

$$(a) A_v = 100 \frac{V}{V}, \text{ or } 40 \text{ dB}, A_i = 1000 \frac{A}{A}, \text{ or } 60 \text{ dB},$$

$$A_p = 10^5 \frac{W}{W}, \text{ or } 50 \text{ dB},$$

$$(b) A_v = 2 \times 10^3 \frac{V}{V}, \text{ or } 106 \text{ dB}, \quad A_i = 2000 \frac{A}{A}, \text{ or } 66 \text{ dB},$$

Ans.

$$A_p = 4 \times 10^6 \frac{W}{W}, \text{ or } 66 \text{ dB},$$

$$(c) A_v = 10 \frac{V}{V}, \text{ or } 20 \text{ dB}, \quad A_i = 1000 \frac{A}{A}, \text{ or } 60 \text{ dB},$$

$$A_p = 10^4 \frac{W}{W}, \text{ or } 40 \text{ dB},$$

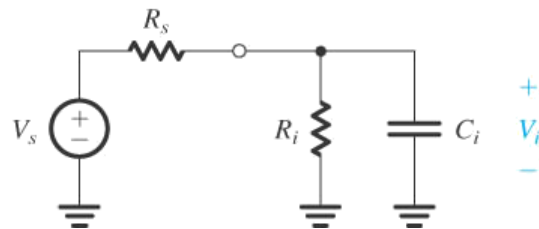
8. مضخم إشارات صغيرة ، كسب جهد الدارة المفتوحة له (open-circuit voltage gain) (40 dB) ، مقاومة دخله $(1 \text{ M}\Omega)$ input resistance ، ومقاومة خرجه (10Ω) output resistance ، يقود حملاً قيمته (100Ω) . ما هي قيمة كسب الجهد، وكسب الاستطاعة بالديسيبل عند وصل الحمل؟ إذا كانت القيمة العظمى لتيار الخرج محدودة بالقيمة (100 mA) ، ما هي أكبر قيمة فعالة لجهد الدخل، بحيث تبقى إشارة الخرج دون تشويه؟ ما هي استطاعة الخرج الموافقة؟

$$\text{Ans. } A_v = 90.9 \frac{V}{V}, \text{ or } 39.1 \text{ dB}, \quad A_p = 8.3 \times 10^7 \frac{W}{W}, \text{ or } 79.1 \text{ dB},$$

$$V_{i,ms} = 0.08 \text{ V}$$

$$P_O = 0.5 \text{ W}$$

9. يبين الشكل 17.1 منبع إشارة موصل إلى دخل مضخم. المقاومة (R_s) هي مقاومة المنبع، وعلى التوالي (R_i) هي مقاومة الدخل و (C_i) هو مكثف الدخل للمضخم. أوجد تابع التحويل للدارة $(\frac{V_I(s)}{V_O(s)})$ ، وبين أنه ممرر تردد منخفض (STC). أوجد تردد القطع له علماً أن $(R_s = 20 \text{ k}\Omega)$ و $(R_i = 80 \text{ k}\Omega)$ و $(C_i = 5 \text{ pF})$.



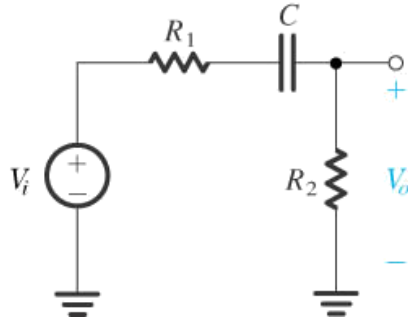
الشكل 17.1: دارة المسألة (9.1).

$$\text{Ans. } \frac{V_i}{V_s} = \frac{\frac{R_i}{(R_s + R_i)}}{1 + s C_i \left(\frac{R_i R_s}{R_s + R_i} \right)}, \quad K = \frac{R_i}{(R_s + R_i)}, \quad \omega_0 = \frac{R_s + R_i}{C_i R_i R_s}$$

$$\omega_0 = 12.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

10. يبين الشكل 18.1 دائرة مرشح. أوجد تابع التحويل للدائرة $(T(s) = \frac{V_I(s)}{V_O(s)})$ ، هل هذه الدائرة هي دائرة ممرر

تردد منخفض، أم دائرة ممرر تردد عالي؟ ماهي قيمة طويلة تابع التحويل عند الترددات العالية جداً $(s \rightarrow \infty)$ ؟ ما هي قيمة تردد القطع (ω_0) ، علماً أن $(R_1 = 10 \text{ k}\Omega)$ و $(R_2 = 40 \text{ k}\Omega)$ و $(C = 0.1 \mu\text{F})$ ؟ أوجد قيمة تردد القطع (f_0) . ماهي قيمة طويلة تابع التحويل عند تردد القطع $(|T(j\omega_0)|)$ ؟



الشكل 17.1 : دائرة المسألة (9.1).

$$\frac{V_i}{V_s} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{C(R_1 + R_2)}} \right), \quad K = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}, \quad \omega_0 = \frac{1}{C(R_1 + R_2)}$$

$$\text{Ans. } s \rightarrow 0 \Rightarrow T(s) = 0, \quad s \rightarrow \infty \Rightarrow T(s) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$f_0 = 31.8 \text{ Hz}, \quad |T(j\omega_0)| = 0.57 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل الخامس: الترانزستور BJT
أستاذ المادة:
المدة: ساعة واحدة
العلامة: 10

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

السؤال الأول: اختر الإجابة الصحيحة (4 علامات)

1. يمكن تمثيل منبع الإشارة الكهربائية:
 - (a) على شكل دائرة ثيفينين فقط (Thévenin form)
 - (b) على شكل دائرة نورتون فقط (Norton form)
 - (c) على شكل دائرة ثيفينين أو دائرة نورتون
 - (d) على شكل منبع جهد مستمر (dc voltage source)
 - (e) على شكل منبع تيار مستمر (dc current source)
2. تُسمى الدارات التي تعالج الإشارات التماثلية:
 - (a) دارات تماثلية (Analog circuits)
 - (b) دارات متكاملة (Integrated circuits)
 - (c) دارات منطقية (Logic circuits)
 - (d) دارات كهربائية (Electric circuits)
3. يُعطي المحول التماثلي/الرقمي على خرجه مقابل العينة التماثلية على دخله:
 - (a) عدداً عشرياً (Decimal)
 - (b) عدداً ثنائياً (Binary)
 - (c) إشارة تماثلية (Analog signal)
 - (d) إشارة فيزيائية (Physical signal)

4. تابع التحويل لدارة خطية هو :

(a) تابع من الدرجة الثانية (Second order function)

(b) خط مستقيم (Straight line)

(c) تابع أسي (Exponential function)

(d) تابع لوغاريتمي (Logarithmic function)

السؤال الثاني: حل المسألة التالية (6 علامات)

بهدف التآلف مع قيم التردد الزاوي (ω)، والتردد (f)، والدور (T)، يُطلب إكمال الجدول التالي:

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a		1×10^9	
b	1×10^9		
c			1×10^{-10}

• (Case) : الحالة.

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل الخامس

الجواب الأول: (4 علامات)

1.1 (c), 1.2 (a), 1.3 (b), 1.4 (b)

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
الإشارات Signals	c	1
الإشارات Signals	a	2
الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية Analog and Digital Signals	b	3
الدوائر المكافئة للمضخمات Circuit Models for Amplifiers	b	4

الجواب الثاني: (6 علامات)

Case	ω (rad/s)	f (Hz)	T (s)
a	6.28×10^9	1×10^9	1×10^{-9}
b	1×10^9	1.59×10^8	6.28×10^{-9}
c	6.28×10^{10}	1×10^{10}	1×10^{-10}

التغذية الراجعة للسؤال الثاني

مراجعة طيف ترددات الإشارات Frequency Spectrum of Signals

علامة النجاح بالمذاكرة هي: 6/10

نهاية الفصل الخامس

الفصل السادس

مضخمات التغذية الراجعة

كلمات مفتاحية KEYWORDS

البنية العامة للتغذية الراجعة The General Feedback Structure، مزايا التغذية الراجعة Properties of Negative Feedback، التشكيلات الأربع للتغذية الراجعة The Four Basic Feedback Topologies.

المُلخَص ABSTRACT

يهدف الفصل السادس إلى دراسة مضخمات التغذية الراجعة (Feedback amplifiers) ومزاياها. يوجد نوعان من دارات التغذية الراجعة: التغذية الراجعة السالبة (Negative feedback)، والتغذية الراجعة الموجبة (Negative feedback).

تستعمل التغذية الراجعة السالبة في تصميم دارات المضخمات لتحقيق واحد أو أكثر من الخصائص التالية:

1. استقرار الكسب: أي جعل قيمة الكسب أقل حساسية لتغيرات قيم مكونات الدارة، نتيجة التغير في درجات الحرارة مثلاً.

2. الحد من التشويه اللاخطي: أي جعل الخرج متناسب مع الدخل (وبعبارة أخرى، جعل الكسب ثابت، بغض النظر عن مستوى إشارة الدخل).

3. الحد من تأثير الضجيج: تقليل أثر الضجيج في الخرج الناتج عن الإشارات الكهربائية الغير المرغوب فيها، والمولدة إما من قبل عناصر الدارة نفسها، أو عن طريق التداخل الخارجي.

4. التحكم في مقاومات الدخل والخرج: التحكم في كسب أو نقصان قيم مقاومات الدخل والخرج عن طريق اختيار دارة التغذية الراجعة المناسبة.

5. توسيع عرض المجال الترددي للمضخم.

يجري الحصول على كل الخصائص المرغوبة لمضخم التغذية الراجعة والمذكورة أعلاه على حساب تخفيض قيمة الكسب. يعرف معامل تخفيض الكسب بكمية التغذية الراجعة (Amount of feedback)، هو المعامل الذي به يجري تحقيق استقرار الدارة، وبه يجري زيادة مقاومة الدخل لمضخم الجهد، وبه يجري توسيع عرض المجال الترددي، وهلم جرا. وباختصار، فإن الفكرة الأساسية للتغذية الراجعة السالبة هي المقايضة بين كسب الجهد وبقيّة الخصائص الأخرى المرغوبة.

يخصص هذا الفصل لدراسة مضخمات التغذية الراجعة السالبة: تحليلها وخصائصها.

عند شروط معينة، يمكن أن تتحول التغذية الراجعة السالبة إلى تغذية راجعة موجبة، من شأنها أن تسبب في اهتزاز المضخم، وهذا شيء غير مرغوب فيه على الإطلاق. مع ذلك نجد تطبيقات مفيدة في حالة السيطرة التامة على مضخمات التغذية الراجعة الموجبة مثل تصميم المهتزات وتصميم المرشحات الفعالة كما سنرى في فصول تالية.

مر معنا في الفصول السابقة أحد الأمثلة المهمة لمضخمات التغذية الراجعة السالبة وهي استعمال مقاومة الباعث (RE) في المضخم الترانزستوري (الباعث المشترك)، ووجدنا أن هذا النوع من المضخمات يحقق استقراراً في نقطة العمل وزيادة في قيمة مقاومة الدخل، وتوسيعاً لعرض المجال الترددي.

أخيراً، توفر لنا دراسة التغذية الراجعة السالبة أداة مهمة لتحليل وتصميم الدارات الإلكترونية.

مخرجات الفصل السادس ILO6

فهم البنية العامة لمضخم التغذية الراجعة، والمبدأ الرئيس الذي يوضح عمله. مزايا التغذية الراجعة السالبة مالها وما عليها. تشكيلات مضخمات التغذية الراجعة السالبة: مضخم الجهد، مضخم التيار، مضخم نقل التوصيلية، مضخم نقل المقاومة.

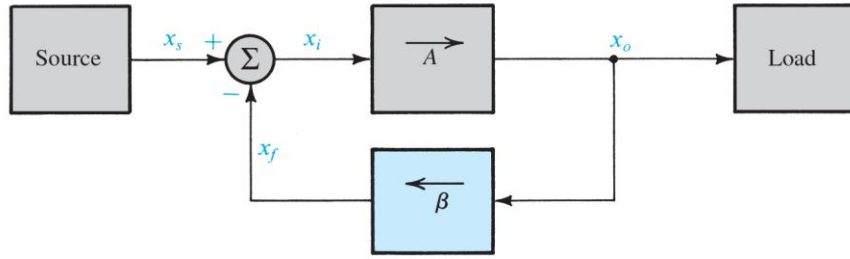
الأهداف التعليمية للفصل السادس ILO6

يهدف هذا الفصل إلى دراسة البنية العامة لمضخم التغذية الراجعة، والمبدأ الرئيس الذي يوضح عمله. ومعرفة مزايا التغذية الراجعة السالبة. ودراسة تشكيلات مضخمات التغذية الراجعة السالبة.

1. البنية العامة للتغذية الراجعة THE GENERAL FEEDBACK STRUCTURE

يبين الشكل 1.6 البنية الأساسية لمضخم تغذية راجعة، وهو عبارة عن مخطط صندوقي لتدفق الإشارات. تمثل كل واحدة من المقادير (x) إشارة جهد أو تيار. يرمز لكسب مضخم الحلقة المفتوحة (Open-loop amplifier gain)، أو لكسب المضخم الرئيسي بالرمز (A)، ويرتبط خرج (x_o) بدخله (x_i) بالعلاقة:

$$x_o = A x_i$$



الشكل 1.6: البنية الأساسية لمضخم التغذية الراجعة.

تغذي إشارة الخرج (x_o) كلاً من الحمل (Load) ودارة التغذية الراجعة [Feedback network (β)]. وتنتج دارة التغذية الراجعة عينة من الخرج، تسمى إشارة التغذية الراجعة (x_f)، وترتبط هذه العينة بإشارة الخرج (x_o) بمعامل التغذية الراجعة (Feedback factor)، ويرمز له بالرمز (β)، بالعلاقة التالية:

$$x_f = \beta x_o$$

يتم طرح إشارة التغذية الراجعة (x_f) من إشارة المنبع (x_s)، التي هي إشارة دخل مضخم التغذية الراجعة، للحصول على إشارة دخل المضخم الرئيسي (x_i).

$$x_i = x_s - x_f$$

نلاحظ هنا أن عملية الطرح هي التي تؤدي إلى تغذية راجعة سالبة. أي أن التغذية الراجعة السالبة تقلل من الإشارة التي تظهر عند مدخل المضخم الرئيسي. ينبغي أن لا تؤدي مكونات مضخم التغذية الراجعة والتي هي المنبع والحمل ودارة التغذية الراجعة إلى تحميل المضخم الرئيسي. أي أن كسب المضخم الرئيسي (A) لا يتعلق بأي من المكونات الثلاث. يقتضي ذلك أن إشارة الدخل تنتقل عبر دارة المضخم الرئيسي فقط، بينما تنتقل إشارة التغذية الراجعة عبر دارة التغذية الراجعة فقط. يعطى كسب مضخم التغذية الراجعة (A_f) بالعلاقة التالية:

$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

يسمى المقدار $(A\beta)$ كسب الحلقة (Loop gain)، ويكون موجباً في حالة التغذية الراجعة السالبة. كما ينبغي أن تكون إشارة التغذية الراجعة (x_f) لها نفس إشارة المنبع (x_s) ، مما يعطي إشارة فرق (x_i) صغيرة القيمة. تشير المعادلة أعلاه إلى أن المقدار الموجب $(A\beta)$ يعطي كسباً لمضخم التغذية الراجعة (A_f) أصغر من كسب الحلقة المفتوحة (A) بمعامل يساوي إلى $(1+A\beta)$ ، والذي يسمى كمية التغذية الراجعة (Amount of feedback).

إذا كان كسب الحلقة $(A\beta)$ أكبر بكثير من الواحد $(A\beta \gg 1)$ ، كما هو الحال في العديد من الدارات، يعطى عندها كسب الحلقة المغلقة (A_f) بالعلاقة أدناه،

$$A_f \approx \frac{1}{\beta}$$

وهذه نتيجة مثيرة جداً للاهتمام: إذ يجري تحديد كسب مضخم التغذية الراجعة بالكامل تقريباً من خلال دارة التغذية الراجعة. بما أننا يمكن أن نختار عناصر التغذية الراجعة بدقة كافية، والتي تكون غالباً عناصر غير فعالة (Passive components)، فإن ذلك يسمح لنا في الحصول على قيمة دقيقة ومنتوقعة لكسب الحلقة المغلقة، مع استقرار مؤكد له. وبعبارة أخرى، فإن قيمة الكسب الكلية للمضخم بوجود تغذية راجعة سالبة تعتمد اعتماداً ضئيلاً جداً على كسب المضخم الرئيسي (A) ، وهذه خاصية مرغوب فيها لأن الكسب عادة ما يكون تابعاً للعديد من المحددات الصناعية والتطبيقية. تعطى إشارة التغذية الراجعة بالعلاقة المبينة أدناه.

$$x_f = \frac{A\beta}{1+A\beta} x_s$$

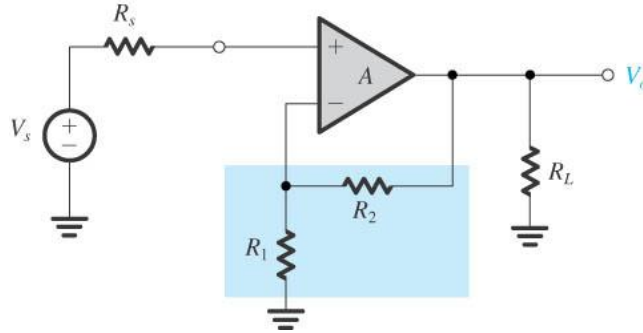
عندما يكون $(A\beta \gg 1)$ ، فإن $(x_f \approx x_s)$ ، مما يؤدي إلى تخفيض قيمة جهد دخل المضخم الرئيسي (x_i) إلى الصفر. أي تصبح إشارة التغذية الراجعة (x_f) نسخة عن إشارة الدخل (x_s) عندما يكون كسب الحلقة كبيراً جداً. يسمى الفرق بين إشارة المنبع (x_s) وإشارة التغذية الراجعة (x_f) إشارة الخطأ (Error signal). وتسمى الدارة عند الدخل التي تقوم بعملية طرح دارة الفرق (Input differencing circuit) أو دارة المقارنة (Comparison circuit)، وتعرف أيضاً بدارة المازج (Mixer). تعطى إشارة دخل المضخم الرئيسي (x_i) بالعلاقة التالية:

$$x_i = \frac{1}{1+A\beta} x_s$$

يمكننا من خلال العلاقة أعلاه التحقق من أنه في حالة $(A\beta \gg 1)$ ، تكون إشارة دخل المضخم الرئيسي (x_i) صغيرة جداً. لنلاحظ أن التغذية الراجعة السالبة تؤدي إلى تخفيض الجهد الذي يظهر على مدخل المضخم الرئيسي بمقدار كمية التغذية الراجعة $(A\beta + 1)$. وأن كسب مضخم التغذية الراجعة ينخفض بنفس مقدار كمية التغذية الراجعة أيضاً.

المثال 1.6

يستعمل مضخم العمليات الغير العاكس، والمبين في الشكل 2.6 لتحقيق مضخم تغذية راجعة سالبة.



الشكل 2.6: دائرة المثال 1.6.

- (a) لنفترض أن مقاومة دخل مضخم العمليات لانهائية، وأن مقاومة خرجه صفر. أوجد العلاقة التي تعطي معامل التغذية الراجعة (β).
- (b) أوجد الشرط الذي يجعل معامل كسب المضخم بوجود التغذية الراجعة (A_f) يتحدد كاملاً من معامل التغذية الراجعة (β).
- (c) إذا كان معامل كسب الحلقة المفتوحة ($A = 10^4 \frac{V}{V}$)، أوجد نسبة المقاومتين ($\frac{R_2}{R_1}$) لنحصل على معامل كسب مضخم التغذية الخلفية ($A_f = 10 \frac{V}{V}$).
- (d) ما هي قيمة كمية التغذية الراجعة ($1 + A\beta$) مقدرة بالديسبل؟
- (e) إذا كان جهد المنبع ($V_s = 1V$)، أوجد قيمة جهد الخرج (V_o)، وجهد التغذية الراجعة (V_f)، وجهد دخل المضخم الرئيسي (V_i).
- (f) إذا انخفضت قيمة كسب الحلقة المفتوحة بنسبة (20%)، ما هي نسبة انخفاض كسب المضخم بوجود التغذية الراجعة (A_f)؟

الحل

- (a) كي نكون قادرين على رؤية التوافق المباشر بوضوح أكبر بين دائرة الشكل 2.6 والمخطط الصندوقي في الشكل 1.6، نستبدل الدارة المكافئة بمضخم العمليات كما هو مبين في الشكل 3.6. بما أننا افترضنا أن مقاومة دخل مضخم العمليات لانهائية، ومقاومة خرجه صفرًا، فإن دارته المكافئة هي ببساطة منبع جهد متحم به بجهد، وكسبه (A). ونجد أن دائرة التغذية الراجعة هي دائرة مجزأ الجهد (R_2, R_1)، الموصلة مباشرة إلى الخرج، وهي تعطي جهد التغذية الراجعة (V_f) إلى دائرة الدخل. ومن المهم في هذه المرحلة أن نلاحظ أن مقاومة خرج مضخم العمليات التي تساوي صفرًا تجعل جهد الخرج (V_o) مطابقاً بأن معاً على كل من مقاومة الحمل (R_L)، ومقاومتي دائرة التغذية الراجعة (R_2, R_1). وهذا هو ما

نقصده أن كلاً من مقاومة الحمل ودارة التغذية الراجعة لا تؤدي إلى تحميل دارة المضخم الرئيسي. الآن نستطيع بسهولة تحديد معامل كسب دارة التغذية الراجعة (β).

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

دعونا نتفحص كيف يتم طرح جهد التغذية الراجعة (V_f) من جهد المنبع (V_s) عند جهة الدخل. يجري الطرح بفعل مدخل مضخم العمليات الطارح للإشارات على مدخله. بما أن مقاومة دخل مضخم العمليات لانهاية، فإنه لا يمر أي تيار في مقاومة المنبع (R_s). وبالتالي ليس لقيمة مقاومة المنبع (R_s) أي تأثير على جهد الدخل (V_i)، أو لا يحمل منبع الإشارة مضخم العمليات. وبالمثل، بما أن تيارات دخل المضخم معدومة، فإن جهد التغذية الراجعة (V_f) يعتمد فقط على نسبة المقاومتين ($\frac{R_1}{R_2}$)، وليس على قيمتهما المطلقتين.

(b) يعطى كسب الحلقة المغلقة (A_f) بالعلاقة التالية:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

لنجعل كسب الحلقة المغلقة (A_f) مستقلاً عن كسب المضخم الرئيسي (A)، ينبغي أن يكون كسب الحلقة ($A\beta$) أكبر بكثير من (1)

$$A\beta \gg 1$$

$$A \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \gg 1$$

$$A_f \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

يعني هذا الشرط أن:

$$A \gg A_f$$

(c) في حالة ($A = 10^4 \frac{V}{V}$) و ($A_f = 10 \frac{V}{V}$)، نجد أن ($A \gg A_f$)، بالتالي يمكن أن نختار قيم (R_1) و (R_2) لنحصل على

$$\beta = \frac{1}{A_f} = 0.1$$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A_f = 10 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 9$$

يمكن الحصول على قيمة أكثر دقة لنسبة المقاومتين $\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta}$$

$$10 = \frac{10^4}{1+10^4\beta} \Rightarrow \beta = 0.0999 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 9.01$$

(d) كمية التغذية الخلفية

$$1+A\beta = \frac{A}{A_f} = \frac{10^4}{10} = 1000$$

$$20 \log(1000) = 60 \text{ dB}$$

(e) في حالة $(V_s = 1V)$

$$V_o = A_f V_s = 10(1V) = 10V$$

$$V_f = \beta V_o = 0.0999 \times 10 = 0.999V$$

$$V_i = \frac{V_o}{A} = \frac{10}{10^4} = 0.001V$$

لو استعملنا القيمة التقريبية لمعامل التغذية الراجعة (β) ، لحصلنا على $V_s - V_f = V_i = 0V$

(f) لو تناقص كسب المضخم الرئيسي (20%)، أصبحت قيمته

$$\left\{ \begin{array}{l} 10^4 \leftrightarrow 100\% \\ A \leftrightarrow 80\% \end{array} \right\} \Rightarrow A = \frac{80\% \times 10^4}{100\%} = 0.8 \times 10^4 V$$

وتصبح قيمة كسب الحلقة المغلقة

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{0.8 \times 10^4}{1+0.8 \times 10^4 \times 0.0999} = 9.9975 \frac{V}{V}$$

مما يعني تناقصاً مقداره (0.025%)، وهو أقل من تناقص كسب المضخم الرئيسي بالمقدار $(1+A\beta)$.

2. بعض مزايا التغذية الراجعة SOME PROPERTIES OF NEGATIVE FEEDBACK

سنستعرض أهم مزايا التغذية الراجعة السالبة.

1.2 استقرار الكسب GAIN DESENSITIVITY

وجدنا في المثال 1.6 أن تغييراً في قيمة كسب المضخم الرئيسي مقداره (20%)، ينتج عنه تغييراً في قيمة كسب الحلقة المغلقة مقداره (0.025%). يمكن برهان هذا الاستقرار في كسب الحلقة المغلقة تحليلياً كما يلي: بفرض أن معامل التغذية الراجعة (β) ثابت، وباشتقاق كسب الحلقة المغلقة (A_f) كنابع إلى كسب المضخم الرئيسي (A) نحصل على

$$dA_f = \frac{dA}{(1 + \beta A)^2}$$

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1 + \beta A)} \frac{dA}{A}$$

مما يعني أن التغير النسبي في كسب الحلقة المغلقة (A_f)، والناتج عن تغيرات بعض محددات الدارة، أقل من التغير النسبي في كسب المضخم الرئيسي (A) بمعامل يساوي إلى كمية التغذية الراجعة ($(1 + \beta A)$)، لذلك يسمى هذا المقدار أيضاً بمعامل استقرار مضخم التغذية الراجعة.

2.2 توسيع مجال التمرير BANDWIDTH EXTENSION

لنفترض مضخماً، تابع استجابته للترددات العالية موصف بقطب وحيد. يعطى كسبه عند الترددات المتوسطة والعالية بالعلاقة التالية:

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$$

- (A_M): الكسب عند الترددات المتوسطة
- (ω_H): تردد القطع الزاوي العلوي
- (s): متحول لابلاس

وبتطبيق تغذية راجعة سالبة بمعامل تغذية راجعة مستقل عن التردد الزاوي (ω_H)، يصبح معامل كسب المضخم بوجود التغذية الراجعة كما هو معطى في العلاقة التالية:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta A(s)} \Rightarrow A_f(s) = \frac{\frac{A_M}{1 + A_M \beta}}{1 + \frac{s}{\omega_H (1 + A_M \beta)}}$$

بالتالي سيكون لمضخم التغذية الراجعة كسب ترددات متوسطة $(\frac{A_M}{1+A_M\beta})$ ، وتردد قطع زاوي علوي

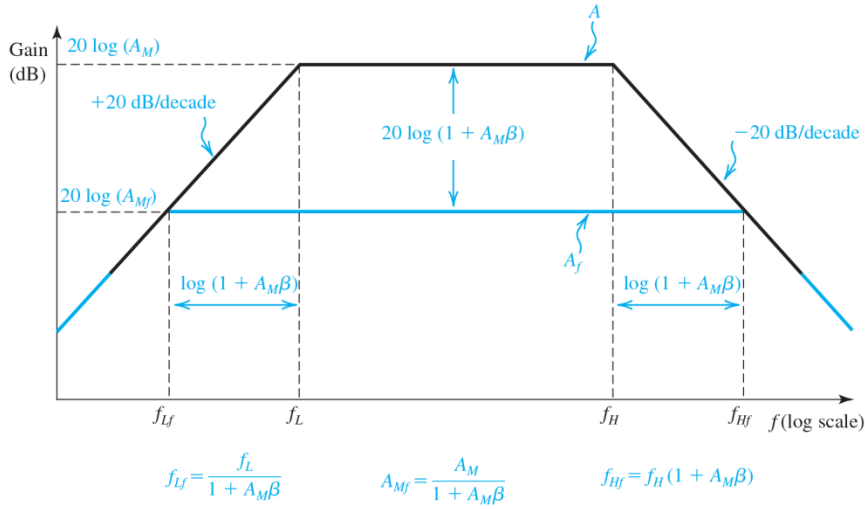
$(\omega_H (1+A_M\beta))$. نجد أن عرض المجال الترددي اتسع بمقدار كمية التغذية الراجعة. ويمكننا بشكل مماثل

إثبات أن تردد القطع الزاوي السفلي لمضخم الحلقة المفتوحة (ω_L) ينقص بمقدار كمية التغذية الراجعة، أي:

$$\cdot (\frac{\omega_L}{(1+A_M\beta)})$$

نلاحظ أن عرض المجال الترددي للمضخم يتسع بنفس مقدار نقصان كسب مجال الترددات المتوسطة، مع

ملاحظة أن جداء الكسب-عرض المجال ثابت. يوضح مخطط بود المبين في الشكل 3.6 هذه النقطة.



الشكل 3.6: مخطط بود للكسب كتابع للتردد لمضخم الحلقة المفتوحة وتلك المغلقة.

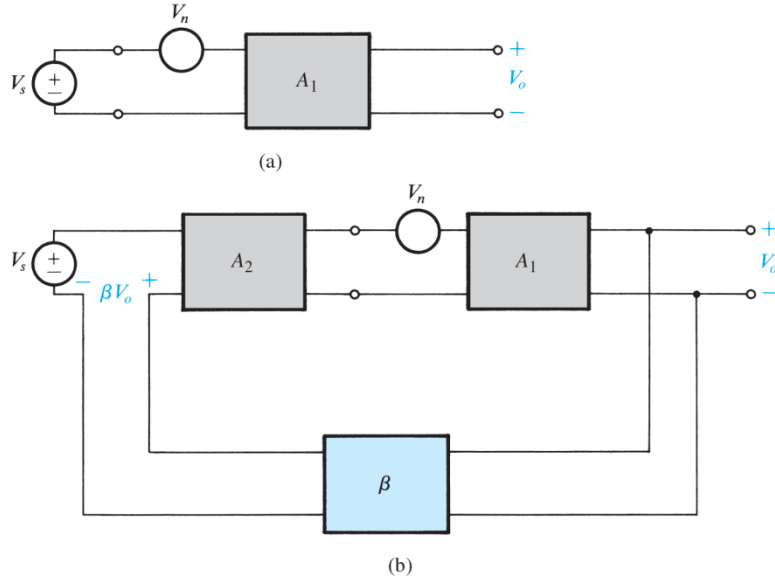
وأخيراً، نلاحظ أن مضخم التغذية الراجعة السالبة يوسع عرض المجال الترددي للمضخم على حساب نقصان كسبه.

3.2 الحد من التداخل INTERFERENCE REDUCTION

يمكن استعمال التغذية الراجعة السالبة للحد من التداخل في المضخمات. وبدقة أكثر، يمكن الحصول على نسبة إشارة إلى التداخل في حالة المضخم بوجود تغذية راجعة أكبر منها في حالة المضخم بدون تغذية راجعة. لكن، وكما سنبين الآن، أن عملية الحد من التداخل تحتاج إلى شروط معينة. لنفترض الدارة المبينة في الشكل 4.6. يبين الشكل 4.6 (a) مضخماً كسبه (A_1) ، وإشارة دخله (V_s) ، وجهد التداخل (V_n) . نفترض، لسبب ما، أن جهد التداخل (V_n) يقع على مدخل المضخم. تكون نسبة الإشارة إلى التداخل لهذا المضخم:

$$\frac{S}{I} = \frac{V_s}{V_n}$$

نفترض في دارة الشكل 4.6 (b) وجود مرحلة تضخيم أخرى كسبها (A_2) ، وخالية من التداخل.



الشكل 4.6: تطبيق التغذية الراجعة السالبة على مضخم متعاقب لتحسين نسبة الإشارة إلى التداخل.

إذا كان هذا هو الحال، فإننا نضيف المضخم الخالي من التداخل (A_2) إلى المضخم الأصلي (A_1) ، ونضيف دارة التغذية الراجعة السالبة إلى المضخم المركب من المضخمين المتعاقبين لنحافظ على كسب كلي ثابت. يعطى خرج المضخم الكلي وباستعمال نظرية التراكب بالعلاقة المبينة أدناه.

$$V_o = V_s \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 A_2 \beta} + V_n \frac{A_1}{1 + A_1 A_2 \beta}$$

تصبح نسبة الإشارة إلى التداخل لهذا المضخم عند المخرج كما يلي:

$$\frac{S}{I} = \frac{V_s}{V_n} A_2$$

وهذه النسبة أكبر بـ (A_2) مرة مما كانت عليه في الأصل. نؤكد مرة أخرى أن تحسين نسبة الإشارة إلى التداخل عن طريق تطبيق تغذية راجعة يكون ممكناً فقط عندما نتمكن من إدخال مرحلة تضخيم خالية من التداخل قبل مرحلة التضخيم المعرضة للتداخل.

يمكن أن تكون مرحلة الخرج لمضخم استطاعة إشارة صوتية أفضل مثال على الفكرة السابقة. إذ تعاني هذه المرحلة عادة من المشكلة المعروفة باسم الهمهمة الناتجة عن وحدة التغذية (Power-supply hum). تنشأ هذه المشكلة من وجود تيارات كبيرة تستجرها مرحلة تضخيم الاستطاعة من وحدة التغذية التي يصعب توفيرها بوجود ترشيح كاف وغير مكلف.

يطلب من مرحلة خرج الاستطاعة تزويدنا بكسب استطاعة كبير، مع كسب جهد منخفض. لذا يجوز لنا إضافة مرحلة تضخيم لإشارة صغيرة تسبق مرحلة تضخيم الاستطاعة وتعطي كسب جهد كبير، ثم تطبيق كمية تغذية راجعة سالبة كبيرة القيمة، وبالتالي إعادة كسب الجهد إلى قيمته الأصلية. بما أن مضخم الإشارات الصغيرة يمكن تغذيته من آخر أقل سحباً للتيار من وحدة التغذية، مما يعني تجاوز مشكلة الهمهمة. وبعد ذلك يجري تخفيض الهمهمة عند الخرج بمقدار تخفيض كسب الجهد لمرحلة ما قبل تضخيم الاستطاعة والمعروف باسم المضخم الأولي (Preamplifier).

4.2 الحد من التشويه اللاخطي REDUCTION IN NONLINEAR DISTORTION

يبين المنحني (a) في الشكل 5.6 تابع تحويل مضخم أي تابع نسبة جهد الخرج (v_o) إلى جهد الدخل (v_i) . تابع التحويل هو مجموع قطع مستقيمة خطية (Piecewise linear)، بكسب جهد يتغير من (1000) إلى (100). ينتج عن تابع التحويل اللاخطي توليد مقدار كبير من التشويه اللاخطي. يمكن جعل خواص تابع التحويل اللاخطي أكثر خطية (Linearized) من خلال تطبيق التغذية الراجعة السالبة. لقد وجدنا أن التغذية الراجعة السالبة تقلل من علاقة كسب الحلقة المغلقة بكسب الحلقة المفتوحة للمضخم الرئيسي. وهكذا فإن التغيرات الكبيرة في كسب الحلقة المفتوحة (100 - 1000) في هذه الحالة تؤدي إلى تغيرات مماثلة أصغر بكثير في كسب الحلقة المغلقة.

ولتوضيح ذلك، نطبق تغذية راجعة سالبة مع معامل تغذية راجعة $(\beta = 0.01)$ على المضخم المعطى خواص تابع تحويله للحلقة المفتوحة والمبين في الشكل 5.6. فنحصل على خواص تحويل مضخم الحلقة المغلقة، أي نسبة جهد الخرج (v_o) كنسبة إلى جهد المنبع (v_s) وهو التابع الذي يمثله المنحني (b) المبين في نفس الشكل، يعطى هنا الميل الأكبر، الذي يمثله كسب الحلقة المغلقة في المعادلة التالية:

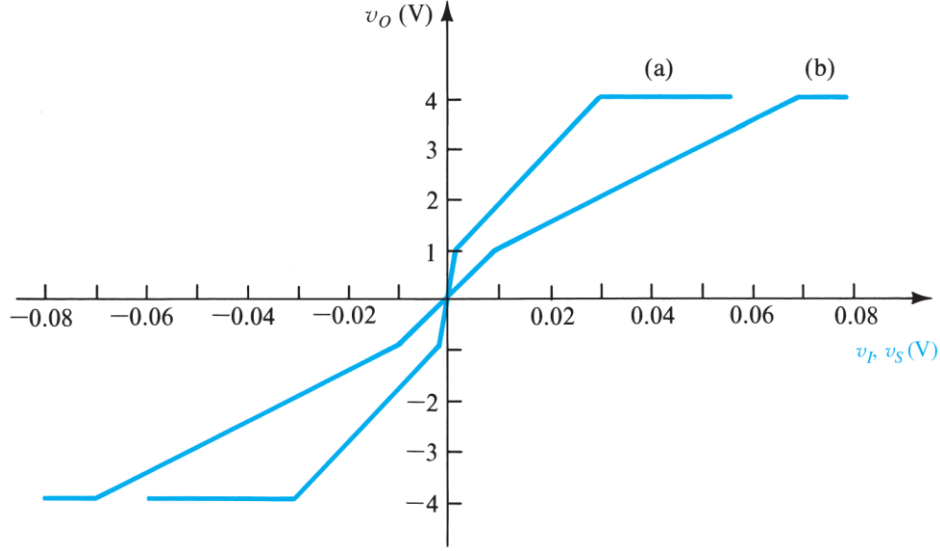
$$A_{f1} = \frac{1000}{1+1000 \times 0.01} = 90.9$$

ويعطى ميل القطعة المستقيمة التالية في المعادلة المبينة أدناه:

$$A_{f2} = \frac{100}{1+100 \times 0.01} = 50$$

وبالتالي فإن مقدار تغيير ميل الكسب قد انخفض إلى حد كبير، على حساب انخفاض قيمة كسب الجهد. إذا كان لابد من استعادة قيمة الكسب الكلي ينبغي أن نضيف مضخماً أولياً لا يبدي تشوهاً لاخطياً كبيراً، مما يسمح لنا بالتعامل معه على أنه مضخم إشارات صغيرة.

أخيراً، تجدر الإشارة إلى أن التغذية الراجعة السالبة لا يمكن أن تمنع تشبع المضخم. بما أن الكسب يكون صغيراً جداً عند التشبع (تقريباً صفر)، فإن مقدار كمية التغذية الراجعة تكون واحداً تقريباً.



الشكل 5.6: تطبيق التغذية الراجعة السالبة لتخفيض التشوه اللاخطي. يمثل المنحني (a) تابع تحويل المضخم بدون تغذية راجعة، ويمثل المنحني (b) تابع تحويل المضخم بوجود تغذية راجعة سالبة.

3. التشكيلات الأربعة للتغذية الراجعة THE FOUR BASIC FEEDBACK TOPOLOGIES

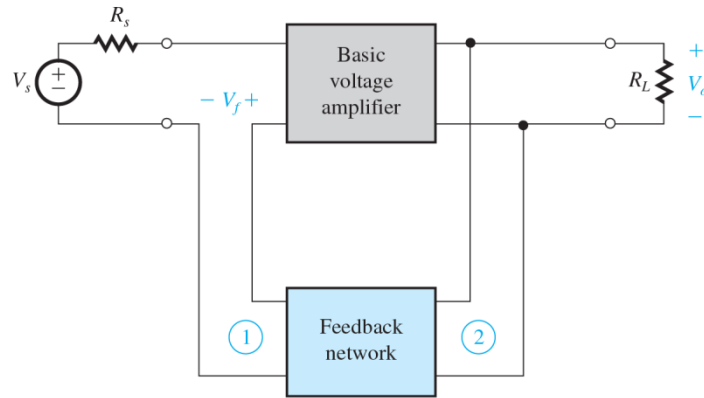
يمكن أن تصنف مضخمات التغذية الراجعة إلى أربع فئات على أساس الكمية المراد تضخيمها جهداً كان أم تياراً.

1.3.1 مضخمات الجهد VOLTAGE AMPLIFIERS

تهدف مضخمات الجهد إلى تضخيم جهد الدخل. مضخم الجهد هو في الأساس منبع جهد متحكم به بجهد. له مقاومة دخل كبيرة ، ومقاومة خرج صغيرة.

بما أن منبع الإشارة المراد تضخيمها هو في الأساس منبع جهد، فمن المناسب تمثيله بدارة ثيفينين المكافئة. يكون متحول الخرج في مضخم الجهد جهداً. ويترتب على ذلك أن تأخذ دارة التغذية الراجعة عينة من جهد الخرج، كما هو الحال عندما يقيس مقياس الجهد جهداً. أيضاً بسبب دارة ثيفينين المكافئة ينبغي أن تكون إشارة التغذية الراجعة (x_f) جهداً يطبق على التسلسل مع منبع جهد الإشارة على دخل دارة المضخم.

يسمى مضخم الجهد، المبين في الشكل 6.6، مضخم مزج الجهد وأخذ عينة الجهد (Voltage-mixing,) (voltage-sampling). تسمى دارة التغذية الراجعة دارة التغذية الراجعة التسلسلية - التفرعية (Series-shunt feedback) بسبب الوصل التسلسلي (Series) في الدخل والوصل التفرعي (Parallel) أو الوصل على التوازي (Shunt) في الخرج. هذا النموذج من التغذية الراجعة لا يحقق استقراراً في كسب الجهد فقط ولكنه يحقق أيضاً زيادة في مقاومة الدخل (نتيجة الوصل التسلسلي في الدخل) ونقصاناً في مقاومة الخرج (نتيجة الوصل التفرعي في الخرج)، والتي هي خصائص مرغوبة لمضخمات الجهد.



الشكل 6.6: مخطط صندوقي لمضخم جهد بتغذية راجعة، تشكيلة تسلسلي-تفرعي.

تنتج الزيادة في مقاومة الدخل بسبب طرح جهد التغذية الراجعة (V_f) من جهد إشارة المنبع (V_s)، مما يعطي جهداً صغيراً (V_i) على دخل المضخم الرئيسي. يؤدي نقصان قيمة جهد دخل المضخم (V_i)، إلى نقصان تيار دخل المضخم، وبالتالي زيادة قيمة المقاومة المنظورة من منبع الجهد (V_s).

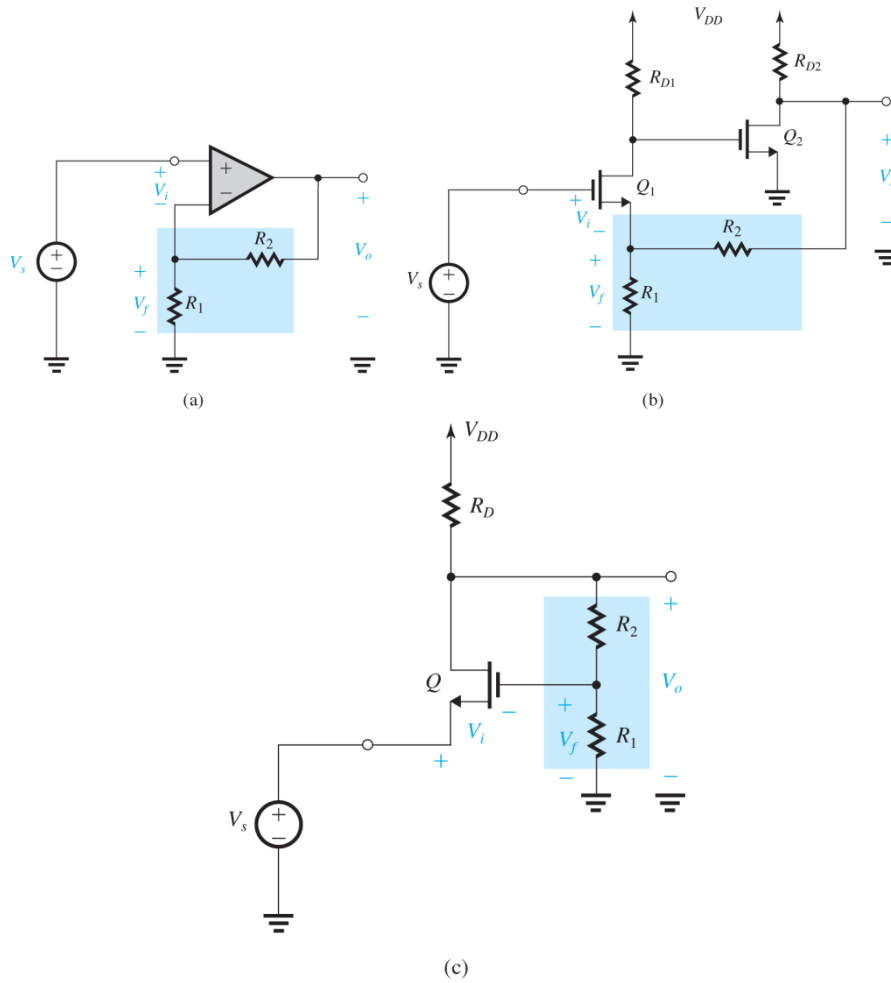
ينتج النقصان في مقاومة الخرج عن التغير الطفيف في جهد الخرج (V_o) مع التغير الملحوظ لتيار الخرج. لمعنى أنه إذا تغير التيار المستجر في الخرج بالمقدار (ΔI_o) فإن التغير في جهد الخرج (ΔV_o) سيكون أقل مما لو لم تكن التغذية الراجعة موجودة، بالتالي تكون مقاومة الخرج لمضخم الحلقة المغلقة ($\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o}$) أصغر من مقاومة الخرج لمضخم الحلقة المفتوحة.

يتم تقديم ثلاثة أمثلة لمضخمات التغذية الراجعة نوع تسلسلي-تفرعي كما هو مبين في الشكل 7.6. المضخم المبين في الشكل 7.6 (a) هو مضخم عمليات غير عاكس. تتكون دائرة التغذية الراجعة فيه من مجزأ الجهد (R_1, R_2)، الذي يعطي جهد تغذية راجع (V_f) يطبق بدوره على الدخل العاكس لمضخم العمليات. يتحقق طرح جهد التغذية الراجعة (V_f) من جهد المنبع (V_s) بواسطة خاصية الفرق التي يتمتع بها دخل مضخم العمليات. حتى تكون التغذية الراجعة سالبة يجب أن تكون قطبية جهد التغذية الراجعة (V_f) من نفس قطبية إشارة منبع الدخل (V_s)، مما يعطي جهداً صغيراً على مدخل المضخم الرئيسي. للتأكد من أن هذا هو الحال، نتابع الإشارة حول حلقة التغذية الراجعة على النحو التالي: إذا ازدادت قيمة إشارة المنبع (V_s)، تزداد إشارة الخرج (V_o). وبالتالي فإن التغيير في جهد التغذية الراجعة (V_f) هو من نفس قطبية التغيير في جهد منبع الإشارة (V_s)، والتغذية الراجعة سالبة.

يبين الشكل 7.6 (b) مضخم الجهد الثاني بتغذية راجعة. يستعمل هذا المضخم مرحلتي تضخيم ترانزستوريتين متعاقبتين نوع (MOSFET). تؤخذ العينات من جهد الخرج (V_o) عن طريق دائرة التغذية الراجعة، التي هي مجزأ الجهد (R_1, R_2)، ويطبق جهد التغذية الراجعة (V_f) على منبع الترانزستور (Q_1)، كما يطبق جهد المنبع (V_s) على بوابة الترانزستور، مما يؤدي إلى طرح الجهدين الذي يظهر بين البوابة والمنبع

$$(V_i = V_{gs} = V_s - V_f)$$

للتأكد من أن التغذية الراجعة سالبة، نفترض أن جهد المنبع (V_s) يزداد، مما يؤدي إلى نقصان جهد مصب الترانزستور (Q_1)، وبما أن هذا الجهد مطبق على قاعدة الترانزستور (Q_2)، فإن جهد مصبه (V_o) سيزداد، مما يقتضي زيادة جهد التغذية الراجعة (V_f)، مما يعني أن له نفس قطبية إشارة المنبع. بالتالي التغذية الراجعة هي تغذية سالبة.

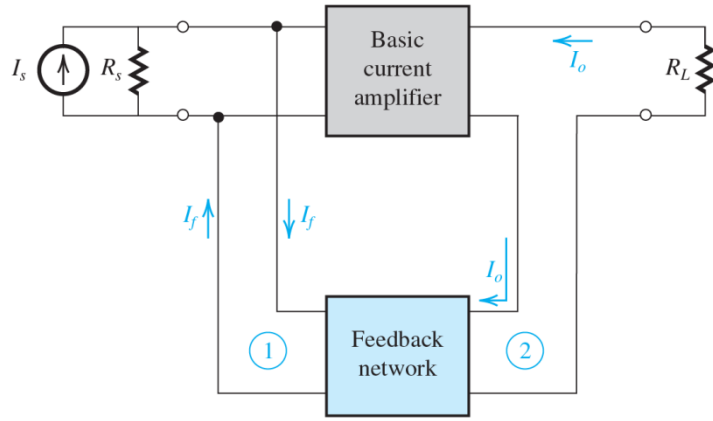


الشكل 7.6: أمثلة على مضخمات التغذية الراجعة، تشكيلة تسلسلي - تفرعي.

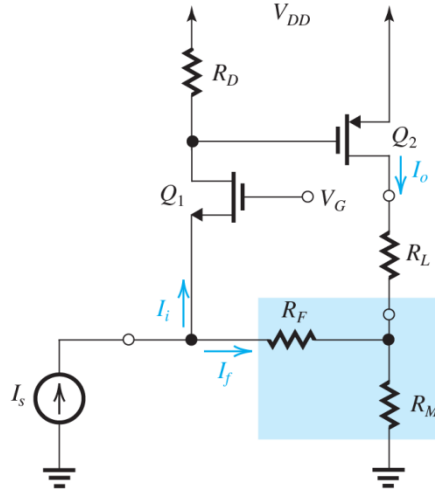
بين الشكل 7.6 (c) مضخم الجهد الثالث بتغذية راجعة. يستعمل هذا المضخم مرحلة تضخيم ترانزستورية نوع بوابة مشتركة (CG). يؤخذ جزء من جهد الخرج (V_o) عن طريق دائرة التغذية الراجعة، التي هي مجزاً الجهد (R_1, R_2)، ويطبق هذا الجزء الذي هو جهد التغذية الراجعة (V_f) على بوابة الترانزستور (Q)، كما يطبق جهد المنبع (V_s) على منبعه، مما يؤدي إلى طرح الجهدين الذي يظهر بين البوابة والمنبع ($V_i = V_{gs} = V_s - V_f$). للتأكد من أن التغذية الراجعة سالبة، نفترض أن جهد المنبع (V_s) يزداد، مما يؤدي إلى زيادة جهد مصب الترانزستور (V_o)، مما يقتضي زيادة جهد التغذية الراجعة (V_f)، أي أن لجهد التغذية الراجعة نفس قطبية إشارة المنبع. بالتالي التغذية الراجعة هي تغذية سالبة.

2.3. مضخمات التيار CURRENT AMPLIFIERS

تكون إشارة الدخل في مضخم التيار تياراً. وبالتالي يمثل منبع الإشارة للمضخم بمكافئ نورتون. كما أن إشارة الخرج هي تيار أيضاً. ينبغي أن تأخذ دائرة التغذية الراجعة عينة من تيار الخرج لتعطي تياراً راجعاً إلى الدخل. وهكذا يجري مزج هذه الإشارة على التفرع مع إشارة تيار الدخل. يسمى مضخم التيار، الموضح في الشكل (a) 8.6، مضخم مزج التيار، وأخذ عينة التيار (Current-mixing, current-sampling). يعرف مضخم التيار بمضخم التغذية الراجعة تفرعي - تسلسلي (Shunt-series feedback) بسبب الوصل التفرعي في الدخل والوصل التسلسلي في الخرج.



(a)



(b)

الشكل 8.6: (a) مخطط صندوق لمضخم تيار، تشكيلة تفرعي - تسلسلي، (b) مثال على مضخم تيار بتغذية راجعة.

هذا النموذج من التغذية الراجعة لا يحقق استقراراً في كسب التيار فقط ولكنه يؤدي أيضاً إلى نقصان في مقاومة الدخل (نتيجة الوصل التفرعي في الدخل) وزيادة في مقاومة الخرج (نتيجة الوصل التسلسلي في الخرج)، والتي هي خصائص مرغوبة لمضخمات التيار.

ينتج النقصان في مقاومة الدخل بسبب طرح تيار التغذية الراجعة (I_f) من تيار المنبع (I_s)، مما يؤدي إلى دخول تيار صغير (I_i) في دخل المضخم الرئيسي. وهذا بدوره ينتج عنه جهداً صغيراً على دخل المضخم، أي على طرفي منبع التيار (I_s). مما يجعل مقاومة دخل مضخم التغذية الراجعة أصغر من مقاومة دخل المضخم الرئيسي.

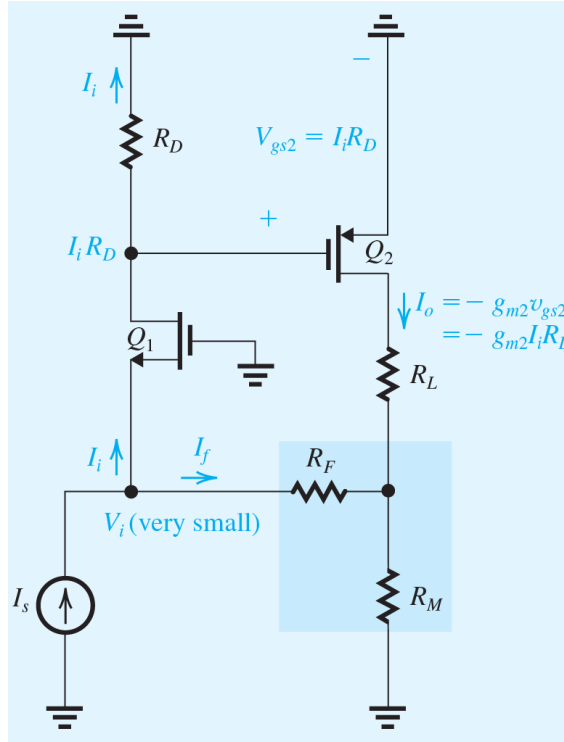
تنتج الزيادة في مقاومة الخرج عن محافظة التغذية الراجعة على تيار الخرج (I_o) ثابتاً قدر المستطاع. إذا تغير جهد المقاومة (R_L) يتغير تيار الخرج (I_o) تغيراً طفيفاً، أي أقل مما لو لم تكن التغذية الراجعة موجودة، بالتالي تكون مقاومة الخرج لمضخم الحلقة المغلقة أكبر من مقاومة الخرج لمضخم الحلقة المفتوحة.

بين الشكل 8.6 (b) مثالاً لمضخم تيار بتغذية راجعة. يستعمل هذا المضخم مرحلة تضخيم (Q_1) نوع (CG) متبوعة بمرحلة تضخيم (Q_2) نوع (CS). يغذي تيار الخرج (I_o) مقاومة الحمل (R_L)، وتؤخذ عينة من تيار الخرج عن طريق إضافة مقاومة (R_M) على التسلسل مع (R_L)، ويطبق جهد المقاومة (R_M) عن طريق المقاومة (R_F) كبيرة القيمة على منبع الترانزستور (Q_1). يطرح تيار التغذية الراجعة (I_f) المار في المقاومة (R_F) من تيار المنبع (I_s) عند عقدة المنبع معطياً تيار الدخل ($I_i = I_s - I_f$). حتى تكون التغذية الراجعة سالبة، ينبغي أن يكون لتيار التغذية الراجعة (I_f) نفس قطبية تيار المنبع (I_s).

للتأكد من أن التغذية الراجعة سالبة، نفترض أن تيار المنبع (I_s) يزداد، مما يؤدي إلى زيادة تيار الدخل (I_i) للترانزستور (Q_1)، مما يؤدي إلى زيادة جهد مصبه. بما أن هذا الجهد مطبق على قاعدة الترانزستور (Q_2) ذي القناة (p -channel)، فإنه يؤدي إلى تناقص تيار الخرج (I_o)، ثم تناقص جهد المقاومة (R_M)، وبالتالي زيادة تيار التغذية الراجعة (I_f)، أي أن له نفس قطبية إشارة المنبع. بالتالي التغذية الراجعة هي تغذية سالبة.

المثال 2.6

ليكن مضخم التيار بتغذية راجعة، والمبين في الشكل 9.6. أوجد علاقة كسب تيار الحلقة المفتوحة
 (قيمة معامل التغذية الراجعة $(\beta = \frac{I_f}{I_o})$ ، وقيمة كسب الحلقة المغلقة $(A_f = \frac{I_o}{I_s})$). أهمل أثر
 إيرلي في الترانزستورين (Q_1) و (Q_2).



الشكل 9.6: دائرة المثال 2.6.

الحل

بين الشكل 9.6 الدارة المهيأة لتحليل الإشارات الصغيرة، وبعض من هذا التحليل موضح على مخطط الدارة.
 نجد من هذه الدارة تيار الخرج (I_o) المعطى بالعلاقة التالية:

$$I_o = -g_{m2} R_D I_i \Rightarrow A = \frac{I_o}{I_i} = -g_{m2} R_D$$

للحصول على معامل التغذية الراجعة (β)، نلاحظ أن التيار (I_o) يغذي مقسم التيار المكون من
 (R_M, R_F). بما أن تيار المزج يمر في مقاومة الدخل المنخفضة للترانزستور (Q_2)، سيكون جهد منبع
 الترانزستور (Q_2) قريباً من الصفر، وتبدو المقاومة (R_F) وكأنها على التفرع مع المقاومة (R_M)، مما يسمح
 لنا بالحصول على قيمة (β) كما يلي:

$$\beta = \frac{I_f}{I_o} \approx -\frac{R_M}{R_M + R_F}$$

الإشارة السالبة هي نتيجة الاتجاهات المرجعية للتيارين المستعملين (I_0) و (I_f). نلاحظ أن كسب الحلقة ($A \beta$) موجب، كما هو الحال دائماً في التغذية الراجعة السالبة. يمكننا الآن الحصول على علاقة كسب جهد الحلقة المغلقة التالية:

$$A_f = \frac{I_o}{I_s} \approx - \frac{g_{m2} R_D}{1 + \frac{g_{m2} R_D}{1 + \frac{R_F}{R_M}}}$$

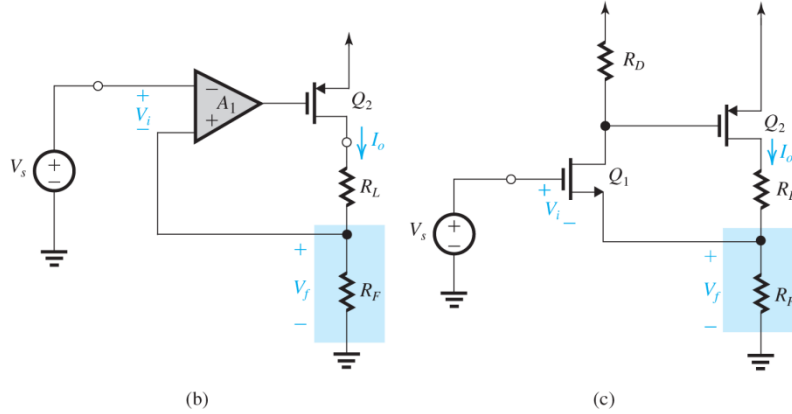
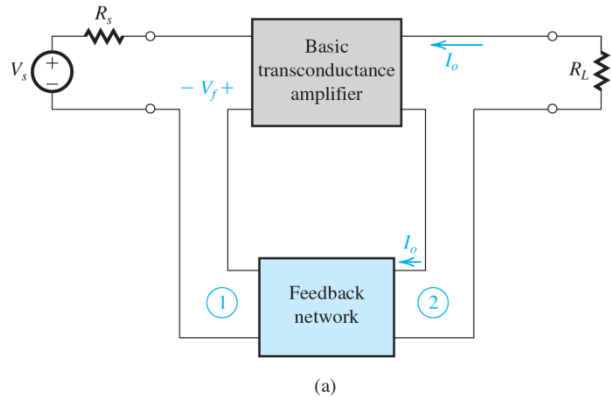
3.3 مضخمات نقل الناقلية TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

تكون إشارة الدخل في مضخمات نقل الناقلية، كما هو موضح في الشكل 10.6 (a)، جهداً وإشارة الخرج تياراً. ويترتب على ذلك تغذية راجعة تحقق مزجاً للجهد وأخذاً للعينات من التيار (-Voltage-mixing, current-sampling). تسمى هذه التشكيلة للتغذية الراجعة التسلسلي - تسلسلي (Series-series feedback) بسبب وجود توصيل تسلسلي في كل من دخل وخرج المضخم.

يؤدي الوصل التسلسلي في الدخل، كما في حالة مضخم الجهد، إلى زيادة في مقاومة الدخل. كما يؤدي الوصل التسلسلي في الخرج إلى زيادة في مقاومة الخرج. وبالتالي يوفر الوصل التسلسلي - التسلسلي لمضخمات نقل الناقلية خصائص مرغوب فيها مثل زيادة كل من مقاومات الدخل والخرج.

يعطي الشكلان 10.6 (b) و 10.6 (c) مثالين على مضخمات نقل الناقلية. تستعمل دائرة الشكل 10.6 (b) مضخماً تقاضلياً (A_1) متبوعاً بمضخم ترانزستوري (Q_2) نوع (CS). يغذي تيار الخرج (I_o) كلاً من مقاومة الحمل (R_L) ومقاومة التغذية الراجعة التسلسلية (R_F)، التي تعطي جهد التغذية الراجعة (V_f). يطبق هذا الجهد على المدخل الموجب للمضخم التقاضلي (A_1). تنفذ عملية طرح جهد التغذية الراجعة (V_f) من جهد المنبع (V_s) باستعمال مدخلي المضخم التقاضلي. عند هذه النقطة يجب علينا التأكد من أن كلاً من جهد التغذية الراجعة (V_f) وجهد المنبع (V_s) لهما نفس القطبية: يؤدي التغير الموجب لجهد المنبع (V_s) إلى تغير سالب على بوابة الترانزستور (Q_2)، التي تؤدي إلى زيادة في تيار الخرج (I_o)، وهذا بدوره يؤدي إلى زيادة في قيمة جهد التغذية الراجعة (V_f). وهو نفس القطبية المفترضة لتغير جهد المنبع (V_s)، مما يعني أن التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة.

وتستعمل دائرة الشكل 10.6 (c) مرحلتي تضخيم (CS) متعاقبتين (Q_1) و (Q_2). يغذي تيار الخرج (I_o) كلاً من مقاومة الحمل (R_L) ومقاومة التغذية الراجعة التسلسلية (R_F)، التي تعطي جهد التغذية الراجعة (V_f). يطبق هذا الجهد على منبع الترانزستور (Q_1)، ونستعمل مدخله لتحقيق عملية الطرح ($V_i = V_s - V_f$). يمكن أن نتحقق من أن التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة بنفس الأسلوب السابق.



الشكل 10.6: (a) مخطط صندوقي لمضخم نقل الناقلية، تشكيلة تسلسلي - تسلسلي، (b) مثال على مضخم نقل الناقلية تشكيلة تسلسلي-تسلسلي، (b) مثال آخر على مضخم نقل الناقلية.

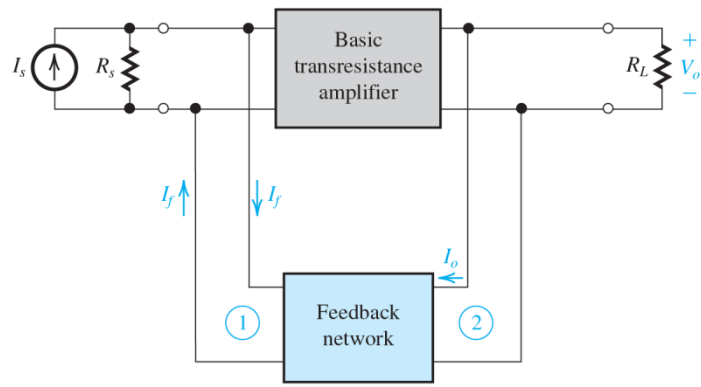
4.3. مضخمات نقل المقاومة TRANSRESISTANCE AMPLIFIERS

تكون إشارة الدخل في مضخمات نقل المقاومة، كما هو موضح في الشكل 11.6 (a)، تياراً وإشارة الخرج جهداً. ويترتب على ذلك بنية تغذية راجعة مناسبة من النوع مزج التيار، وأخذ عينات الجهد (Current-mixing, voltage-sampling). يسمى مضخم نقل المقاومة أيضاً مضخم التغذية الراجعة التفرعية-التفرعية (Shunt-shunt feedback) بسبب الوصل التفرعي في كل من الدخل والخرج. يؤدي الوصل التفرعي في الدخل إلى تخفيض قيمة مقاومة الدخل. كما يؤدي الوصل التفرعي في الخرج إلى استقرار جهد الخرج وتخفيض قيمة مقاومة الخرج أيضاً. وبالتالي يوفر الوصل التفرعي - التفرعي لمضخمات نقل المقاومة خصائص مرغوب فيها مثل تخفيض قيمة كل من مقاومتي الدخل والخرج. تبين الأشكال 11.6 (b)، و 11.6 (c)، و 11.6 (d) ثلاثة أمثلة لمضخمات نقل المقاومة. تستعمل دائرة الشكل 11.6 (b) مضخم عمليات (Op amp) مع مقاومة تغذية راجعة تتحسس جهد الخرج (V_o)، وتعطي تيار تغذية راجعة (I_f) يطرح من تيار المنبع (I_s) عند عقدة الدخل.

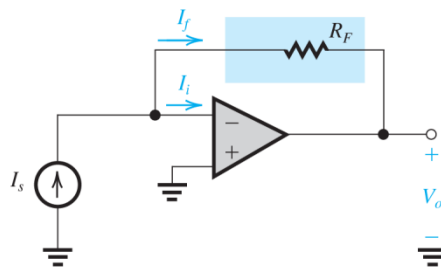
لنثبت أن التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة، نفترض أن تيار المنبع (I_s) يزداد، مما يؤدي إلى زيادة تيار الدخل (I_i)، الذي يسبب بدوره زيادة في الجهد المطبق على المدخل السالب لمضخم العمليات، مما ينقص جهد الخرج، ويزيد تيار التغذية الراجعة (I_f). أي أن لكل من تيار المنبع (I_s) وتيار التغذية الراجعة (I_f) نفس القطبية، وبالتالي التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة.

تستعمل دارة الشكل 11.6 (c) مرحلة تضخيم (Q_1) توصيلة (CG) موصولة على التعاقب مع مرحلة تضخيم (Q_2) توصيلة (CS)، مع مقاومة تغذية راجعة (R_F) تتحسس جهد الخرج (V_o)، وتعطي تيار تغذية راجعة (I_f) إلى عقدة الدخل، حيث تجرى عملية الطرح بينه وبين تيار المنبع (I_s). يمكن أن نتحقق من أن التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة بنفس الأسلوب السابق.

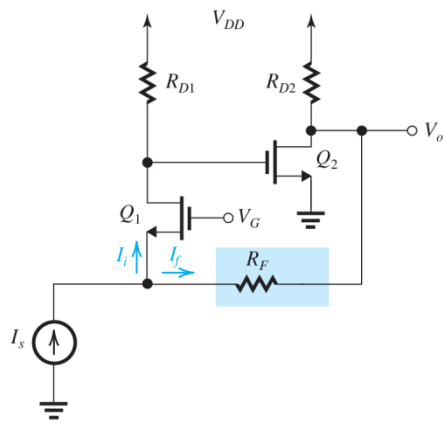
وأخيراً، تستعمل دارة الشكل 11.6 (d) مرحلة تضخيم (Q_1) توصيلة (CE) موصولة على التعاقب مع مرحلة تضخيم (Q_2) توصيلة (CC)، مع مقاومة تغذية راجعة (R_F) تتحسس جهد الخرج (V_o)، وتعطي تيار تغذية راجعة (I_f) إلى عقدة الدخل، حيث تجرى عملية الطرح بينه وبين تيار المنبع (I_s). يمكن أن نتحقق من أن التغذية الراجعة هي تغذية راجعة سالبة بنفس الأسلوب السابق.



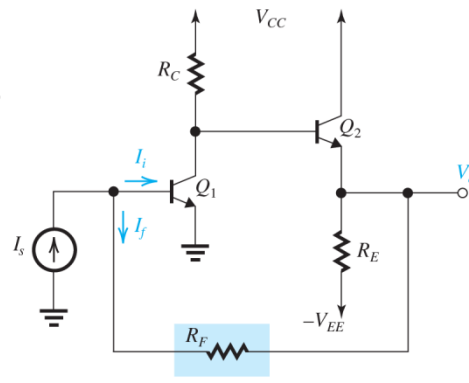
(a)



(b)



(c)



(d)

الشكل 11.6: (a) مخطط صندوقي لمضخم نقل المقاومة تشكيلة تفرعي - تفرعي، (b)، (c)، (d)، أمثلة على مضخمات نقل الناقلية.

4. ملخص SUMMARY

1. تستعمل التغذية الراجعة السالبة لجعل كسب المضخم أقل حساسية لتغيرات قيم المكونات، وللتحكم بممانعات الدخل والخرج، ولزيادة عرض المجال الترددي، وللحد من التشويه اللاخطي، ولزيادة نسبة الإشارة إلى التداخل.
2. نحصل على المزايا أعلاه على حساب الكسب، واحتمال خطر عدم استقرار دارة المضخم (كالاهتزاز مثلاً). يجري حل المشكلة الأخيرة بإجراء تصميم متقن.
3. لكل واحدة من دارات المضخمات بتغذية راجعة سالبة بنية تغذية راجعة مناسبة.
4. المعاملات الرئيسية للتغذية الراجعة هي كسب الحلقة $(A\beta)$ ، التي يجب أن تكون في حالة التغذية الراجعة السالبة موجبة وبدون واحدة، وكمية التغذية الراجعة $(1+A\beta)$. يحدد هذا الأخير، بشكل مباشر، مقدار تخفيض الكسب، وزيادة استقراره، وتوسيع عرض المجال الترددي، وقيمة التغيرات في مقاومتي الدخل (R_i) والخرج (R_o) .

أسئلة ومسابئلة الفصل السادس QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل السادس

اختر الإجابة الصحيحة

1. تؤثر إضافة دارة تغذية راجعة سالبة إلى مضخم جهد على ... لدارة المضخم.

- (a) ممانعة الدخل
- (b) الاستجابة الترددية
- (c) التشويه اللاخطي للإشارة
- (d) كل ما ذكر

2. تؤدي توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تفرعي إلى

- (a) زيادة مقاومة دخل المضخم
- (b) تخفيض قيمة مقاومة دخل المضخم
- (c) تخفيض قيمة مقاومة دخل المضخم إلى النصف
- (d) مضاعفة قيمة مقاومة دخل المضخم

3. تؤدي توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تفرعي إلى

- (a) زيادة مقاومة خرج المضخم
- (b) تخفيض قيمة مقاومة خرج المضخم
- (c) تخفيض قيمة مقاومة خرج المضخم إلى النصف
- (d) مضاعفة قيمة مقاومة خرج المضخم

4. تؤدي توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تفرعي إلى

- (a) توسيع المجال الترددي للمضخم
- (b) تضيق المجال الترددي للمضخم
- (c) تضيق المجال الترددي للمضخم إلى النصف
- (d) مضاعفة المجال الترددي للمضخم

5. ... مقاومة دخل مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تفرعي - تفرعي مقارنة بمقاومة دخل المضخم الرئيسي:

- (a) تزداد
- (b) تنقص
- (c) تنقص إلى النصف
- (d) لا تتأثر

6. ... مقاومة خرج مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تفرعي-تفرعي مقارنة بمقاومة دخل المضخم الرئيسي:

- (a) تزداد
- (b) تنقص
- (c) تنقص إلى النصف
- (d) لا تتأثر

7. توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تسلسلي... مقاومة دخل المضخم:

- (a) تزيد
- (b) تنقص
- (c) تنقص إلى النصف
- (d) لا تؤثر على

8. توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تسلسلي... مقاومة خرج المضخم:

- (a) تزيد
- (b) تنقص
- (c) تنقص إلى النصف
- (d) لا تؤثر على

9. توصيلة مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تسلسلي - تسلسلي ... المجال الترددي للمضخم:

- (a) تزيد
- (b) تنقص
- (c) تنقص إلى النصف
- (d) لا تؤثر على

10. ... مقاومة دخل مضخم تغذية راجعة سالبة نوع تفرعي - تسلسلي مقارنة بمقاومة دخل المضخم

الرئيسي.

(a) تزداد

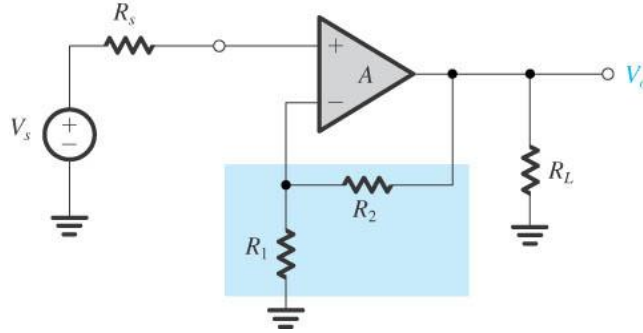
(b) تنقص

(c) تنقص إلى النصف

(d) لا تتأثر

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل السادس
d	1
a	2
b	3
a	4
b	5
b	6
a	7
a	8
a	9
b	10

1. يستعمل مضخم العمليات الغير العاكس، والمبين في الشكل 12.6، لتحقيق مضخم جهد بتغذية راجعة سالبة.



الشكل 12.6: دائرة المسألة 1.6.

(a) إذا كان كسب الحلقة المفتوحة $(A = 100 \frac{V}{V})$ ، أوجد نسبة المقاومتين $(\frac{R_2}{R_1})$ لنحصل على كسب الحلقة المغلقة $(A_f = 10 \frac{V}{V})$.

(b) ما هي قيمة كمية التغذية الراجعة $(1 + A\beta)$ مقدره بالديسبل؟

(c) إذا كان جهد المنبع $(V_s = 1V)$ ، أوجد قيمة جهد الخرج (V_o) ، وجهد التغذية الراجعة (V_f) ، وجهد دخل المضخم الرئيسي (V_i) .

(d) إذا انخفضت قيمة كسب الحلقة المفتوحة بنسبة (20%)، ما هي نسبة انخفاض كسب المضخم بوجود التغذية الراجعة (A_f) ؟

Ans. (a) $\rightarrow 10.11$, (b) $\rightarrow 20 \text{ dB}$, (c) $\rightarrow 10 \text{ V}$, 0.9 V , 0.1 V , (d) $\rightarrow 2.44\%$,

2. يعطي مضخم العمليات الغير العاكس، والمبين في الشكل 12.6 تنفيذاً مباشراً لحلقة التغذية الراجعة.

(a) إذا كان كسب الحلقة المفتوحة $(A = 10^3 \frac{V}{V})$ ، أوجد نسبة المقاومتين $(\frac{R_2}{R_1})$ لنحصل على كسب مضخم التغذية الراجعة $(A_f = 10 \frac{V}{V})$.

(b) ما هي قيمة كمية التغذية الراجعة $(1 + A\beta)$ مقدره بالديسبل؟

(c) إذا كان جهد المنبع $(V_s = 0.01V)$ ، أوجد قيمة جهد الخرج (V_o) ، وجهد التغذية الراجعة (V_f) ، وجهد دخل المضخم الرئيسي (V_i) .

(d) إذا انخفضت قيمة كسب الحلقة المفتوحة بنسبة (20%)، ما هي نسبة انخفاض كسب المضخم بوجود التغذية الراجعة (A_f) ؟

Ans. (a) $\rightarrow 110.1$, (b) $\rightarrow 20 \text{ dB}$, (c) $\rightarrow 10 \text{ V}$, 0.009 V , 0.001 V , (d) $\rightarrow 2.44\%$,

3. مضخم كسبه $A = 10^3 \frac{V}{V}$ يتغير بمقدار (10%) بسبب تغير درجة الحرارة من $(25^\circ C)$ إلى $(75^\circ C)$.

إذا كان المطلوب تحديد تغير كسب الحلقة المغلقة بمقدار (0.1%) عن طريق تطبيق تغذية راجعة سالبة ماهي أكبر قيمة ممكنة لكسب الحلقة المغلقة؟
إذا وضعنا ثلاثة من هذه المضخمات على التعاقب ما هي قيمة الكسب الكلية؟ وما هي قيمة استقرار الكسب الحاصل؟

Ans. $10 \frac{V}{V}$; $1000 \frac{V}{V}$, with a maximum variability of 0.3% over the specified temperature range.

4. لنفترض دائرة مضخم العمليات الغير العاكس المبينة في المثال 1.6. ليكن كسب الترددات المنخفضة (Open-loop gain) لمضخم العمليات المستعمل $(A = 10^4 \frac{V}{V})$ وأن ميل مخطط الكسب كتابع إلى التردد (-6-dB/octave rolloff) بدءاً من تردد القطع العلوي (Upper 3-dB frequency) هو (100 Hz) .

أوجد كسب الترددات المنخفضة (Low-frequency gain) وتردد القطع العلوي لمضخم الحلقة المغلقة (Closed-loop amplifier)، علماً أن $(R_1 = 1 \text{ k}\Omega)$ و $(R_2 = 9 \text{ k}\Omega)$ ، وأن $(\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2})$.

Ans. $9.99 \frac{V}{V}$, 100.1 kHz .

5. لنفترض مرحلة تضخيم استطاعة كسبها $(A_1 = 1 \frac{V}{V})$ ، وجهد إشارة المنبع $(V_s = 1V)$ ، وإشارة الهمهمة $(V_n = 1V)$. بفرض أن مرحلة التضخيم هذه مسبوقة بمرحلة تكبير إشارات صغيرة كسبها $(A_2 = 100 \frac{V}{V})$ ، وأن قيمة معامل التغذية الراجعة $(\beta = 1)$. إذا بقيت إشارتا المنبع (V_s) والهمهمة (V_n) دون تغيير، أوجد مطال كل من الإشارة الهمهمة في الخرج، والتحسين الحاصل على نسبة الإشارة إلى التداخل $(\frac{S}{I})$.

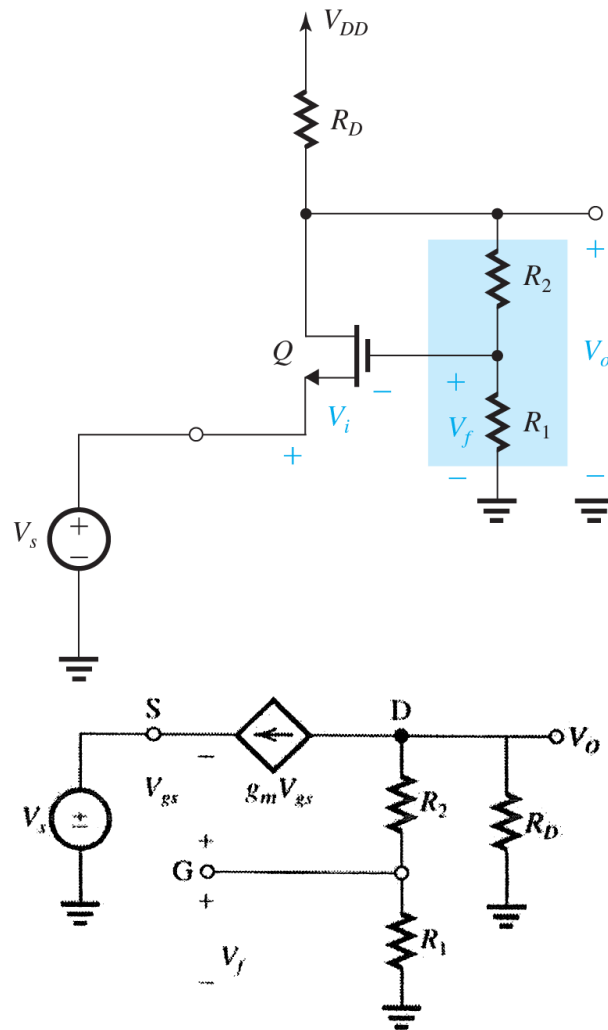
Ans. $\approx 1 V$, $\approx 0.01 V$, $100(40 \text{ dB})$.

6. لتكن الدارة المبينة في الشكل 13.6 ، لنفترض أن $((R_1 + R_2) \gg R_D)$. باستعمال تحليل الدارة المكافئة

للإشارات الصغيرة، أوجد علاقات كسب الحلقة المفتوحة $(A = \frac{V_o}{V_i})$ ، معامل التغذية الراجعة $(\beta = \frac{V_f}{V_o})$ ،

وكسب الحلقة المغلقة $(A_f = \frac{V_o}{V_s})$.

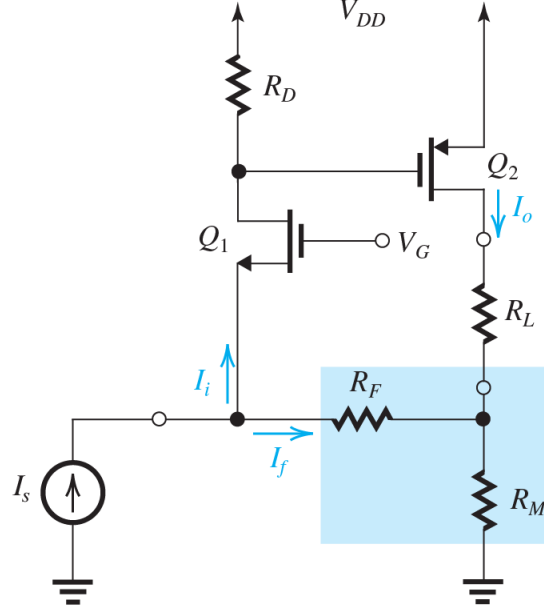
في حالة $(A\beta \gg 1)$ ، أوجد العلاقة التقريبية لكسب الحلقة المغلقة (A_f) . أهمل مقاومة خرج الترانزستور (r_o) .



الشكل 16.3: دارة المسألة 6.6.

$$Ans. A = g_m R_D; \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; A_f = \frac{g_m R_D}{1 + \frac{g_m R_D R_1}{R_1 + R_2}}; \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

7. ليكن مضخم التيار بوجود تغذية راجعة المبين في الشكل 14.6، والتي جرى تحليلها في المثال 2.6، أوجد علاقة كسب التيار للحلقة المغلقة تحت شرط كسب الحلقة الكبير جداً. اذكر الشرط بدقة.



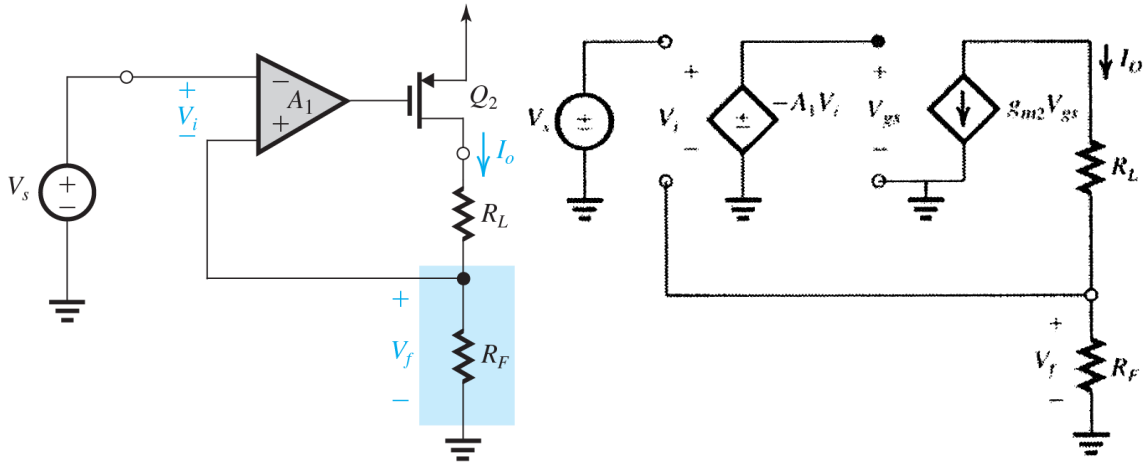
الشكل 17.3: دائرة المسألة 7.6.

$$Ans. A_f \approx -\left(1 + \frac{R_F}{R_M}\right); g_{m2} R_D \gg \left(1 + \frac{R_F}{R_M}\right).$$

8. لتكن الدارة المينة في الشكل 18.6. ولتكن مقاومة المضخم التفاضلي (A_1) لانهاية. استعمل الدارة المكافئة في حالة شروط الإشارات الصغيرة لإيجاد علاقات كسب الحلقة المفتوحة ($A = \frac{I_o}{V_i}$)، ومعامل

$$\text{التغذية الراجعة } \left(\beta = \frac{V_f}{I_o}\right), \text{ وكسب الحلقة المغلقة } \left(A_f = \frac{I_o}{V_s}\right).$$

إذا كان كسب الحلقة أكبر بكثير من (1)، أوجد العلاقة التقريبية لكسب الحلقة المغلقة (A_f). أهمل مقاومة خرج الترانزستور (r_{o2}).



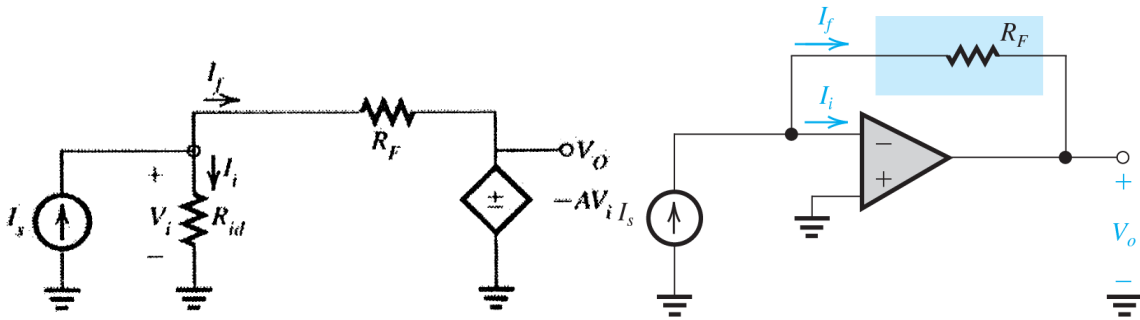
الشكل 18.6: دائرة المسألة 8.6.

Ans. $A = A_1 g_{m2}$; $\beta = R_F$; $A_f = \frac{A_1 g_{m2}}{1 + A_1 g_{m2} R_F}$; $A_f \approx \frac{1}{R_F}$.

9. لتكن الدارة المبينة في الشكل 19.6. وليكن كسب مضخم الحلقة المفتوحة (A)، والمقاومة التفاضلية له

(R_{id})، ومقاومة الخرج معدومة. استعمل الدارة المكافئة لإيجاد علاقة كسب الحلقة المغلقة ($A_f = \frac{V_o}{I_s}$)

تحت أي شرط تكون العلاقة التقريبية لكسب الحلقة المغلقة ($A_f = -R_f$)؟



الشكل 19.6: دائرة المسألة 9.6.

Ans. $A = A_1 g_{m2}$; $\beta = R_F$; $A_f = \frac{A_1 g_{m2}}{1 + A_1 g_{m2} R_F}$; $A_f \approx \frac{1}{R_F}$.

كلية

الجامعة

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل السادس: مضخمات التغذية الراجعة

أستاذ المادة:

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. من مزايا التغذية الراجعة السالبة:

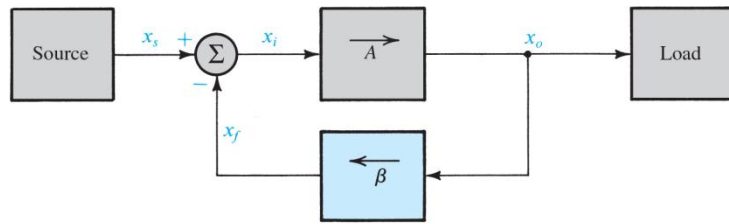
- (a) استقرار الكسب
- (b) التحكم بمقاومتي الدخل والخرج
- (c) الحد من التشويه اللاخطي
- (d) كل ما ذكر

2. من مزايا التغذية الراجعة السالبة:

- (a) تقليل عرض المجال
- (b) تخفيض نسبة الإشارة إلى التداخل
- (c) عدم التحكم بمقاومتي الدخل والخرج
- (d) غير ذلك

3. لنفترض مضخم تغذية راجعة سالبة كما هو مبين في الشكل التالي، إذا كان كسب المضخم الرئيسي $(A = -2000 \frac{V}{V})$ ومعامل التغذية الراجعة $(\beta = -\frac{1}{16} \frac{V}{V})$ ، يكون كسب الحلقة (Loop gain):

- (a) 125
- (b) $-\frac{1}{16}$
- (c) -125
- (d) -2000



4. لنفترض مضخم تغذية راجعة سالبة كما هو مبين في الشكل السابق، إذا كان كسب المضخم الرئيسي $(A = -2000 \frac{V}{V})$ ومعامل التغذية الراجعة $(\beta = -\frac{1}{16} \frac{V}{V})$ ، يكون كسب المضخم التغذية الراجعة أو كسب الحلقة المغلقة (Feedback amplifier gain):

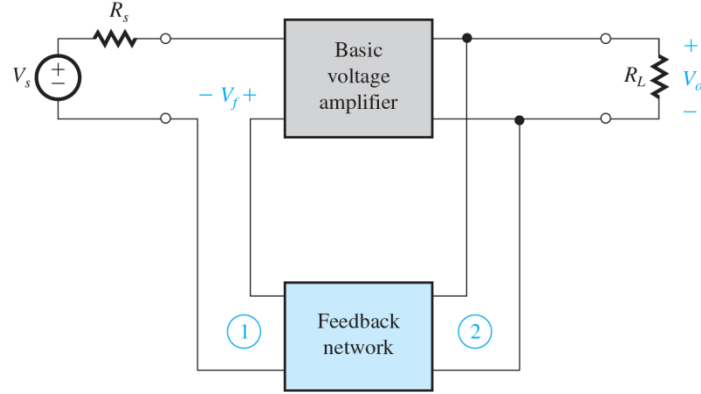
- (a) 125
- (b) -125
- (c) -15.87
- (d) 15.87

5. لنفترض مضخم تغذية راجعة سالبة كما هو مبين في الشكل السابق، إذا كان كسب المضخم الرئيسي $(A = -2000 \frac{V}{V})$ ومعامل التغذية الراجعة $(\beta = -\frac{1}{16} \frac{V}{V})$ ، تكون كمية التغذية الراجعة (amount of feedback):

- (a) -126
- (b) 126
- (c) -15.87
- (d) 15.87

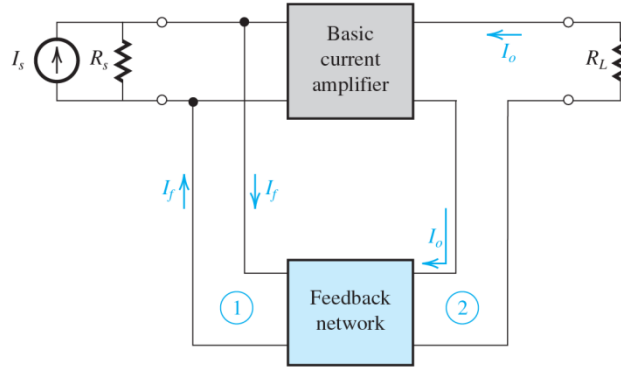
6. دائرة مضخم التغذية الراجعة السالبة المبينة في الشكل المبين أدناه هي نوع:

- (a) تسلسلي - تسلسلي (series-series)
- (b) تفرعي - تسلسلي (shunt-series)
- (c) تسلسلي - تفرعي (series-shunt)
- (d) تفرعي - تفرعي (shunt-shunt)



7. دائرة مضخم التغذية الراجعة السالبة المبينة في الشكل المبين أدناه هي نوع:

- (a) تسلسلي - تسلسلي (series-series)
- (b) تفرعي - تسلسلي (shunt-series)
- (c) تسلسلي - تفرعي (series-shunt)
- (d) تفرعي - تفرعي (shunt-shunt)



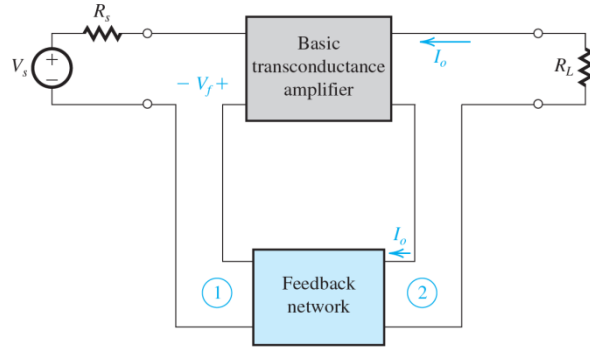
8. دائرة مضخم التغذية الراجعة السالبة المبينة في الشكل المبين أدناه هي نوع:

(a) تسلسلي - تسلسلي (series-series)

(b) تفرعي - تسلسلي (shunt-series)

(c) تسلسلي - تفرعي (series-shunt)

(d) تفرعي - تفرعي (shunt-shunt)



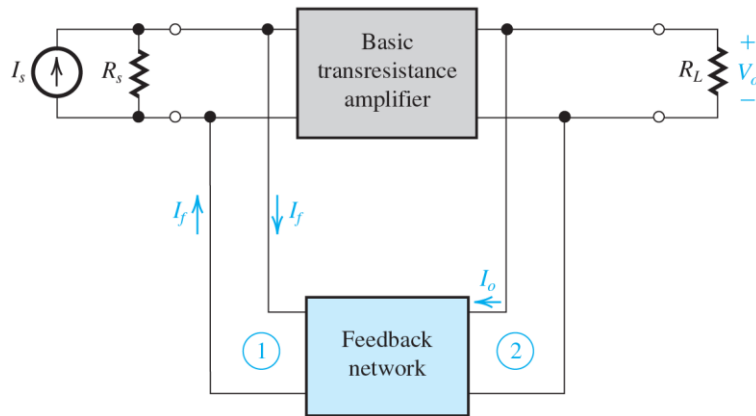
9. دائرة مضخم التغذية الراجعة السالبة المبينة في الشكل المبين أدناه هي نوع:

(a) تسلسلي - تسلسلي (series-series)

(b) تفرعي - تسلسلي (shunt-series)

(c) تسلسلي - تفرعي (series-shunt)

(d) تفرعي - تفرعي (shunt-shunt)



10. دائرة مضخم تغذية راجعة سالبة، كسب الترددات المتوسطة ($A_M = 10^4$)، وقيمة معامل التغذية الراجعة ($\beta = 0.1$)، وتردد القطع العلوي للمضخم الرئيسي ($f_H = 100 \text{ Hz}$)، يكون تردد القطع العلوي لمضخم

التغذية الراجعة (f_{Hf})

100.1 kHz (a)

100.1 Hz (b)

100.1 MHz (c)

100.1 GHz (d)

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل السادس (10 علامات)

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
Some Properties of بعض خواص التغذية الراجعة Negative Feedback	d	1
Some Properties of بعض خواص التغذية الراجعة Negative Feedback	d	2
The General البنية العامة للتغذية الراجعة Feedback Structure	a	3
The General البنية العامة للتغذية الراجعة Feedback Structure	c	4
The General البنية العامة للتغذية الراجعة Feedback Structure	b	5
The Four Basic لتشكيلات الأربع للتغذية الراجعة Feedback Topologies	c	6
The Four Basic لتشكيلات الأربع للتغذية الراجعة Feedback Topologies	b	7
The Four Basic لتشكيلات الأربع للتغذية الراجعة Feedback Topologies	a	8
The Four Basic لتشكيلات الأربع للتغذية الراجعة Feedback Topologies	d	9
Some Properties of بعض خواص التغذية الراجعة Negative Feedback	a	10

الفصل السابع

المرشحات

كلمات مفتاحية KEYWORDS

تابع نقل المرشح Filter Transmission، أنواع المرشحات Filter Types، مواصفات المرشحات Filter Specification، مرشحات بترورث وتشيبتشيف Butterworth and Chebyshev Filters، مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية First Order and Second Order Filter.

المخلص ABSTRACT

يهدف الفصل السابع إلى دراسة وتحليل لبنة هامة من لبنات نظم الاتصالات وأجهزة القياس الإلكترونية، إنها المرشحات. تصميم المرشحات هي واحدة من المجالات الهندسية القليلة جداً، التي لها نظرية تصميم كاملة، بدءاً من المواصفات وانتهاء بالتنفيذ. تتطلب الدراسة التفصيلية لتصميم مرشح كتاباً كاملاً، وتوجد في الواقع مثل هذه الكتب. في الحيز المحدود والمتاح هنا، علينا أن نركز على مجموعة مختارة من الموضوعات التي تعطي مقدمة في الموضوع وكذلك جرعة علمية مفيدة لتحليل وفهم المرشحات.

استعملت أقدم التقانات في تنفيذ المرشحات الملفات (Inductors) والمكثفات (Capacitors). وتسمى الدارات الناتجة مرشحات (LC) غير الفعالة. تعمل هذه المرشحات بشكل جيد عند الترددات العالية، غير أنه، في تطبيقات الترددات المنخفضة (حتى 100 كيلو هرتز) تكون الملفات المطلوبة كبيرة القيمة والحجم، وخواصها بعيدة عن المثالية. وعلاوة على ذلك، هذه الملفات من المستحيل أن تُصنع بحجوم صغيرة متوافقة مع التقنيات الحديثة لتجميع الأنظمة الإلكترونية الكاملة. ولذلك، كان هناك اهتمام كبير للعثور على تنفيذ المرشحات الخالية من الملفات، كالمُرشحات الفعالة (RC) (active RC filters)، ومرشحات القواطع المكثفات (Switched capacitor filters).

تستعمل المرشحات الفعالة (RC) مضخمات العمليات جنباً إلى جنب مع المقاومات والمكثفات بالاعتماد على تقانات التصنيع المنفصلة (discrete)، أو الهجينة - غشاء سميك (hybrid thick film)، أو الهجينة - غشاء رقيق (hybrid thin film). ومع ذلك، وفي حالة الإنتاج الكمي، لا تكون مثل هذه التقانات اقتصادية مقارنة بتقانات تصنيع الدارات المتكاملة (IC). المرشحات لقابلة للمكاملة حالياً، هي مرشحات القواطع المكثفات (Switched capacitor filters).

مخرجات الفصل السابع ILO7

فهم كيفية توصيف المرشح عن طريق تابع نقله، وكيف يمكن تصنيفه بمعرفة حزمة التمرير، وحزمة المنع. القدرة على تعريف المرشح من خلال تعريف تابع التحويل له والذي يحقق مواصفات معينة، بما فيها استعمال النموذجين المشهورين للمرشحات: كمرشح بترورث، ومرشح تشيبتشيف. فهم واستيعاب مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية وداراتهما.

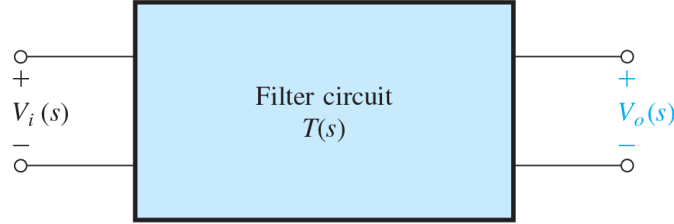
الأهداف التعليمية للفصل السابع ILO7

دراسة توصيف المرشح عن طريق تابع النقل، وتصنيفه عن طريق معرفة حزمة التمرير، وحزمة المنع. والقدرة على تعريف المرشح عن طريق تابع التحويل الذي يحقق مواصفات معينة، بما فيها استعمال النموذجين المشهورين للمرشحات: كمرشح بنرورث، ومرشح تشيبتشيف. ودراسة مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية وداراتهما.

1. تابع النقل للمرشح، أنواع المرشحات، ومواصفات المرشحات FILTER TRANSMISSION, TYPES, AND SPECIFICATION

تابع النقل (Filter Transmission)

المرشحات التي سنتناولها بالدراسة، هي دارات خطية، ممثلة برباعي أقطاب (Two-port network)، ومبينة في الشكل 1.7.



الشكل 1.7: مرشح خطي ممثل برباعي أقطاب.

تابع تحويل المرشح (The filter transfer function) $(T(s))$ هو نسبة جهد الخرج $(V_o(s))$ لرباعي الأقطاب على جهد الدخل $(V_i(s))$ أي:

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

يمكن إيجاد تابع نقل المرشح (The filter transmission) من خلال دراسة التابع $(T(s))$ عند $(s = j\omega)$ ، ويمكن كتابة صيغته على شكل طويلة (Magnitude) $(|T(j\omega)|)$ ، وفرق طور (Phase) $(e^{j\phi(\omega)})$.

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$$

غالباً ما تُقدر طويلة النقل بالديسبل وتُكتب بصيغة تابع الكسب (Gain function)

$$G(\omega) = 20 \log |T(j\omega)|, dB$$

أو تُكتب بصيغة تابع التخمين (Attenuation function)

$$A(\omega) = -20 \log |T(j\omega)|, dB$$

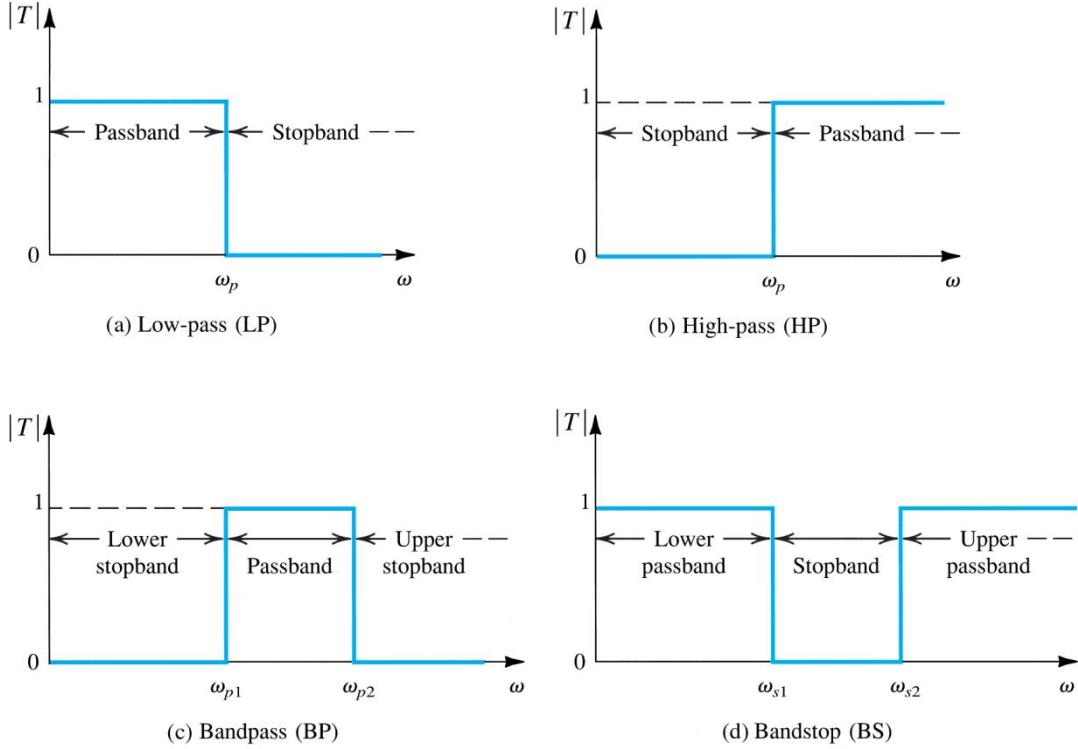
يمكن كتابة علاقة الخرج كتابع إلى التردد $(|V_o(j\omega)|)$ بدلالة كل من إشارة الدخل $(|V_i(j\omega)|)$ وطويلة تابع التحويل $(|T(j\omega)|)$ ، وفقاً للعلاقة التالية:

$$|V_o(j\omega)| = |T(j\omega)| |V_i(j\omega)|$$

يتغير خواص طور الإشارة بسبب مرورها عبر المرشح وفقاً لتابع طور المرشح $(\phi(\omega))$.

أنواع المرشحات (Filter Types)

نهتم هنا، بشكل خاص، بالمرشحات التي تؤدي وظيفة انتخاب للتردد (Frequency-selection): ممررة الإشارات التي يقع ترددها ضمن حزمة معينة، وممانعة تمرير الإشارات التي يقع ترددها خارج هذه الحزمة. لهذا المرشح المثالي حزمة تردد (أو حزمات)، تكون خلالها طويلة تابع النقل واحدة، وهي حزمة تمرير المرشح (The filter passband)، وله أيضاً حزمة تردد (أو حزمات) تكون خلالها طويلة تابع النقل معدومة، وهي حزمة منع تمرير المرشح (The filter stopband). ويوضح الشكل 2.7 خواص النقل المثالية لأربعة أنواع رئيسية من المرشحات هي: مرشح التمرير المنخفض (LP) (Low-pass) في الشكل 2.7 (a)، ومرشح التمرير العالي (HP) (High-pass) في الشكل 2.7 (b)، ومرشح تمرير الحزمة (BP) (Bandpass) في الشكل 2.7 (c)، ومرشح منع الحزمة (BS) (Bandstop) أو مرشح رفض الحزمة (Band-reject) في الشكل 2.7 (d). بحكم الحواف الرأسية للخواص المثالية، تعرف باسم استجابة بلوكة-الجدار (Brick-wall).

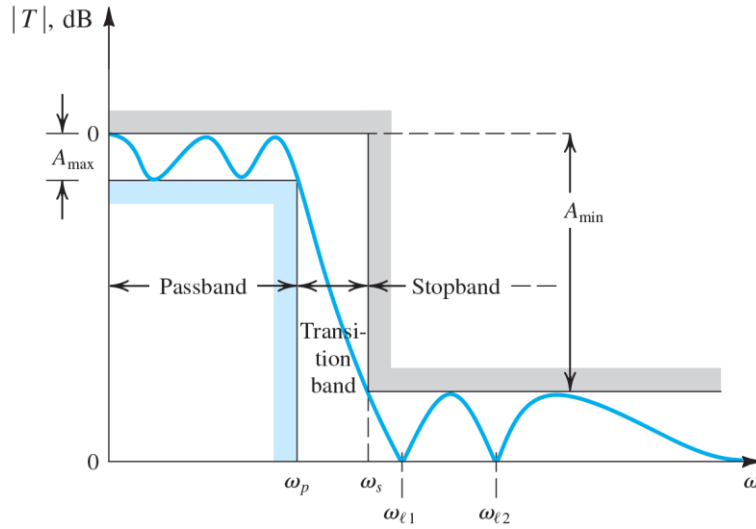


الشكل 2.7: الخواص المثالية لأنواع الأربعة للمرشحات: (a) مرشح تمرير منخفض (LP)، (b) مرشح تمرير عالي (HP)، (c) مرشح تمرير حزمة (BP)، (d) مرشح منع حزمة (BS).

مواصفات المرشحات (Filter Specification)

تبدأ عملية تصميم المرشح من توصيف الخواص المطلوبة من نقل المرشح من قبل الشخص الذي سيستعمله. لا يمكن أن تكون هذه المواصفات مثالية مثل تلك المبينة في الشكل 2.7 لأن الدارات الإلكترونية لا يمكنها تحقيق هذه الخواص المثالية. يبين الشكل 3.7 المواصفات الفعلية لخواص نقل مرشح تمرير منخفض. بما أن الدارة الإلكترونية لا يمكن أن تعطي مطالاً ثابتاً عند جميع ترددات حزمة التمرير، فإن مواصفات المرشح تسمح بالانحراف (Deviation) ضمن حزمة النقل من 0 ديسيبل المثالي، إلى الحد الأعلى (A_{max} (dB)). تتعلق قيمة الانحراف الأعظمي بنوع التطبيق وتتراوح قيمتها بين (0.05 dB) و (3 dB). أيضاً، بما أن الدارة الإلكترونية لا يمكن أن تعطي مطالاً صفرياً عند جميع ترددات حزمة منع التمرير، تسمح مواصفات المرشح في الشكل 3.7 بتمرير مطال بعض الترددات عبر حزمة المنع. ومع ذلك، تتطلب مواصفات إشارات حزمة منع التمرير أن لا يقل تخامدها عن قيمة أصغرية (A_{min} (dB)) بالنسبة لإشارات حزمة التمرير. تتعلق قيمة التخامد (A_{min} (dB)) بنوع التطبيق وتتراوح قيمته بين (20 dB) و (100 dB).

بما أن تابع النقل في الدارات الإلكترونية لا يمكن أن يتغير بشكل حاد عند حافة حزمة التمرير، فإن المواصفات المبينة في الشكل 3.7 تحدد حزمة من الترددات يتزايد خلالها التخامد من (0 dB) إلى (A_{min} (dB)). تمتد هذه الحزمة العابرة (transition band) من حافة حزمة التمرير (ω_p) إلى حافة حزمة الإيقاف (ω_s). تُستعمل نسبة التردد الزاويين ($\frac{\omega_s}{\omega_p}$) لقياس مدى حدة استجابة قطع مرشح التردد المنخفض، ويسمى معامل الانتقائية (Selectivity factor). وأخيراً، نلاحظ وللسهولة أنه جرى تحديد حزمة التمرير عند (0 dB). ومع ذلك، يمكن أن يُعطى كسب حزمة التمرير، إذا رغبتنا في ذلك، دون تغيير الخواص الانتقائية له.



الشكل 3.7: مواصفات خواص النقل لمرشح تردد منخفض.

يمكن أن نلخص معاملات خواص النقل الأربعة لمرشح تردد منخفض بما يلي:

1. (ω_p) : التردد الزاوي لحزمة التمرير (The passband edge)
2. (A_{max}) : الانحراف العظمى المسموح بها داخل حزمة التمرير (The maximum allowed variation in passband transmission)
3. (ω_s) : التردد الزاوي لحزمة الإيقاف (The stopband edge)
4. (A_{min}) : القيمة الدنيا للتخميد المطلوبة في حزمة الإيقاف (The minimum required stopband attenuation)

تُعرف المواصفات المتشددة لمرشح بأنها القيمة الصغرى لمعامل الانحراف العظمى المسموح بها داخل حزمة التمرير $(Lower A_{max})$ ، والقيمة الكبرى لمعامل القيمة الدنيا للتخميد في حزمة الإيقاف $(Higher A_{min})$ ، و/أو معامل انتخاب $(\frac{\omega_s}{\omega_p})$ واحد (selectivity ratio $\frac{\omega_s}{\omega_p}$ closer to unity)، تؤدي هذه المواصفات إلى مرشح أقرب ما يمكن إلى المرشح المثالي. ومع ذلك، يجب أن تكون دائرة المرشح الناتج عالية الدرجة، وبالتالي أكثر تعقيداً وتكلفة.

بالإضافة إلى توصيف طويلة تابع النقل للمرشح، هناك تطبيقات نحتاج فيها إلى توصيف استجابة فرق الطور للمرشح، مما يجعل تصميم مثل هذا المرشح أكثر تعقيداً.

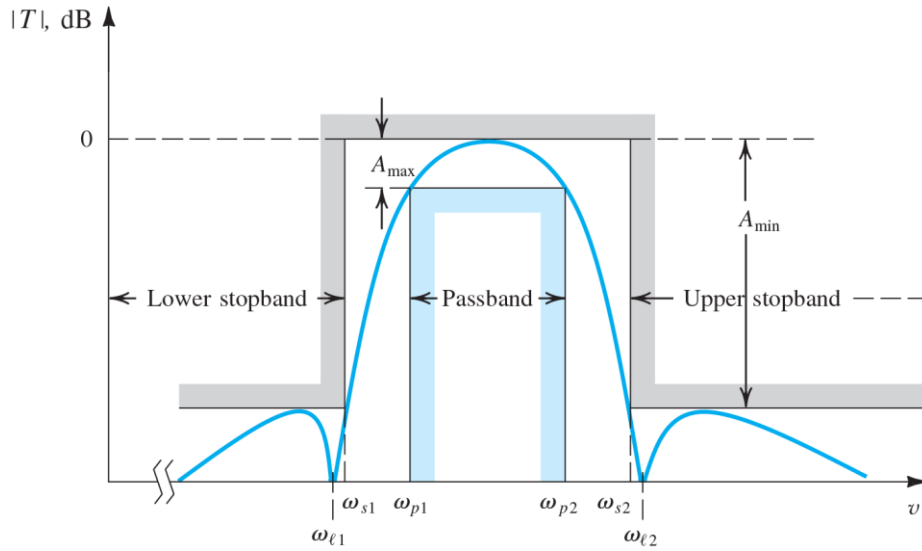
بعد تحديد مواصفات المرشح، فإن الخطوة التالية في التصميم هي إيجاد تابع التحويل الذي يحقق تلك المواصفات. لتلبية هذه المواصفات، يجب أن يقع منحنى استجابة الطويلة تحت المنطقة غير المظلمة في الشكل 3.7. هذا المنحنى المبين في الشكل هو منحنى المرشح الذي يلبي تماماً تلك المواصفات. نلاحظ أن لهذا المرشح الخاص تموجات (Ripples) في الاستجابة المطالية ضمن حزمة التمرير، وأن كل قمم هذه التموجات متساوية القيمة.

بما أن قمم التموج تساوي إلى معامل الانحراف العظمى المسموح بها داخل حزمة التمرير (A_{max}) ، فإننا نسمي المعامل (A_{max}) بمعامل تموج حزمة التمرير (Passband ripple)، ونسمي معامل التردد الزاوي لحزمة التمرير (ω_p) بمعامل حزمة التموج (Ripple bandwidth).

تُظهر استجابة المرشح الخاص تموجات أيضاً في حزمة الإيقاف، وقيم هذه التموجات متساوية أيضاً، وقيمة معامل الحد الأدنى للتخميد (A_{min}) محققة ضمن حزمة الإيقاف، وتكون الاستجابة الخاصة متساوية في كل من حزمة التمرير وحزمة الإيقاف.

تُعرف عملية الحصول على تابع التحويل الذي يحقق مواصفات معينة باسم مرشح التقريب (Filter approximation).

وأخيراً، يبين الشكل 4.7 مواصفات واستجابة النقل لمرشح تمرير الحزمة. لا توجد تموجات في حزمة التمرير لهذا المثال الذي اخترناه كتاباً تقريبي، ويتناقص تابع النقل بدون تموج (Monotonically) على جانبي التردد المركزي، محققاً أقصى قدر من الانحراف المسموح به على حافتي حزمة التمرير.



الشكل 4.7: مواصفات خواص النقل لمرشح تمرير حزمة.

2. تابع تحويل المرشح THE FILTER TRANSFER FUNCTION

يمكن كتابة تابع التحويل ($T(s)$) كنسبة كثيري حدود.

$$T(s) = \frac{a_M s^M + a_{M-1} s^{M-1} + \dots + a_0}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \dots + b_0}$$

(N): عدد صحيح (Integer numbers) ويمثل درجة المقام، وهو درجة المرشح (Filter order)

(a_0, a_1, \dots, a_M): معاملات البسط وهي أعداد حقيقية (Real numbers)

(b_0, b_1, \dots, b_{N-1}): معاملات المقام وهي أعداد حقيقية أيضاً.

كي تكون دائرة المرشح مستقرة، يجب أن تكون درجة البسط أقل من أو مساوية إلى درجة المقام ($M \leq N$).

يمكن كتابة كل من كثير حدود البسط، وكثير حدود المقام على شكل جداءات، وبالتالي يمكن إعادة كتابة تابع

التحويل ($T(s)$) كما يلي:

$$T(s) = \frac{a_M (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_M)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)}$$

(z_1, z_2, \dots, z_M): جذور البسط، وتسمى أصفار تابع التحويل (Transfer function zeros)

(p_1, p_2, \dots, p_N): جذور المقام، وتسمى أقطاب تابع التحويل (Transfer function poles) أو الأنماط

الطبيعية (Natural modes)

تكون الأصفار والأقطاب إما أعداداً حقيقية، أو أعداداً تخيلية (Complex numbers). في حالة الأعداد

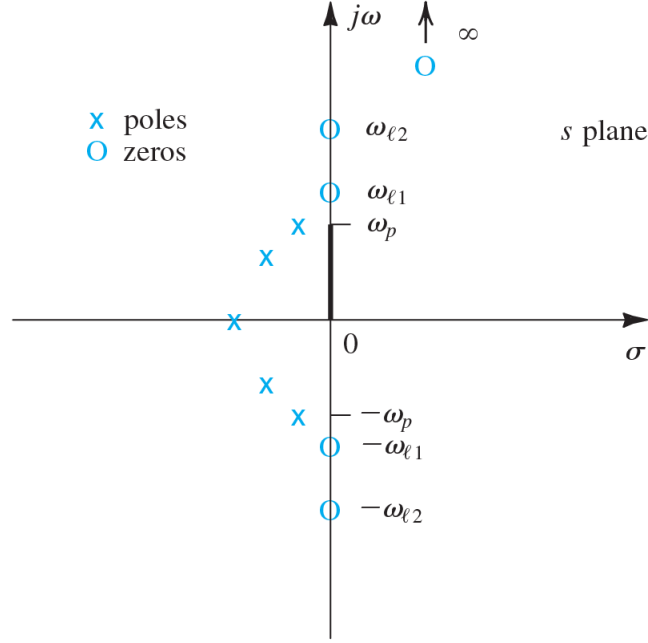
التخيلية، تكون الأصفار والأقطاب أزواجاً من الأعداد التخيلية المترافقة (Conjugate pairs). فمثلاً إذا كان

($-1 + j2$) صفراً، ينبغي أن يكون ($-1 - j2$) صفراً أيضاً.

يكون تابع النقل في حزمة الإيقاف صفراً أو أقل من ذلك، لذلك تتوضع عادة أصفار تابع النقل على المحور التخيلي ($j\omega$) عند ترددات حزمة الإيقاف. وهذا هو حال تابع النقل المرسوم في الشكل 3.7. يبدو أن التخميد لانهائي (نقل معدوم) عند ترددي حزمة الإيقاف (ω_{11}) و (ω_{12}) للمرشح الخاص. لذلك يكون لهذا المرشح صفران عند ($s = +j\omega_{11}$) و ($s = +j\omega_{12}$). ومع ذلك، بما أن الأصفار العقدية تكون على شكل أزواج مترافقة، يجب أن يكون هناك أصفار عند ($s = -j\omega_{11}$) و ($s = -j\omega_{12}$) أيضاً. وهكذا سيتكون كثير حدود البسط لهذا المرشح من الجداءات $((s + j\omega_{11})(s - j\omega_{11})(s + j\omega_{12})(s - j\omega_{12}))$ ، والذي يمكن أن يكتب على الشكل $((s^2 + \omega_{11}^2)(s^2 + \omega_{12}^2))$. ويصبح البسط في حالة ($s = j\omega$) $((-\omega^2 + \omega_{11}^2)(-\omega^2 + \omega_{12}^2))$ ، ويكون صفراً عند ($\omega = \omega_{11}$) و ($\omega = \omega_{12}$).

نلاحظ من المثال المعطى في الشكل 3.7 أن تابع النقل يتناقص نحو $(-\infty)$ عندما يقترب التردد الزاوي (ω) من (∞) . ويكون للمرشح صفر واحد أو أكثر عند ($s = \infty$). وبشكل عام، يكون عدد أصفار النقل عند ($s = \infty$) هو الفرق بين درجة كثير حدود البسط (M)، ودرجة كثير حدود المقام (N) لتابع التحويل. عندما تقترب (s) من (∞) يقترب تابع التحويل ($T(s)$) من $(\frac{a_M}{s^{N-M}})$ وهكذا يكون لتابع التحويل ($N - M$) صفراً عند (∞) .

كي تكون دائرة المرشح مستقرة، يجب أن تقع جميع الأقطاب في النصف الأيسر من المستوي (s)، وبالتالي يجب أن يكون لكل قطب من الأقطاب (p_1, p_2, \dots, p_N) جزءاً حقيقياً سالباً. يبين الشكل 5.7 التوضع النموذجي للأصفار والأقطاب لمرشح التمرير المنخفض المعطى تابع نقله في الشكل 3.7. لقد افترضنا أن هذا المرشح هو من الدرجة الخامسة ($N = 5$). له زوجان من الأقطاب العقدية المترافقة وقطب واحد على المحور الحقيقي، أي ما مجموعه خمسة أقطاب. تقع جميع الأقطاب بجوار حزمة التمرير، وهو ما يعطي المرشح نقلاً عالياً عند ترددات حزمة التمرير.



الشكل 5.7: توضع أصفار وأقطاب مرشح تردد منخفض من الدرجة الخامسة ($N = 5$)، والمعطى تابع تحويله في الشكل 3.7.

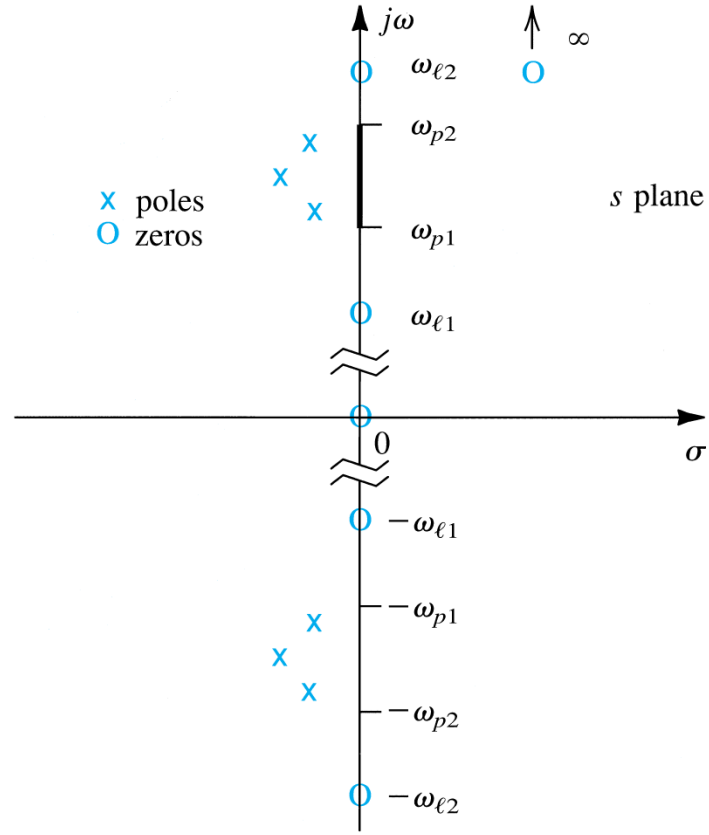
تقع أصفار النقل الخمسة عند $(s = \pm j \omega_{l1})$ ، و $(s = \pm j \omega_{l2})$ ، و $(s = \infty)$. وبالتالي، فإن لتابع تحويل هذا المرشح الشكل التالي:

$$T(s) = \frac{a_4 (s^2 + \omega_{l1}^2)(s^2 + \omega_{l2}^2)}{s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

ليكن مرشح تمرير الحزمة (المثال الثاني) الذي أعطيت استجابته المطالية في الشكل 4.7. تقع أصفار هذا المرشح عند $(s = \pm j \omega_{l1})$ و $(s = \pm j \omega_{l2})$ ، وله صفر أو أكثر عند $(s = 0)$ ، وله أيضاً صفر أو أكثر عند $(s = \infty)$ (لأن تابع النقل يتناقص نحو 0) عندما يقترب التردد الزاوي (ω) من 0 أو (∞) . على افتراض أنه يوجد فقط صفراً واحداً عند كل من $(s = 0)$ و $(s = \infty)$ ، يجب أن يكون تابع تحويل المرشح من الدرجة السادسة، وفقاً للشكل التالي:

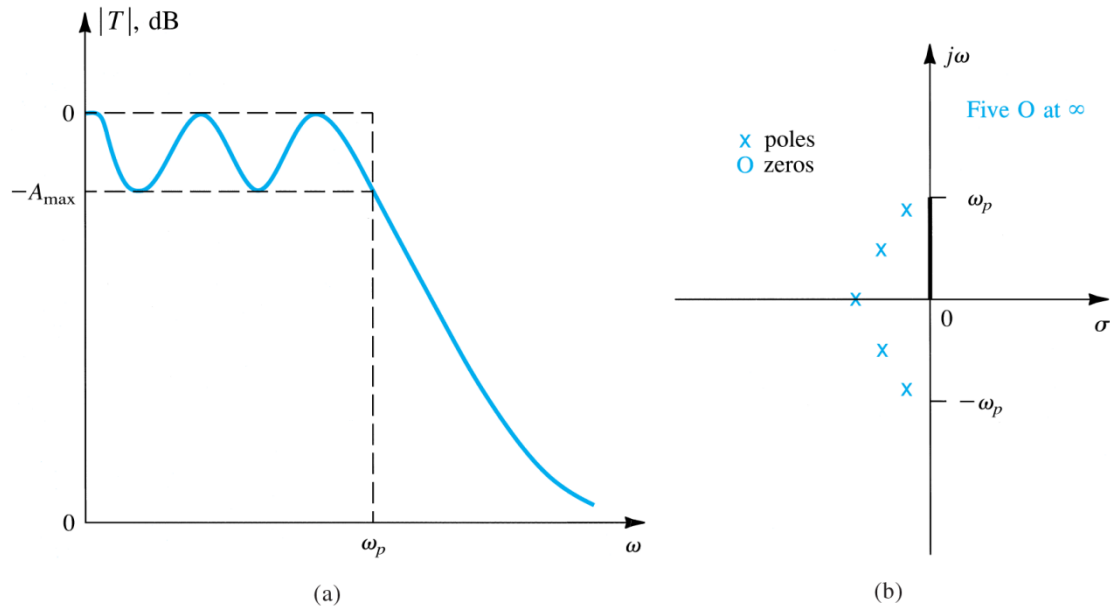
$$T(s) = \frac{a_5 s (s^2 + \omega_{l1}^2)(s^2 + \omega_{l2}^2)}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

يبين الشكل 6.7 توزيع الأقطاب والأصفار لهذا المرشح.



الشكل 6.7: توزيع أصفار وأقطاب مرشح تمرير حزمة من الدرجة السادسة ($N = 6$)، والمعطى تابع تحويله في الشكل 4.7.

وكمثال ثالث وأخير، نأخذ مرشح التمرير المنخفض المعطى تابع نقله في الشكل 7.7 (a). نلاحظ أنه في هذه الحالة لا توجد قيم محددة لـ (ω) يكون التخميد عندها لانهائياً (النقل معدوم).



الشكل 7.7: توضع أصفار وأقطاب مرشح تمرير منخفض من الدرجة الخامسة ($N = 5$)، والمعطى تابع تحويله في الشكل 7.7 (a).

من الممكن أن تكون جميع الأصفار لهذا المرشح عند $(s = \infty)$. إذا كان هذا هو الحال، فإن تابع تحويل المرشح يأخذ الشكل

$$T(s) = \frac{a_0}{s^N + b_{N-1}s^{N-1} + \dots + b_0}$$

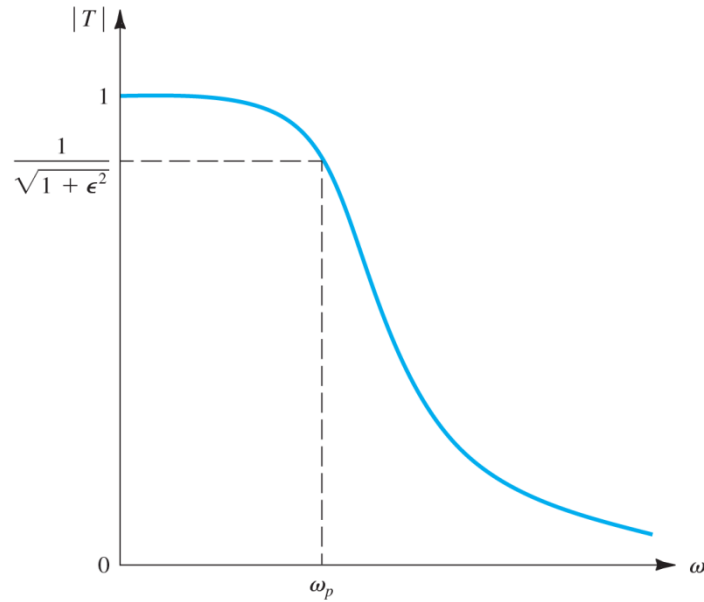
يُعرف مثل هذا المرشح بمرشح كلي الأقطاب (All-pole filter). ويبين الشكل 7.7 (b) التوضع النموذجي للأقطاب والأصفار لمرشح التمرير المنخفض من الدرجة الخامسة والمعروف بالمرشح كلي الأقطاب. وجدنا أن كل الأصفار للمرشحات التي درسناها تقع على المحور التخيلي $(j\omega)$ ، والتي تقع في حزمة الإيقاف للمرشح (المرشحات) بما فيها $(\omega = 0)$ و $(\omega = \infty)$. للحصول على مرشح انتقائيته عالية، ينبغي أن تكون كل أقطابه أعداداً عقدية مترافقة (باستثناء حالة المرشحات التي تكون درجتها فردية، فإن أحد أقطابها يقع على المحور الحقيقي). نشير أخيراً إلى أنه كلما كان المرشح أكثر انتقائياً كانت درجته أعلى وأقرب إلى المحور التخيلي.

3. مرشحات بترورث وتشيبشيف BUTTERWORTH AND CHEBYSHEV FILTERS

سنعرض في هذا القسم لتابعين اثنين كثيراً ما يستعملان كخواص نقل تقريبيين لمرشحات التمرير المنخفض. تغني معادلات التصميم اللازمة لتصميم المرشح عن الحاجة لأجهزة الكمبيوتر أو جداول تصميم المرشحات. ومع ذلك، تقتصر فائدتهما على تطبيقات بسيطة نسبياً. على الرغم من أننا سندرس مرشحات التمرير المنخفض فقط، إلا أنه يمكن تطبيق هذه الدراسة على أنواع المرشحات الأخرى.

مرشح بترورث Butterworth Filter

يبين الشكل 8.7 رسماً تخطيطياً للاستجابة المطالية لمرشح بترورث.



الشكل 8.7: الاستجابة المطالية لمرشح تمرير منخفض نوع بترورث.

ييدي هذا المرشح تناقصاً مباشراً وبدون تعرجات لتابع نقله. تقع جميع الأصفار لهذا المرشح عند $(\omega = \infty)$ ، مما يجعله مرشح كلي الأقطاب. يعطى تابع المطال لمرشح بترورث من الدرجة (N) في العلاقة التالية:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}$$

(ω_p) : التردد الزاوي لحزمة التمرير

يصبح تابع المطال عند $(\omega = \omega_p)$ كما يلي:

$$|T(j\omega_p)| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$$

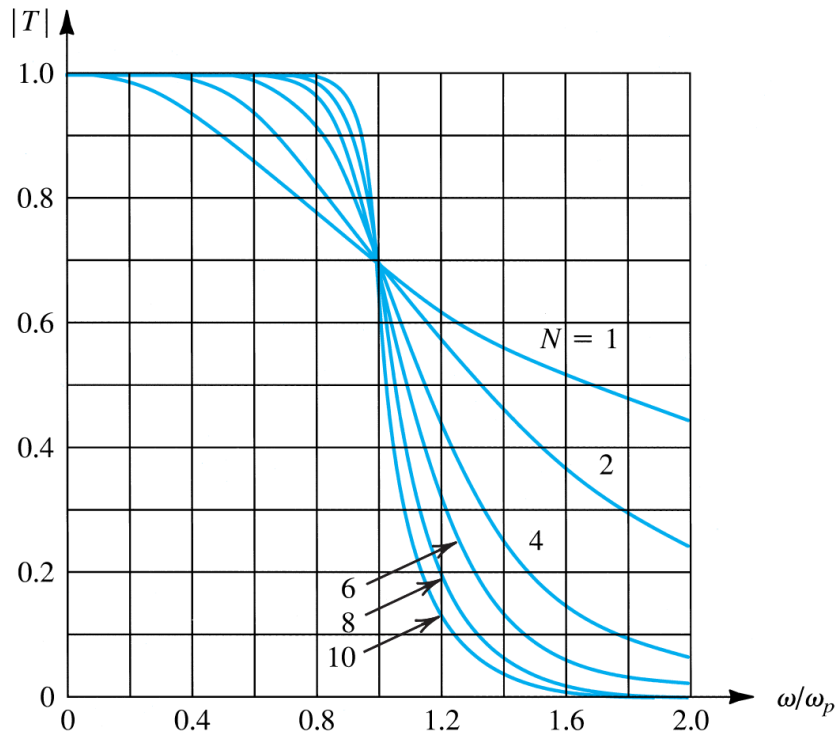
يحدد المعامل (ε) مقدار الانحراف العظمى (A_{\max}) المسموح بها داخل حزمة التمرير وفقاً للمعادلة التالية:

$$A_{\max} = 20 \log \sqrt{1+\varepsilon^2}$$

وبالعكس يمكن تحديد قيمة المعامل (ε) من معرفة مقدار الانحراف العظمى (A_{\max}) المسموح بها داخل حزمة التمرير وفقاً للمعادلة التالية:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{20}} - 1}$$

نلاحظ أن الانحراف الأعظمي في مرشح بتروث يحدث عند حافة حزمة التمرير (بدءاً من القيمة المثالية الواحدية). يمكن إثبات أن أول $(2N - 1)$ مشتقاً لتابع الطويلة $(|T|)$ بالنسبة إلى (ω) هي أصفار عند $(\omega = 0)$. تجعل هذه الخاصية استجابة بتروث استجابة مسطحة جداً قرب $(\omega = 0)$. وتسمى هذه الاستجابة الاستجابة المسطحة العظمى (Maximally flat response). وتزداد درجة التسطیح في حزمة التمرير كلما ازدادت درجة المرشح (N) ، كما هو مبين في الشكل 9.7.

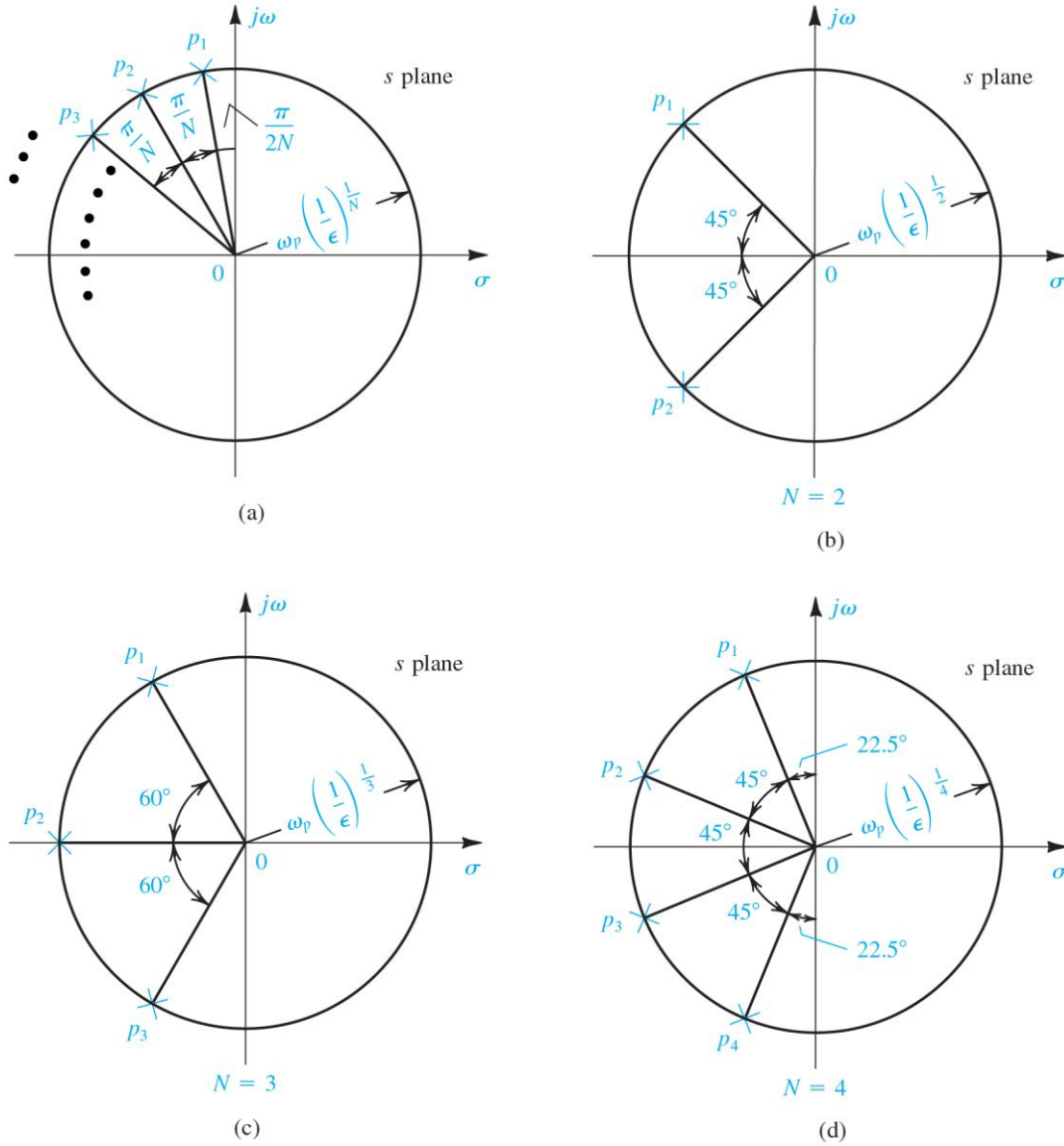


الشكل 9.7: الاستجابة المطالية لمرشح بتروث.

يشير هذا الشكل أيضاً كما هو متوقع، إلى أنه كلما ازدادت درجة المرشح اقتربت استجابته من استجابة المرشح المثالي وهو ما يعرف باستجابة بلوكة-الجار (Brick-wall type). عند حافة حزمة الإيقاف ($\omega = \omega_s$)، يمكن الحصول على تخميد مرشح بترورث بوضع ($\omega = \omega_s$)، فنحصل على:

$$A(\omega_s) = -20 \log \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N}}} \right] = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N} \right]$$

يمكن استعمال المعادلة أعلاه لتحديد درجة المرشح (N)، وهي أصغر قيمة صحيحة تحقق المتراجحة ($A(\omega_s) \geq A_{\min}$). وتحدد أقطاب مرشح بترورث من الدرجة (N) باستعمال الرسم البياني المبين في الشكل 10.7 (a). نلاحظ أن الأقطاب تقع على دائرة نصف قطرها



الشكل 10.7: تحديد أقطاب مرشح بتروث من الدرجة (N) باستعمال الرسوم البيانية.

وتتباع الأقطاب عن بعضها بزوايا متساوية مقدار كل منها $(\frac{\pi}{N})$. يبعد القطب الأول عن المحور التخيلي ($j\omega$) بزواوية مقدارها $(\frac{\pi}{2N})$. بما أن كل الأقطاب تبعد عن مركز الدائرة بعداً ثابتاً يساوي إلى

نصف قطرها، سيكون لكل الأقطاب نفس التردد $(\omega_0 = \omega_p \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^{\frac{1}{N}})$. تعطي الأشكال 10.7 (b)، و (c)، و (d) أقطاب مرشحات بتروث من الدرجة $(N=2)$ ، و $(N=3)$ ، و $(N=4)$ على التوالي. وبمجرد أن نوجد الأقطاب (p_1, p_2, \dots, p_N) التي عددها (N) قطباً، يمكن كتابة تابع التحويل كما يلي:

$$T(s) = \frac{k \omega_0^N}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_N)}$$

(K): ثابت يساوي إلى كسب المرشح عند التيار الساكن (dc gain).

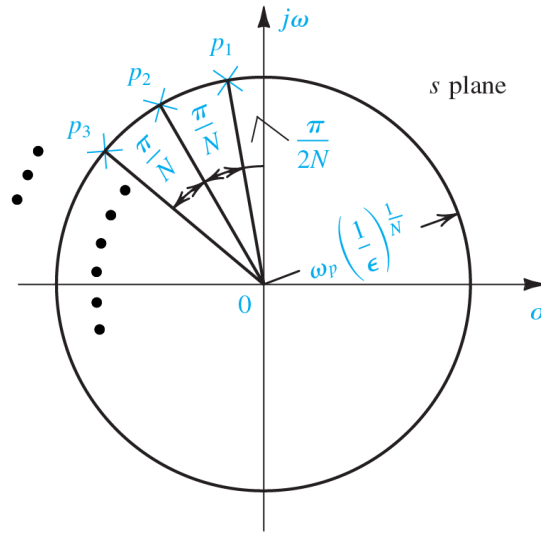
كملخص، للحصول على تابع تحويل مرشح بتزورث الذي يحقق مواصفات النقل الموضحة في الشكل 3.7 نقوم بالإجراء التالي:

1. تحديد (ε) من المعادلة $(\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1})$ ،

2. تحديد درجة المرشح المطلوبة (N) ، وهي أصغر قيمة صحيحة تحقق المتراجحة $(A(\omega_s) \geq A_{\min})$ ،

باستعمال العلاقة $(A(\omega_s) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N} \right])$

3. إيجاد الأقطاب التي عددها (N) قطباً باستعمال الشكل البياني التالي:



4. تحديد التابع $(T(s))$ من المعادلة $(T(s) = \frac{k \omega_0^N}{(s-p_1)(s-p_2) \dots (s-p_N)})$

المثال 1.7

أوجد تابع تحويل مرشح بترورث الذي يحقق مواصفات مرشح التمرير المنخفض التالية:
 $(f_p = 10 \text{ kHz}, A_{\max} = 1 \text{ dB}, f_s = 15 \text{ kHz}, A_{\min} = 25 \text{ dB}, \text{dc gain} = 1)$

الحل

1. تحديد (ϵ)

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1} = \sqrt{10^{\frac{1}{10}} - 1} = 0.5088$$

2. تحديد درجة المرشح المطلوبة (N)

$$A(\omega_s) \geq A_{\min}$$

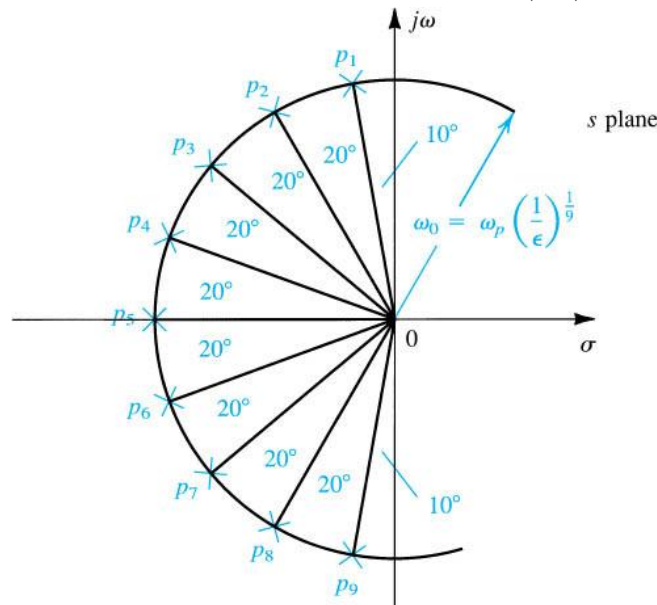
$$A(\omega_s) = 10 \log \left[1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N} \right] \geq A_{\min}$$

$$1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N} \leq 10^{\frac{A_{\min}}{10}} \Rightarrow \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)^{2N} \geq \frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\epsilon^2}$$

$$2N \log \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \geq \log \left(\frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\epsilon^2} \right) \Rightarrow$$

$$N \geq \frac{\log \left(\frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\epsilon^2} \right)}{2 \log \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)} \Rightarrow N \geq \frac{\log \left(\frac{10^{\frac{25}{10}} - 1}{(0.5088)^2} \right)}{2 \log \left(\frac{15}{10} \right)} \Rightarrow N \geq 8.76 \Rightarrow N = 9$$

3. إيجاد الأقطاب التي عددها (N) قطباً استناداً إلى الشكل 12.7



الشكل 11.7: الأقطاب التسعة لمرشح بترورث للمثال 1.7.

$$\frac{\pi}{2N} = \frac{180^\circ}{2 \times 9} = 10^\circ$$

$$\frac{\pi}{N} = \frac{180^\circ}{9} = 20^\circ$$

تردد الأقطاب

$$\omega_0 = \omega_p \left(\frac{1}{\varepsilon} \right)^{\frac{1}{N}} = (2\pi \times 10 \text{ kHz}) \left(\frac{1}{0.5088} \right)^{\frac{1}{9}} = 6.773 \times 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

إيجاد القطب الأول (p1)

$$p_{1,9} = \omega_0 (-\cos 80^\circ \pm j \sin 80^\circ) = \omega_0 (-0.1736 \pm j 0.9848)$$

$$(s - p_i)(s - p_i^*); p_i, p_i^* = -\alpha \pm j \beta \Rightarrow$$

$$(s - p_i)(s - p_i^*) = (s + \alpha - j \beta)(s + \alpha + j \beta)$$

$$(s - p_i)(s - p_i^*) = s^2 + \alpha s + j \beta s + \alpha s + \alpha^2 + j \beta \alpha - j \beta s - j \beta \alpha + \beta^2$$

$$(s - p_i)(s - p_i^*) = s^2 + (2\alpha)s + (\alpha^2 + \beta^2)$$

$$p_1, p_1^* (= p_9) = (-0.1736 \omega_0 \pm j 0.9848 \omega_0)$$

$$(s - p_1)(s - p_9) = s^2 + 2(0.1736 \omega_0)s + (0.1736 \omega_0)^2 + (0.9848 \omega_0)^2$$

$$(s - p_1)(s - p_9) = [s^2 + (0.3472 \omega_0)s + \omega_0^2]$$

$$(s - p_2)(s - p_8) = [s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2]$$

$$(s - p_3)(s - p_7) = [s^2 + (1.5321 \omega_0)s + \omega_0^2]$$

$$(s - p_4)(s - p_6) = [s^2 + (1.8794 \omega_0)s + \omega_0^2]$$

$$(s - p_5) = (s + \omega_0)$$

4. تحديد التابع (T(s))

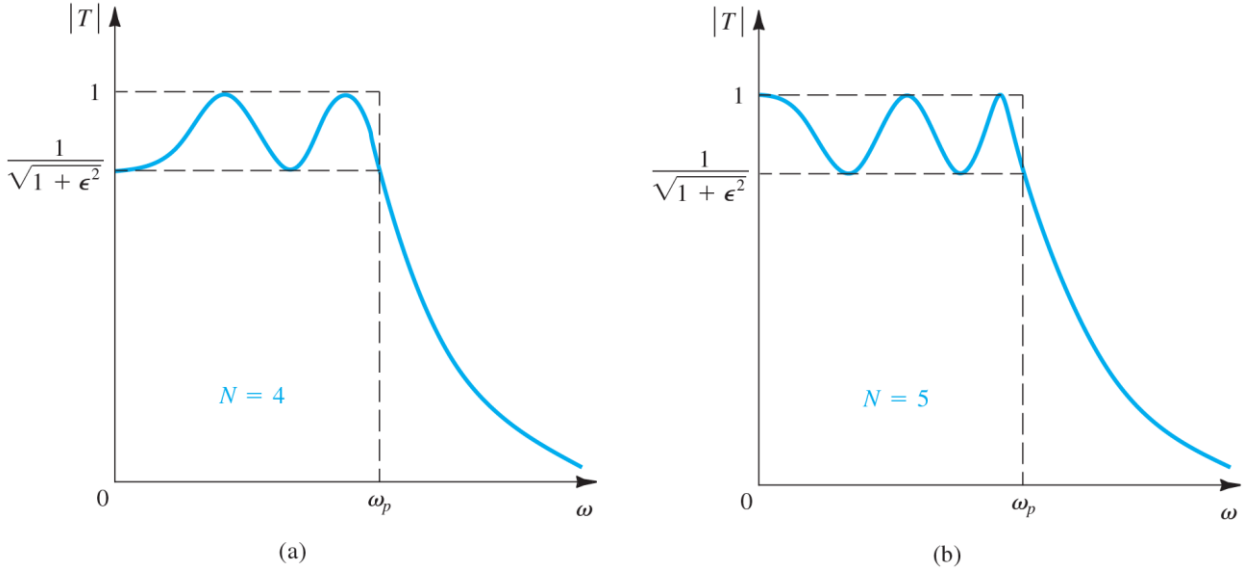
$$T(s) = \frac{\omega_0^9}{(s + \omega_0)[s^2 + (1.8794 \omega_0)s + \omega_0^2][s^2 + (1.5321 \omega_0)s + \omega_0^2][s^2 + \omega_0 s + \omega_0^2]} \times$$

$$\frac{1}{[s^2 + (0.3472 \omega_0)s + \omega_0^2]}$$

$$T(0) = \frac{k \omega_0^9}{\omega_0^9} = 1 \Rightarrow k = 1$$

مرشح تشيبشيف Chebyshev Filter

يبين الشكل 12.7 تابع النقل لمرشحات تشيبشيف ذات الدرجة الزوجية والفردية. يبدي مرشح تشيبشيف استجابة متساوية للموج (Equiripple) في حزمة التمرير وتتاقصاً بدون تموج (Monotonically) في حزمة الإيقاف. في حين أن المرشح فردي الدرجة لديه $(|T(0)|=1)$ ، والمرشح زوجي الدرجة لديه أقصى درجات الانحراف عند $(\omega=0)$. وفي كلا الحالتين يمثل مجموع عدد النهايات الصغرى والنهايات العظمى درجة المرشح (N) .



الشكل 12.7: خواص النقل لمرشح بترورث (a) زوجي الدرجة، (b) فردي الدرجة.

تقع كل أصفار تابع نقل مرشح تشيبشيف عند $(\omega=\infty)$ ، مما يجعله مرشح كلي الأقطاب. تعطي علاقة تابع تحويل مرشح تشيبشيف درجته (N) ، وحزمة تمريره (ω_p) بما يلي:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \cos^2 \left[N \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right) \right]}} \text{ for } \omega \leq \omega_p$$

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 \cosh^2 \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right) \right]}} \text{ for } \omega \geq \omega_p$$

يعطي تابع مطال المرشح عند حدود حزمة التمرير $(\omega = \omega_p)$ بالعلاقة التالية:

$$|T(j\omega_p)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}$$

يحدد المعامل (ε) التموج (الانحراف) داخل حزمة التمرير وفقاً للمعادلة التالية:

$$A_{\max} = 10 \log(1 + \varepsilon^2)$$

وبالعكس، بمعرفة الانحراف الأعظمي (A_{\max}) يمكن تحديد قيمة المعامل (ε)، وفقاً للمعادلة التالية:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1}$$

يمكن إيجاد تخميد مرشح تشيبيتشيف عند تردد حافة الإيقاف ($\omega = \omega_p$) وفقاً للمعادلة التالية:

$$A(\omega_s) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left(N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \right) \right]$$

باستعمال الآلة الحاسبة، يمكن حساب درجة المرشح المطلوبة (N) استناداً إلى المعادلة أعلاه للحصول على القيمة الصغرى للتخميد المطلوبة في حزمة الإيقاف (A_{\min})، وذلك بإيجاد القيمة الصغرى (A_{\min}) التي تحقق ($A(\omega_s) \geq A_{\min}$). كما هو الحال بالنسبة لمرشح بترورث، فإن زيادة درجة مرشح تشيبيتشيف (N) تجعل استجابة طويلة التابع تقترب من الاستجابة المثالية (استجابة بلوكة-الجاردار لمرشح التمرير المنخفض). تُحسب أقطاب مرشح تشيبيتشيف باستعمال العلاقة التالية:

$$p_k = -\omega_p \sin \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \sinh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) + j \omega_p \cos \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \cosh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

أخيراً، يمكن كتابة تابع تحويل مرشح تشيبيتشيف وفقاً للعلاقة التالية:

$$T(s) = \frac{k \omega_p^N}{\varepsilon 2^{N-1} (s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_N)}$$

(k): كسب التيار المستمر (dc gain) المطلوب أن يحققه المرشح.

كمخلص، للحصول على تابع تحويل مرشح تشيبيشيف الذي يحقق مواصفات النقل الموضحة في الشكل 3.7 نقوم بالإجراء التالي:

$$1. \text{ تحديد } (\varepsilon) \text{ من المعادلة } (\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1})$$

2. تحديد درجة المرشح المطلوبة (N) وهي أصغر قيمة صحيحة تحقق المتراجحة ($A(\omega_s) \geq A_{\min}$)،

$$\text{باستعمال العلاقة } (A(\omega_s) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left(N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \right) \right])$$

3. إيجاد الأقطاب التي عددها (N) قطعياً باستعمال العلاقة التالية:

$$p_k = -\omega_p \sin \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \sinh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) + j \omega_p \cos \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \cosh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

$$4. \text{ تحديد التابع } (T(s)) \text{ من المعادلة } (T(s) = \frac{k \omega_p^N}{\varepsilon 2^{N-1} (s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_N)})$$

يقدم مرشح تشيبيشيف حلاً أكثر كفاءة من مرشح بترورث. عندما يكون لكلا المرشحين نفس الانحراف الأعظمي (A_{\max}) ونفس الدرجة (N)، فإن مرشح تشيبيشيف يؤدي إلى تخميد أكبر في حزمة الإيقاف من التخميد الذي يعطيه مرشح بترورث. أو بالمقابل، لتحقيق نفس المواصفات، يتطلب مرشح تشيبيشيف درجة أقل من درجة مرشح بترورث. وهذا ما سيوضحه المثال التالي.

المثال 2.7

أوجد تابع تحويل مرشح تشيبيشيف الذي يحقق مواصفات مرشح التمرير المنخفض التالية:

$$(f_p = 10 \text{ kHz}, A_{\max} = 1 \text{ dB}, f_s = 15 \text{ kHz}, A_{\min} = 25 \text{ dB}, \text{dc gain} = 1)$$

الحل

1. تحديد (ε)

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1} = \sqrt{10^{\frac{1}{10}} - 1} = 0.5088$$

2. تحديد درجة المرشح المطلوبة (N)

$$A(\omega_s) \geq A_{\min}$$

$$A(\omega_s) = 10 \log \left[1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left(N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \right) \right] \geq A_{\min}$$

$$10^{\frac{A_{\min}}{10}} \leq 1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \right]$$

$$\sqrt{\frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\varepsilon^2}} \leq \cosh \left[N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right) \right]$$

$$\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\varepsilon^2}} \right) \leq N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)$$

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}{\varepsilon^2}} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_s}{\omega_p} \right)} \Rightarrow N \geq \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{25}{10^{10}} - 1} \right)}{\cosh^{-1} \left(\frac{15}{10} \right)} \Rightarrow N \geq \frac{\cosh^{-1}(34.89)}{\cosh^{-1}(1.5)}$$

$$N \geq 4.413 \Rightarrow N = 5$$

3. إيجاد الأقطاب التي عددها (N) قطباً

$$p_k = -\omega_p \sin \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \sinh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) + j \omega_p \cos \left(\frac{2k-1}{N} \frac{\pi}{2} \right) \cosh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

$$p_1 = -\omega_p \sin \left(\frac{2-1}{5} \frac{\pi}{2} \right) \sinh \left(\frac{1}{5} \sinh^{-1} \frac{1}{0.5088} \right) + j \omega_p \cos \left(\frac{2-1}{5} \frac{\pi}{2} \right) \cosh \left(\frac{1}{5} \sinh^{-1} \frac{1}{0.5088} \right)$$

$$p_1 = \omega_p (-0.0895 + j 0.988); \quad p_1, p_5 = \omega_p (-0.0895 \pm j 0.988)$$

$$p_2, p_4 = \omega_p (-0.2342 \pm j 0.6119)$$

$$p_3 = \omega_p (-0.2895)$$

4. تحديد التابع (T(s))

$$T(s) = \frac{k \omega_p^N}{\varepsilon 2^{N-1} (s-p_1)(s-p_2) \dots (s-p_N)}$$

$$T(s) = \frac{k \omega_p^5}{(8.1408) (s + 0.2895 \omega_p) (s^2 + 0.4684 \omega_p s + 0.4293 \omega_p^2) (s^2 + 0.179 \omega_p s + 0.984 \omega_p^2)}$$

$$T(0) = \frac{k \omega_p^5}{(8.1408) (0.2895 \omega_p) (0.4293 \omega_p^2) (0.984 \omega_p^2)} = 1 \Rightarrow k = 1$$

4. مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية – FIRST-ORDER AND SECOND-ORDER FILTER

سندرس هنا أبسط توابع التحويل للمرشحات من الدرجة الأولى والثانية. هذه التوابع مفيدة في حد ذاتها في تصميم مرشحات بسيطة. ويمكن أيضاً استعمالها بربطها على التعاقب لتحقيق مرشحات بدرجات أكبر. تُعد طريقة التصميم المتعاقب من أكثر الطرق شيوعاً في تصميم المرشحات الفعّلة (تلك التي تستعمل دارات مضخمات العمليات وعناصر RC). بما أن أقطاب المرشح تكون على شكل أزواج من الأعداد العقدية المترافقة، فإن توابع التحويل تُكتب على شكل جداءات من توابع مرشحات الدرجة الثانية. عندما يكون تابع التحويل $(T(s))$ فردي الدرجات، سيكون هناك أيضاً تابع تحويل من الدرجة الأولى ضمن الجداءات. ومن ثم يجري تحقيق مرشحات الدرجة الثانية (والدرجة الأولى في حال وجودها) باستعمال أحد دارات مضخمات العمليات وعناصر RC التي سيجري دراستها لاحقاً. توصل كتل المرشحات على التعاقب. بما أن خرج كل كتلة من كتل المرشحات هو خرج مضخم عمليات فإن مقاومة خرجها تكون منخفضة القيمة (صفرًا في الحالة المثالية)، مما يجعل الربط على التعاقب لا يؤثر إطلاقاً على تابع تحويل كل مرحلة على حدة. وبالتالي فإن تابع التحويل الكلي هو ببساطة جداء توابع التحويل الفردية، التي تعطي تابع التحويل $(T(s))$ الأصلي.

مرشحات الدرجة الأولى First-Order Filters

يعطى تابع التحويل العام لمرشح من الدرجة الأولى بالعلاقة التالية:

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$$

لتابع التحويل شبه الخطي خاصية مرشح من الدرجة الأولى، له قطب عند $(s = -\omega_0)$ ، وصفر عند $(s = -\frac{a_0}{a_1})$ ، ويقترب كسب الترددات العالية له (High-frequency gain) من القيمة (a_1) . تُحدد معاملات البسط (a_1) و (a_0) نوع المرشح (على سبيل المثال، مرشح تمرير منخفض، مرشح تمرير عالي، وما إلى ذلك). يبين الشكل 13.7 مرشح تمرير منخفض فعال من الدرجة الأولى ومرشح تمرير عالي فعال من الدرجة الأولى أيضاً، منفذين باستعمال دارات إلكترونية مكونة من مضخم عمليات وعناصر RC وآخرين غير فعالين منفذين باستعمال دارات إلكترونية مكونة من عناصر RC فقط. تتميز المرشحات الفعّلة عن المرشحات غير الفعّلة بإمكانية الحصول على الكسب الذي نرغبه، مع إمكانية ضبط معاملات تابع التحويل دون أن يؤثر ذلك على المعاملات الأخرى. نشير إلى أن مقاومة خرج المرشح الفعّال هي أيضاً منخفضة جداً، مما يجعل ربط المرشحات على التوالي أو على التعاقب ممكناً وسهلاً. غير أن مضخم العمليات يحد من عمل المرشح الفعّال عند الترددات العالية.

لنحلل مرشح التمرير المنخفض ونوجد معادلاته وداراته في حالتي المرشح الفعال والمرشح غير الفعال.

• تابع التحويل

يعطى تابع تحويل المرشح المنخفض بالعلاقة التالية:

$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$

• رسم مخطط (S)

نستنتج أقطاب المرشح بوضع $(T(s) = \infty)$

$$T(s) = \infty \Rightarrow s + \omega_0 = 0 \Rightarrow s = -\omega_0$$

نستنتج أصفار المرشح بوضع $(T(s) = 0)$

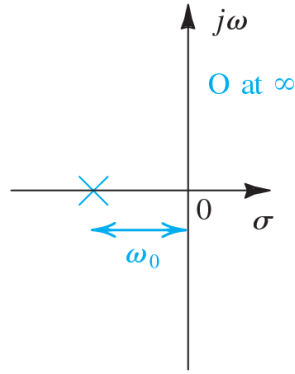
$$T(s) = 0 \Rightarrow s = \infty$$

بالتالي يكون مخطط (S) كما هو مبين في الشكل 14.7.

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $ T $	Passive Realization	Op Amp-RC Realization
(a) Low pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$	<p>The s-plane plot shows a horizontal axis labeled σ and a vertical axis labeled $j\omega$. A pole is marked with an 'x' on the real axis at $-\omega_0$. A zero is marked with an 'o' at ∞. A double-headed arrow between the origin and the pole is labeled ω_0.</p>	<p>The Bode plot shows magnitude T in dB on the y-axis versus ω in log on the x-axis. The plot is flat at $20 \log a_0/\omega_0$ dB for $\omega < \omega_0$. At $\omega = \omega_0$, the magnitude begins to decrease with a slope of -20 dB/decade.</p>	<p>A series resistor R followed by a shunt capacitor C to ground. The input is V_i and the output is V_o. The transfer function is $CR = \frac{1}{\omega_0}$ and the DC gain is 1.</p>	<p>An inverting op-amp configuration with a resistor R_1 at the input and a parallel combination of a resistor R_2 and a capacitor C at the feedback path. The output is V_o. The transfer function is $CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$ and the DC gain is $-\frac{R_2}{R_1}$.</p>
(b) High pass (HP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$	<p>The s-plane plot shows a horizontal axis labeled σ and a vertical axis labeled $j\omega$. A pole is marked with an 'x' on the real axis at $-\omega_0$. A zero is marked with an 'o' at the origin 0. A double-headed arrow between the origin and the pole is labeled ω_0.</p>	<p>The Bode plot shows magnitude T in dB on the y-axis versus ω in log on the x-axis. The plot starts with a slope of $+20$ dB/decade for $\omega < \omega_0$. At $\omega = \omega_0$, the magnitude becomes flat at $20 \log a_1$ dB.</p>	<p>A shunt capacitor C to ground followed by a series resistor R. The input is V_i and the output is V_o. The transfer function is $CR = \frac{1}{\omega_0}$ and the high-frequency gain is 1.</p>	<p>An inverting op-amp configuration with a parallel combination of a resistor R_1 and a capacitor C at the input and a resistor R_2 at the feedback path. The output is V_o. The transfer function is $CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$ and the high-frequency gain is $-\frac{R_2}{R_1}$.</p>

الشكل 13.7: تنفيذ مرشح تمرير منخفض ومرشح تمرير عالي.

- (Filter Type): نوع المرشح
- (S-plane Singularities): مخطط (s) للمرشح ومعاملاته المميزة
- (Bode plot for |T|): مخطط بود لطويلة تابع التحويل للمرشح
- (Passive Realization): دائرة المرشح غير الفعال
- (Active Realization): دائرة المرشح الفعال
- (Low Pass): مرشح التمرير المنخفض
- (High Pass): مرشح التمرير العالي
- (dc gain): كسب التيار المستمر (كسب المرشح عند $(\omega = 0)$)
- (High Frequency gain): كسب الترددات العالية (كسب المرشح عند $(\omega = \infty)$)



الشكل 14.7: مخطط (s) لمرشح تمرير منخفض.

- رسم مخطط بود $(|T(s)|)$

تابع الطويلة عند $(|T(j\omega)|)$ ، وتردد القطع الزاوي (ω_{3dB})

$$T(0) = \frac{a_0}{0 + \omega_0} = \frac{a_0}{\omega_0} \Rightarrow |T(0)|, dB = 20 \log \left| \frac{a_0}{\omega_0} \right|$$

$$|T(j\omega)| = \left| \frac{a_0}{j\omega + \omega_0} \right| = \frac{a_0}{\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}}$$

$$at -3 dB \Rightarrow |T(j\omega_{3dB})| = \frac{a_0}{\sqrt{\omega_{3dB}^2 + \omega_0^2}} = \frac{\frac{a_0}{\omega_0}}{\sqrt{\frac{\omega_{3dB}^2}{\omega_0^2} + 1}} \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{\omega_{3dB}^2}{\omega_0^2} = 1 \Rightarrow \omega_{3dB} = \omega_0$$

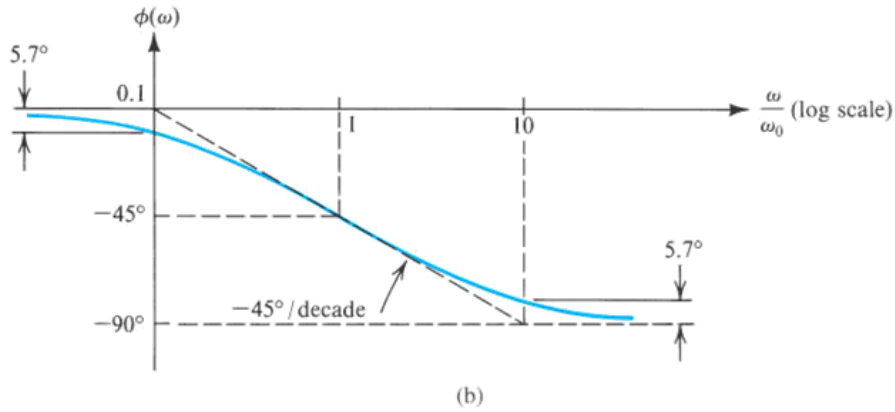
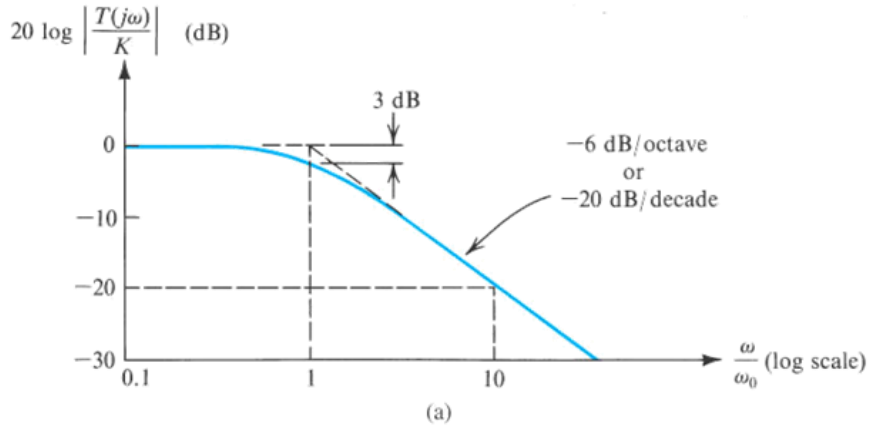
تابع فرق الصفحة ($\phi(j\omega)$)

$$T(j\omega) = \frac{a_0}{j\omega + \omega_0} = \frac{a_0}{\omega^2 + \omega_0^2}(-j\omega + \omega_0)$$

$$\arg T(j\omega) = \phi(j\omega) = \arg \left[\frac{a_0}{\omega^2 + \omega_0^2}(-j\omega + \omega_0) \right]$$

$$\phi(j\omega) = -\tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

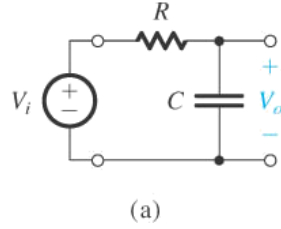
يعطي الشكل 15.7 مخطط بود وفرق الصفحة لتابع المرشح المنخفض.



الشكل 15.7: مخطط بود وفرق الصفحة لتابع المرشح المنخفض.

تنفيذ المرشح المنخفض غير الفعال

يتكون مرشح التمرير المنخفض غير الفعال من مقاومة (R) في الدخل ومن مكثف (C) في الخرج كما هو موضح في الشكل 16.7.



الشكل 16.7: المرشح المنخفض غير الفعال.

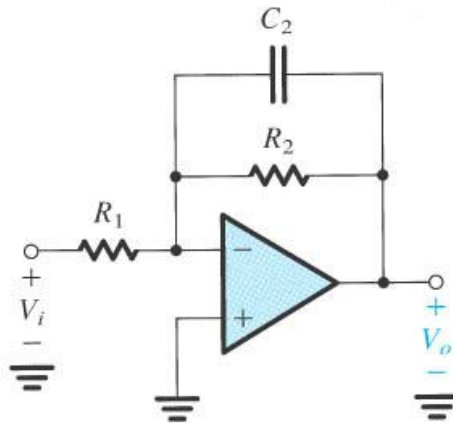
$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}} \Leftrightarrow a_0 = \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

$$dc \text{ gain} : \frac{V_o}{V_i} \Big|_{s=0} = \frac{a_0}{\omega_0} = \frac{\frac{1}{CR}}{\frac{1}{CR}} = 1$$

تنفيذ المرشح المنخفض الفعال

يتكون المرشح المنخفض الفعال من مضخم عمليات ومقاومتين (R_1, R_2) ومن مكثف (C_2) في الخرج كما هو موضح في الشكل 16.7.



الشكل 16.7: المرشح المنخفض الفعال.

$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$

$$T(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-z_2}{z_1} = \frac{-\left(\frac{1}{sC_2} \parallel R_2\right)}{R_1} = \frac{-\left(\frac{\frac{1}{sC_2} \times R_2}{\frac{1}{sC_2} + R_2}\right)}{R_1} = \frac{-\left(\frac{R_2}{1+sC_2R_2}\right)}{R_1}$$

$$T(s) = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1+sC_2R_2} = \frac{1}{C_2R_2} \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{s + \frac{1}{C_2R_2}} = \frac{-\frac{1}{C_2R_1}}{s + \frac{1}{C_2R_2}} \Rightarrow$$

$$a_0 = -\frac{1}{C_2R_1}; \omega_0 = \frac{1}{C_2R_2}; dc \text{ gain} = |T(0)| = \left| \frac{-\frac{1}{C_2R_1}}{\frac{1}{C_2R_2}} \right| = \frac{R_2}{R_1}$$

يمكن الحصول على مرشح الحزمة، أو مرشح منع الحزمة بوصل المرشح المنخفض على التسلسل مع المرشح العالي.

مرشحات الدرجة الثانية Second-Order Filters

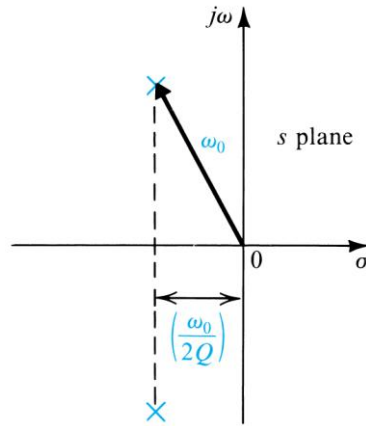
تبين العلاقة أدناه الصيغة العامة لتابع تحويل مرشح من الدرجة الثانية (Biquadratic).

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$$

يحدد المعاملان (ω_0) و (Q) الأقطاب وفقاً للمعادلة التالية:

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

عندما يكون المعامل $(Q > 0.5)$ ، تكون الأقطاب العقدية الحاصلة مترافقة. يبين الشكل 17.7 مواقع زوج القطبين العقديين المترافقين على المخطط (s) . نلاحظ أن المسافة النصف قطرية للأقطاب (من مبدأ الإحداثيات) تساوي إلى (ω_0) ، والذي يعرف باسم تردد القطب (Pole frequency). يحدد المعامل (Q) المسافة بين القطبين والمحور $(j\omega)$: كلما كانت قيمة هذا المعامل كبيرة كلما كان القطبين أقرب إلى المحور $(j\omega)$ ، أي تصبح استجابة المرشح أكثر انقائية. تؤدي القيمة اللا نهائية لـ (Q) إلى وضع القطبين على المحور $(j\omega)$ ، ويمكن أن تسفر عن اهتزاز مستمر للمرشح المنفذ. تعني القيمة السالبة للمعامل (Q) أن القطبين يقعان في النصف الأيمن من المخطط (s) ، والذي يؤدي بالتأكيد إلى الاهتزاز. ويطلق على المعامل (Q) اسم معامل جودة القطب (Pole quality factor)، أو ببساطة، قطب المعامل (Q) .



الشكل 17.7: تعريف المعاملين (ω_0) و (Q) لزوج الأقطاب العقديّة المرافقة.

تتحدد أصفار النقل لمرشح من الدرجة الثانية من معاملات البسط $(a_0, a_1, \text{ and } a_2)$. ويترتب على ذلك أن معاملات البسط تحدد نوع المرشح من الدرجة الثانية (أي، مرشح منخفض، أو مرشح عالي، أو غير ذلك). يوضح الشكل 18.7 المرشحات الأربعة الرئيسية وهي: المرشح المنخفض، والمرشح العالي، ومرشح الحزمة، ومرشح منع الحزمة. لكل نوع من هذه المرشحات تابع التحويل الخاص به، ومخطط (s) الذي يبين مواضع أقطاب وأصفار المرشح، واستجابة طويلة تابع التحويل.

كل المرشحات الأربعة من الدرجة الثانية لها زوج من الأقطاب العقديّة المترافقة التي تتحدد خصائصها بتردد القطب (ω_0) وجودة القطب (Q) .

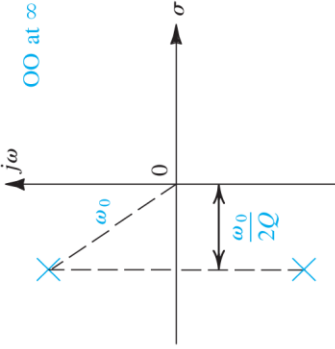
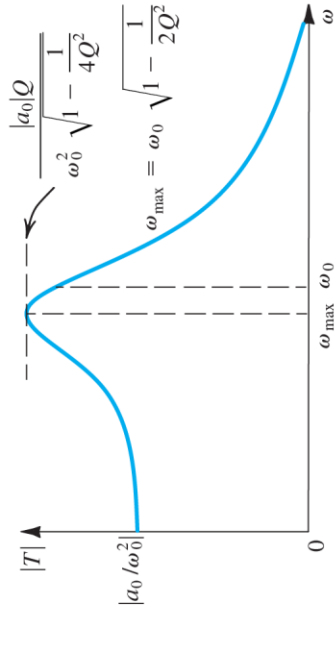
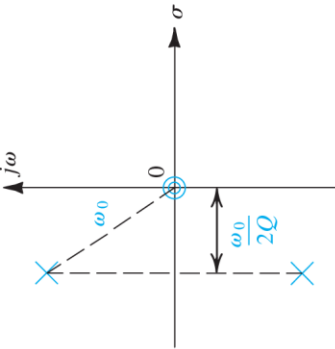
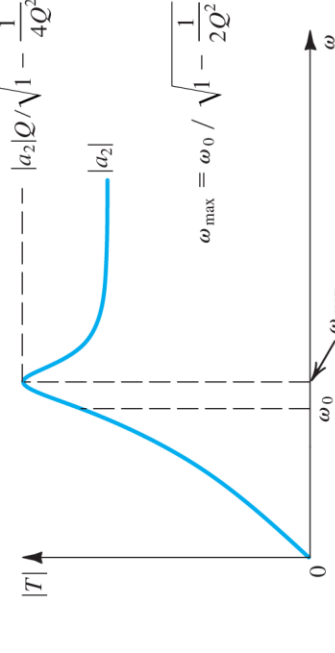
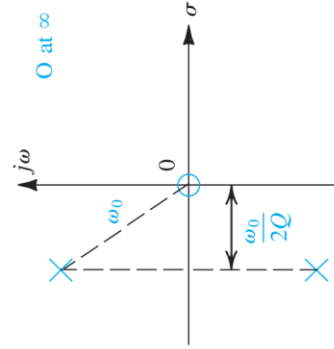
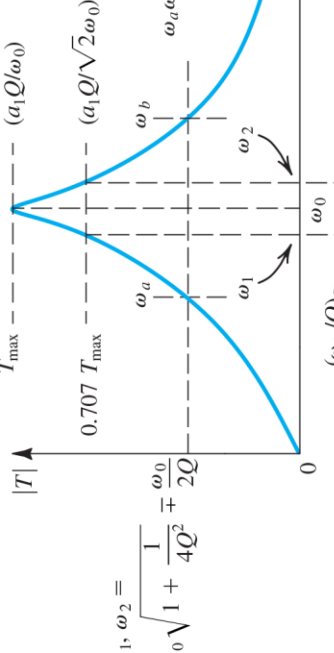
في حالة المرشح المنخفض (LP)، والمبين في الشكل 18.7 (a)، يقع الصفران عند $(s = \infty)$. وللاستجابة المطالية لهذا المرشح قيمة عظمى تحصل عند $(Q > \frac{1}{\sqrt{2}})$. أعطيت التفاصيل المتعلقة بالقيمة العظمى هذه

على نفس الشكل. وتحصل القيمة العظمى لاستجابة مرشح بترورث عند $(Q = \frac{1}{\sqrt{2}})$.

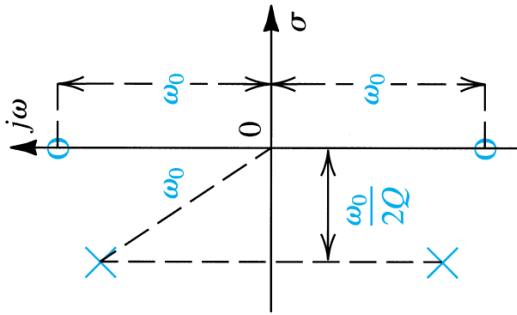
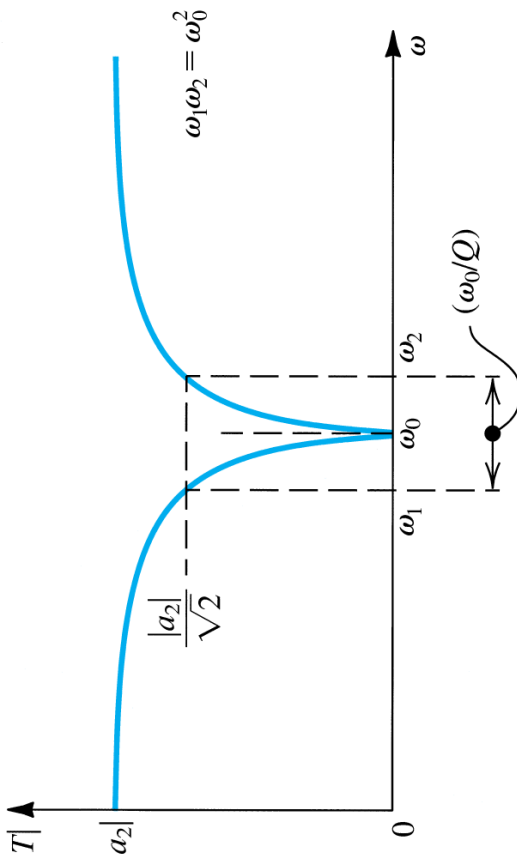
يملك مرشح التمرير العالي (HP) المبين في الشكل 18.7 (b) صفرين عند $(s = 0)$. وللاستجابة المطالية لهذا المرشح قيمة عظمى أيضاً تحصل عند $(Q > \frac{1}{\sqrt{2}})$.

يقع أحد أصفار مرشح الحزمة (BP) المبين في الشكل 18.7 (c) عند $(s = 0)$ ، ويقع الصفر الآخر عند $(s = \infty)$. تقع قمة الاستجابة المطالية لمرشح الحزمة عند $(\omega = \omega_0)$ ، ويُسمى التردد المركزي (The center frequency).

وعادة ما تقاس انتقائية مرشح الحزمة من الدرجة الثانية بعرض الحزمة الترددي عند (-3 dB) . يحدد عرض الحزمة الفرق بين الترددين (ω_1) و (ω_2) الذي تكون الاستجابة المطالية عندهما أقل بـ (3 dB) من قيمة قمة الاستجابة المطالية. ويمكن إثبات أن:

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	$ T $
<p>(a) Low pass (LP)</p> $T(s) = \frac{a_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>DC gain = $\frac{a_0}{\omega_0^2}$</p>		
<p>(b) High pass (HP)</p> $T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>High-frequency gain = a_2</p>		
<p>(c) Bandpass (BP)</p> $T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>Center-frequency gain = $\frac{a_1 Q}{\omega_0}$</p>		

الشكل 13.7: خصائص المرشحات الأربعة الرئيسية (أ).

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	$ T $
<p>(d) Notch</p> $T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>DC gain = High-frequency gain = a_2</p>	 <p>The s-plane plot shows two poles (blue circles) on the imaginary axis at $\pm j\omega_0$ and two zeros (blue crosses) in the left half-plane at $\pm \sigma \pm j\frac{\omega_0}{2Q}$. The natural frequency ω_0 is indicated on the imaginary axis, and the damping ratio σ is indicated on the real axis. The distance from the origin to the zeros is $\frac{\omega_0}{2Q}$.</p>	 <p>The magnitude response plot shows T on the vertical axis and ω on the horizontal axis. The curve starts at a value a_2 at $\omega = 0$, reaches a minimum of $\frac{ a_2 }{\sqrt{2}}$ at $\omega = \omega_0$, and then rises back to a_2 at high frequencies. The notch frequency ω_0 is marked, and the bandwidth is indicated as (ω_0/Q). The relationship $\omega_1\omega_2 = \omega_0^2$ is also shown.</p>

الشكل 13.7: خصائص المرشحات الأربعة الرئيسية (ب).

$$\omega_1, \omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \pm \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$$

نلاحظ أنه كلما ازدادت قيمة جودة القطب (Q) كلما نقص عرض حزمة المرشح، وأصبح مرشح الحزمة بالتالي أكثر انتقائية.

يبين الشكل 18.7 (d) التفاصيل المتعلقة بمرشح منع الحزمة (SB).

5. ملخص SUMMARY

1. المرشح هو رباعي أقطاب خطي تابع تحويله $(T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)})$. يمكن أن نمثل تابع التحويل بتابع نقل

المرشح $(T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{j\phi(\omega)})$ ، وتكون طويلة تابع النقل بالديسبل كسباً $(G(\omega) = 20 \log |T|)$ أو تخميدياً $(A(\omega) = -20 \log |T|)$.

2. تتحدد خواص النقل للمرشح بتردد حزمة التمرير (Passband) وبتردد حزمة القطع (Stopband) وبالانحراف الأعظمي $(A_{\max}(dB))$ المسموح به داخل حزمة التمرير وبالتخميد الأصغري $(A_{\min}(dB))$ المطلوب تحقيقه في حزمة القطع. وتحدد خواص فرق الصفحة أيضاً في بعض التطبيقات.

3. يمكن كتابة تابع التحويل على شكل نسبة كثيري حدود للمتحوّل اللابلاسي (s) ، وتحدد درجة المرشح درجة كثير حدود المقام (N) . وتحدد أقطاب المرشح جذور كثير حدود المقام والتي عددها (N) جذراً.

4. للحصول على انتقائية عالية، ينبغي أن تكون الأقطاب عقدية ومرافقة (باستثناء قطب حقيقي عندما تكون درجة المرشح (N) فردية). وتتوضع أصفار حزمة القطع على المحور التخيلي $(j\omega)$ بما فيها $(\omega=0)$ و $(\omega=\infty)$.

5. تكون استجابة مرشح بترورث التي هي استجابة مرشح منخفض، استجابة مسطحة أعظمية عند $(\omega=0)$. ويتناقص النقل بدون تموج مع زيادة التردد وصولاً إلى الصفر عند $(\omega=\infty)$ ، والتي تتوضع عندها كل الأصفار. أعطيت كل من علاقة الطويلة $(|T|)$ ، والمعامل (ε) ، والعلاقة التي تسمح لنا بتحديد درجة المرشح (N) ، والمخطط البياني الذي يسمح لنا بإيجاد الأقطاب، وأخيراً علاقة تابع التحويل.

6. تكون استجابة مرشح تشيشفيف، التي هي استجابة مرشح منخفض، استجابة متموجة مع تموج متساو في حزمة التمرير. يتناقص النقل بدون تموج مع زيادة التردد وصولاً إلى الصفر عند $(\omega=\infty)$ ، والتي تتوضع عندها كل الأصفار. أعطيت كل من علاقة الطويلة $(|T|)$ في حزمة التمرير وفي حزمة المنع، والمعامل (ε) ، والعلاقة التي تسمح لنا بتحديد درجة المرشح (N) ، والعلاقة التي تسمح لنا بإيجاد الأقطاب، وأخيراً علاقة تابع التحويل.

7. أعطي ملخص لمرشحات الدرجة الأولى الرئيسية وداراتها.

8. كما أعطي ملخص لخواص مرشحات الدرجة الثانية الرئيسية.

أسئلة ومسابئلة الفصل السابع QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل السابع

اختر الإجابة الصحيحة

1. المرشح هو دائرة رياعي أقطاب لاخطي:

(a) صح

(b) خطأ

2. يمكن توصيف مرشح التمرير بأربعة معاملات هي:

(a) معامل تردد حزمة التمرير (ω_p)، ومعامل تردد حدود حزمة المنع (ω_s)، وتردد قطع الحزمة (

ω_1, ω_2)، وتردد منع الحزمة (ω_1, ω_2)

(b) معامل تردد حزمة التمرير (ω_p)، ومعامل تردد حدود حزمة المنع (ω_s)، وتابع التحويل ($T(s)$)،

وتردد منع الحزمة (ω_1, ω_2)

(c) معامل تردد حزمة التمرير (ω_p)، ومعامل تردد حدود حزمة المنع (ω_s)، ومعامل الانحراف الأعظمي

(A_{\max}) في حزمة التمرير، ومعامل التخميم الأصغري (A_{\min}) المطلوب تحقيقه في حزمة المنع

(d) كل ما ذكر في (a) و (b) و (c)

3. يمكن صياغة تابع تحويل المرشح على شكل:

(a) نسبة كثيري حدود تابعين للمتحويل اللابلاسي (s)

(b) نسبة بسطها عدد حقيقي، ومقامه كثير حدود من الدرجة الثانية

(c) نسبة بسطها كثير حدود من الدرجة (N)، ومقامه عدد حقيقي

(d) نسبة بسطها كثير حدود جذري، ومقامه كثير حدود كسري

4. تتحدد درجة المرشح:

(a) بدرجة بسط تابع التحويل

(b) بدرجة مقام تابع التحويل

(c) بمجموع درجتي البسط والمقام لتابع التحويل

(d) بفرق درجتي البسط والمقام لتابع التحويل

5. يكون المرشح مستقرًا:

- (a) عندما تتوضع أقطابه في النصف الأيسر من المخطط (s) (على يسار المحور الوهمي)
- (b) عندما تتوضع أصفاره في النصف الأيسر من المخطط (s) (على يسار المحور الوهمي)
- (c) عندما تتوضع أقطابه في النصف الأيمن من المخطط (s) (على يمين المحور الوهمي)
- (d) عندما تتوضع أقطابه على المحور الوهمي في المخطط (s)

6. حتى تكون انتقائية المرشح عاليةً، ينبغي أن تكون أقطابه:

- (a) كلها أعداد عقدية مترافقة إذا كانت درجة المرشح زوجية
- (b) كلها أعداد عقدية مترافقة ما عدا قطب واحد حقيقي إذا كانت درجة المرشح فردية
- (c) ما ذكر في (a) و (b)
- (d) غير ذلك

7. يبدي مرشح بترورث استجابة:

- (a) مسطحة أعظمية عند ($\omega = \infty$)
- (b) مسطحة أعظمية عند ($\omega = 0$)
- (c) مسطحة أعظمية عند ($\omega = \omega_p$)
- (d) مسطحة أعظمية عند ($\omega = \omega_s$)

8. يبدي مرشح تشيبتشيف استجابة:

- (a) مسطحة أعظمية عند ($\omega = \infty$)
- (b) مسطحة أعظمية عند ($\omega = 0$)
- (c) مسطحة أعظمية عند ($\omega = \omega_p$)
- (d) متموجة ومتساوية ضمن حزمة التمرير

9. تابع تحويل مرشح من الدرجة الأولى ($T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$) له قطب عند:

- (a) ($s = -\omega_0$)
- (b) ($s = -\frac{a_0}{a_1}$)
- (c) ($s = 0$)
- (d) ($s = \infty$)

10. تابع تحويل مرشح من الدرجة الثانية $(T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2})$ له قطبان هما:

$$(p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}) \quad (\mathbf{a})$$

$$(p_1, p_2 = \pm j \frac{\omega_0}{2Q}) \quad (\mathbf{b})$$

$$(p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0) \quad (\mathbf{c})$$

$$(p_1, p_2 = \pm j\omega_0) \quad (\mathbf{d})$$

الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل السابع
b	1
c	2
a	3
b	4
a	5
c	6
b	7
d	8
a	9
a	10

مسائل الفصل السابع

1. أوجد القيم التقريبية للتخميد مقدرة بـ (dB) التي توافق قيم توابع النقل
(1, 0.99, 0.9, 0.8, 0.7, 0.5, 0.1, 0).

Ans. 0, 0.1, 1, 2, 3, 6, 20, ∞ (dB)

2. إذا كانت طويلة تابع النقل ثابتة في حزمة التمرير مع تموج مقداره (± 5%)، وأن النقل في حزمة المنع ليس أكثر من (1%) من النقل في حزمة التمرير، أوجد قيمتي المعاملين (A_{\min}) و (A_{\max}).

Ans. 0.9 dB; 40 dB

3. يقع قطبا مرشح من الدرجة الثانية عند $(s = -\frac{1}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2})$ ويكون النقل صفراً عند $(\omega = 2 \frac{rad}{s})$ ، وواحد عند $(\omega = 0)$. أوجد تابع التحويل.

$$Ans. T(s) = \frac{1}{4} \frac{s^2 + 4}{s^2 + s + 1}$$

4. تقع أصفار النقل لمرشح من الدرجة الرابعة عند $(\omega = 0)$ ، و $(\omega = 2 \frac{rad}{s})$ ، و $(\omega = \infty)$. وتقع أقطابه عند $(s = -0.1 \pm j0.8)$ ، و $(s = -0.1 \pm j1.2)$. أوجد تابع تحويله.

$$Ans. T(s) = k \frac{s(s^2 + 4)}{(s^2 + 0.2s + 0.65)(s^2 + 0.2s + 1.45)}$$

5. أوجد تابع التحويل ($T(s)$) لمرشح منخفض من الدرجة الثالثة كلي الأقطاب، تقع أقطابه على بعد نصف قطري من المبدأ مقداره $(1 \frac{rad}{s})$ ويصنع قطباه العقديان زاوية مقدارها (30°) عن المحور الوهمي ($j\omega$).

كسب التيار المستمر له واحد. أثبت أن $(|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^6}})$. أوجد تردد القطع الزاوي له (ω_{3dB}) ، ومقدار التخميد عند التردد الزاوي $(\omega = 3 \frac{rad}{s})$.

$$Ans. T(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+1)}; 1 \frac{rad}{s}; 28.6 \text{ dB.}$$

6. حدد درجة مرشح بترورث (N)، علماً أن معامل الانحراف الأعظمي (A_{max})، ومعامل التخميد الأصغري (A_{min}). ما هي قيمة التخميد الفعلية الحاصلة في حزمة المنع؟ عندما يكون معامل التخميد مساوياً تماماً إلى (30 dB)، إلى أية قيمة يمكن أن ينخفض معامل الانحراف الأعظمي (A_{max}) ضمن حزمة التمرير؟
 Ans. $N = 11$; $A_{min} = 32.87$ dB; 0.54 dB

7. أوجد أقطاب وتابع تحويل مرشح بترورث، علماً أن التردد الزاوي لحزمة التمرير ($\omega_p = 1 \frac{rad}{s}$)، ومعامل الانحراف الأعظمي ضمن حزمة التمرير ($A_{max} = 3$ dB) أي أن المعامل ($\varepsilon = 1$)، ودرجة المرشح ($N = 3$).

Ans. $-0.5 \pm j \frac{\sqrt{3}}{2}$ and -1 ; $T(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+1)}$

8. تستعمل المعادلة ($|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cos^2 \left[N \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right) \right]}}$); for $\omega \leq \omega_p$ لإيجاد الترددات ضمن حزمة التمرير التي تأخذ قيم عظمى وقيم صغرى. (تحصل القيم العظمى عندما تكون قيمة الحد ($\cos^2[\dots]$) صفراً، وتحصل القيم الصغرى عندما تكون قيمة الحد ($\cos^2[\dots]$) واحداً). أوجد هذه الترددات في حالة مرشح من الدرجة الخامسة؟

Ans. Peaks at $\omega = 0, 0.59 \omega_p$, and $0.95 \omega_p$; the valleys at $\omega = 0.31 \omega_p$ and $0.81 \omega_p$.

9. أوجد التخميد الحاصل عند ($\omega = 2 \omega_p$) في حالة مرشح تشيبيتشيف، علماً أن الانحراف في حزمة التمرير يبلغ (0.5 dB). إذا سمح لهذا الانحراف أن يزداد إلى (1 dB)، كم سيزداد التخميد ضمن حزمة المنع؟
 Ans. 64.9 dB; 3.3 dB

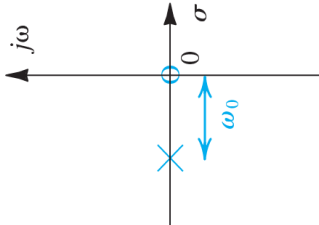
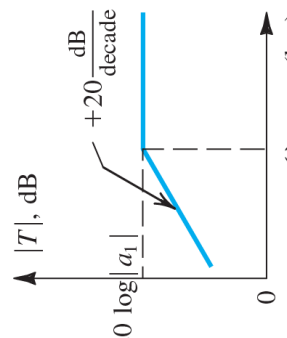
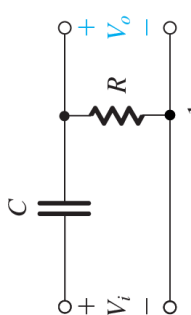
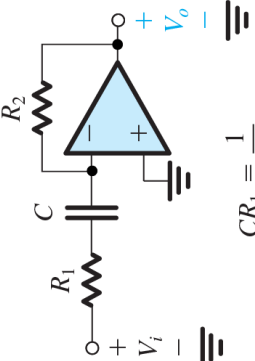
10. يطلب تصميم مرشح تمرير منخفض، تردد حزمة التمرير له ($f_p = 1$ kHz)، ومعامل الانحراف الأعظمي ضمن حزمة التمرير ($A_{max} = 1$ dB)، وتردد القطع ($f_s = 1.5$ kHz)، والتخميد الأدنى في حزمة القطع ($A_{min} = 50$ dB).

- (a) أوجد درجة مرشح تشيبيتشيف. ما هي قيمة التخميد الحاصلة ضمن حزمة المنع؟
 (b) أوجد درجة مرشح بترورث. ما هي قيمة التخميد الحاصلة ضمن حزمة المنع؟

Ans. (a) $N = 8, 5$ dB; (b) $N = 16, 0.5$ dB

11. مستعملاً المقاومة ($R_1 = 10 \text{ k}\Omega$)، يطلب تصميم دائرة مرشح عالي باستعمال مضخم عمليات ومقاومات ومكثفات وفقاً لما هو مبين في الشكل 14.7، لهذا المرشح تردد قطع زاوي قيمته (104 rad/s)، ومعامل كسب ترددات عالية قيمته (10).

Ans. (a) $N = 8, 5 \text{ dB}$; (b) $N = 16, 0.5 \text{ dB}$

<p>(b) High pass (HP)</p> $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$			 <p style="text-align: center;">$CR = \frac{1}{\omega_0}$</p> <p style="text-align: center;">High-frequency gain = 1</p>	 <p style="text-align: center;">$CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$</p> <p style="text-align: center;">High-frequency gain = $-\frac{R_2}{R_1}$</p>
---	---	--	--	--

الشكل 14.7: مرشح تردد عالي.

12. في حالة مرشح تمرير منخفض من الدرجة الثانية، استجابته مسطحة ضمن حزمة التمرير، وله معامل جودة تردد $(Q = \frac{1}{\sqrt{2}})$. أثبت أنه عند $(\omega = \omega_0)$ تكون استجابته طويلته عند قيمة (3 dB). علماً أن:

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}; \text{ and at dc gain } T(0) = \frac{a_0}{\omega_0^2} = 1$$

13. أوجد تابع تحويل مرشح تمرير حزمة من الدرجة الثانية، تردده المركزي (10^5 rad/s) ، وقيمة الكسب عند التردد المركزي (10) ، وقيمة عرض الحزمة عند (3 dB) (10^3 rad/s) . علماً أن:

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}; \text{ and at center frequency gain } |T(j\omega_0)| = \frac{a_1 Q}{\omega_0}, \text{ and } BW = \frac{\omega_0}{Q}$$

$$\text{Ans. } T(s) = \frac{10^4 s}{s^2 + 10^3 s + 10^{10}}$$

كلية

الجامعة

نموذج امتحان للفصل السابع: المرشحات

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits

أستاذ المادة:

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. تستعمل تقانات تصنيع المرشحات غير الفعالة القديمة ملفات ومكثفات، وتعمل هذه المرشحات بشكل جيد

عند:

- (a) الترددات المنخفضة
- (b) عند الترددات المتوسطة
- (c) عند الترددات العالية
- (d) كامل طيف الترددات المذكورة في (a) و (b) و (c)

2. تستعمل تقانات تصنيع المرشحات غير الفعالة القديمة ملفات ومكثفات، وعندما تعمل هذه المرشحات عند

الترددات بين الصفر و 100 kHz، تحتاج إلى ملفات:

- (a) صغيرة القيمة وصغيرة الحجم
- (b) صغيرة القيمة وكبيرة الحجم
- (c) صغيرة القيمة وكبيرة الحجم
- (d) كبيرة القيمة وكبيرة الحجم

3. تابع تحويل المرشح هو :

- (a) نسبة جهد الخرج إلى جهد الدخل
- (b) نسبة جهد الدخل إلى جهد الخرج
- (c) نسبة تيار الخرج إلى جهد الدخل
- (d) كل ما ذكر أعلاه

4. عدد أنواع المرشحات المثالية الرئيسية،

- (a) اثنان
- (b) ثلاثة
- (c) أربعة
- (d) غير ذلك

5. نحتاج عند توصيف المرشحات الفعلية إلى تحديد أربعة معاملات، تتراوح قيمة إحدى هذه المعاملات، وهو

معامل الانحراف الأعظمى (A_{\max}) في حزمة التمرير:

- (a) بين (0.05 dB) و (0.5 dB)
- (b) بين (0.5 dB) و (1 dB)
- (c) بين (0.05 dB) و (5 dB)
- (d) بين (0.05 dB) و (3 dB)

6. يبدي مرشح بترورث استجابة:

- (a) مسطحة في حزمة التمرير عند ($\omega = 0$)
- (b) مسطحة في حزمة المنع عند ($\omega = 0$)
- (c) مسطحة في حزمة المنع عند ($\omega = \infty$)
- (d) مسطحة في منطقة العبور

7. يبدي مرشح تشيبيتشيف استجابة:

- (a) مسطحة في حزمة التمرير عند ($\omega = 0$)
- (b) مسطحة في حزمة المنع عند ($\omega = 0$)
- (c) مسطحة في حزمة المنع عند ($\omega = \infty$)
- (d) مختلفة عما ذكر

8. في المرشحات المنخفضة:

- (a) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند $(\omega = \infty)$
- (b) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند $(\omega = 0)$
- (c) ينبغي أن لاتقع الأصفار على المحور الوهمي
- (d) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند كل ما ذكر

9. في المرشحات العالية:

- (a) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند $(\omega = \infty)$
- (b) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند $(\omega = 0)$
- (c) ينبغي أن لاتقع الأصفار على المحور الوهمي
- (d) ينبغي أن لاتقع الأصفار عند كل ما ذكر

10. تُستعمل المرشحات المنخفضة من الدرجة الأولى:

- (a) في مرشحات الدرجة (N) الزوجية
- (b) في مرشحات الدرجة الثانية
- (c) في مرشحات الدرجة (N) الفردية
- (d) لتحقيق مرشحات أخرى لم تذكر

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل السابع

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
مراجعة تابع النقل للمرشح، أنواع المرشحات، ومواصفات المرشحات Filter Transmission, Types, and Specification	c	1
مراجعة تابع النقل للمرشح، أنواع المرشحات، ومواصفات المرشحات Filter Transmission, Types, and Specification	d	2
مراجعة تابع تحويل المرشح The Filter Transfer Function	a	3
مراجعة تابع تحويل المرشح The Filter Transfer Function	c	4
مراجعة تابع تحويل المرشح The Filter Transfer Function	d	5
مرشحات بترورث وتشيبينشيف Butterworth and Chebyshev Filters	a	6
مرشحات بترورث وتشيبينشيف Butterworth and Chebyshev Filters	d	7
مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية First-Order and Second-Order Filter	b	8
مرشحات الدرجة الأولى والدرجة الثانية First-Order and Second-Order Filter	a	9
مرشحات بترورث وتشيبينشيف Butterworth and Chebyshev Filters	c	10

الفصل الثامن

المضخمات المولفة

كلمات مفتاحية KEYWORDS

المضخمات وحيدة الرنين Single Tuned Amplifiers، المضخمات متعددة الرنين Amplifiers with Multiple Tuned Circuits

الملخص ABSTRACT

يهدف الفصل الثامن إلى دراسة نوع خاص من دارات الانتخاب الترددي، هي مضخمات (LC) المولفة. تعمل المضخمات المولفة على حزمة ترددات حول تردد مركزي تتراوح قيمتها من بضع مئات من الكيلو هرتز إلى بضع مئات من الميغا هرتز. تجد المضخمات المولفة تطبيقاتها في أجزاء من المستقبلات ضمن نطاق الترددات الراديوية (RF) والترددات الوسيطة (IF)، وفي أنظمة أخرى في مجال الاتصالات. تجدر الإشارة إلى أن استجابة المضخمات المولفة مماثلة لاستجابة مرشحات الحزمة التي نوقشت في الفصل السابق. تتميز استجابة المضخمات المولفة بالتردد المركزي (ω_0)، ويعرض النطاق الترددي (B) المحدد بقيمة الكسب عند (3 dB)، وبالانتقائية الحادة (Skirt selectivity)، والتي هي نسبة عرض النطاق الترددي عند (30 dB) إلى عرض النطاق الترددي عند (3 dB). في العديد من التطبيقات، يكون عرض النطاق الترددي عند (3 dB) أقل من (5%) من قيمة التردد المركزي. تتيح لنا هذه الخاصية -النطاق الضيق- إجراء تقريبات معينة تؤدي إلى تبسيط عملية التصميم. المضخمات المولفة التي سنتناولها بالدراسة هنا، هي مضخمات جهد صغيرة الإشارة، تعمل الترانزستورات فيها في الصنف (A)، أي تكون في حالة توصيل دائم.

مخرجات الفصل الثامن ILO8

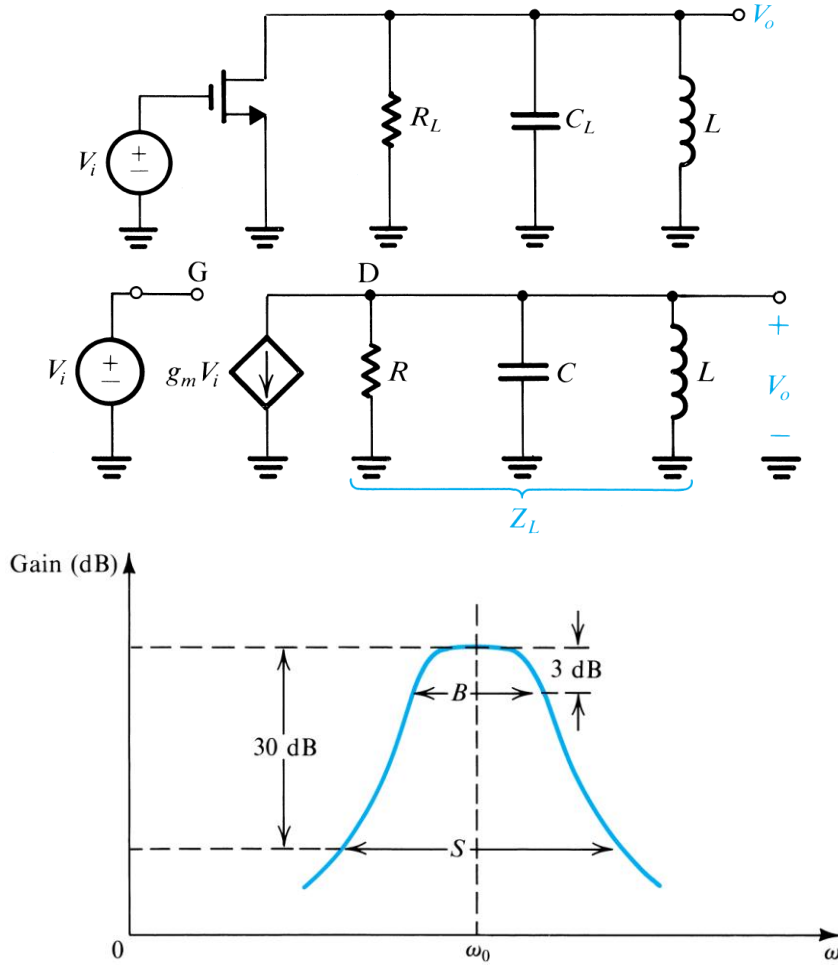
فهم هذا النوع الخاص من دارات الانتخاب الترددي، التي تسمى المضخمات المولفة باستعمال دارات الرنين (LC).

الأهداف التعليمية للفصل الثامن ILO8

دراسة وفهم دارات الانتخاب الترددي، التي تسمى المضخمات المولفة باستعمال دارات الرنين (LC).

1. المبدأ الرئيس THE BASIC PRINCIPLES

المبدأ الرئيس في تصميم المضخمات المولفة هو استعمال دارة رنين تفرعية (LCR)، توصل كحمل على خرج دارة المضخم الترانزستوري نوع (BJT) أو نوع (MOS)، أو في دخله. يبين الشكل 1.8 دارة مضخم مولف (MOS Tuned Amplifier)، ودارته المكافئة، واستجابته الترددية. يستعمل المضخم المولف حملاً هو دارة رنين تفرعية (LCR). حذفت منه دارة الانحياز لتبسيطه. يسمى المضخم مضخماً وحيداً - التوليف (Single-Tuned Amplifier)، عندما تتضمن دارته دارة رنين وحيدة.



الشكل 1.8: مضخم وحيد التوليف، ودارته المكافئة واستجابته الترددية.

تمثل المقاومة (R) المقاومة المكافئة للمقاومتين (r_o) و (R_L) الموصولتين على التفرع، وتمثل المكثفة (C) مكثفة الخرج التفرعية (C_L). يمكن أن نكتب علاقة جهد الخرج (V_o)، استناداً إلى الدارة المكافئة، بالصيغة التالية:

$$V_o = \frac{-g_m V_i}{Y_L} = \frac{-g_m V_i}{sC + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL}}$$

ونكتب علاقة كسب الجهد كما يلي:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m s}{s^2 + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{LC}}$$

تمثل علاقة كسب الجهد علاقة تابع مرشح حزمة من الدرجة الثانية، تردده المركزي

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

وعرض الحزمة عند (3dB)، وحول التردد المركزي

$$B = \frac{1}{CR}$$

ويعطى معامل جودة المضخم المولف (Q) بالعلاقة التالية:

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \omega_0 CR$$

كما يُعطى كسب التردد المركزي بالعلاقة:

$$\frac{V_o(j\omega_0)}{V_i(j\omega_0)} = -g_m R$$

نشير إلى أنه يمكن كتابة علاقة كسب التردد المركزي بالمعانية: لأنه عند الرنين تكون ممانعة كل من المكثف (C) والملف (L) معدومة، وتتخفف ممانعة دارة الرنين التفرعية إلى المقاومة (R).

المثال 1.8

يُطلب تصميم دارة مضخم مولف كالتي مرت معنا أعلاه، تردده المركزي ($f_0 = 1 \text{ MHz}$)، وعرض حزمته عند (3dB) ($B = 3 \text{ kHz}$)، وكسبه عند التردد المركزي (-10). والتوصيلية المتبادلة للترانزستور (MOS) عند نقطة العمل ($g_m = 5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$)، ومقاومة خرجه ($r_o = 10 \text{ k}\Omega$)، ونفترض أن مكثفة خرجه مهمة. حدد قيم عناصر المضخم (R_L) و (C_L) و (L).

$$\text{Center - frequency gain} = -g_m R = -10 \Rightarrow R = \frac{10}{g_m} = \frac{10}{5 \frac{\text{mA}}{\text{V}}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_L} \Rightarrow \frac{1}{R_L} = \frac{1}{R} - \frac{1}{r_o} = \frac{1}{2} - \frac{1}{10} = \frac{2}{5} \Rightarrow R_L = \frac{5}{2} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$B = 2\pi \times 10^4 = \frac{1}{CR} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 2 \times 10^3} = 7958 \text{ pF}$$

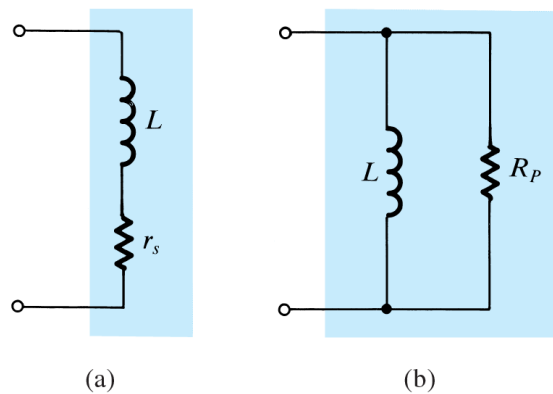
$$\omega_0 = 2\pi \times 10^6 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow \sqrt{L} = \frac{1}{2\pi \times 10^6 \sqrt{C}} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi \times 10^6)^2 C}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 10^6)^2 \times 7958 \times 10^{-12}} = 3.18 \mu\text{H}$$

2. ضياعات الملف INDUCTOR LOSSES

يُمثَّل فقد الاستطاعة في الملف بالمقاومة التسلسلية (r_s) كما هو مبين في الشكل 2.8 (a). بالإضافة إلى تحديد قيمة المقاومة (r_s)، يجري أيضاً تحديد قيمة معامل جودة الملف (Q) عند التردد المطلوب.

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r_s}$$



الشكل 2.8: الدارة المكافئة للملف.

تتراوح قيمة معامل جودة الملف (Q_0) بين (50) و (200). ويمكن تبسيط تحليل المضخمات المولفة بتمثيل فقد الملف بالمقاومة التفرعية (R_p)، كما هو مبين في الشكل 2.8 (b). يمكن إيجاد العلاقة بين مقاومة الفقد (R_p)، ومعامل جودة الملف (Q_0) بكتابة علاقة سماحية الملف المعطى في الشكل 2.8 (a)

$$Y(j\omega_0) = \frac{1}{r_s + j\omega_0 L} = \frac{1}{j\omega_0 L} \frac{1}{1 - j\left(\frac{1}{Q_0}\right)} = \frac{1}{j\omega_0 L} \frac{1 + j\left(\frac{1}{Q_0}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Q_0}\right)^2}$$

For $Q_0 \gg 1$,

$$Y(j\omega_0) \approx \frac{1}{j\omega_0 L} \left(1 + j\frac{1}{Q_0}\right)$$

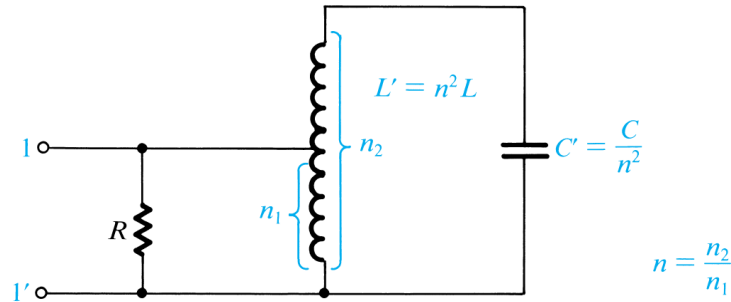
بمساواة السماحية التي حصلنا عليها أعلاه مع سماحية دائرة الشكل 2.8 (b) نحصل على

$$Q_0 = \frac{R_p}{\omega_0 L} \Rightarrow R_p = \omega_0 L Q_0$$

أخيراً، تجدر الإشارة إلى أن معامل جودة الملف (Q) يمثل أعلى قيمة لمعامل جودة الدارة المولفة الممكن الوصول إليه.

3. استعمال المحولات USE OF TRANSFORMERS

نجد في كثير من التطبيقات أن قيمة الملف المطلوبة هي قيمة غير عملية، بمعنى أنه لايتوفر عملياً الملف المطلوب بمعامل جودة مرتفع. من هنا نلجأ إلى حل بديل وبسيط للحصول على القيمة المرغوبة، هو استعمال محول له نقطة وسط. يسمى هذا المحول، والمبين في الشكل 3.8، المحول الذاتي (Autotransformer).



الشكل 3.8: دائرة المحول الذاتي للحصول على قيمة ملف أكبر وقيمة مكثف أصغر.

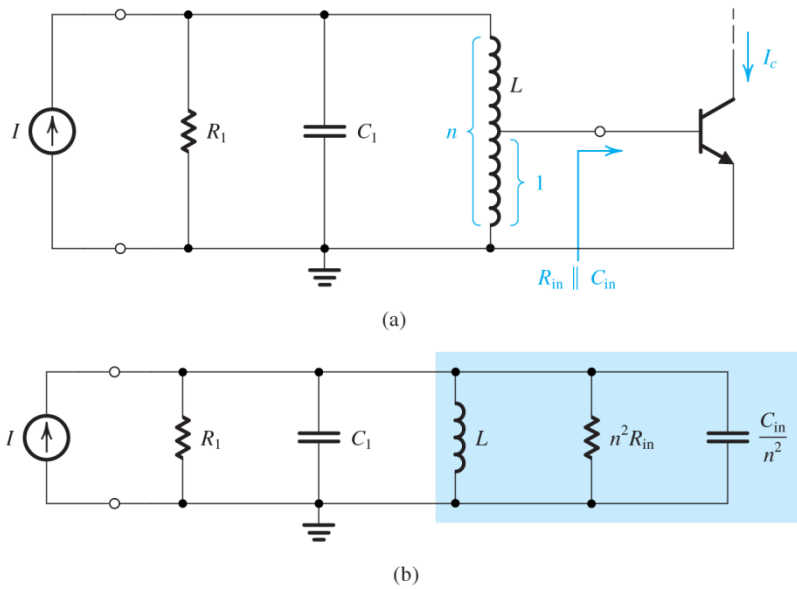
بيدي الملفان (الابتدائي وعدد لفاته n_1 والثانوي وعدد لفاته n_2) ترابطاً قوياً بينهما، وذلك عند لفهما على قلب من الفريت. لنحسب قيم الملف والمكثف في ثانوي المحول كي نحصل على مكافئ بين النهائيين (1) و (1')، أي في طرف الابتدائي، لدارة الرنين التفرعية المبينة في الشكل 1.8، وبفرض أن نسبة تحويل المحول ($n = 3$) مثلاً.

- قيمة ملف ثانوي المحول: $(L' = n^2 L = 9 \times 3.18 = 28.6 \mu H)$

- قيمة المكثف على طرفي الثانوي $(C' = \frac{C}{n^2} = \frac{7958}{9} = 884 pF)$

نلاحظ أن قيمتي المكثف والملف المطلوبتان في حالة المحول الذاتي هما قيمتان عمليتان على عكس القيمتين المطلوبتين في المثال 1.8.

في التطبيقات التي تتطلب وصل خرج مضخم مولف مع دخل مضخم آخر، وكي تكون قيمة مقاومة الدخل الفعلية لمرحلة التضخيم الأخيرة كبيرة نستعمل محولاً ذاتياً، مما يمنع تخفيض قيمة عامل جودة المضخم الكلي. يوضح الشكل 4.8 هذه النقطة، إضافة إلى المسائل المطروحة في نهاية هذا الفصل.



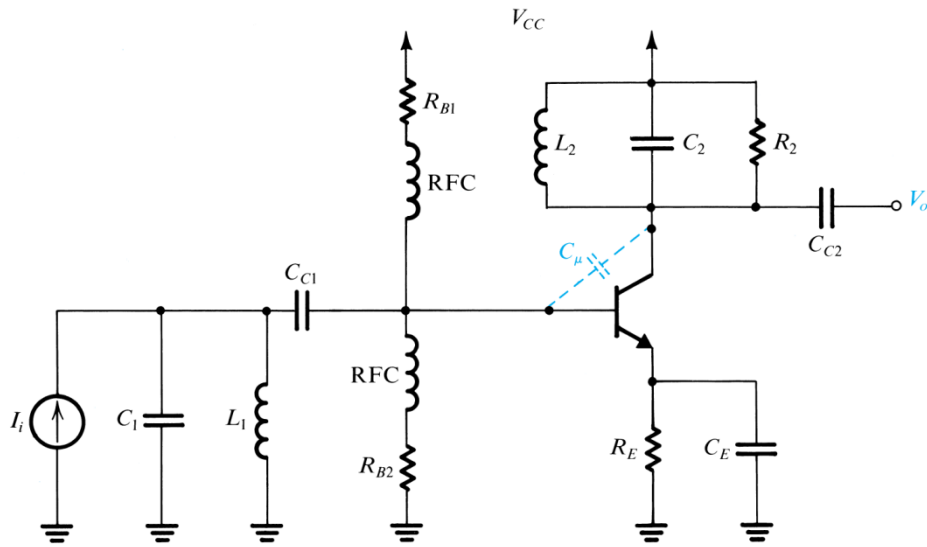
الشكل 4.8: (a) وصل مخرج مضخم مولف مع دخل مضخم آخر، (b) الدارة المكافئة. لاحظ أن استعمال المحول الذاتي يزيد قيمة مقاومة الدخل الفعالة لمرحلة التضخيم الأخيرة.

4. المضخمات متعددة التوليف AMPLIFIER WITH MULTIPLE TUNED CIRCUITS

الانتقائية التي تحققها دارة المضخم وحيد التوليف المبينة في الشكل 1.8 ليست كافية لعدد من التطبيقات (مثل مضخم الترددات الوسيطة (IF) في مستقبلات الراديو أو التلفزيون). يمكن الحصول على انتقائية أكبر باستعمال المضخمات متعددة التوليف. يبين الشكل 5.8 مضخماً ترانزستورياً (BJT) مع دارة رنين في كل من مدخله ومخرجه. تتضمن دارة المضخم أجزاءً تتعلق بالانحياز تماماً لتلك المستعملة في مضخمات الترددات المنخفضة. مع ذلك، ولتجنب تأثير تحميل كل من مقاومتي الانحياز في الدخل (R_{B1}) و (R_{B2})، يجري إدخال ملف خانق للترددات الراديوية (Radio frequency choke) أو اختصاراً (RFC) على التسلسل مع كل من المقاومتين. تكون ممانعة مثل هذه الملفات عالية جداً عند ترددات عمل المضخمات. تستعمل الملفات الخانقة بكثرة في دارات المضخمات متعددة التوليف.

نشير إلى أن تحليل وتصميم مضخمات التوليف المزدوجة كذلك المبينة في الشكل 5.8 معقد جداً بسبب أثر ميلر (Miller effect) الناتج عن المكثف (C_{μ}). بما أن الحمل ليس مقاوماً صرفاً، كما هو الحال في المضخمات العادية، فإن ممانعة ميلر عند المدخل ستكون ممانعة عقدية. وستسبب هذه الممانعة العقدية المنعكسة خلافاً في توليف دارة الدخل (Detuning)، وانحرافاً في استجابتها (Skewing). وغني عن القول، أن الترابط الذي أحدثته المكثفة (C_{μ}) يجعل ضبط توليف المضخم غاية في الصعوبة. والأسوأ من ذلك، أنه يمكن للمكثفة (C_{μ}) أن تؤدي إلى اهتزاز المضخم المولف.

توجد عدة طرق لتحديد التأثير السلبي للمكثفة (C_{μ})، منها استعمال دارات إضافية لإعطاء تيار تغذية راجعة مساو ومعاكس لتيار المكثفة (C_{μ}). أو استعمال دارات لا تتأثر أصلاً بأثر ميلر. ومع ذلك، نود أن نشير إلى أن الدارات التي هي من النوع المبين في الشكل 5.8 تصمم عادة باستعمال نموذج المعاملات (y) للترانزستور (BJT).



الشكل 5.8: مضخم مزدوج التوليف.

يؤدي استعمال نموذج المعاملات (y) للترانزستور إلى سهولة في تحليل وتصميم المضخمات متعددة التوليف مقارنة باستعمال نموذج المعاملات (h) الهجينة . كما يؤدي إلى التخلص من الأثر السيء والمعتبر للمكثفة (C_{μ})، إضافة إلى سهولة قياس المعاملات (y) عند التردد المركزي (ω_0). وفي حالة الحزمة الضيقة للمضخم، يبقى افتراض ثبات قيم المعاملات (y) ضمن الحزمة افتراضاً واقعياً.

5. ملخص SUMMARY

1. يستعمل المضخم المولف دارات رنين تفرعية (LCR)، كحمل أو كدخل للمضخم الترانزستوري.
2. تُستعمل المضخمات المولفة في تصميم الدارات الراديوية (RF)، وفي تصميم مضخمات الترددات الوسيطة (IF) المستعملة في المستقبلات.
3. يوجد نوعان من المضخمات المولفة: المضخمات وحيدة التوليف، والمضخمات متعددة التوليف، تتميز الأخيرة عن سابقتها بانتقائيتها العالية.

أسئلة ومسابئلة الفصل الثامن QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل الثامن

اختر الإجابة الصحيحة

1. تُستعمل دائرة الرنين التفرعية (LCR) في بنية المضخم المولف الترانزستوري المفرد، ويمكن أن توصل:

- (a) في دخل المضخم الترانزستوري فقط
- (b) كحمل للمضخم الترانزستوري فقط
- (c) في دخل المضخم الترانزستوري أو كحمل في خرجه
- (d) كتغذية راجعة بين دخل المضخم وخرجه

2. عند توصيف المضخم المولف الترانزستوري، هناك ثلاث معاملات رئيسة هي:

- (a) ممانعة الدخل، وممانعة الخرج، وكسب المضخم
- (b) كسب المضخم وعرض المجال الترددي، وتغير زاوية فرق الصفحة كتابع للتردد
- (c) الكسب وعرض المجال ومقاومة الحمل
- (d) التردد المركزي وكسب المضخم عند التردد المركزي، وعرض الحزمة حول التردد المركزي

3. يعطى تابع تحويل المضخم المولف المفرد بالعلاقة $\left(\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC}} \right)$ ويكون عرض

الحزمة عند (3 dB):

- (a) $(B = \frac{1}{CR})$
- (b) $(B = \frac{1}{\sqrt{CR}})$
- (c) $(B = \left(\frac{1}{CR}\right)^2)$
- (d) غير ما ذكر

4. يعطى تابع تحويل المضخم المولف المفرد بالعلاقة $\left(\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC}} \right)$ ، ويكون كسب

التردد المركزي:

(a) $(g_m R)$

(b) $(-g_m R)$

(c) $(\sqrt{g_m R})$

(d) $(g_m R)^2$

5. في حالة الدارة المكافئة التسلسلية للملف الفعلي (L, r_s) ، يعطى معامل الجودة له بالعلاقة التالية:

(a) $(Q_0 = (\omega_0 L) r_s)$

(b) $(Q_0 = \frac{r_s}{\omega_0 L})$

(c) $(Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r_s})$

(d) غير ما ذكر

6. يُستعمل المحول الذاتي في دارة المضخم المولف بهدف:

(a) الحصول على ملف بمعامل جودة عالية وقيمة حثية عملية

(b) عزل مقاومات الانحياز كي لا تؤثر على مواصفات المضخم المولف

(c) إنقاص الكلفة

(d) كل ما ذكر

7. لتكن دارة الرنين التفرعية المعطاة في الشكل 6.8 وقيم عناصرها $(C = 7958 \text{ pF})$ و $(L = 3.18 \text{ } \mu\text{H})$

و $(R = 2 \text{ k}\Omega)$ ، المطلوب تحديد قيم (C') و (L') على ثانوي المحول الذاتي (الشكل 6.8) لنحصل

على نفس قيم (C) ، (L) على طرفي أولي المحول أي بين الطرفين (1) و $(1')$ ، إذا علمت أن نسبة

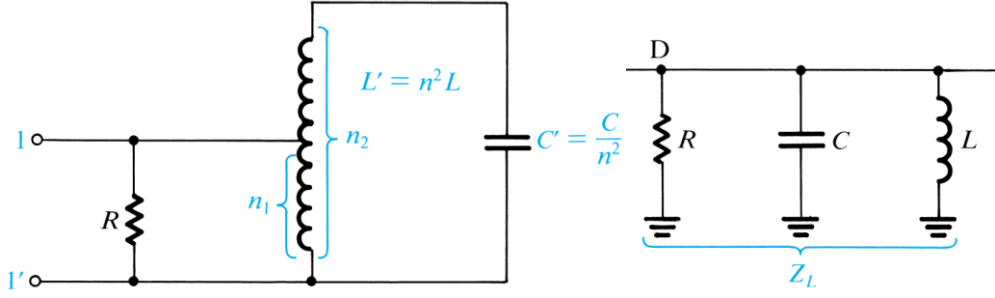
التحويل للمحول الذاتي $(n = 3)$:

(a) $(L' = 0.353 \text{ } \mu\text{H})$ و $(C' = 884.22 \text{ pF})$

(b) $(L' = 9.54 \text{ } \mu\text{H})$ و $(C' = 2652.66 \text{ pF})$

(c) $(L' = 28.62 \text{ } \mu\text{H})$ و $(C' = 884.22 \text{ pF})$

(d) غير ما ذكر



الشكل 6.8: دائرة رنين تفرعية (RLC)، ودائرة رنين تفرعية باستعمال محول ذاتي.

8. الانتقائية التي نحصل عليها من مضخم وحيد التوليف أفضل من تلك التي نحصل عليها من المضخم متعدد التوليف:

(a) صح

(b) خطأ

9. تصميم وتحليل المضخم المزدوج التوليف غاية في الصعوبة بسبب:

(a) أن دارته أكثر تعقيداً من دائرة المضخم المولف المفرد،

(b) أن دائرة لانحياز فيه تحتوي على ملفات خانقة

(c) أثر مكثف ميلر (C_μ)

(d) غير ما ذكر

10. بسبب صعوبة تصميم وتحليل المضخم المزدوج التوليف، يحصل:

(a) خلل في توليف المضخم فقط

(b) انزياح في حزمة التمرير فقط

(c) خلل في توليف المضخم، وانزياح في حزمة التمرير

(d) غير ما ذكر

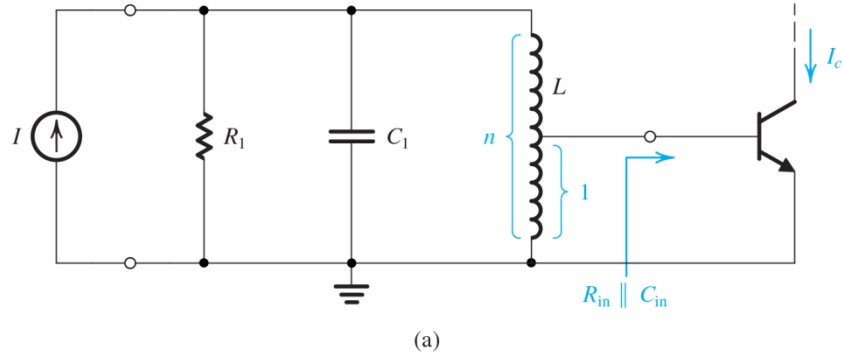
الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل الثامن
c	1
d	2
a	3
b	4
c	5
a	6
c	7
b	8
c	9
c	10

مسائل الفصل الثامن

1. إذا كان الملف في المثال 1 له معامل جودة ($Q_0 = 150$)، أوجد قيمة المقاومة التفرعية له (R_p)، ثم أوجد قيمة مقاومة الحمل (R_L) التي ينبغي أن تأخذها للمحافظة على قيمة معامل الجودة الكلي (Q)، وعرض الحزمة دون تغيير.

Ans. 3 k Ω ; 15 k Ω

2. لتكن الدارة المبينة في الشكل 7.8، بدايةً بدون محول بنقطة وسط. ولنفترض ($L = 5 \mu H$)، و ($R_1 = 1 k\Omega$). نرغب في تصميم مضخم مولف على تردد مركزي ($f_0 = 455 kHz$)، وعرض حزمة حول التردد المركزي وعند ($3 dB$) مقداره ($10 kHz$). [وهو التردد الوسيط (IF) لمضخم راديو (AM)]. إذا كان لترانزستور (BJT) مقاومة دخل ($R_{in} = 1 k\Omega$)، ومكثف دخل ($C_{in} = 200 pF$)، أوجد الحزمة الفعلية الناتجة، والقيمة المطلوبة للمكثف (C_1).



الشكل 7.8: دائرة مضخم مولف باستعمال محول ذاتي.

Ans. 13 kHz; 24.27 nF

3. بما أن عرض الحزمة الناتجة في المسألة السابقة أكبر مما نرغب، اقترح تصميمًا بديلاً تستعمل فيه محولاً ذاتياً مثل المبين في الشكل 7.8. أوجد قيمة نسبة التحويل (n)، التي تحقق المواصفات المطلوبة. ثم أوجد القيمة الجديدة المطلوبة للمكثف (C_1)، وكسب التيار ($\frac{I_C}{I}$) عند الرنين. بفرض أن الناقلية المتبادلة عند نقطة العمل للترانزستور هي ($g_m = 40 \frac{mA}{V}$).

Ans. 1.36; 24.36 nF; 19.1 A/A

كلية

الجامعة

المادة: الدارات الإلكترونية Electronic Circuits نموذج امتحان للفصل الثامن: المضخمات المولفة

أستاذ المادة:

العلامة: 10

المدة: ساعة واحدة

ملاحظات هامة:

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

اختر الإجابة الصحيحة (10 علامات)

1. يعطى تابع تحويل المضخم وحيد التوليف بالعلاقة $\left(\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC}} \right)$ ويكون التردد

المركزي:

(a) $\left(\omega_0 = \frac{1}{LC} \right)$

(b) $\left(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \right)$

(c) $\left(\omega_0 = \left(\frac{1}{LC} \right)^2 \right)$

(d) غير ما ذكر

2. يعطى تابع تحويل المضخم وحيد التوليف بالعلاقة $\left(\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m}{C} \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{CR}\right)s + \frac{1}{LC}} \right)$ ويكون معامل

الجودة:

(a) $\left(Q = \frac{\omega_0}{B} \right)$

(b) $\left(Q = \sqrt{\frac{\omega_0}{B}} \right)$

(c) $\left(Q = \left(\frac{\omega_0}{B} \right)^2 \right)$

(d) غير ما ذكر

3. في حالة الدارة المكافئة التفرعية للملف الفعلي (L, R_p) ، يُعرف معامل الجودة له بالعلاقة التالية:

(a) $(Q_0 = (\omega_0 L) R_p)$

(b) $(Q_0 = \frac{R_p}{\omega_0 L})$

(c) $(Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R_p})$

(d) غير ما ذكر

4. لتكن دارة الرنين التفرعية باستعمال المحول الذاتي والموصولة على دخل ترانزستور (BJT)، الذي له

مقاومة داخلية (R_{in}) والمبين في الشكل 1، تكون مقاومة دخل الترانزستور المنعكسة إلى ابتدائي المحول

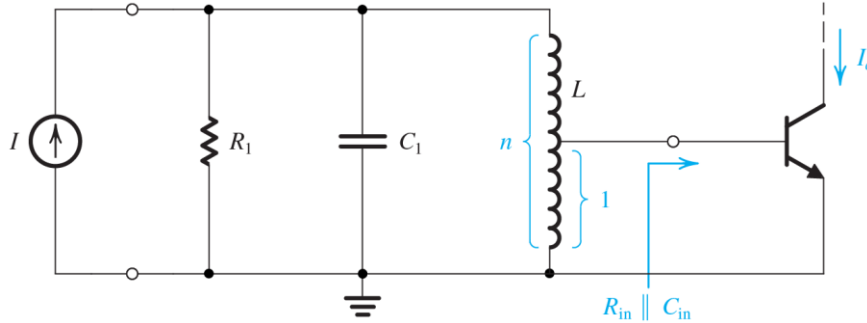
الذاتي (R'_{in}) (التي تشاهد على التفرع مع مولد التيار):

(a) $(R'_{in} > R_{in})$

(b) $(R'_{in} < R_{in})$

(c) $(R'_{in} = R_{in})$

(d) غير ما ذكر



الشكل 1: دارة الرنين التفرعية باستعمال المحول الذاتي والموصولة على دخل ترانزستور (BJT).

5. يستعمل في تصميم المضخم المزدوج التوليف الدارة المكافئة للترانزستور (BJT):

(a) نموذج المعاملات (y)

(b) نموذج المعاملات (z)

(c) نموذج المعاملات (h)

(d) نموذج المعاملات (g)

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل الثامن

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
The Basic مراجعة المبدأ الرئيس Principle	b	1
The Basic مراجعة المبدأ الرئيس Principle	a	2
Inductor مراجعة ضياعات الملف Losses	b	3
Use مراجعة استعمال المحولات of Transformers	a	4
Amplifiers مراجعة مضخمات متعددة الرنين with Multiple Tuned Circuits	a	5

الفصل التاسع

المهتزازات

كلمات مفتاحية KEYWORDS

المهتزازات الجيبية Sinusoidal Oscillators، توليد الإشارات المربعة والمثلثية والمثلثية Generation of Square and Triangular Waveforms

المخلص ABSTRACT

يهدف الفصل التاسع والأخير إلى دراسة مبدأ عمل وتوليد أهم الإشارات المستعملة في النظم الإلكترونية، كالإشارات الجيبية والمثلثية والمربعة. وتشمل النظم الإلكترونية الكمبيوتر ونظم التحكم التي تحتاج من بين أمور أخرى إلى إشارات قياسية كإشارات الساعة وإشارات التوقيت. كما تستعمل نظم الاتصالات إشارات موجية متنوعة في الشكل والتردد كحوامل للمعلومات. وتشمل أيضاً نظم القياس والاختبار، حيث تكون للإشارات أشكال موجية متنوعة أيضاً تستعمل لاختبار وتصنيف التجهيزات الكهربائية.

توجد منهجيتان مختلفتان لتوليد الإشارات الجيبية (Sinusoids). تستعمل المنهجية الأولى دائرة مضخم مع حلقة تغذية راجعة موجبة (Positive feedback loop) وهي عبارة عن شبكة انتخاب تردد (RC) أو (LC). يكون مطال لإشارات الجيبية المولدة محدوداً، نظراً لاستعمال الآلية الملاحظة، المنفذة إما بدارة منفصلة أو باستعمال لاختطية المضخم نفسه. بالرغم من ذلك، تعرف الدارات التي تولد الإشارات الجيبية اعتماداً على ظاهرة الرنين، بالمهتزازات الخطية (Linear oscillators)، والتي سندرسها في هذا الفصل. بينما تعتمد المنهجية الثانية في توليد الإشارات الجيبية على تشكيل الإشارات المثلثية، وهي خارجة عن نطاق بحثنا في هذا الفصل.

تُسمى الدارات التي تولد الإشارات المربعة والمثلثية والنبضية (إلخ) المهتزازات اللاخطية (Nonlinear oscillators) أو مولدات الإشارات (Function generators)، والتي تستعمل في بنيتها دائرة رئيسية تعرف باسم دائرة متعدد الاهتزاز (Multivibrators). هناك ثلاثة أنواع من دارات متعددة الاهتزاز: دائرة ثنائي الاستقرار (Bistable)، ودائرة عديم الاستقرار (Astable)، ودائرة أحادي الاستقرار (Monostable). يجري الحصول على المخطط العام والمتنوع لتوليد الإشارات المربعة والمثلثية من خلال ربط دائرة ثنائي الاستقرار ومضخم عمليات مكامل في حلقة التغذية الراجعة.

مخرجات الفصل التاسع ILO9

فهم المبادئ الرئيسية لدارات المهتزازات التي تولد إشارات جيبية. ودراسة بعض الدارات الإلكترونية اللازمة لبناء دارات المهتزازات مثل مضخمات العمليات والمكثفات والمقاومات المرتبطة بها. دراسة الدارات الإلكترونية اللازمة لتنفيذ مولد موجات مربعة ومثلثية كالمهتزاز ثنائي الاستقرار بحلقة تغذية راجعة مع مضخم عمليات مكامل.

الأهداف التعليمية للفصل التاسع ILO9

دراسة وفهم مبادئ عمل ودارات توليد مختلف أشكال الموجات، كالإشارات الجيبية والمثلثية والمربعة.

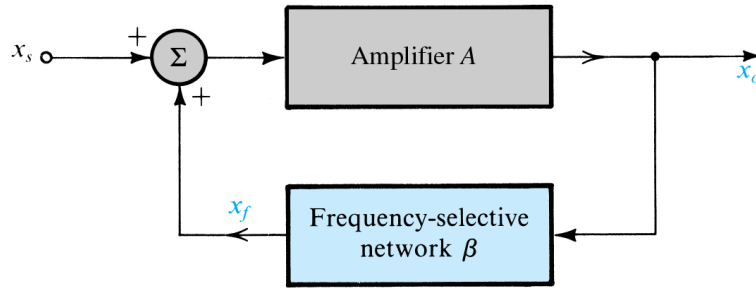
1. مبدأ عمل المهتزات الجيبية

BASIC PRINCIPLES OF SINUSOIDAL OSCILLATORS

سنقوم بدراسة المبادئ الأساسية لتصميم المهتزات الجيبية الخطية. على الرغم من تسمية المهتز الجيبي بالخطي، إلا أن بعضاً من أشكال اللاخطية تُستعمل للتحكم في مطال إشارة الخرج الجيبية. في الواقع، كل المهتزات هي أساساً دارات غير خطية. وهذا ما يعقد مهمة تحليل وتصميم المهتزات: لم يعد أحد قادراً على تطبيق أساليب تحويل (المستوى S) مباشرة. ومع ذلك، فقد جرى تطوير تقنيات تمكنا من تصميم المهتزات الجيبية في خطوتين: الخطوة الأولى خطية، تُستعمل فيها أساليب مستوى التردد بسهولة لتحليل دارة التغذية الراجعة. بعد ذلك، يمكن استعمال آلية غير خطية للتحكم بمطال الإشارة الجيبية.

حلقة التغذية الراجعة للمهتز The Oscillator Feedback Loop

تتكون البنية الرئيسية للمهتز الجيبي من مضخم ودارة انتخاب في حلقة التغذية الراجعة الموجبة، وهذا ما يبينه المخطط الصندوقي في الشكل 1.9.



الشكل 1.9: البنية الرئيسية للمهتز الجيبي.

على الرغم من عدم وجود إشارة دخل لدارة المهتز الفعلي، سندخل هنا إشارة دخل لتساعدنا في شرح مبدأ العملية. فمن المهم أن نلاحظ أنه على عكس حلقة التغذية الراجعة السالبة، تُجمع هنا إشارة التغذية الراجعة (x_f) مع إشارة الدخل المفترضة (x_s). وهكذا تعطى علاقة الكسب بوجود تغذية راجعة موجبة كما يلي:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$

حيث نلاحظ إشارة (-) في المقام.

وفقاً لتعريف كسب الحلقة (Loop gain) المشار إليه في الفصل السادس، يكون كسب الحلقة لدارة الشكل 1.9 ($-A(s)\beta(s)$). ومع ذلك، من الأنسب أن نسقط الإشارة (-) ونعرف كسب الحلقة ($L(s)$) كما هو مبين أدناه.

$$L(s) = A(s)\beta(s)$$

تصبح المعادلة المميزة (The characteristic equation)

$$1-L(s)=0$$

نلاحظ أن هذا التعريف الجديد لكسب الحلقة يقابل مباشرة الكسب الفعلي لحلقة التغذية الراجعة في الشكل 1.9.

معييار الاهتزاز The Oscillation Criterion

إذا كان كسب الحلقة ($A\beta=1$) عند تردد معين (f_0)، فسيكون كسب الحلقة المغلقة (A_f) لانهاية. مما يعني أنه سيكون خرج الدارة محدوداً عند هذا التردد رغم غياب إشارة الدخل. هذه الدارة بالتعريف هي دارة المهتز. والشرط أو المعيار اللازم أن تحققه حلقة التغذية الراجعة المبينة في الشكل 1.9 لتوليد اهتزاز تردده (ω_0) هو

$$L(j\omega_0)=A(j\omega_0)B(j\omega_0)=1$$

ينبغي أن يكون فرق طور الحلقة المغلقة صفراً، وطويلته واحداً عند تردد الاهتزاز (ω_0)، وهو ما يعرف بمعيار باركوزن (Barkhausen). حتى تهتز الدارة على تردد وحيد يجب أن يتحقق معيار باركوزن عند هذا التردد فقط (ω_0)، وإلا لن يكون هذا التردد جيبياً بسيطاً.

يمكن التحسس لمعييار باركوزن من خلال النظر مرة أخرى إلى حلقة التغذية الراجعة في الشكل 1.9. كي تعطي هذه الحلقة خرجاً (x_o) وتحافظ عليه مع عدم وجود دخل لدارة المهتز ($x_s=0$)، تصبح إشارة التغذية الراجعة (x_f)

$$x_f = \beta x_o$$

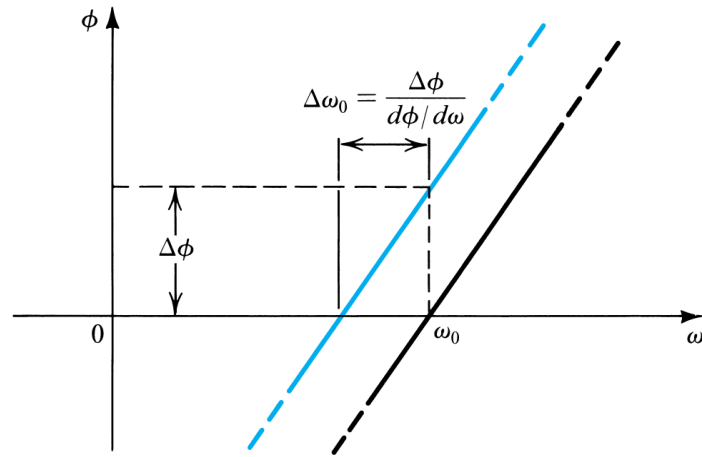
ينبغي أن تكون الإشارة الراجعة كبيرة بشكل كاف حتى إذا ضربت بقيمة كسب الحلقة المفتوحة (A) أعطت الخرج (x_o)

$$Ax_f = x_o \Rightarrow A\beta x_o = x_o \Rightarrow A\beta = 1$$

تجدر الإشارة إلى أن تردد الاهتزاز (ω_0) يتحدد فقط من خلال خصائص فرق الطور لحلقة التغذية الراجعة. تهتز الحلقة على تردد يكون فرق الطور عنده معدوماً. ويترتب على ذلك أن استقرار تردد الاهتزاز سوف يتحدد بالطريقة التي يتغير بها فرق الطور ($\phi(\omega)$) مع تغير التردد. يؤدي تابع تغير فرق الصفحة ($\phi(\omega)$) عندما يكون حاداً (Steep) إلى تردد أكثر استقراراً. ويمكن إدراك ذلك عندما يحدث تغير في فرق الطور ($\Delta\phi$) نتيجة لتغير في أحد مكونات الدارة. إذا كان التغير في فرق الطور بالنسبة للتردد ($\frac{d\phi}{d\omega_0}$) كبيراً، فإن تغير التردد نفسه

(ω_0) يكون صغيراً، كما هو موضح في الشكل 2.9.

تعتمد المنهجية البديلة في دراسة دارات المهتزازات على توضع أقطاب الدارة، التي هي جذور المعادلة المميزة (Characteristic equation). حتى تعطي دارة الاهتزاز اهتزازاً مستقراً (Sustained oscillations) عند التردد المطلوب (ω_0)، ينبغي أن يكون للمعادلة المميزة جذوراً عند ($s = \pm j\omega_0$). أي أنه ينبغي أن يكون للمعادلة المميزة ($(1-A(s))\beta(s)$) جذاءات من نمط ($s^2 + \omega_0^2$).



الشكل 2.9: علاقة استقرار تردد اهتزاز المهتز بميل استجابة زاوية فرق الطور.

التحكم اللاخطي بالمطال بالتحكم Nonlinear Amplitude Control

يضمن لنا شرط الاهتزاز، ومعيار باركوزن، الذي ناقشناه للتو، استمرار الاهتزاز بالمعنى الرياضي. ومن المعروف جيداً، أنه لا يمكن الحفاظ على ثبات معاملات أي نظام فيزيائي لأي فترة من الزمن. وبعبارة أخرى، نفترض أننا نعمل بأقصى ما نستطيع لنجعل $(A\beta = 1)$ عند $(\omega = \omega_0)$ ، ثم نفترض أن قيمة $(A\beta)$ أصبحت أقل قليلاً من الواحد نتيجة للتغير في درجة الحرارة. ومن الواضح أن الاهتزاز سيتوقف في هذه الحالة. على العكس من ذلك، إذا افترضنا أن قيمة $(A\beta)$ أصبحت أكبر قليلاً من الواحد فإن مطال الاهتزاز سيزداد. لذا نحن بحاجة إلى آلية لإجبار $(A\beta)$ أن تبقى مساوية للواحد، عند القيمة المطلوبة لمطال إشارة الخرج. ويمكن تحقيق ذلك باستعمال دائرة لا خطية للتحكم بالكسب.

يمكن أن نلخص آلية عمل التحكم بالكسب على النحو التالي: أولاً، كي نضمن أن الاهتزاز سيبدأ، نصمم الدائرة بحيث يكون $(A\beta)$ أكبر قليلاً من الواحد. وهذا يتوافق مع تصميم الدائرة بحيث يقع القطبان في النصف الأيمن من المخطط (s) . عندما توصل التغذية الكهربائية للدائرة سوف يزداد مطال الاهتزاز. عندما يصل المطال إلى القيمة المطلوبة، تبدأ الدائرة اللاخطية بالعمل وتعمل على تخفيض قيمة كسب الحلقة إلى الواحد تماماً. وبعبارة أخرى، فإن الأقطاب ستُسحب إلى لمحور التخيلي $(j\omega)$. سوف يجبر هذا الإجراء الدائرة أن تحفظ المطال على القيمة المرغوبة. إذا انخفض كسب الحلقة تحت الواحد، لسبب ما، فإن مطال الموجة الجيبية سينخفض أيضاً. وسوف تكتشف الدائرة اللاخطية هذا الانخفاض، لتقوم بزيادة كسب الحلقة إلى الواحد تماماً.

توجد منهجيتان رئيستان لتنفيذ آلية لاخطية لاستقرار المطال. تستعمل المنهجية الأولى دائرة محدد مطال. يُسمح لمطال الاهتزاز أن يتزايد حتى يصل إلى مستوى المحدد. عندما يصبح المحدد في وضعية العمل، يبقى المطال ثابتاً. من الواضح أنه على المحدد أن يكون ليناً (Soft) ليحد من التشويه اللاخطي. يُخفض مثل هذا التشويه بفعل ترشيح دائرة انتخاب التردد في حلقة التغذية الراجعة.

تستعمل المنهجية الثانية للتحكم بالمطال عنصراً يمكن التحكم بمقاومته عن طريق مطال الخرج الجيبية. يوضع هذا العنصر في دائرة التغذية الراجعة بحيث تحدد مقاومته كسب الحلقة. يمكن أن تُصمم الدائرة بحيث تضمن

وصول كسب الحلقة إلى القيمة (1) عند قيمة المطال المرغوبة. تُستعمل الديودات وترانزستورات (FET) عند تشغيلها في المنطقة الأومية، لتحقيق عنصر المقاومة المتحكم به.

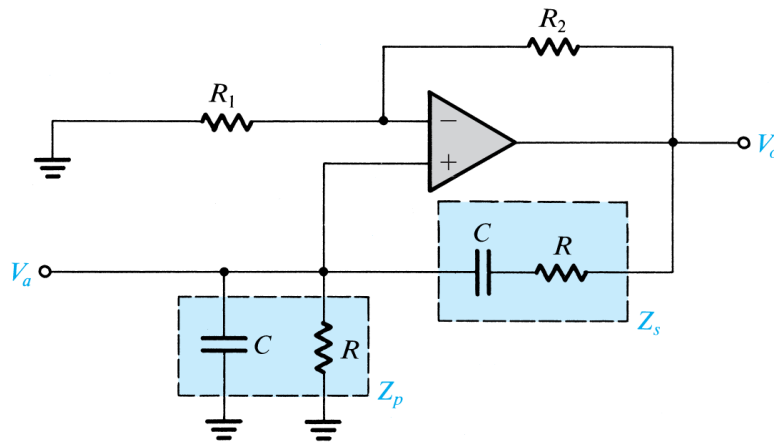
2. دارات الاهتزاز باستعمال المضخمات والمقاومات والمكثفات OP AMP-RC

OSCILLATOR CIRCUITS

سندرس في هذا المقطع بعض دارات المهتزاز العملية باستعمال مضخم العمليات ودارات (RC).

مهتزر جسر واين The Wien-Bridge Oscillator

تعتمد أبسط دارات المهتزاز على جسر واين. ويبين الشكل 3.9 مهتزر جسر واين بدون دائرة التحكم اللاخطية بالكسب.



الشكل 3.9: مهتزر جسر واين بدون دائرة تحديد المطال.

تتكون الدارة من مضخم عمليات غير عاكس (Noninverting)، مع كسب حلقة مغلقة قيمته $(1 + \frac{R_2}{R_1})$. جرى وصل دائرة التغذية الراجعة المكونة من المقاومات والمكثفات (RC) مع مضخم العمليات ذي الكسب الموجب. يمكن الحصول على كسب الحلقة بسهولة عن طريق ضرب تابع التحويل $(\frac{V_a(s)}{V_o(s)})$ لدائرة التغذية الراجعة بكسب

المضخم

$$L(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{Z_p}{Z_p + Z_s}\right) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + Z_s Y_p} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + sCR + \frac{1}{sCR}} \Rightarrow L(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}$$

سيكون كسب الحلقة عدداً حقيقياً (أي سيكون فرق الطور صفراً)، عند تردد وحيد يعطى بالعلاقة التالية:

$$\omega_0 CR = \frac{1}{\omega_0 CR} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{CR}$$

للحصول على اهتزاز ثابت عند هذا التردد، ينبغي أن نجعل مطال كسب الحلقة مساوياً إلى الواحد. يمكن تحديد ذلك بوضع

$$\frac{R_2}{R_1} = 2$$

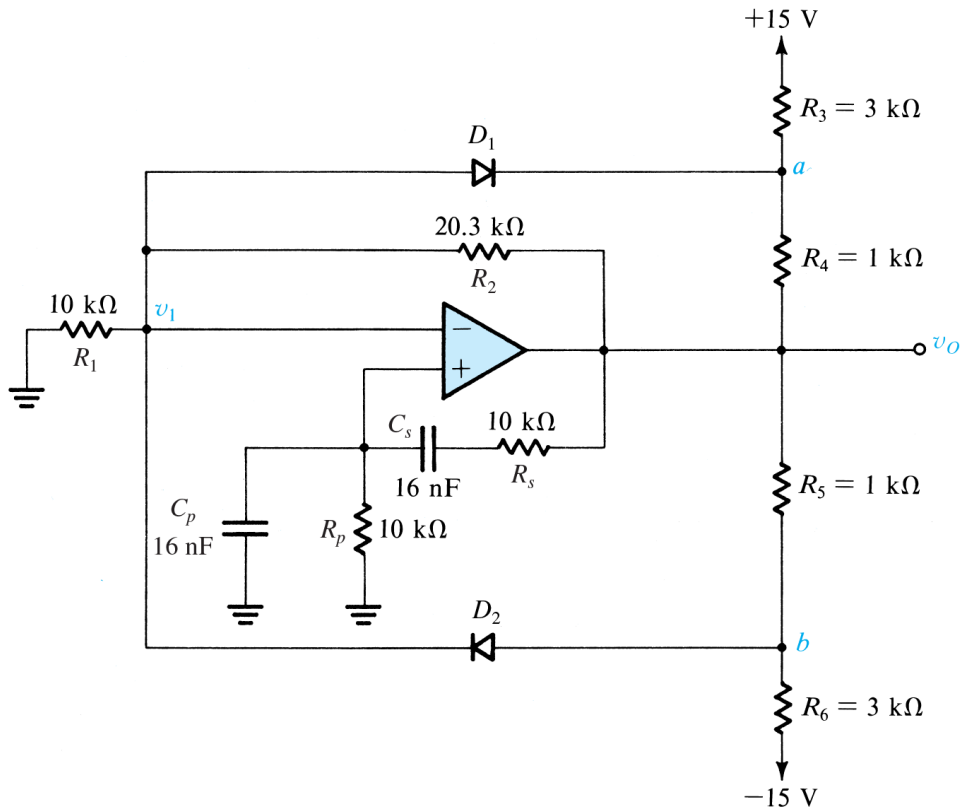
للتأكد من بدأ الاهتزاز، نختار قيمة نسبة المقاومتين $\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$ أكبر قليلاً من (2). يمكن التحقق بسهولة من أنه إذا

كانت نسبة المقاومتين $\left(\frac{R_2}{R_1} = 2 + \delta\right)$ ، حيث أن δ هو عدد صغير، فإن جذور المعادلة المميزة

$$(1 - L(s) = 0)$$
 ستقع في النصف الأيمن من المستوى (s) .

يمكن تحديد مطال الاهتزاز، كما أسلفنا، باستعمال دارة تحكم لاخطية. يبين الشكل 4.9 دارة تحكم بمطال

الاهتزاز، باستعمال محددين متناظرين في التغذية الراجعة.

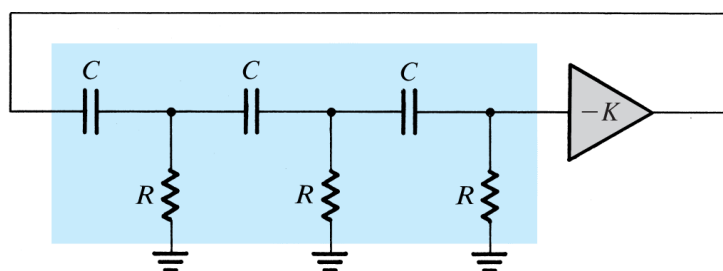


الشكل 4.9: مهتر جسر واين مع محدد للتحكم بالمطال.

يتكون المحددان من الديودين (D_1) و (D_2) جنباً إلى جنب مع المقاومات $(R_6, R_5, R_4, R_3, R_2, R_1)$. ويعمل المحدد على النحو التالي: عند القمة الموجبة لجهد الخرج (v_o) ، فإن الجهد عند العقدة (b) سيتجاوز قيمة الجهد (v_I) ، والذي قيمته حوالي $(\frac{1}{3}v_o)$ ، وسيكون الديود (D_2) في حالة وصل. وهذا سيحدد قيمة القمة الموجبة بالقيمة المحددة بالمقاومتين (R_6, R_5) ، وجهد التغذية السالب. ويمكن حساب قيمة قمة جهد الخرج الموجب بوضع $(v_b = v_I + V_{D2})$ وكتابة معادلة العقد عند العقدة (b) وإهمال تيار الديود (D_2) . وبالمثل، سيتم تحديد قيمة القمة السالبة إلى القيمة التي تسبب جعل الديود (D_1) موصلاً. يمكن تحديد قيمة قمة جهد الخرج السالب بوضع $(v_a = v_I + V_{D1})$ وكتابة معادلة العقد عند العقدة (a) وإهمال تيار الديود (D_1) . وأخيراً، للحصول على إشارة خرج متناظرة، يجري اختيار (R_3) مساوية إلى (R_6) ، و (R_4) مساوية إلى (R_5) . بالطبع توجد طرق أخرى للتحكم بمطال الاهتزاز.

مهتز إزاحة الطور The Phase-Shift Oscillator

يبين الشكل 5.9 البنية الرئيسية لمهتز إزاحة الطور. ويتألف من مضخم عاكس كسبه $(-K)$ وثلاثة مقاطع (RC) كدارة تغذية راجعة.



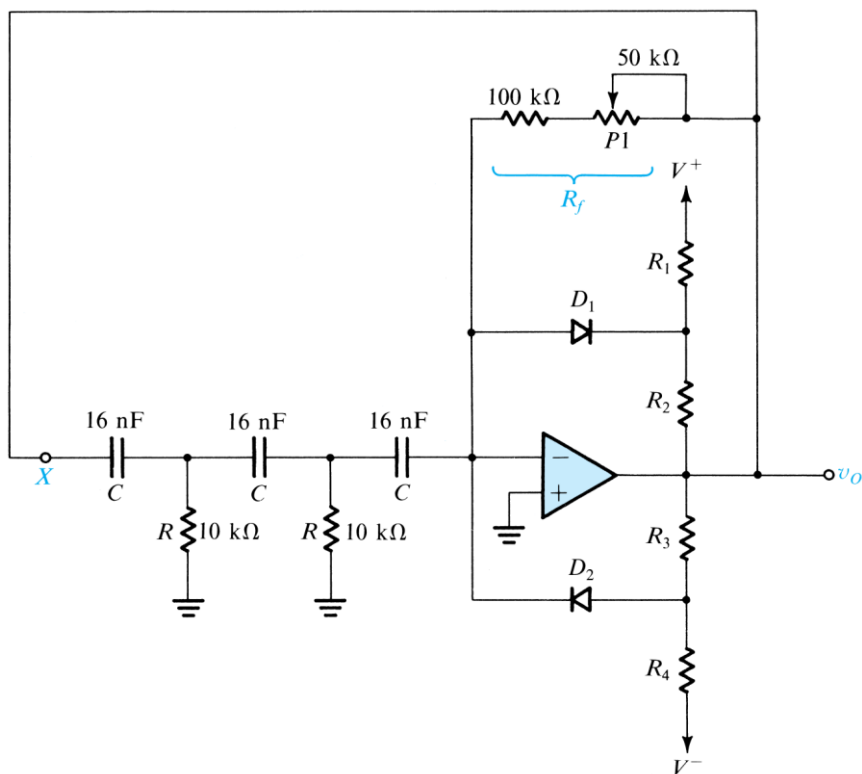
الشكل 5.9: مهتز إزاحة الطور.

سوف تهتز الدارة على التردد الذي عنده يكون الانزياح الكلي لطور المقاطع الثلاثة (RC) (180°) . وعند هذا التردد فقط يكون مجموع انزياح الطور الكلي لدارة المهتز (0°) أو (360°) . ينبغي أن نشير هنا إلى أن سبب استعمال ثلاثة مقاطع (RC) هو أن ثلاثة مقاطع هي الحد الأدنى القادرة على إعطاء انزياح طور مقداره (180°) عند تردد معين.

كي يبقى الاهتزاز مستمراً، يجب أن تكون قيمة كسب المضخم (K) مساوية إلى مقلوب تابع تحويل دارات (RC) عند تردد الاهتزاز. ومع ذلك، لضمان بدأ الاهتزاز، ينبغي اختيار قيمة كسب المضخم أعلى قليلاً من القيمة (K) التي تلبى شرط حلقة الكسب المساوية إلى (1). ثم يبدأ مطال الاهتزاز بالتزايد حتى يتحدد من قبل آليات التحكم غير الخطية بمطال إشارة خرج المهتز.

يبين الشكل 6.9 دارة عملية لمهتز إزاحة طور، مع دارة محدد تغذية راجعة، مكونة من الديودين (D_1) و (D_2) جنباً إلى جنب مع المقاومات (R_4, R_3, R_2, R_1) لتحقيق استقرار المطال.

كي يبدأ الاهتزاز، لابد أن تكون قيمة المقاومة (R_f) أكبر قليلاً من الحد الأدنى المطلوب. على الرغم من أن الدارة تستقر بسرعة أكبر وتعطي إشارة جيئية بمطال أكثر استقراراً. وإذا كانت قيمة (R_f) أكبر بكثير من هذا الحد الأدنى، سيكون الثمن المدفوع زيادة في تشويه إشارة الخرج.



الشكل 6.9: دارة عملية لمهتز إزاحة الطور مع دارة استقرار الخرج.

3. توليد الإشارات المربعة والمثلثية GENERATION OF SQUARE AND TRIANGULAR WAVEFORMS

يمكن توليد إشارة مربعة باستعمال دارة مهتز ثنائي الاستقرار (Bistable multivibrator) الذي ينتقل من حالة إلى أخرى بشكل دوري. ويمكن القيام بذلك من خلال ربط دارة المهتز ثنائي الاستقرار بدارة (RC) في حلقة التغذية الراجعة، كما هو مبين في الشكل 7.9 (a). نلاحظ أن المهتز ثنائي الاستقرار لديه خاصية عكس التابع، وبالتالي يمكن أن ينفذ باستعمال الدارة المبينة في الشكل 7.9 (a). والنتيجة هذه مبينة في دارة الشكل 7.9 (b). سنبيين باختصار أنه ليس لهذه الدارة حالات مستقرة، وبالتالي تسمى بشكل مناسب أكثر دارة مهتز عديم الاستقرار (Astable multivibrator).

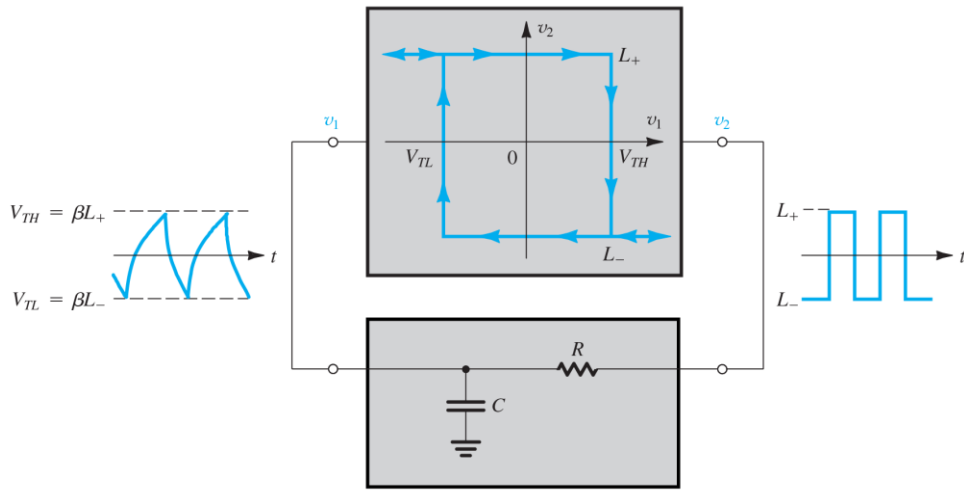
عند هذه النقطة نود أن نذكر أن العلاقة الهامة التي سنستعملها في أكثر من مكان هي علاقة شحن وتفريغ المكثفة (C) عبر المقاومة (R) نحو الجهد (V_{∞}) والتي تعطينا قيمة الجهد على طرفي المكثفة ($v(t)$)

$$v(t) = V_{\infty} - (V_{\infty} - V_{0+})e^{-\frac{t}{\tau}}$$

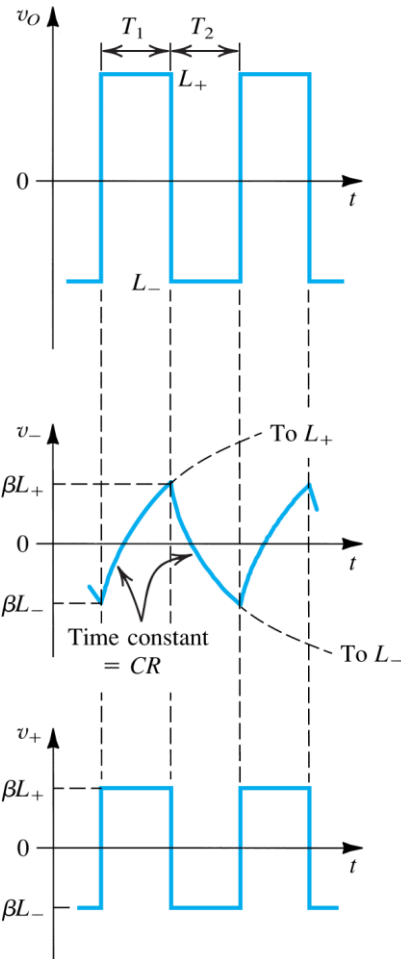
(V_{0+}): الجهد الابتدائي عند ($t = 0+$)

(V_{∞}): الجهد النهائي عند ($t = \infty$)

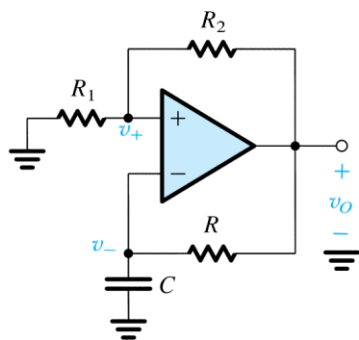
($\tau = CR$): الثابت الزمني (Time constant).



(a)



(c)



(b)

الشكل 7.9: دائرة مهتز عديم الاستقرار (a) وصل دائرة مهتز ثنائي الاستقرار مع خواص تحويل عاكس في حلقة تغذية راجعة مع دائرة (RC) للحصول على إشارة مربعة، (b) الدارة العملية التي تحقق وظيفة الدارة المبينة في (a)، (c) الإشارات الناتجة في نقاط مختلفة من الدارة في (b).

مبدأ عمل المهتز عديم الاستقرار Operation of the Astable Multivibrator

كي نبين كيف يعمل المهتز عديم الاستقرار، نعتمد الدارة المبينة في الشكل أعلاه 7.9 (b). ولتكن قيمة خرج المهتز ثنائي الاستقرار قيمة أحد مستويي الجهود الممكنين، ولتكن مبدئياً (L_+) . سوف يُشحن المكثف (C) من خلال المقاومة (R) نحو هذا الجهد. وهكذا سيطبق جهد المكثف (C) على المدخل السالب لمضخم العمليات العاكس (v_-) ، والذي ستزداد قيمته أسياً بثابت زمني $(\tau = CR)$ باتجاه القيمة (L_+) . وفي نفس الوقت، يكون الجهد عند المدخل الموجب لمضخم العمليات العاكس (v_+) (βL_+) . وسوف يستمر هذا الوضع حتى يصل جهد المكثف إلى جهد العتبة الموجب (βL_+) ، وعند هذه النقطة يبدل المهتز ثنائي الاستقرار حالته الحالية المستقرة $(v_o = L_+)$ إلى الحالة المستقرة الأخرى $(v_o = L_-)$ و $(v_+ = L_-)$. سوف تبدأ المكثفة (C) بتفريغ شحناتها، وسيتناقص جهدها (v_-) أسياً نحو الجهد (L_-) . ستدوم هذه الحالة الجديدة حتى يصل جهد المدخل السالب لمضخم العمليات العاكس (v_-) إلى القيمة (βL_-) ، عند هذا الزمن ينتقل المهتز ثنائي الاستقرار إلى الحالة الأولى ليبدأ المكثف بالشحن، وتُكرر حلقة الشحن والتفريغ نفسها.

من الوصف السابق نرى أن دارة المهتز عديم الاستقرار تهتز مولدة إشارة مربعة على خرج مضخم العمليات. هذه الإشارة، والإشارتان على مدخليه مبينة في الشكل 7.9 (c). يمكن إيجاد دور الإشارة المربعة (T) كما يلي: خلال فترة الشحن (T_1) تعطى علاقة جهد المكثف (v_-) كتابع للزمن (t) ، حيث $(t = 0)$ هو بداية الفترة الزمنية (T_1) بالعلاقة التالية:

$$v_- = L_+ - (L_+ - \beta L_-) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

حيث $(\tau = CR)$. وبوضع $(v_- = \beta L_+)$ عند $(t = T_1)$ نجد

$$T_1 = \tau \ln \left[\frac{1 - \beta \left(\frac{L_-}{L_+} \right)}{1 - \beta} \right]$$

وبالمثل خلال فترة التفريغ (T_2) تعطى علاقة جهد المكثف (v_-) كتابع للزمن (t) ، حيث $(t = 0)$ هو بداية الفترة الزمنية (T_2) بالعلاقة التالية:

$$v_- = L_- - (L_- - \beta L_+) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

حيث $(\tau = CR)$. وبوضع $(v_- = \beta L_-)$ عند $(t = T_2)$ نجد

$$T_2 = \tau \ln \left[\frac{1 - \beta \left(\frac{L_+}{L_-} \right)}{1 - \beta} \right]$$

ويكون دور الإشارة المربعة $(T = T_1 + T_2)$ ، وعادة يكون $(L_+ = -L_-)$ ، مما يعطي إشارة مربعة دورها

$$T = 2\tau \ln \left(\frac{1+\beta}{1-\beta} \right)$$

نشير هنا إلى أن مولد الإشارات المربعة يمكن أن يصمم ليعطي تردداً متغيراً عن طريق اختيار مكثفة واحدة (C) من عدة مكثفات (للحصول على ترددات كل منها عشرة أضعاف التردد السابق)، ومقاومة ضبط متغيرة (R) للتحكم بقيمة التردد ضمن كل ديكاد من الترددات. أيضاً، يمكن جعل جهد المكثف (v_-) مثلثياً تقريباً باستعمال قيمة صغيرة للمعامل (β). سندرس مبدأ توليد الإشارة المثلثية في الفقرة التالية.

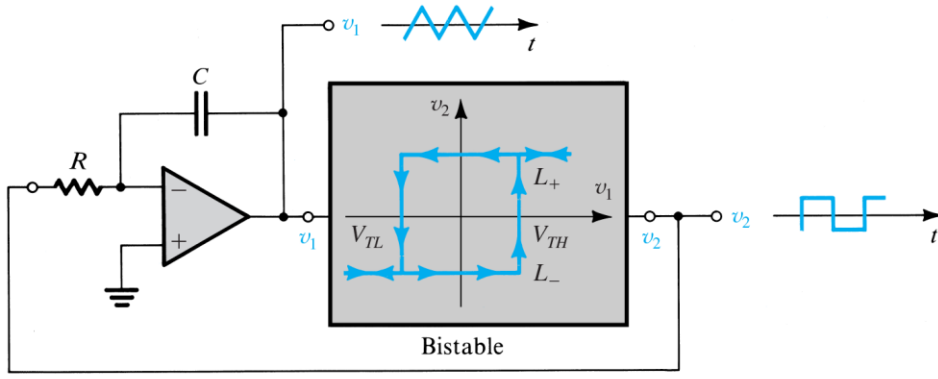
نلفت الانتباه هنا إلى أن المهتز عديم الاستقرار ليس له حالات مستقرة، إنما هما حالتان شبه مستقرتين (Quasi-stable states) يبقى في كل منهما لفترة زمنية معينة يحددها الثابت الزمني لدارة (CR)، وجهد العتبة لدارة المهتز ثنائي الاستقرار.

توليد الإشارات المثلثية Generation of Triangular Waveforms

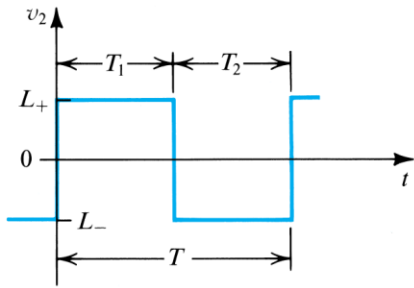
يمكن تغيير الإشارات الأسية المولدة في دارة المهتز عديم الاستقرار والمبينة في الشكل 7.9 إلى إشارات مثلثية باستبدال دارة مرشح التمرير المنخفض (CR) بمكامل (المكامل هو دارة مرشح تمرير منخفض تردد القطع له عند التيار المستمر). يشحن ويفرغ مكثف المكامل خطأً مما يعطي إشارة مثلثية. يبين الشكل 8.9 (a) الدارة الناتجة. بما أن المكامل عاكس، فمن الضروري عكس خصائص دارة المهتز ثنائي الاستقرار. وبالتالي فإن دارة ثنائي الاستقرار المطلوبة هنا هي نوع من أنواع مضخم العمليات غير العاكسة.

نبدأ الآن بتوضيح كيف تهتز حلقة التغذية الراجعة، المبينة في الشكل 8.9 (a)، وتولد إشارة مثلثية (v_1) على خرج المكامل وإشارة مربعة (v_2) على خرج دارة المهتز ثنائي الاستقرار. لنفترض أن جهد دارة المهتز ثنائي الاستقرار (L_+). سيمر تيار ($\frac{L_+}{R}$) في المقاومة (R) وفي المكثفة (C) مؤدياً إلى تناقص جهد المكامل تناقصاً خطياً بميل مقداره ($-\frac{L_+}{CR}$)، كما هو مبين في الشكل 8.9 (c). سيستمر ذلك حتى يصل جهد المكامل إلى القيمة الدنيا لجهد العتبة (V_{TL}) لدارة المهتز ثنائي الاستقرار، وعند هذه النقطة سيبدل المهتز ثنائي الاستقرار حالته ليصبح جهد خرجه سالباً ومساوياً إلى (L_-). وهنا سيعكس تيار المقاومة (R) والمكثف (C) جهته، وتصبح قيمته ($\frac{|L_-|}{R}$). يلي ذلك، أن خرج المكامل يبدأ بالتزايد خطياً بميل موجب مقداره ($\frac{|L_-|}{CR}$). وسيستمر ذلك حتى يصل جهد خرج المكامل إلى قيمة عتبة دارة المهتز ثنائي الاستقرار (V_{TH}). وعند هذه النقطة يتبدل خرج المهتز ثنائي الاستقرار إلى القيمة الموجبة (L_+)، وسيعكس اتجاه تيار المكامل، وسيبدأ خرج المكامل بالتناقص خطياً، مبتدئاً دورة جديدة.

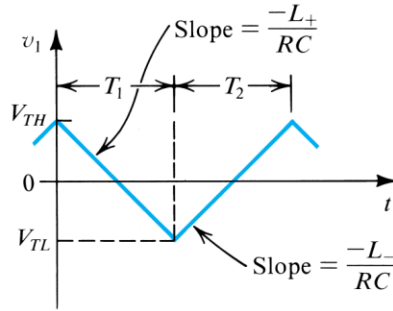
من المناقشة الواردة أعلاه، يصبح من السهل نسبياً استنتاج علاقة تحدد دور كل من الإشارة المربعة والمثلثية (T) من الشكل 8.9 (c)، وخلال الفترة الزمنية (T_1) لدينا



(a)



(b)



(c)

الشكل 8.9: مولد إشارة مربعة ومثلثية عام.

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_1} = \frac{L_+}{CR}$$

ونحصل من المعادلة أعلاه على

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+}$$

وبشكل مشابه، لدينا خلال (\$T_2\$)

$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_2} = \frac{-L_-}{CR}$$

ونحصل من المعادلة أعلاه على

$$T_2 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-}$$

وحتى نحصل على إشارات مربعة لها نفس الدور نصمم دائرة المهتز ثنائي الاستقرار في حالة (\$L_+ = -L_-\$).

4. ملخص SUMMARY

1. يوجد نوعان من مولدات الإشارات: المهتزات الخطية، والتي تستعمل شكلاً من أشكال دارات التوليف (الرنين)، والمهتزات اللاخطية، أو مولدات التتابع، والتي تستعمل آليات قواطع إلكترونية جنباً إلى جنب مع دارات متعددة الاهتزاز.
2. يمكن تنفيذ المهتز الخطي بوضع دائرة انتخاب تردد في ممر التغذية الراجعة لمضخم (مضخم عمليات أو ترانزستور). ستهتز الدارة عند تردد يكون فرق الصفحة للحلقة الكلية معدوماً. ويكون مطال كسب الحلقة في هذه الحالة واحداً أو أكبر بقليل من الواحد.
3. إذا كانت طويلة كسب الحلقة في دائرة مهتز أكبر من الواحد، فإن مطال خرج المهتز سيزداد إلى أن تنفعل الآلية اللاخطية للتحكم بالمطال.
4. درسنا نوعين من المهتزات الجيبية: مهتز جسر واين، ومهتز إزاحة الطور. وهما مهتران شائعا الاستعمال لتوليد ترددات حتى (1MHz). تستعمل مثل هذه الدارات مقاطع (CR)، مع مضخمات كمضخمات العمليات أو الترانزستورات.
5. ليس للمهتز عديم الاستقرار حالة مستقرة. فهو يهتز بين حالتين شبه مستقرتين، ويبقى في كل منهما فترة زمنية يمكن تحديدها مسبقاً. وهكذا يولد إشارة مربعة على خرجه.
6. يمكن استعمال حلقة تغذية راجعة، مكونة من مكامل ومهتز ثنائي الاستقرار، لتوليد إشارة مثلثية وأخرى مربعة.

أسئلة ومسابئلة الفصل التاسع QUESTIONS AND PROBLEMES

أسئلة الفصل التاسع

اختر الإجابة الصحيحة

1. تتكون البنية الرئيسية للمهتز الجيبي من مضخم، ودارة انتخاب تردد موصولة كحلقة تغذية راجعة سالبة:

(a) صح

(b) خطأ

2. يوجد نوعان من المهتزات الجيبية هما:

(a) المهتزات الخطية والمهتزات الجسرية

(b) المهتزات اللاخطية والمهتزات اللغارتمية

(c) المهتزات الخطية والمهتزات اللاخطية

(d) غير ما ذكر

3. الشرط أو المعيار اللازم أن تحققه حلقة التغذية الراجعة في مولد إشارة جيبيية لتوليد اهتزاز تردده (ω_0) هو:

(a) $L(j\omega_0) = A(j\omega_0)B(j\omega_0) = 1$

(b) $L(j\omega_0) = A(j\omega_0)B(j\omega_0) = 0$

(c) $L(j\omega_0) = A(j\omega_0)B(j\omega_0) > 1$

(d) $L(j\omega_0) = A(j\omega_0)B(j\omega_0) < 1$

4. ينبغي أن يكون فرق طور الحلقة المغلقة (ϕ)، وطويلنه (τ) عند تردد الاهتزاز (ω_0) ، وهو ما يعرف بمعيار

باركوزن (Barkhausen):

(a) (180°) ، (كبيرة القيمة)

(b) (60°) ، (∞)

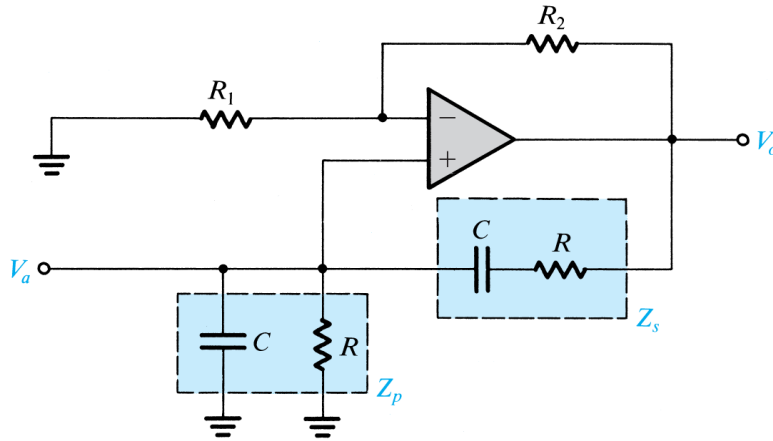
(c) (90°) ، (صغيرة القيمة)

(d) (0°) ، (واحداً)

5. كي نضمن بدأ الاهتزاز، نصمم الدارة بحيث يكون $(A\beta)$:

- (a) أكبر قليلاً من الواحد
- (b) أصغر قليلاً من الواحد
- (c) يساوي الواحد تماماً
- (d) (∞)

6. الدارة المبينة في الشكل 9.9 دائرة مهتز .()



الشكل 9.9: دائرة مهتز .

- (a) جسر واين مع دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (b) جسر واين بدون دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (c) جسر واطسطن بدون دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (d) جسر واطسطن مع دائرة التحكم بالكسب اللاخطية

7. يمكن توليد إشارة مربعة باستعمال دائرة مهتز () ينتقل من حالة إلى أخرى بشكل دوري. ويمكن القيام بذلك من خلال ربط دائرة المهتز بدارة (RC) في حلقة التغذية الراجعة:

- (a) ثنائي الاستقرار (Bistable multivibrator)
- (b) أحادي الاستقرار (Monostable multivibrator)
- (c) عديم الاستقرار (Astable multivibrator)
- (d) غير ما ذكر (Another cause)

8. سوف تهتز دارة مهتز فرق الطور على التردد الذي عنده يكون الانزياح الكلي لطور المقاطع الثلاثة

() (RC) :

(a) (18°)

(b) (90°)

(c) (180°)

(d) (60°)

9. يمكن توليد إشارة مربعة من خلال ربط دارة المهتز ثنائي الاستقرار بدارة () في حلقة التغذية الراجعة:

(a) (RC) ، وديود

(b) (RC)

(c) (مكامل)

(d) (مفاضل)

10. يمكن تنفيذ المهتز الخطي بوضع دارة انتخاب تردد في ممر التغذية الراجعة لمضخم (مضخم عمليات أو

ترانزستور). ستهتز الدارة عند تردد يكون فرق الصفحة للحلقة الكلية (). ويكون مطال كسب الحلقة في هذه

الحالة ():

(a) (180°) ، (واحداً أو أكبر بقليل من الواحد)

(b) (18°) ، (واحداً أو أكبر بقليل من الواحد)

(c) (90°) ، (واحداً أو أكبر بقليل من الواحد)

(d) (معدوماً) ، (واحداً أو أكبر بقليل من الواحد)

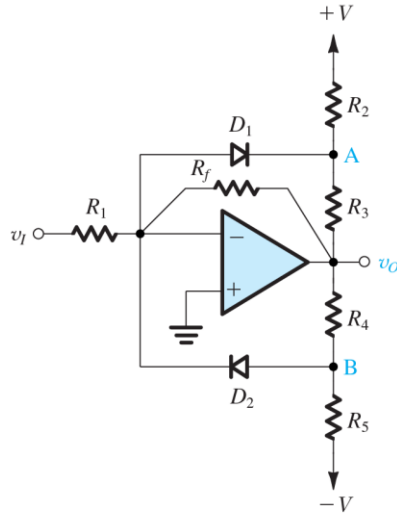
الإجابة الصحيحة	أسئلة الفصل التاسع
b	1
c	2
a	3
d	4
a	5
b	6
a	7
c	8
b	9
b	10

مسائل الفصل التاسع

1. لنفترض وجود مهتز جيبي مكون من مضخم معامل كسبه (2)، ومن مرشح حزمة من الدرجة الثانية. أوجد تردد القطب، وكسب المرشح عند التردد المركزي ليبقى الاهتزاز مستمراً عند التردد (1kHz).

Ans. 1 kHz; 0.5

2. لتكن الدارة المبينة في الشكل 10.9 مع جهد تغذية ($V = 15V$)، وقيمة المقاومة ($R_1 = 30k\Omega$)، والمقاومة ($R_f = 60k\Omega$)، والمقاومتين ($R_2 = R_5 = 9k\Omega$)، والمقاومتين ($R_3 = R_4 = 3k\Omega$)، أوجد قيم مستويات التحديد التي تصل إليها الدارة. حدد أيضاً كسب المحدد، وميل خواص تابع التحليل، في منطقتي التحديد الموجبة والسالبة. افترض أن جهد الديود ($V_D = 0.7V$).

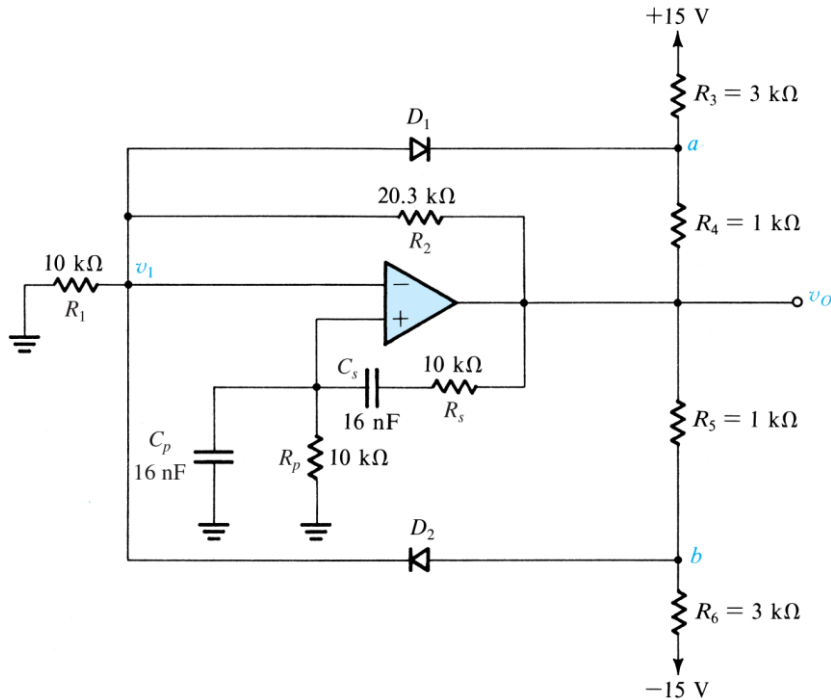


(a)

الشكل 10.9: دائرة محددة.

Ans. $\pm 5.93 \text{ V}; \pm 2.97 \text{ V}; -2; -0.095$

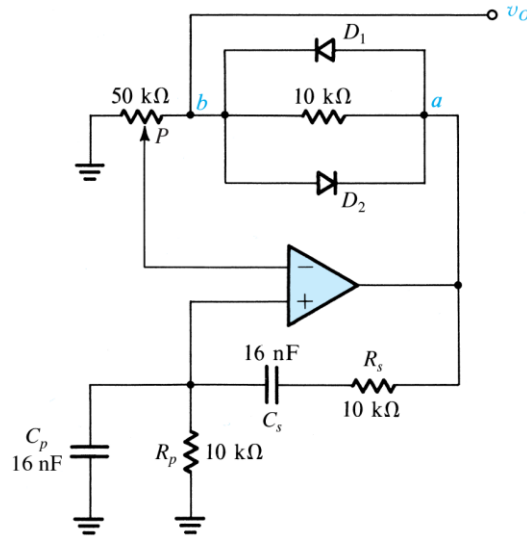
3. لتكن الدارة المبينة في الشكل 11.9. (a) بغض النظر عن دائرة المحدد، أوجد أماكن توضع أقطاب الحلقة المغلقة، (b) أوجد تردد الاهتزاز، (c) بوجود دائرة المحدد، أوجد مطال إشارة الخرج الجيبية (افتراض أن هبوط الجهد على طرفي الديود $(V_D = 0.7 \text{ V})$).



الشكل 11.9: دائرة ممهتز جسر واين.

Ans. (a) $(105/16)(0.015 \pm j)$; (b) 1 kHz ; (c) 21.36 V (peak-to-peak)

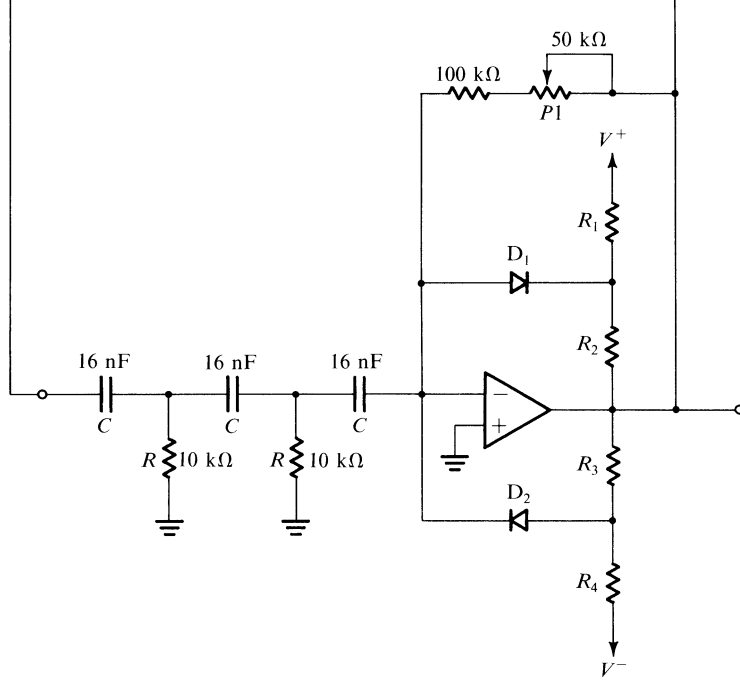
4. لتكن الدارة المبينة في الشكل 12.9، أوجد ما يلي: (a) مكان مجزأ الجهد (p) الذي يبدأ الاهتزاز عنده، (b) أوجد تردد الاهتزاز.



الشكل 12.9: دائرة جسر واين.

Ans. . (a) 20 kΩ to ground; (b) 1 kHz

5. لتكن الدارة المبينة في الشكل 13.9 بدون دائرة المحدد. افتح حلقة التغذية الراجعة عند (X) وأوجد كسب الحلقة. للقيام بذلك، من الأسهل أن تبدأ عند الخرج وأن تعود إلى الوراء، موجداً كل التيارات والجهود وأخيراً (V_x) بدلالة (V_o) .



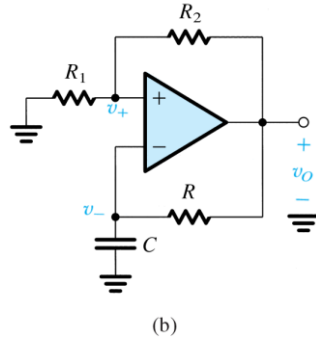
الشكل 13.9: دائرة مهتزر فرق الطور مع دائرة محدد مطال.

$$Ans. \frac{\omega^2 C^2 R R_f}{4 + j \left(3\omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right)}$$

6. استعمل العلاقة التي استنتجتها في المسألة السابقة (5.9) لإيجاد تردد الاهتزاز (f_0) ، و لإيجاد القيمة الدنيا لمقاومة التغذية الراجعة (R_f) كي يبدأ الاهتزاز في دائرة الشكل 13.9.

$$Ans : \omega_o = 1/\sqrt{3} C/R; R_f \geq 12R; f_0 = 574.3Hz; = R_f = 120K\Omega$$

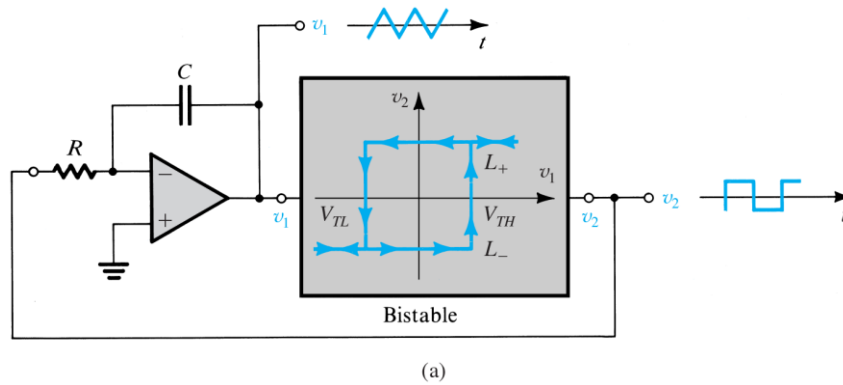
7. لتكن دائرة الشكل 14.9، وليكن جهدا تشبع مضخم العمليات $(\pm 10 V)$ ، ولتكن قيمة المقاومة $(R_1 = 100 k\Omega)$ ، وقيمة المقاومة $(R_2 = R = 1M\Omega)$ ، وقيمة المكثفة $(C = 0.01 \mu F)$. أوجد تردد الاهتزاز.



الشكل 14.9: دائرة مهتز عديم الاستقرار.

Ans. 274 Hz

8. لتكن دائرة الشكل 15.9 مع دائرة المهتز ثنائي الاستقرار. (a) إذا كان جهدا تشبع مضخم العمليات $(\pm 10V)$ ، وقيمة المكثفة $(C = 0.01 \mu F)$ ، وقيمة المقاومة $(R_1 = 10 k\Omega)$ ، أوجد قيمة المقاومتين (R_2) و (R) ، وهما مقاومتا دائرة المهتز ثنائي الاستقرار، إذا علمنا أن تردد الاهتزاز $(1 kHz)$ وأن مطال الإشارة المثلثية من القمة إلى القمة $(10V)$.



الشكل 15.9: دائرة توليد إشارات مربعة ومثلثية.

Ans. 50 kΩ; 20 kΩ

ملاحظات هامة

- المادة مغلقة
- يسمح باستعمال الآلات الحاسبة

السؤال الأول: اختر الإجابة الصحيحة (4 علامات)

1. على الرغم من تسمية المهتز الجيبي بالخطي، فإن بعضاً من أشكال اللاخطية تُستعمل للتحكم في مطال

إشارة الخرج الجيبية:

(a) صح

(b) خطأ

2. تتكون البنية الرئيسية للمهتز الجيبي من مضخم، ودارة انتخاب التردد الموصولة كحلقة تغذية راجعة موجبة،

وتكون قيمة إشارة الدخل:

(a) نصف قيمة مطال إشارة الخرج

(b) تحقق شروط الإشارات الصغيرة

(c) تحقق شروط الإشارات الكبيرة

(d) معدومة

3. في حالة المهتز الجيبي تعطى علاقة الكسب بوجود تغذية راجعة موجبة كما يلي:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 \pm A(s)\beta(s)} \quad (a)$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} \quad (b)$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (c)$$

(d) غير ما ذكر

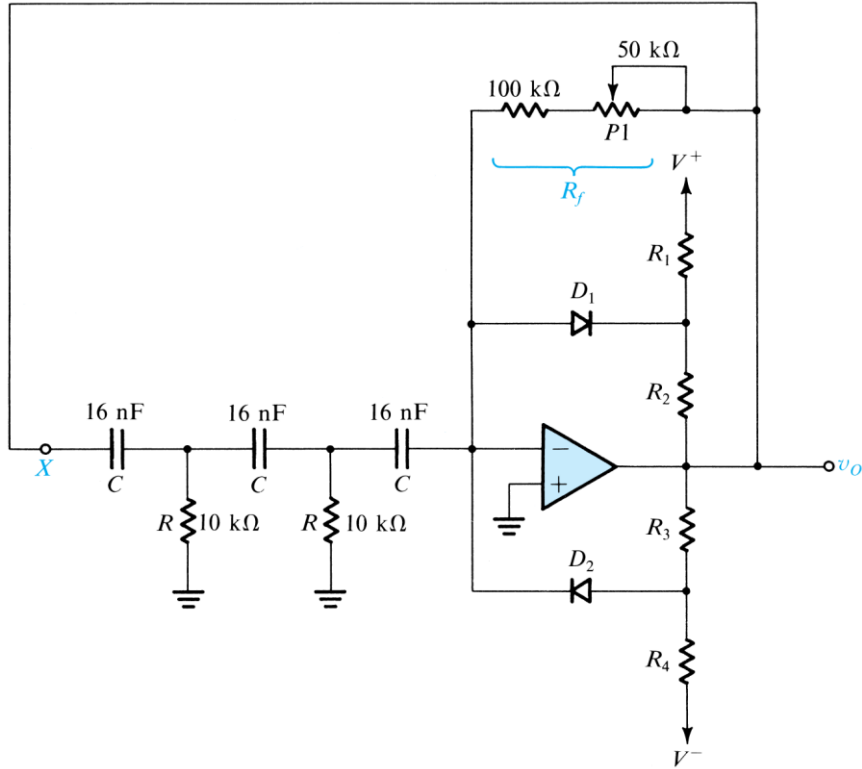
4. حتى تهتز الدارة على تردد وحيد يجب أن يتحقق معيار () عند هذا التردد فقط (ω_0):

- (a) تشيبتشيف
- (b) باركوزن
- (c) بارنكسون
- (d) نيكويست

5. كي نضمن بدأ الاهتزاز، نصمم دائرة الاهتزاز بحيث يقع القطبان:

- (a) على المحور الوهمي عند ∞
- (b) على المحور الوهمي عند 0
- (c) في النصف الأيمن من المخطط ((s))
- (d) في النصف الأيسر من المخطط ((s))

6. الدارة المبينة في الشكل التالي هي دائرة:



- (a) جسر واين مع دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (b) جسر واين بدون دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (c) فرق الطور مع دائرة التحكم بالكسب اللاخطية
- (d) جسر وااطسطن مع دائرة التحكم بالكسب اللاخطية

7. ليس للمهتز عديم الاستقرار حالة مستقرة. فهو يهتز بين حالتين ()، ويبقى في كل منهما فترة زمنية يمكن تحديدها مسبقاً. وهكذا يولد إشارة () على خرجة:

(a) مستقرتين، (مربعة)

(b) (شبه مستقرتين)، (مربعة)

(c) مستقرتين، (جيبية)

(d) مستقرتين، (مثلثية)

8. سوف يحصل اهتزاز دارة مهتز الطور فقط عند التردد الذي يكون عنده مجموع انزياح الطور الكلي لدارة المهتز () أو ():

(a) (180°) ، (360°)

(b) (0°) أو (90°)

(c) (0°) أو (180°)

(d) (0°) أو (360°)

9. يمكن تغيير الإشارات الأسية المولدة في دارة المهتز عديم الاستقرار إلى إشارات مثلثية باستبدال دارة مرشح التمرير المنخفض (CR) ():

(a) (بمكامل)

(b) (بمفاضل)

(c) (بمرشح تمرير حزمة)

(d) (بمرشح تمرير عالي)

درسنا نوعين من المهتزات الجيبية: مهتز جسر واين، ومهتز إزاحة الطور. وهما مهتزان شائعا للاستعمال لتوليد ترددات حتى (). تستعمل مثل هذه الدارات مقاطع (CR)، مع مضخمات كمضخمات العمليات أو الترانزستورات:

(a) (10 MHz)

(b) (100 KHz)

(c) (1 MHz)

(d) (10 KHz)

الإجابة الصحيحة لنموذج مذاكرة الفصل التاسع (10 علامات)
Ans. 1 → (a), 2 → (d), 3 → (c), 4 → (b), 5 → (c),
6 → (c), 7 → (b), 8 → (d), 9 → (a), 10 → (c),

التغذية الراجعة	الإجابة الصحيحة	السؤال الأول
مراجعة مبدأ عمل المهتزات الجيبية Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	a	1
مبدأ عمل المهتزات الجيبية Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	d	2
مبدأ عمل المهتزات الجيبية Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	c	3
مبدأ عمل المهتزات الجيبية Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	b	4
مبدأ عمل المهتزات الجيبية Basic Principles of Sinusoidal Oscillators	c	5
دارات الاهتزاز باستعمال المضخمات والمقاومات والمكثفات Op Amp-RC Oscillator Circuits	c	6
توليد الإشارات المربعة والمثلثية Generation of Square and Triangular Waveforms	b	7
دارات الاهتزاز باستعمال المضخمات والمقاومات والمكثفات Op Amp-RC Oscillator Circuits	d	8
توليد الإشارات المربعة والمثلثية Generation of Square and Triangular Waveforms	a	9
ملخص Abstract	c	10