

# الإلكترونيات المعاصرة

الدوائر الإلكترونية

ELECTRONICS

جزء الثاني

ياسين أحمد الشبول







# الإلكترونيات المعاصرة

(الجزء الثاني)

## السوائر الإلكترونية

تأليف

ياسين أحمد الشبول

الطبعة الأولى

2006م - 1427 هـ



دار أجنادين للنشر والتوزيع



مكتبة المجتمع العربي للنشر والتوزيع

## الإلكترونيات المعاصرة الجزء الثاني (الدوائر الإلكترونية)

ياسين أحمد الشبول

الطبعة العربية الأولى 2006

رقم الإجازة المتسلسل لدى دائرة المطبوعات والنشر: 2006/2/240

رقم الإيداع لدى دائرة المكتبة الوطنية: 2006/2/224

جميع حقوق الطبع محفوظة

لا يسمح بإعادة إصدار هذا الكتاب أو أي جزء منه أو تخزينه في نطاق استعادة المعلومات أو نقله بأي شكل من الأشكال، دون إذن خطي مسبق من الناشر  
عمان - الأردن

All rights reserved. No part of this book may be reproduced, stored in a retrieval system or transmitted in any form or by any means without prior permission in writing of the publisher .



**دار أجنادين للنشر والتوزيع**

المملكة العربية السعودية - الرياض

تلفون: 0096612176844

فاكس: 0096612176833

Email; Dap@techsupprt.est.com



**مكتبة المجتمع العربي للنشر والتوزيع**

عمان - شارع الملك حسين - مجمع الفحيص التجاري

تلفاكس 4632739 ص.ب. 8244 عمان 11121 الأردن

Email: Moj\_pub@hotmail.com

www. muj - arabi - pub. com



## المحتويات

الصفحة	الموضوع
11	مقدمة
	<b>الوحدة الأولى</b>
	<b>الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية</b>
15	1.1 مدخل.
16	1.2 الدوائر رباعية الأطراف (Two-port Circuits).
	1.3 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية $(r_e)$ .
25	
40	1.4 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام المعاملات $h$ .
	1.5 العلاقة بين الدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية $(r_e)$ والدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام المعاملات $h$ .
46	
50	1.6 تمارين.
	<b>الوحدة الثانية</b>
	<b>تحليل دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية</b>
55	2.1 مدخل.
56	2.2 الدوائر المكافئة للتيار المستمر والدوائر المكافئة للتيار المتردد.
62	2.3 دائرة الإنحياز الثابت (Fixed-bias Circuit).
70	2.4 دائرة إنحياز الباعث (Emitter-bias Circuit).
78	2.5 دائرة إنحياز مجزئ الفولطية (Voltage-divider Bias Circuit).
89	2.6 دائرة المُجمع المشترك أو دائرة تابع الباعث (Emitter-follower Circuit).
98	2.7 دائرة القاعدة المشتركة (Common-base Circuit).
100	2.8 دائرة إنحياز مع فولطية راجعة (Bias Circuit With Voltage Feedback).
108	2.9 تمارين.



## الوحدة الثالثة

## تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال

117	3.1 مدخل.
118	3.2 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ JFET.
127	3.3 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Depletion-type MOSFET.
130	3.4 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Enhancement-type MOSFET.
132	3.5 دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستور الـ JFET.
139	3.6 دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستور الـ JFET.
149	3.7 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية لترانزيستور الـ JFET.
154	3.8 دائرة تابع المصدر (المصرف المشترك) لترانزيستور الـ JFET.
160	3.9 دائرة البوابة المشتركة لترانزيستور الـ JFET.
170	3.10 دوائر الترانزيستورات من النوع Depletion-type MOSFET.
174	3.11 دوائر الترانزيستورات من النوع Enhancement-type MOSFET.
184	3.12 تمارين.

## الوحدة الرابعة

## المضخمات: المواصفات والخواص

195	4.1 مدخل.
196	4.2 أنواع المضخمات.
199	4.3 الدائرة المكافئة للمضخم.
202	4.4 تأثير المقاومة المخرجة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.
209	4.5 تأثير المقاومة المدخلة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.
213	4.6 التأثير المشترك للمقاومتين المدخلة والمخرجة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.
221	4.7 التوصيل التسلسلي للمضخمات.
232	4.8 بعض الدوائر المكافئة الأخرى للمضخمات.
237	4.9 تمارين.



الصفحة	الموضوع
<b>الوحدة الخامسة</b>	
<b>الإستجابة الترددية للمضخمات</b>	
243	5.1 مدخل.
244	5.2 الديسيبل (The Decibel).
250	5.3 تأثير التردد على عمل المضخم.
253	5.4 منحني Bode.
267	5.5 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المنخفضة.
280	5.6 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة.
289	5.7 الإستجابة الترددية عند الترددات المرتفعة.
295	5.8 ظاهرة Miller.
299	5.9 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة.
304	5.10 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المرتفعة.
309	5.11 الإستجابة الترددية لعدد من مراحل التضخيم الموصولة على التسلسل.
314	5.12 فحص الإستجابة الترددية للمضخمات.
319	5.13 تمارين.
<b>الوحدة السادسة</b>	
<b>بعض الدوائر الأخرى للترانزيستورات</b>	
327	6.1 مدخل.
328	6.2 توصيلة Darlington.
334	6.3 زوج التغذية الراجعة (Feedback Pair).
338	6.4 دوائر مصدر التيار (Current Source Circuits).
342	6.5 دوائر مرآة التيار (Current Mirror Circuits).
345	6.6 مضخمات الفرق (Differential Amplifiers).
362	6.7 دوائر الـ CMOS.
365	6.8 توصيلة الـ Cascode.
368	6.9 تمارين.



## الوحدة السابعة

## مضخمات العمليات (OPERATIONAL AMPLIFIERS)

375	7.1 مدخل.
377	7.2 خواص مضخم العمليات.
379	7.3 المضخم العاكس (Inverting Amplifier).
387	7.4 مضخم الجمع (Summing Amplifier).
391	7.5 المضخم غير العاكس (Non-inverting Amplifier).
404	7.6 تابع الفولطية (Voltage Follower).
406	7.7 المُكامل (Integrator).
411	7.8 المُفاضل (Differentiator).
415	7.9 المُقارن (Comparator).
419	7.10 المُرشحات (Filters).
424	7.11 ملاحظات على عمل مضخم العمليات الحقيقي.
430	7.12 تمارين.

## الوحدة الثامنة

## مضخمات القدرة (POWER AMPLIFIERS)

439	8.1 مدخل.
440	8.2 تصنيف مضخمات القدرة.
442	8.3 مضخمات القدرة من الصنف A (Class A Amplifiers).
465	8.4 مضخمات القدرة من الصنفين B و AB (Class B and Class AB Amplifiers).
476	8.5 مضخمات القدرة من الصنفين C و D (Class C and Class D Amplifiers).
477	8.6 تشويه الإشارة الناتج عن مضخمات القدرة.
480	8.7 الضياع الحراري في ترانزستورات القدرة.
485	8.8 تمارين.



## الوحدة التاسعة

## التغذية الراجعة في المضخمات (FEEDBACK IN AMPLIFIERS)

- 491 9.1 مدخل.
- 493 9.2 أنواع دوائر التغذية الراجعة في المضخمات.
- 496 9.3 تأثير التغذية الراجعة على أداء المضخمات.
- 506 9.4 بعض دوائر التغذية الراجعة في المضخمات.
- 516 9.5 تأثير التغذية الراجعة على إستقرارية عمل المضخمات.
- 519 9.6 تمارين.

## الوحدة العاشرة

## المذبذبات (OSCILLATORS)

- 523 10.1 مدخل.
- 524 10.2 مذبذبات إزاحة الطور (Phase-shift Oscillators)
- 529 10.3 مذبذب قنطرة Wien
- 530 10.4 المذبذبات الموقفة (Tuned Oscillators)
- 532 10.5 المذبذبات البلورية (Crystal Oscillators)
- 535 10.6 مذبذبات الترانزستورات أحادية الوصلة (Unijunction Transistor Oscillators).
- 536 10.7 الدارة المتكاملة 555
- 542 10.8 المذبذب المحكوم بفولطية (Voltage-controlled Oscillator)
- 544 10.9 دوائر مسك الطور (Phase-locked Loops, PLL)
- 547 10.10 تمارين



## الوحدة الحادية عشرة

## بعض الدوائر الالكترونية الأخرى

553	11.1 مدخل.
554	11.2 المقارن (Comparator).
560	11.3 المحولات التشابيهية الرقمية (Analog-to-digital Converters).
564	11.4 المحولات الرقمية التشابيهية (Digital-to-analog Converters).
569	11.5 تمارين.

## الوحدة الثانية عشرة

## دوائر التغذية (POWER SUPPLY CIRCUITS)

575	12.1 مدخل.
576	12.2 دوائر التغذية البسيطة.
579	12.3 تثبيت الفولطية المخرجه.
580	12.4 تثبيت الفولطية باستخدام التغذية الراجعة السالبة.
583	12.5 الحماية من التحميل الزائد (الحماية من التيارات العالية).
584	12.6 الحماية من الفولطية المخرجه العالية.
586	12.7 بعض الدارات المتكاملة المُستخدمة في دوائر التغذية.
588	12.8 الضياع الحراري ومعامل الفائدة لدوائر التغذية.
594	12.9 دوائر التغذية من النوع Switching-mode.
599	12.10 دوائر التغذية من النوع Fly-back Switching-mode.
605	12.11 تمارين.

## المراجع

608	بعض المواقع على شبكة الانترنت التي تُقدم مواصفات للعناصر الالكترونية
-----	--



## مقدمة

في الجزء الأول من هذا الكتاب تم شرح تركيب وخصائص معظم العناصر الالكترونية المتداولة، كما تم كذلك شرح دوائر الإنحياز المختلفة للترانزستورات ثنائية القطبية وترانزستورات تأثير المجال.

في هذا الجزء سيتم دراسة الدوائر الإلكترونية المختلفة وخاصة دوائر المضخمات والمذبذبات. كما سيتم كذلك التطرق الى تركيب ومبدأ عمل والتطبيقات المختلفة لمضخمات العمليات كأكثر الدارات المتكاملة الخطية إنتشاراً.

وقد جاءت وحدات هذا الكتاب متسلسلة، كما يلي:

- الوحدة الأولى: وتم فيها شرح الدوائر المكافئة للترانزستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية ( $r_e'$ ) واستخدام المعاملات  $h$ .
- الوحدة الثانية: وتم فيها تحليل دوائر توصيل الترانزستور ثنائي القطبية المختلفة.
- الوحدة الثالثة: وتم فيها شرح الدوائر المكافئة لترانزستورات تأثير المجال وكذلك تحليل دوائر توصيلها المختلفة.
- الوحدة الرابعة: وتم فيها دراسة مواصفات وخواص المضخمات وكذلك دوائرها المكافئة.
- الوحدة الخامسة: وتم فيها دراسة الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزستورات ثنائية القطبية وترانزستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة والترددات المرتفعة.
- الوحدة السادسة: وتم فيها شرح بعض دوائر الترانزستورات المختلفة مثل توصيلة Darlington وزوج التغذية الراجعة ومضخمات الفرق ودوائر مرآة التيار وغيرها.



- الوحدة السابعة: وتم فيها دراسة مضخات العمليات من حيث تركيبها ومواصفاتها وتطبيقاتها المختلفة.
- الوحدة الثامنة: وتم فيها دراسة مضخات القدرة بأصنافها المختلفة.
- الوحدة التاسعة: وتم فيها دراسة التغذية الراجعة في المضخات وتأثيرها على عمل المضخات ومواصفاتها.
- الوحدة العاشرة: وتم فيها دراسة دوائر المذبذبات المختلفة.
- الوحدة الحادية عشرة: وتم فيها شرح بعض الدوائر الالكترونية الأخرى مثل المقارنات والمحولات التشابيهية الرقمية وكذلك المحولات الرقمية التشابيهية.
- الوحدة الثانية عشرة: وتم فيها دراسة دوائر التغذية المختلفة والتي تعتبر عنصراً أساسياً في تركيب كل جهاز الكتروني.

وكما في الجزء الأول من هذا الكتاب، فلقد إستخدمتُ في هذا الكتاب الترجمة العربية للمصطلحات العلمية كما هي واردة في القاموس الصادر عن مجمع اللغة العربية في القاهرة والمنشور على شبكة الانترنت، مع ذكر معنى المصطلح بالانجليزية، أما المصطلحات التي لم أجد ترجمةً لها فلقد تركتها كما هي في صيغتها الانجليزية.

ولقد حاولت كذلك الإكثار من الأمثلة المحولة والتعليق عليها بشكل تفصيلي، وذلك بهدف زيادة الفائدة وتمكين القارئ من فهم مختلف المواضيع المطروحة.

ويرحب المؤلف بأي ملاحظات أو استفسارات تتعلق بهذا الكتاب والتي يمكن ارسالها على البريد الالكتروني:

[Shiboul\\_y@index.com.jo](mailto:Shiboul_y@index.com.jo)

ياسين أحمد الشبول

عمان - الاردن - 2006



# الوحدة الأولى

الدوائر المكافئة للترانزيستورات  
ثنائية القطبية





## الوحدة الأولى

### الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية

#### 1.1 مدخل

تتاولنا في الجزء الأول من هذا الكتاب تركيب وخواص الترانزيستورات ثنائية القطبية ودرسنا كذلك دوائر الإنحياز لهذه الترانزيستورات. وبيّنا أن الهدف من هذه الدوائر هو تحديد نقطة العمل للترانزيستور عندما تكون قيمة الإشارة المدخلة تساوي صفراً ( $Q - point$ ). أي أن دوائر الإنحياز تحدد قيم التيارات والفولطيات المستمرة للترانزيستور.

ولدراسة عمل دوائر الترانزيستورات المختلفة عند وجود إشارات على مداخلها، فإنه عادةً ما يتم إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة لتحديد كيفية إستجابته لهذه الإشارات وتحديد قيم التيارات فيه والفولطيات بين أطرافه، والمُسببة من هذه الإشارات.

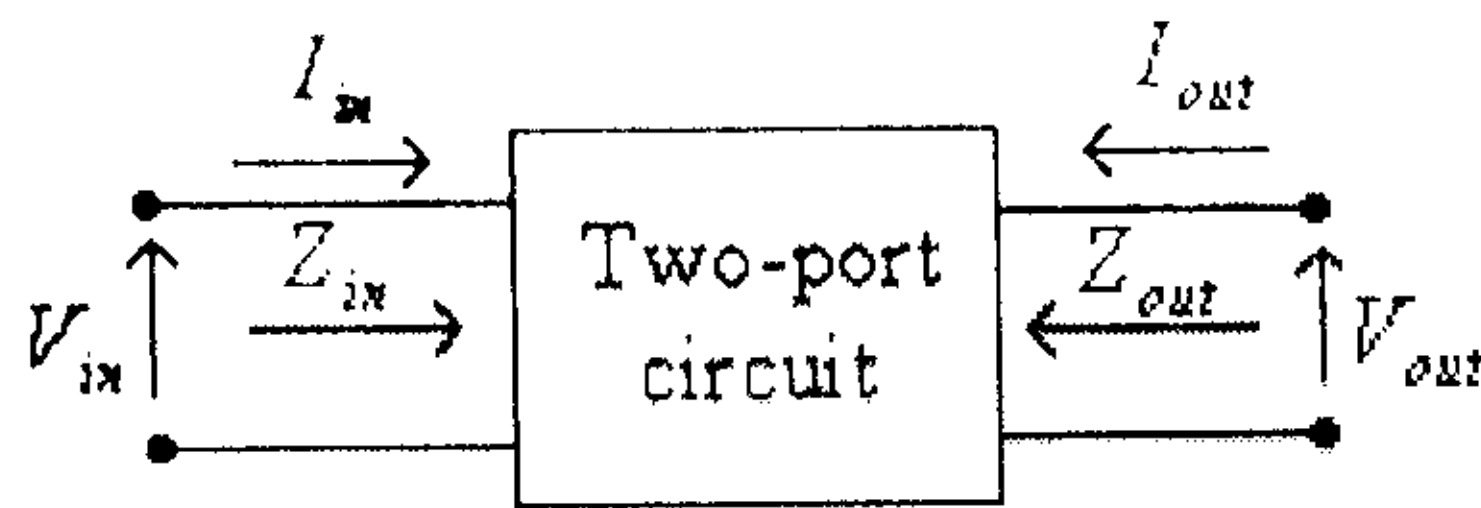
وحيث أنه يمكن إعتبار الترانزيستور، وعند عمله في المنطقة الفعّالة من خاصيته المخرجة، عنصراً خطياً فيمكن تطبيق قانون التراكب ( $superposition\ law$ ) لإيجاد قيم التيارات الكلية المارة في الترانزيستور وكذلك قيم الفولطيات الكلية بين أطرافه.

في هذه الوحدة سنقوم بدراسة الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية عند وجود إشارات صغيرة على مداخلها. ونقصد بالإشارات الصغيرة هنا تلك الإشارات التي تبقى نقطة عمل الترانزيستور قريبة من ال  $Q - point$ ، والتي هي نقطة عمل الترانزيستور عندما تكون قيمة الإشارة المدخلة تساوي صفراً، أي بمعنى آخر عندما تبقى نقطة عمل الترانزيستور في المنطقة الفعّالة ( $active\ region$ ) من خاصيته المخرجة ولا ينتقل الترانزيستور للعمل في منطقة الإشباع ( $saturation\ region$ ) أو منطقة القطع ( $cutoff\ region$ ).

وحيث أنه وكثيراً ما تُستخدم الدوائر رباعية الأطراف ( two-port circuits ) لدراسة الدوائر الالكترونية المختلفة، وكذلك لتمثيل الدوائر المكافئة للترانزستورات فإننا سنبدأ دراستنا بالتعرف على هذه الدوائر والمعاملات التي تصفها.

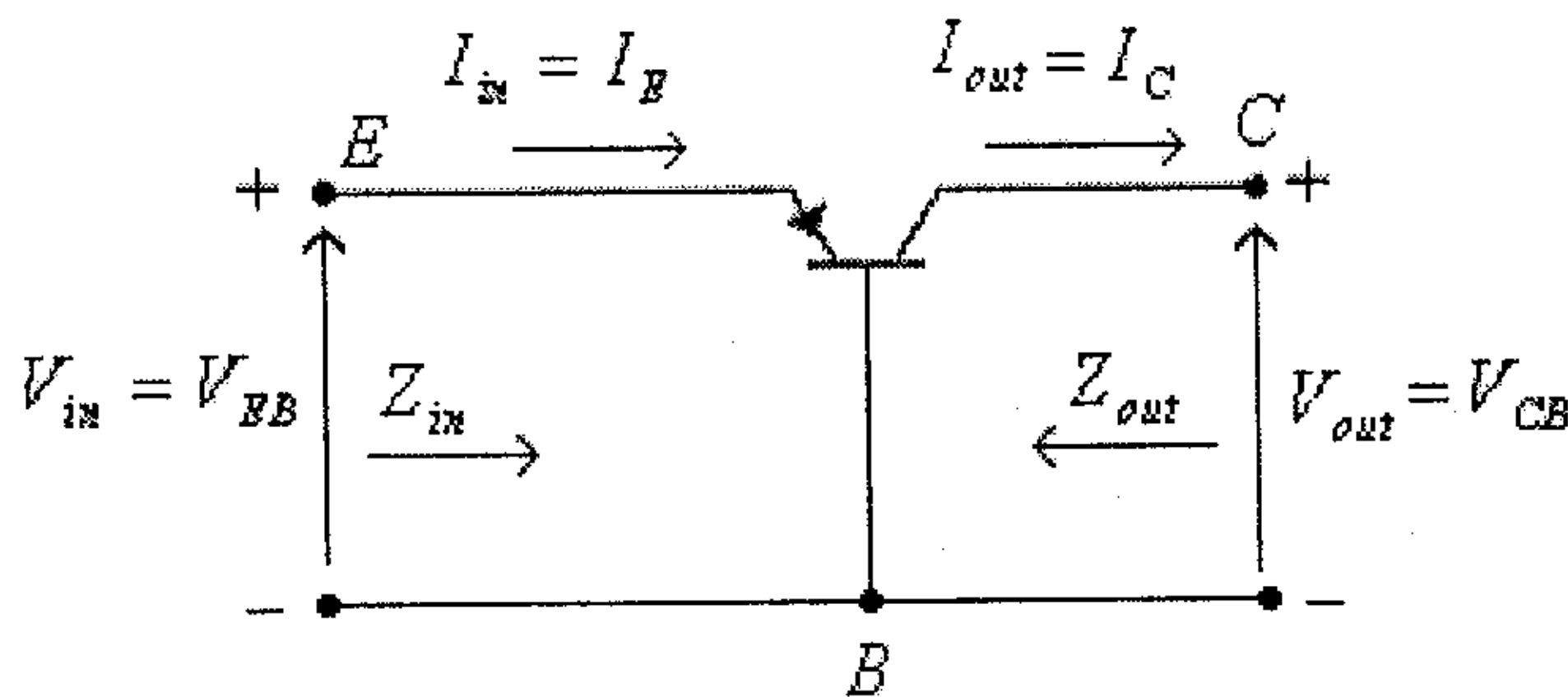
## 1.2 الدوائر رباعية الأطراف (Two-port Circuits)

الشكل التالي يبين دائرة رباعية الأطراف، فيها الطرفان من الجهة اليسرى هما الطرفان المدخليان والطرفان من الجهة اليمنى هما الطرفان المخرجيان.



شكل (1)

فمثلاً الترانزستور ثنائي القطبية من النوع pnp والموصول بدائرة القاعدة المشتركة يمكن تمثيله بدائرة رباعية الأطراف، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (2)

وعادةً ما تُستخدم المعاملات التالية لوصف الدوائر رباعية الأطراف.



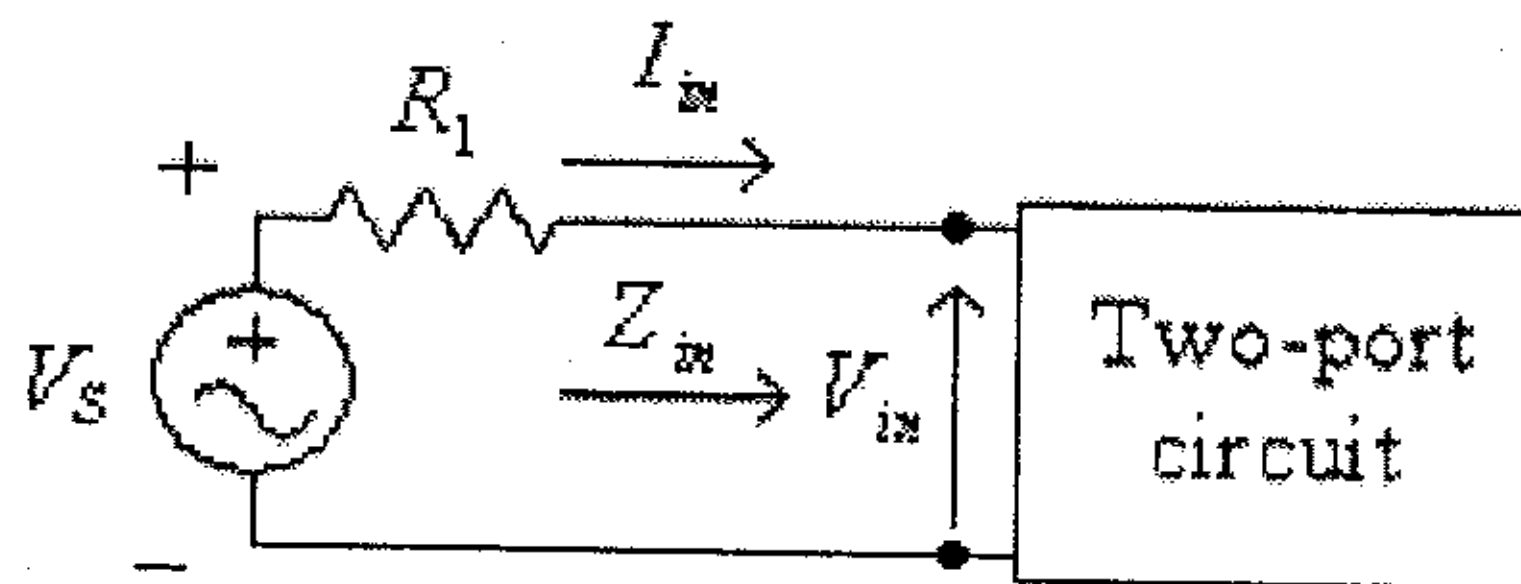
- الممانعة المدخلية للدائرة  $Z_{in}$ ، وتعرف على أنها النسبة بين قيمة الفولطية المدخلية وقيمة التيار المدخلي، أي أن:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

حيث  $V_{in}$  و  $I_{in}$  هما الفولطية المدخلية والتيار المدخلي للدائرة.

ومما يجب ذكره أنه لا يمكن إستخدام جهاز الأومميتر العادي لقياس الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية المختلفة، وذلك لأن جهاز الأومميتر العادي يقيس مقدار الممانعة لمرور التيار المستمر (أي المقاومة  $R$ ) فقط. ففي حال وجود مكثف، مثلاً، على مدخل الدائرة الالكترونية فإن قيمة الممانعة التي يتم قياسها باستخدام جهاز الأومميتر ستكون مالانهاية، وذلك لأن ممانعة المكثف لمرور التيار المستمر تساوي مالانهاية.

ويمكن قياس الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية المختلفة باستخدام جهاز راسم الإشارة (oscilloscope) أو جهاز فولتميتر، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي:



شكل (3)

في هذا الشكل:

$V_s$ : فولطية مصدر الإشارة المدخلية.

$R_1$ : مقاومة معروفة القيمة يتم إضافتها بين مصدر الإشارة والدائرة

الالكترونية، التي يُراد قياس ممانعتها المدخلية.

$V_{in}$ : الفولطية بين الطرفين المدخليين للدائرة الالكترونية، التي يُراد قياس ممانعتها المدخلية.

من هذا الشكل:

$$I_{in} = \frac{V_S - V_{in}}{R_1}$$

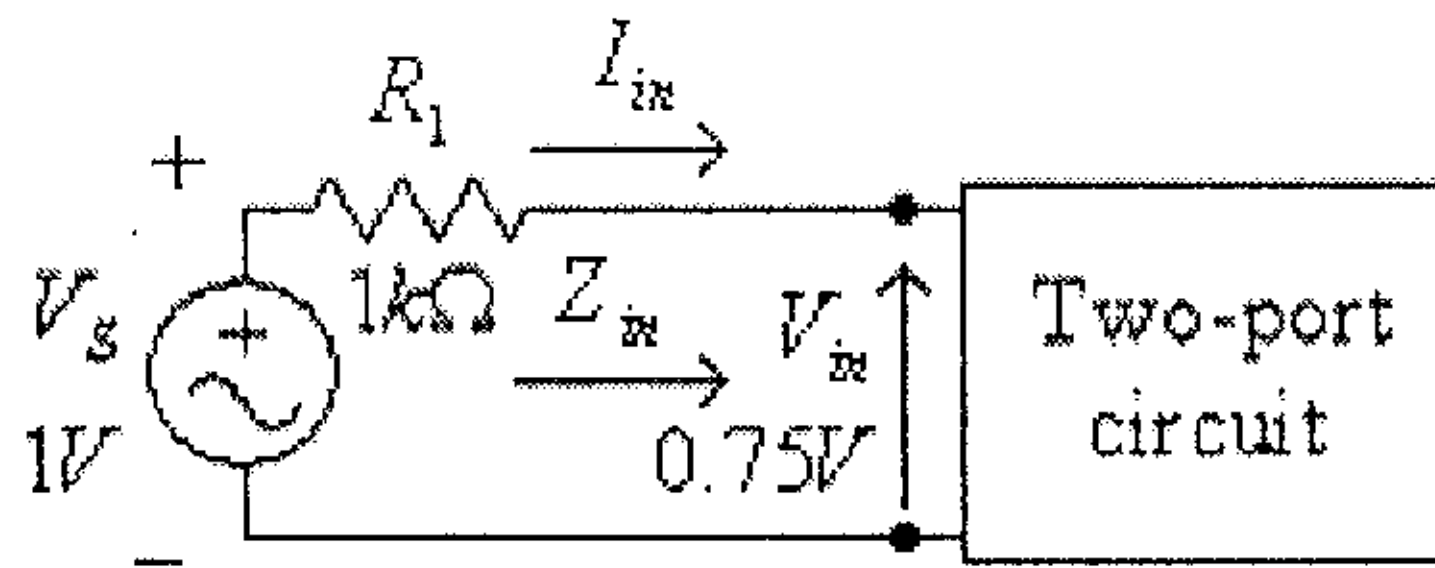
وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_{in} \cdot R_1}{V_S - V_{in}}$$

لاحظ أن  $V_S$ ،  $V_{in}$  و  $I_{in}$  هي القيم الفعالة (أو القيم القصوى) لكل من فولطية مصدر الإشارة والفولطية المدخلية والتيار المدخلي للدائرة على التوالي.

مثال (1):

أوجد قيمة الممانعة المدخلية،  $Z_{in}$ ، للدائرة الالكترونية التالية.



شكل (4)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_{in} = \frac{V_S - V_{in}}{R_1} = \frac{1 - 0.75}{1 \times 10^3} = 0.25 \times 10^{-3} \text{ A} = 0.25 \text{ mA}$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{0.75}{0.25 \times 10^{-3}} = 3 \times 10^3 \Omega = 3 \text{ k}\Omega$$



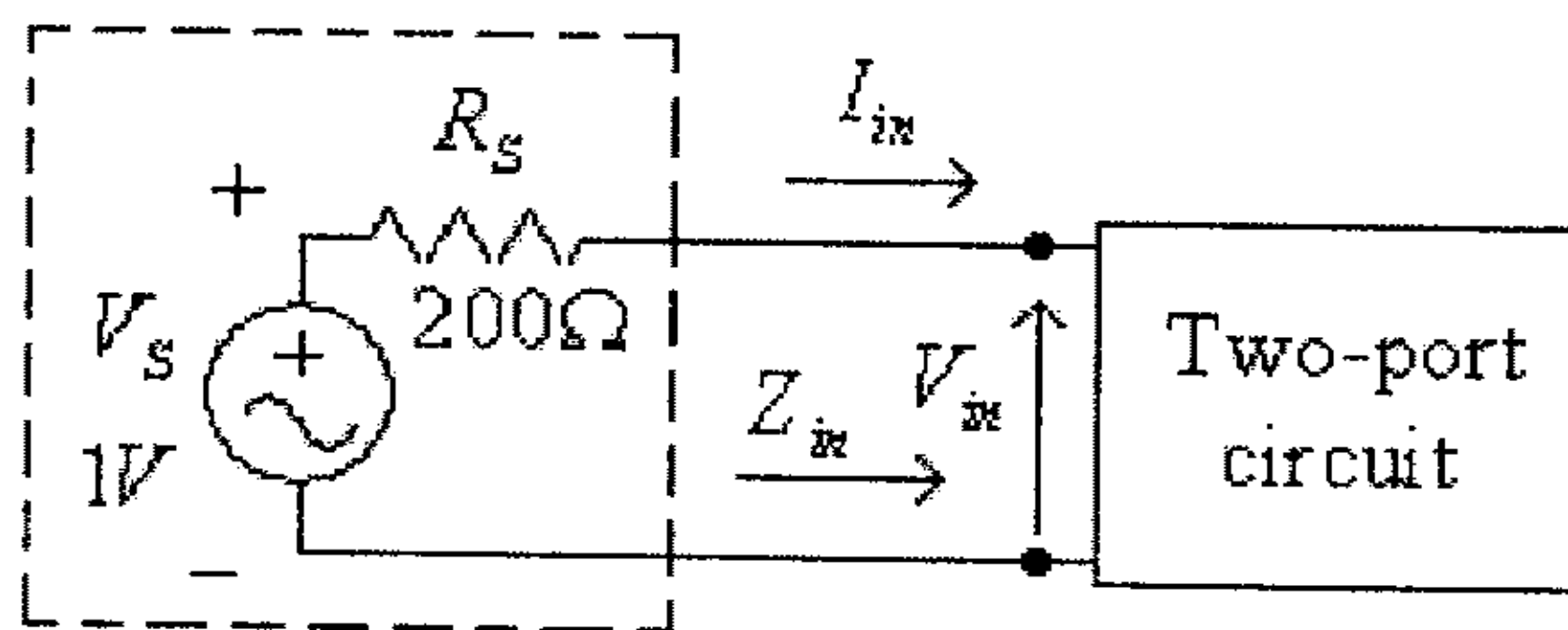
ومما تجب معرفته أن الممانعة المدخلية لمعظم الدوائر الالكترونية ليست ثابتة بل تعتمد على قيمة تردد مصدر الإشارة المدخلية، وفي معظم الأحيان تقل قيمة الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية (وخاصة المضخمات) بارتفاع تردد الإشارة المدخلية وذلك لوجود مكثفات على مداخل هذه الدوائر.

ومما يجب ذكره أيضاً أن الممانعة المدخلية للدوائر الالكترونية تلعب دوراً كبيراً في أداء هذه الدوائر، وكلما كانت قيمة الممانعة المدخلية للدائرة الالكترونية أكبر كلما قلت قيمة التيار المستهلك من مصدر الإشارة، الذي يغذي هذه الدائرة، وبالتالي قل هبوط الفولطية المُسبب من المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة، والمثال التالي يوضح ذلك.

### مثال (2):

في الدائرة التالية، أوجد قيمة فرق الجهد المدخلي  $V_{in}$  عند القيم التالية للممانعة المدخلية:  $Z_{in1} = 0\Omega$  ،  $Z_{in2} = 200\Omega$  ،  $Z_{in3} = 1k\Omega$  و  $Z_{in4} = \infty\Omega$ .

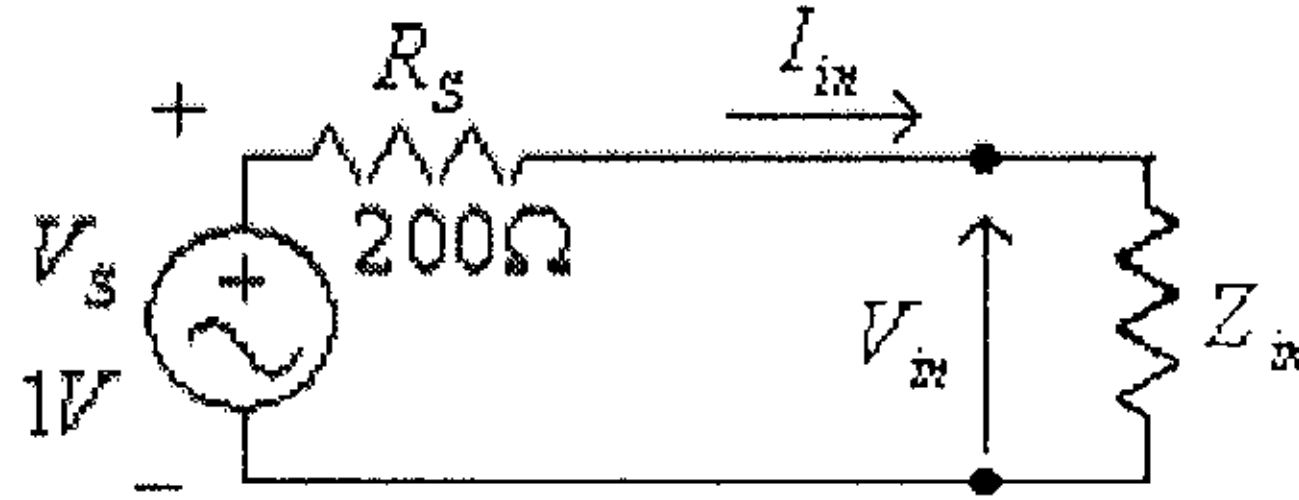
ملاحظة: في هذا الشكل المقاومة  $R_s$  ومصدر الجهد  $V_s$  تمثلان المقاومة الداخلية ومصدر الجهد الداخلي لمصدر الإشارة.



شكل (5)

الحل:

يمكن إستبدال مدخل الدائرة رباعية الأطراف بممانعتها المدخلية ، وعليه تصبح الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي:



شكل (6)

من هذا الشكل:

$$V_{in} = \frac{V_S \cdot Z_{in}}{R_S + Z_{in}}$$

وذلك لأن  $R_S$  و  $Z_{in}$  تمثلان مجزىء فولطية.

- عند  $Z_{in1} = 0\Omega$  ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S \cdot Z_{in1}}{R_S + Z_{in1}} = \frac{1(0)}{200 + 0} = 0V$$

- عند  $Z_{in2} = 200\Omega$  ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S \cdot Z_{in2}}{R_S + Z_{in2}} = \frac{1(200)}{200 + 200} = 0.5V$$

- عند  $Z_{in3} = 1k\Omega$  ، فإن:

$$V_{in} = \frac{V_S \cdot Z_{in3}}{R_S + Z_{in3}} = \frac{1(1000)}{200 + 1000} = 0.833V$$

- عند  $Z_{in4} = \infty\Omega$  ، فإن:

$$V_{in} = \lim_{Z_{in4} \rightarrow \infty} \frac{V_S \cdot Z_{in4}}{R_S + Z_{in4}} = V_S = 1V$$

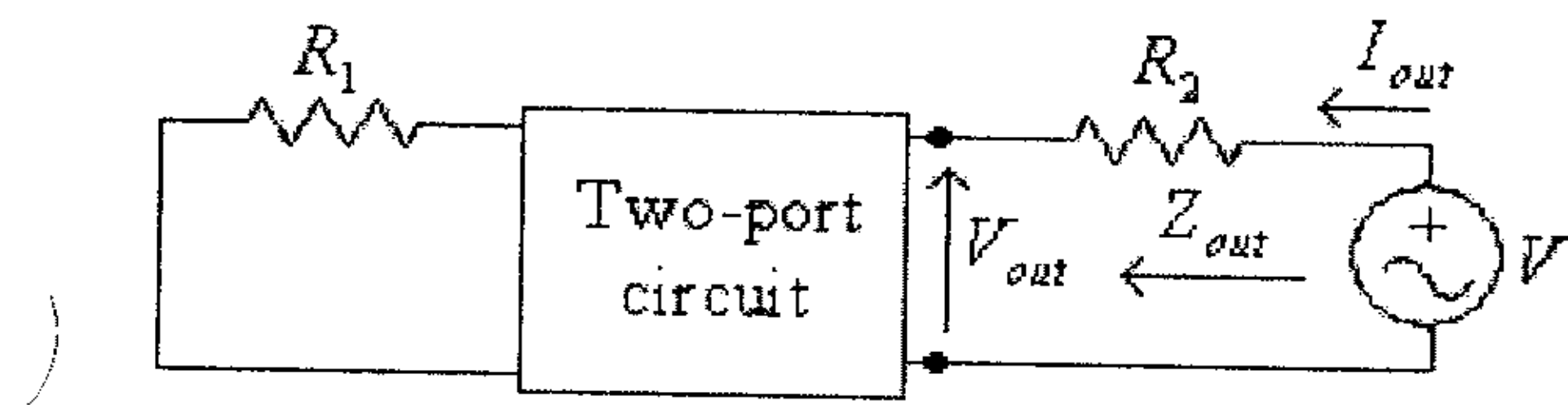


من هذا المثال نلاحظ أنه كلما إرتفعت قيمة الممانعة المدخلية للدائرة الالكترونية كلما قل هبوط الفولطية المُسبب من المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة (أي إرتفعت قيمة فولطية الإشارة على مدخل الدائرة الالكترونية).

- **الممانعة المخرجة للدائرة  $Z_{out}$** ، وتعرّف بأنها الممانعة بين الطرفين المخرجيين للدائرة رباعية الأطراف عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً.

وكما في حالة الممانعة المدخلية فإنه لا يمكن إستخدام جهاز الأومميتر العادي لقياس الممانعة المخرجة للدوائر الالكترونية المختلفة ، وذلك لأنه وكما ذكر سابقاً، فإن جهاز الأومميتر العادي يقيس مقدار الممانعة لمرور التيار المستمر (أي المقاومة  $R$ ) فقط.

ويمكن قياس الممانعة المخرجة للدوائر الالكترونية المختلفة باستخدام جهاز راسم الإشارة (oscilloscope) أو جهاز فولتميتر، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (7)

في هذا الشكل:

$V$ : فولطية مُطبقة بين الطرفين المخرجيين للدائرة الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجة.

$R_2$ : مقاومة معروفة القيمة يتم إضافتها بين مصدر الجهد  $V$ ، والدائرة

الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجة.

$V_{out}$ : فرق الجهد بين الطرفين المخرجيين للدائرة الالكترونية التي يُراد قياس ممانعتها المخرجة.

من هذا الشكل:

$$I_{out} = \frac{V - V_{out}}{R_2}$$

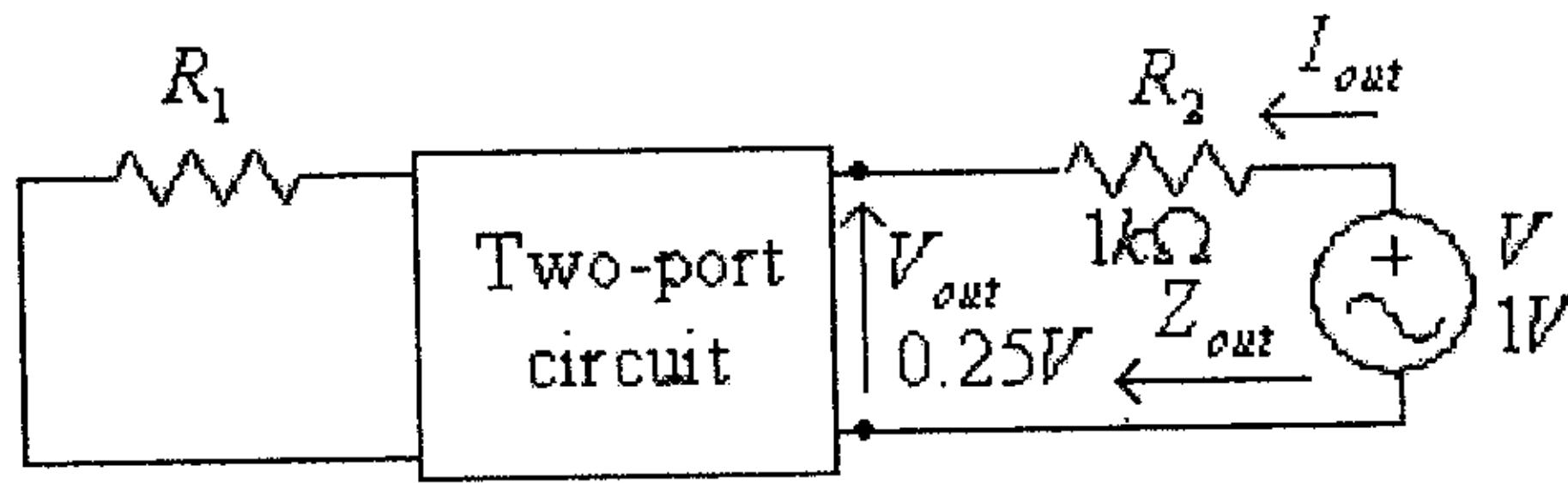
وبالتالي فإن:

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{V_{out} \cdot R_2}{V - V_{out}}$$

لاحظ أن  $V$ ،  $V_{out}$  و  $I_{out}$  هي القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

مثال (3):

أوجد قيمة الممانعة المخرجة،  $Z_{out}$ ، للدائرة التالية.



شكل (8)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_{out} = \frac{V - V_{out}}{R_2} = \frac{1 - 0.25}{1 \times 10^3} = 0.75 \times 10^{-3} A = 0.75 mA$$

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{0.25}{0.75 \times 10^{-3}} = 333 \Omega$$



- معامل تضخيم الجهد  $A_V$ ، ويُعرّف على أنه النسبة بين فرق الجهد المخرجي وفرق الجهد المدخلي للدائرة رباعية الأطراف (دائرة

$$\text{التضخيم})، إي أن: } A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

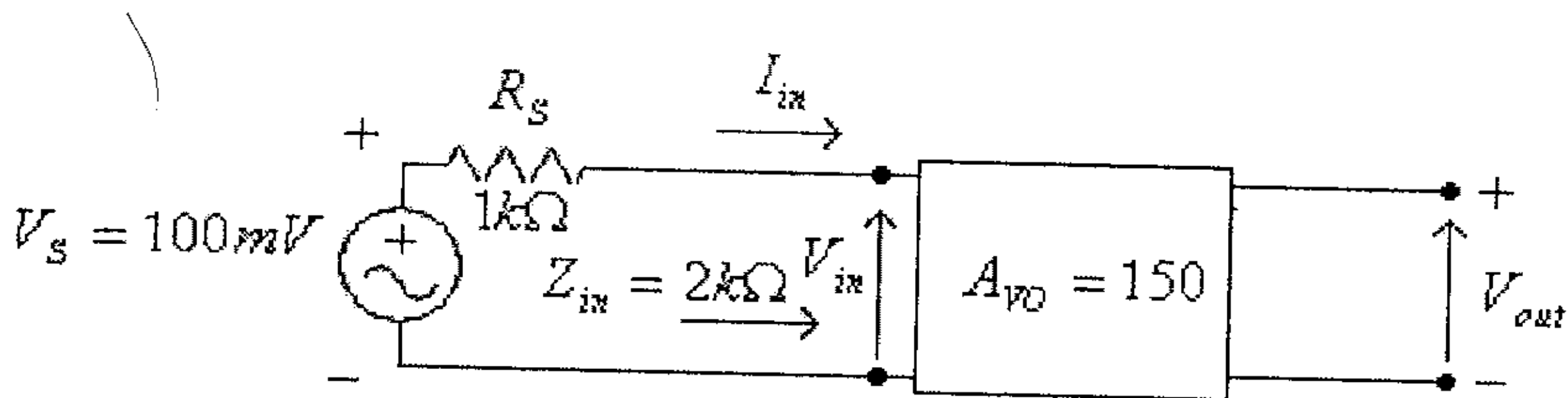
حيث  $V_{out}$ ،  $V_{in}$  هما القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

ويعتمد معامل التضخيم عادةً على مقدار الحمل المربوط على مخرج الدائرة رباعية الأطراف، إذ يقل بنقصان ممانعة الحمل، أي بزيادة التيار المسحوب من الدائرة، ويكون لمعامل تضخيم الفولطية أعلى قيمة عندما لا يكون هناك أي حمل موصول على مخرج الدائرة، ويسمى معامل التضخيم في هذه الحالة معامل التضخيم في حالة اللاحمل (no-load voltage gain) ويرمز له عادةً بالرمز  $A_{VO}$ .

مثال (4):

لدائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي وللمعلومات المعطاة على هذا

الشكل، أوجد قيمة كل من:  $V_{in}$ ،  $V_{out}$ .



شكل (9)

الحل:

$$V_{in} = \frac{V_s \cdot Z_{in}}{R_s + Z_{in}} = \frac{100 \times 10^{-3} (2 \times 10^3)}{1 \times 10^3 + 2 \times 10^3} = 66.7 \text{ mV}$$

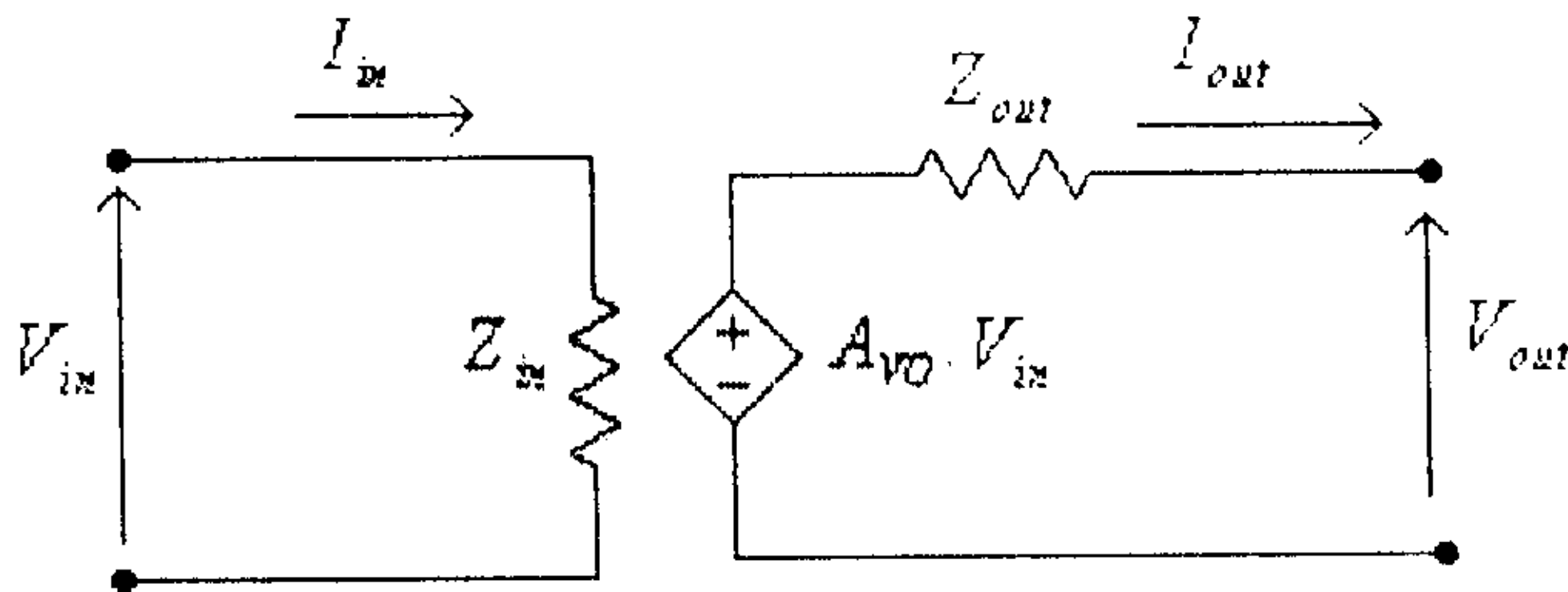
$$V_{out} = A_{VO} \cdot V_{in} = 150 (66.7 \times 10^{-3}) = 10 \text{ V}$$

- معامل تضخيم التيار  $A_i$ ، ويُعرّف على أنه النسبة بين التيار المخرجي والتيار المدخلي للدائرة رباعية الأطراف (دائرة التضخيم)، أي أن:

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

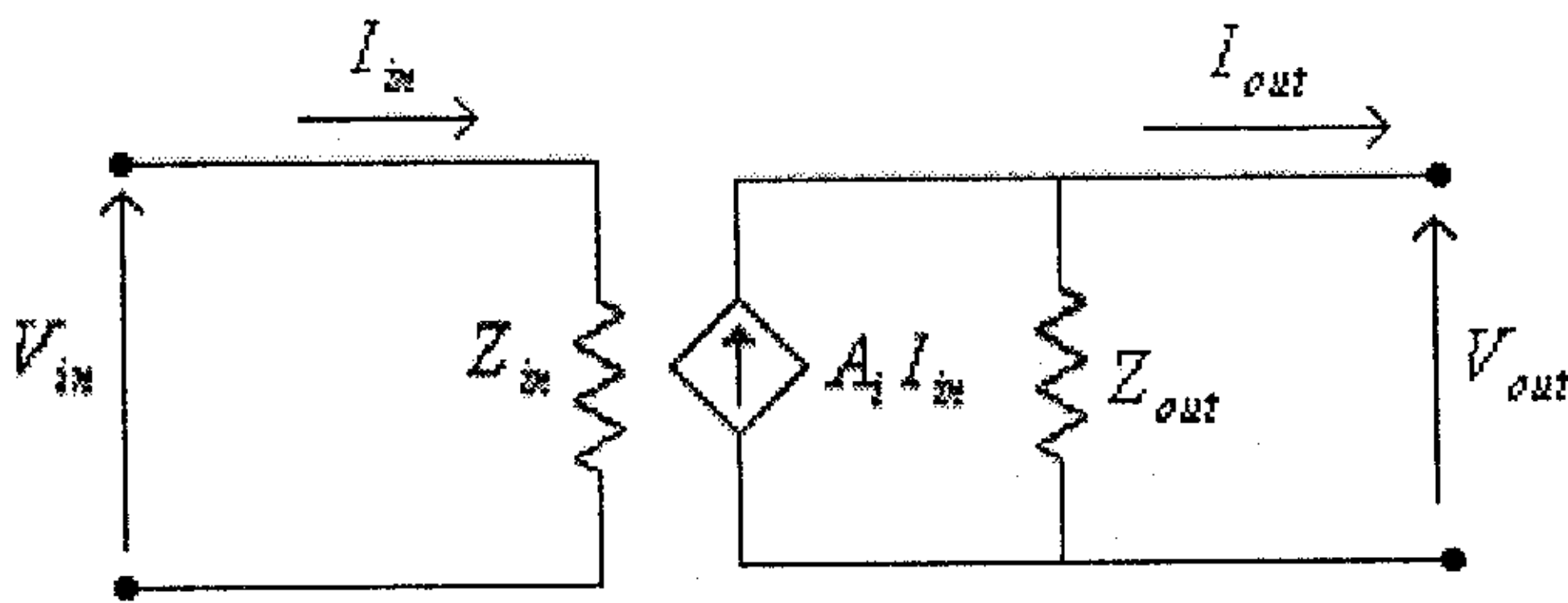
حيث  $I_{in}$ ،  $I_{out}$  هما القيم الفعالة (أو القيم القصوى).

وبإدخال معنى جميع المعاملات المعروفة سابقاً فإن الدائرة المكافئة للدائرة رباعية الأطراف يمكن رسمها كما هو في الشكل التالي:



شكل (10)

حيث  $A_{vo} \cdot V_{in}$  مصدر جهد محكوم بمصدر جهد ( *voltage-controlled voltage source* ). أو كما في الشكل التالي.



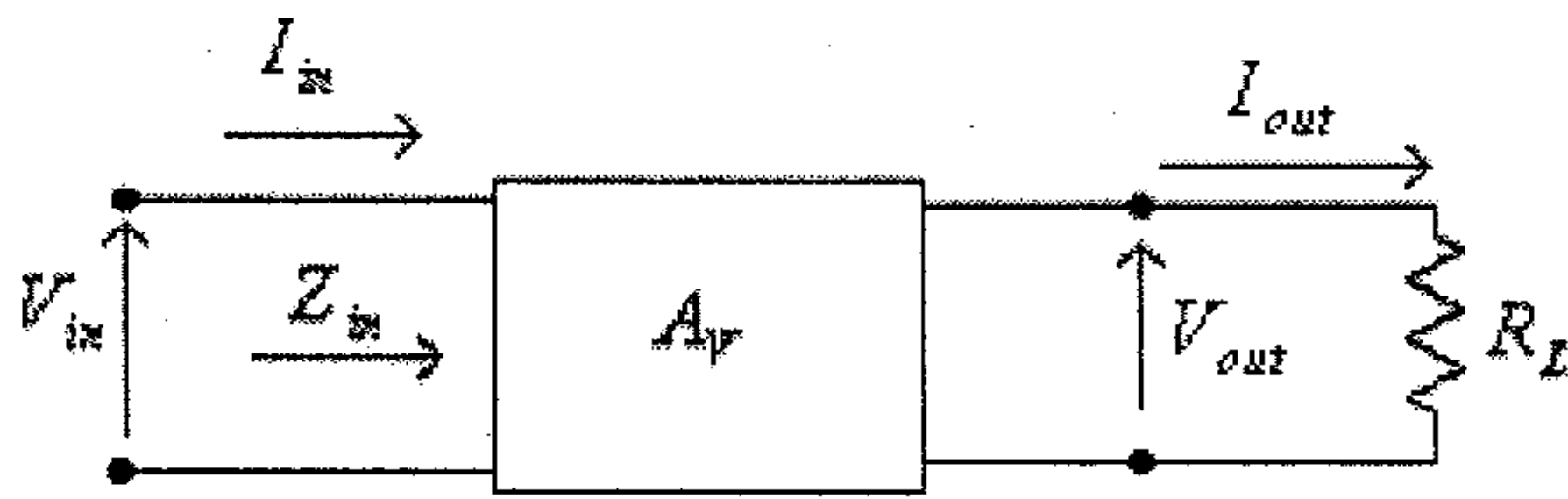
شكل (11)

حيث  $A_i \cdot I_{in}$  مصدر تيار محكوم بمصدر تيار ( *current-controlled current source* ).

- العلاقة بين معامل تضخيم التيار  $A_i$  ومعامل تضخيم الفولطية  $A_v$ .

يمكن إيجاد العلاقة بين معامل تضخيم التيار،  $A_i$ ، ومعامل تضخيم

الفولطية،  $A_v$ ، بالرجوع الى الشكل التالي:



شكل (12)

في هذا الشكل:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_L}$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{in}}$$

أي أن:

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{Z_{in}}{R_L} = A_v \cdot \frac{Z_{in}}{R_L}$$

بعد أن تم التعرف على الدوائر رباعية الأطراف فإننا سنتعرف على كيفية استخدام هذه الدوائر لبناء الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية وكذلك لترانزيستورات تأثير المجال.

### 1.3 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام مقاومة الباعث الديناميكية ( $r_e$ ).

بيّنا في الجزء الأول (الوحدة الثالثة) من هذا الكتاب أن الترانزيستور ثنائي القطبية يتكون من وصلتين p-n كل منهما تكافئ ديود، الوصلة الأولى بين الباعث (E) والقاعدة (B) والوصلة الثانية بين المجمع (C) والقاعدة (B). وعادة ما يُربط الترانزيستور بحيث تكون الوصلة الأولى (E-B) في حالة إنحياز أمامي والوصلة الثانية (C-B) في حالة إنحياز عكسي.



ولمّا كانت الوصلة بين الباعث ( $E$ ) والقاعدة ( $B$ ) تكافئ ديوداً في حالة إنحياز أمامي، فهي تكافئ مقاومة قيمتها تساوي المقاومة الديناميكية للديود (والتي تم إستنتاجها في الوحدة الأولى من الجزء الأول من هذا الكتاب)، أي أن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

حيث  $I_E$  هو تيار الإنحياز للباعث.

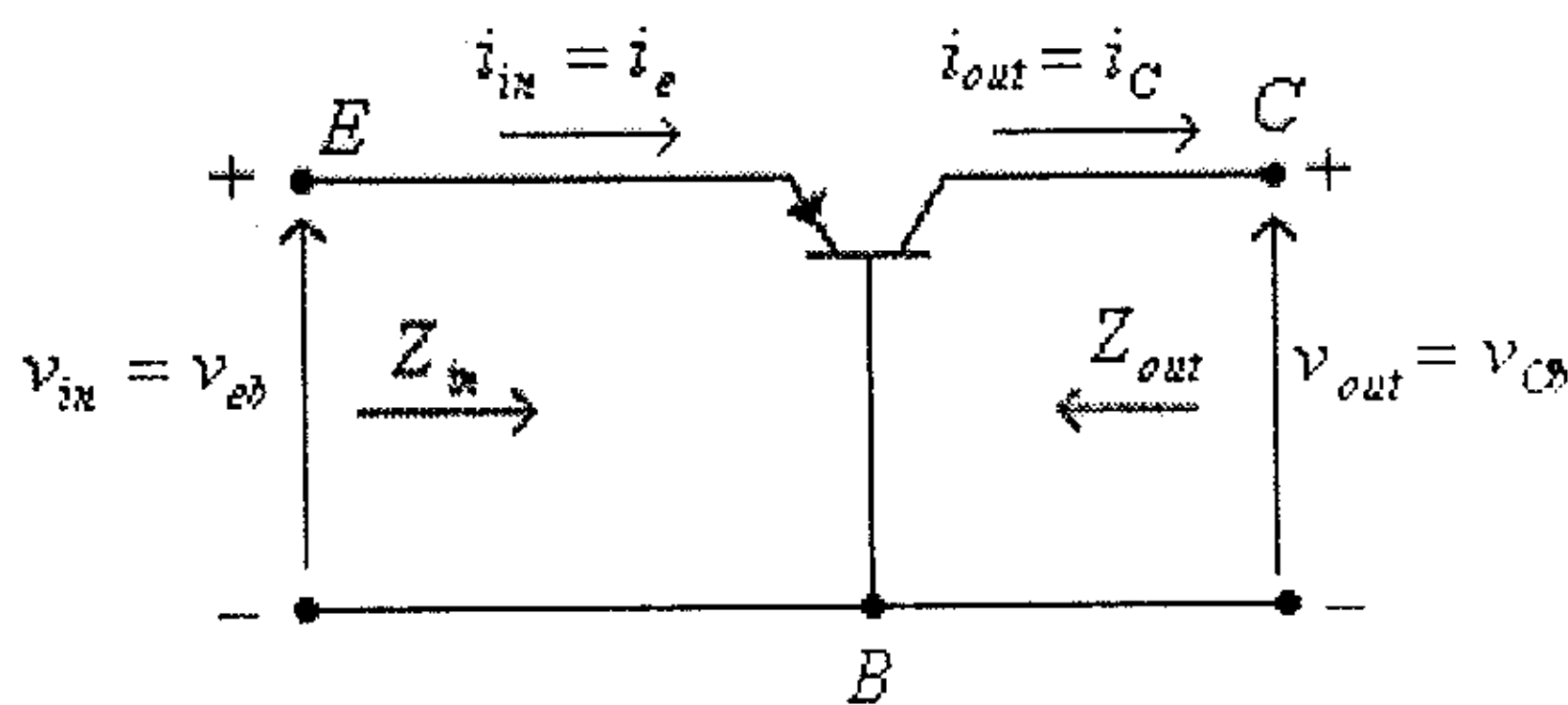
أما الوصلة الثانية بين المُجمّع ( $C$ ) والقاعدة ( $B$ ) فلكونها في حالة إنحياز عكسي فهي تكافئ أيضاً ديوداً بحالة إنحياز عكسي والذي بدوره يكافئ مقاومة قيمتها كبيرة جداً.

كما عرفنا كذلك أن الترانزيستور ثنائي القطبية يكافئ بعمله مصدر تيار محكوم بمصدر تيار آخر (current-controlled current source).

وإتماداً على ما تم شرحه سابقاً فإننا سنقوم بأيجاد الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية عند دوائر توصيله المختلفة.

### - دائرة القاعدة المشتركة (Common-base configuration):

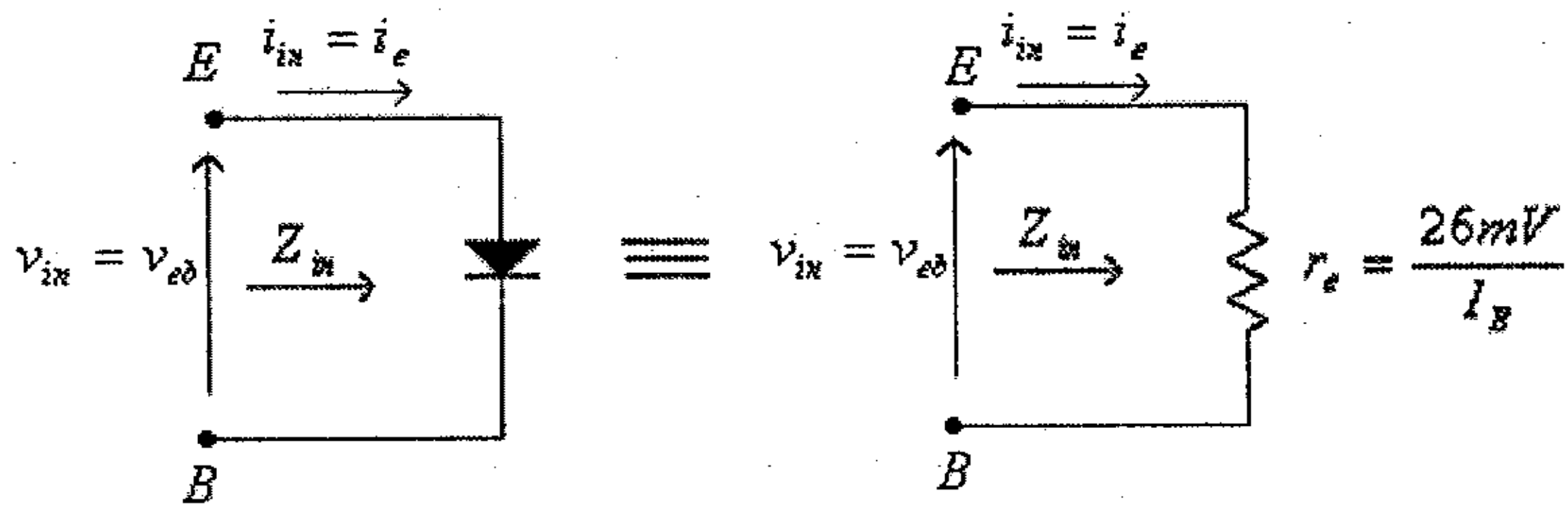
الشكل التالي يبين ترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp، موصول بدائرة القاعدة المشتركة.



شكل (13)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادة، قد إستخدمنا الأحرف الانجليزية الصغيرة للإشارة إلى القيم المتغيرة).

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن مدخل هذه الدائرة يكافئ ديوداً بحالة إنحياز أمامي (الديود المُكون بين الباعث والقاعدة)، أي أن الدائرة المكافئة للمدخل هي كما في الشكل التالي.



شكل (14)

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية للترانزيستور ثنائي القطبية تكافئ مقاومة مادية قيمتها  $r_e$ ، أي أن:

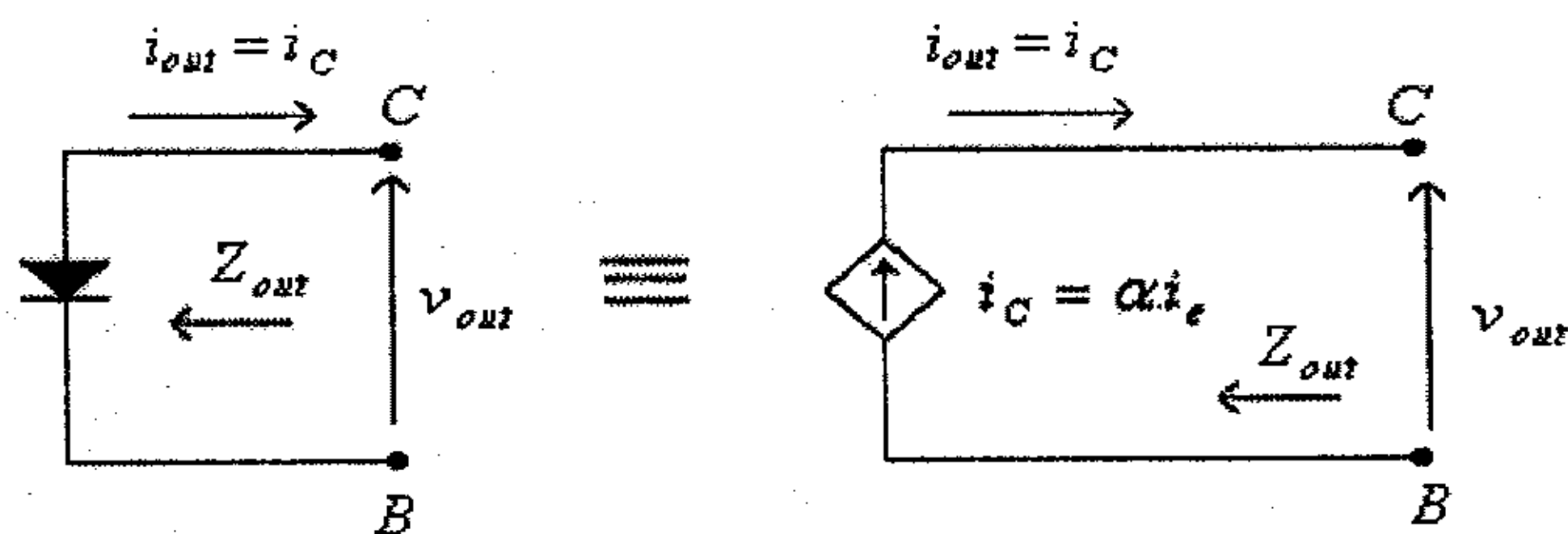
$$Z_{in} = r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

حيث  $I_E$  هو التيار المستمر للباعث (التيار المُسبب من دائرة الانحياز).

ومخرج هذه الدائرة يكافئ ديوداً بحالة إنحياز عكسي (الديود المُكون بين المُجمّع والقاعدة)، والتيار المار في هذا الديود (تيار المُجمّع للترانزيستور) يتم التحكم بقيمته بواسطة تيار الباعث  $i_e$ . أي أن:

$$i_{out} = i_C = \alpha \cdot i_e$$

أي أن الدائرة المكافئة للمخرج تتكون من مصدر تيار، كما هو مبين بالشكل التالي:

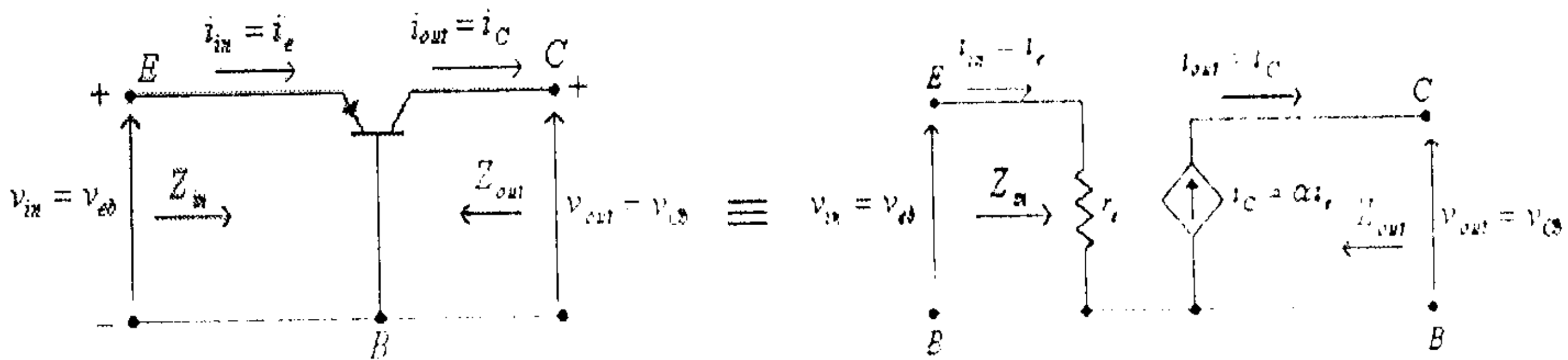


شكل (15)

ولمّا كان مخرج هذه الدائرة يكافئ ديوداً بحالة إنحياز عكسي (والذي يكافئ أيضاً مصدر تيار)، فإن الممانعة المخرجة تكون كبيرة جداً ونظرياً تساوي المالانهاية، أي أن:

$$Z_{out} = \infty \Omega$$

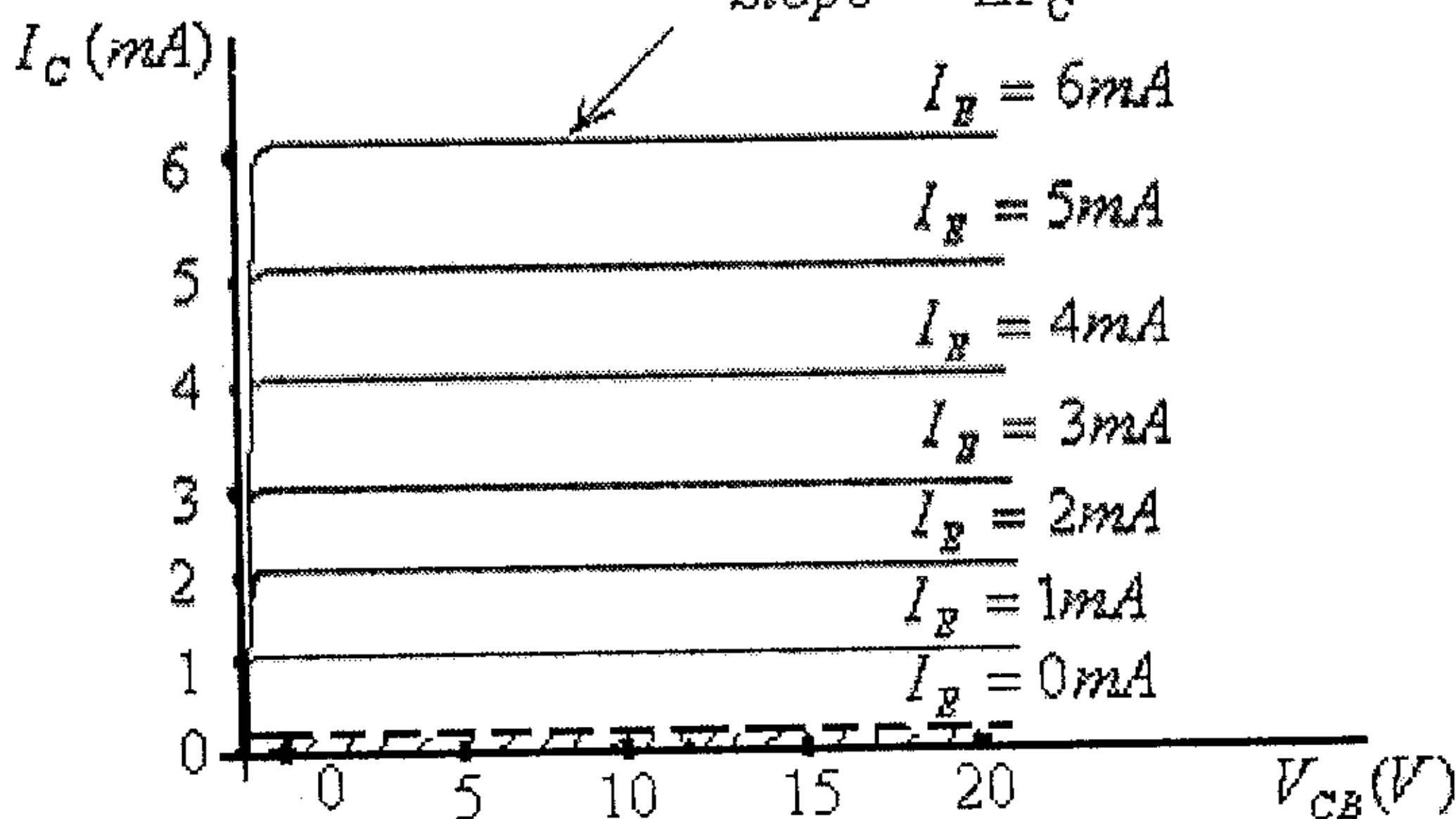
بدمج الدائرتين المكافئتين لكل من المدخل والمخرج والمبينتين في الشكلين السابقين، فإن الدائرة المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية (BJT) والموصول بدائرة القاعدة المشتركة تصبح كما في الشكل أدناه.



شكل (16)

ومن الناحية العملية يمكن تحديد قيمة الممانعة المخرجة من ميل منحنى الخواص المخرجة للترانزيستور، كما في الشكل أدناه.

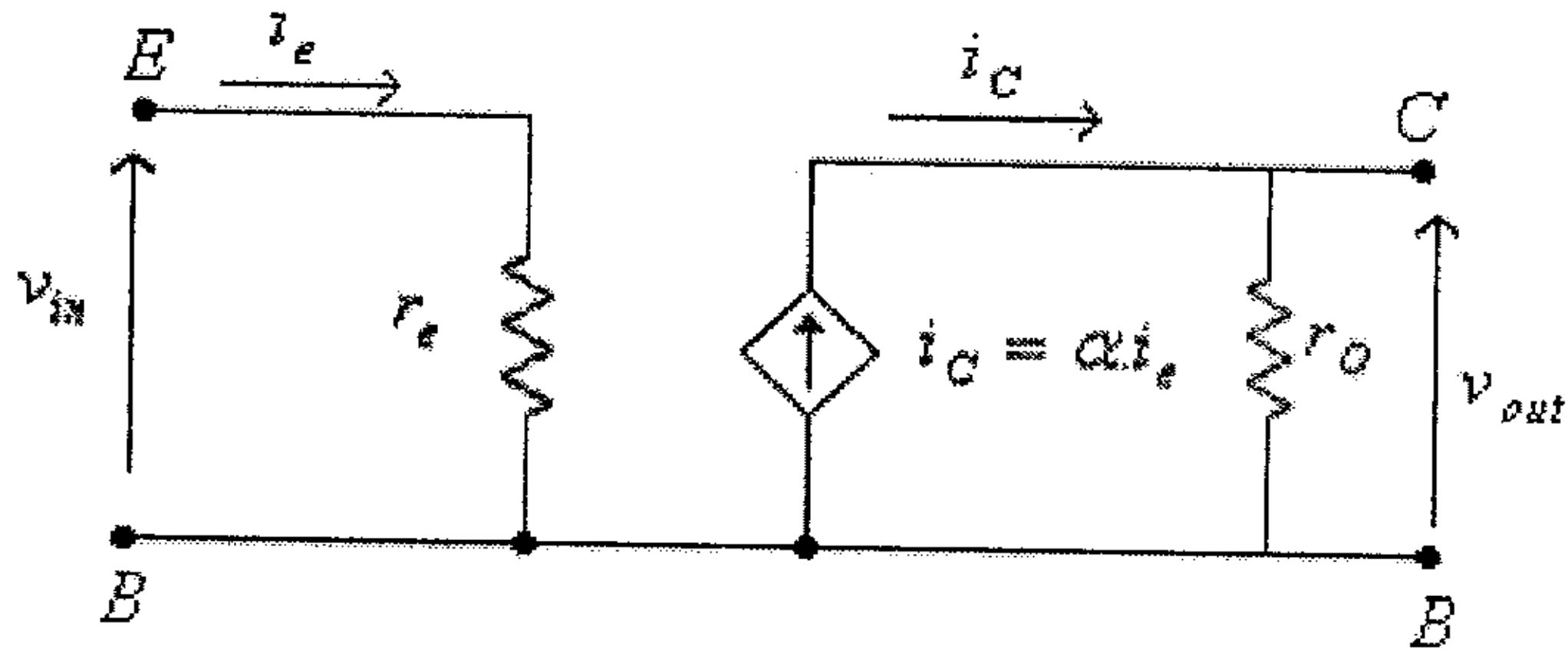
$$Z_{out} = r_o = \frac{1}{\text{Slope}} = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C}$$



شكل (17)



وبأخذ الممانعة المخرجة بعين الإعتبار تصبح الدائرة المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية والموصول بدائرة القاعدة المشتركة كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (18)

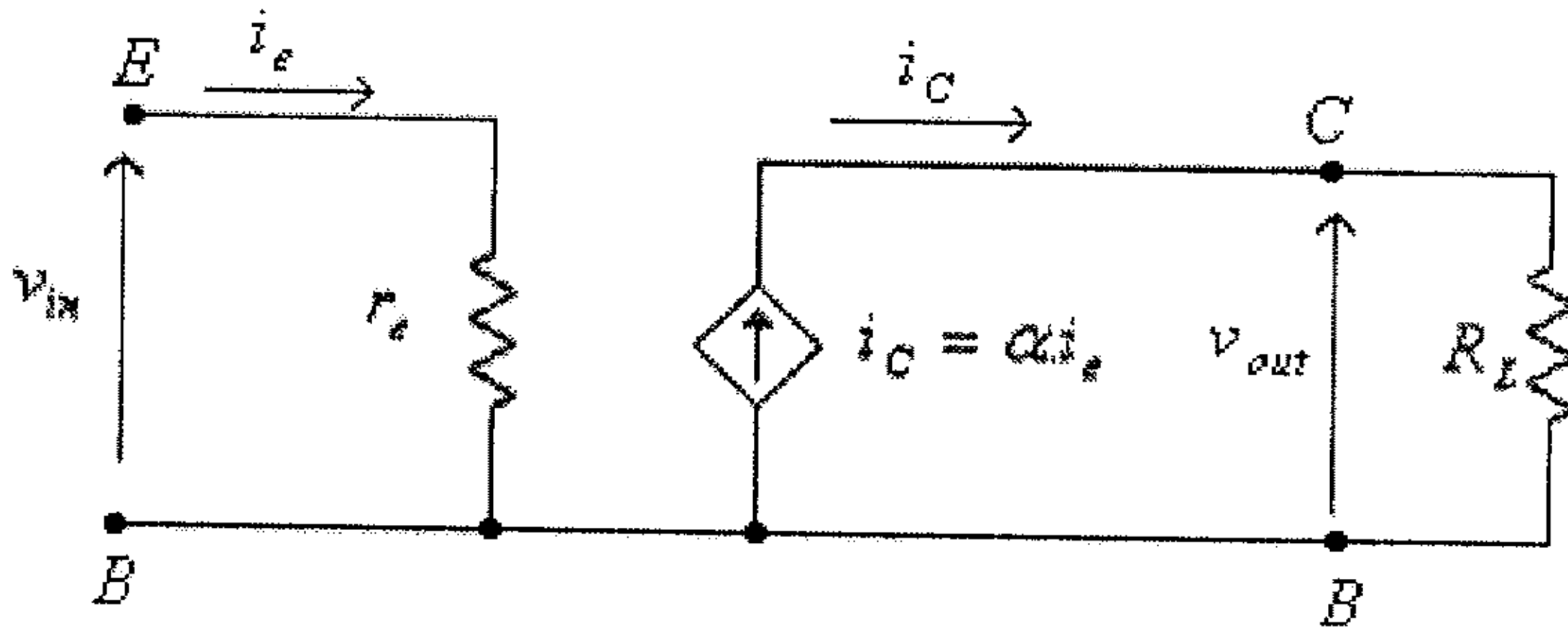
لاحظ أن الممانعة المخرجة للترانزيستور ثنائي القطبية تكافئ مقاومة مادية قيمتها  $r_o$ .

- معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_c}{i_e} = \alpha \approx 1$$

- معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة يعتمد على مقدار مقاومة الحمل  $R_L$ ، الموصول مع مخرج هذه الدائرة.

بإهمال المقاومة  $r_o$  كونها عادةً ما تكون كبيرة جداً، مقارنةً مع مقاومة الحمل  $R_L$ ، كما في الشكل التالي.



شكل (19)

فإن :

$$v_{out} = i_C \cdot R_L$$

$$v_{in} = i_e \cdot r_e$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_C \cdot R_L}{i_e \cdot r_e} = \alpha \cdot \frac{R_L}{r_e} \approx \frac{R_L}{r_e}$$

مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة القاعدة المشتركة:

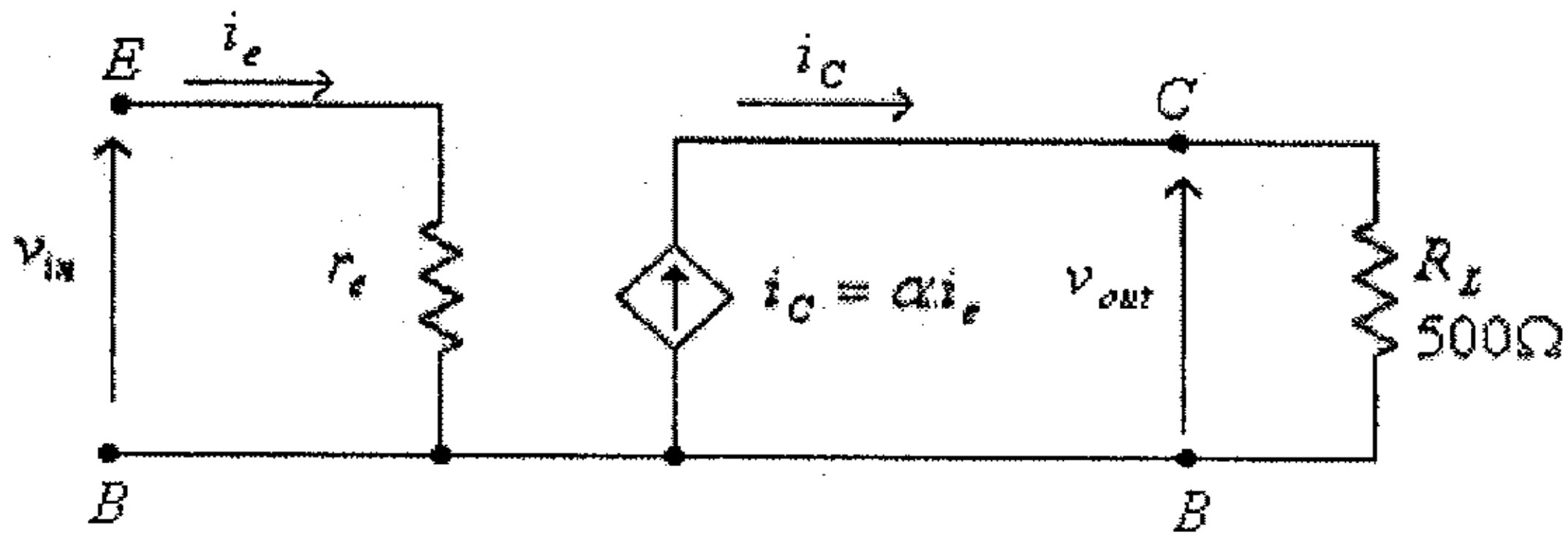
- الممانعة المدخلية ( $Z_{in}$ ) قليلة جداً لأنها تكافئ ديوداً بحالة إنحياز أمامي.
- الممانعة المخرجية ( $Z_{out}$ ) عالية جداً لأنها تكافئ ديوداً بحالة إنحياز عكسي.
- لا تقدم هذه الدائرة أي تضخيم للتيار، بل على العكس من ذلك فإن التيار المخرجي ( $I_{out}$ ) أقل من التيار المدخلي ( $I_{in}$ ) ، وذلك لأن  $\alpha < 1$ .
- معامل تضخيم الفولطية ( $A_V$ ) يعتمد على قيمة المقاومة المدخلية  $r_e$  ومقاومة الحمل  $R_L$ .

مثال (5):

للترانزيستور الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، وإذا علمت أن  $I_E = 3mA$  ،  $\alpha = 0.95$  ، وأن القيمة الفعالة لفولطية الإشارة بين الباعث والقاعدة (الإشارة المدخلية) هي  $V_{in} = 2mV$  :

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره  $500\Omega$  على مخرج دائرة الترانزيستور.

الحل: الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (20)

في هذه الدائرة:

$$Z_{in} = r_e = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

$$Z_{out} = \infty\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_c \cdot R_L}{i_e \cdot r_e} = \alpha \cdot \frac{R_L}{r_e} = (0.95) \cdot \frac{500}{8.67} = 54.79$$

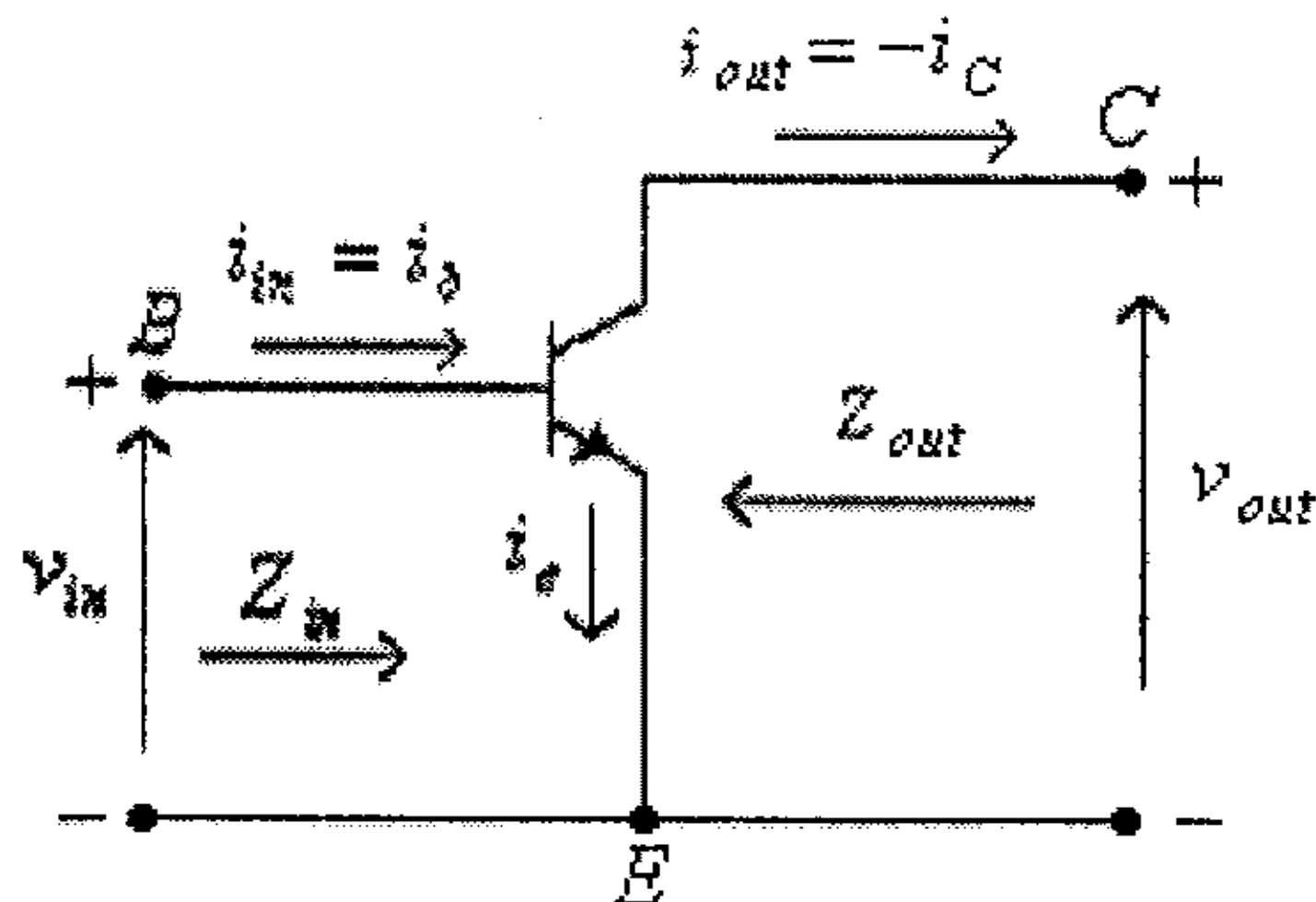
معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \alpha = 0.95$$

### - دائرة الباعث المشترك (Common-emitter configuration):

الشكل التالي يبين ترانزستور ثنائي القطبية من النوع npn موصول

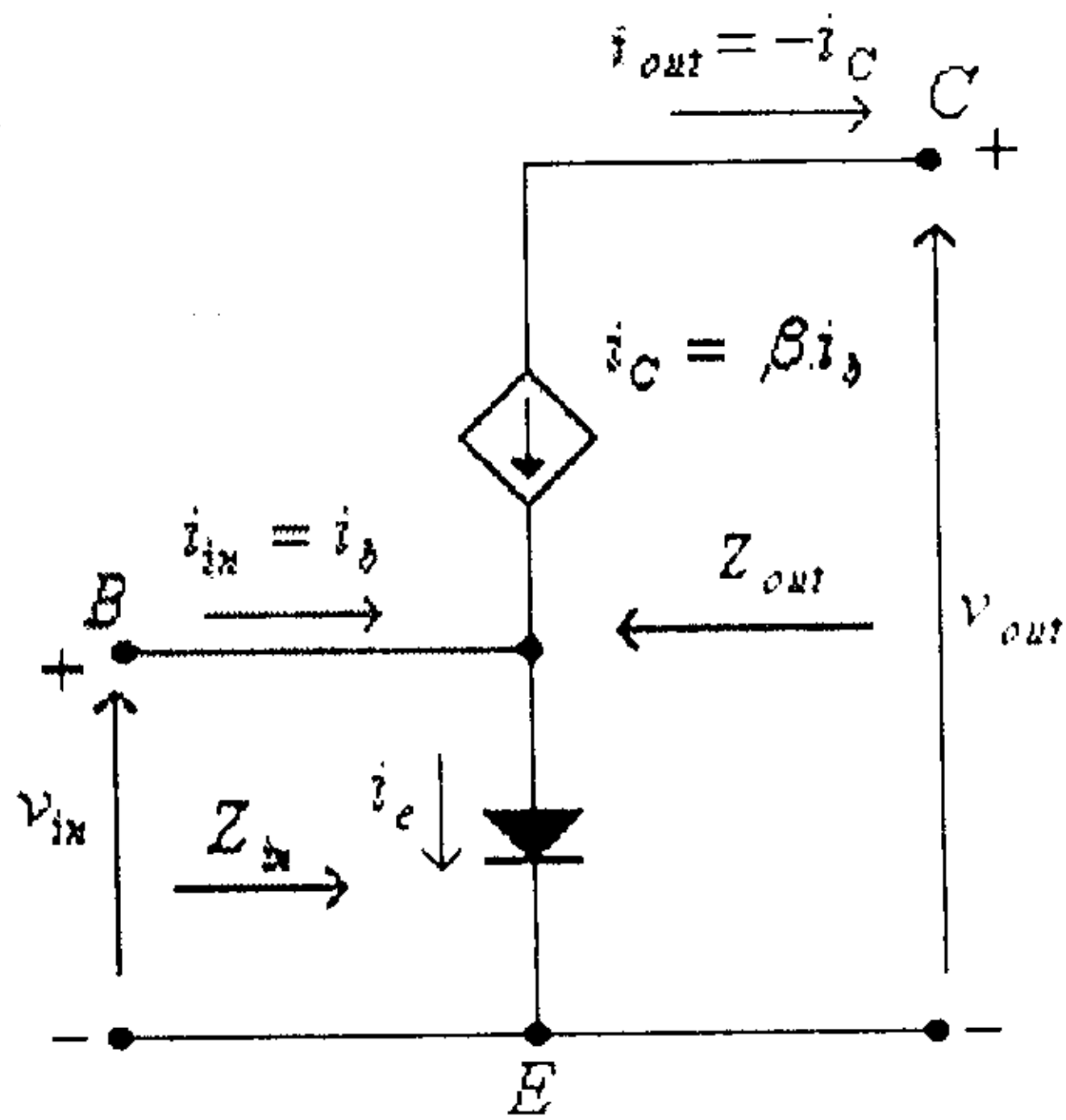
بدائرة الباعث المشترك.



شكل (21)

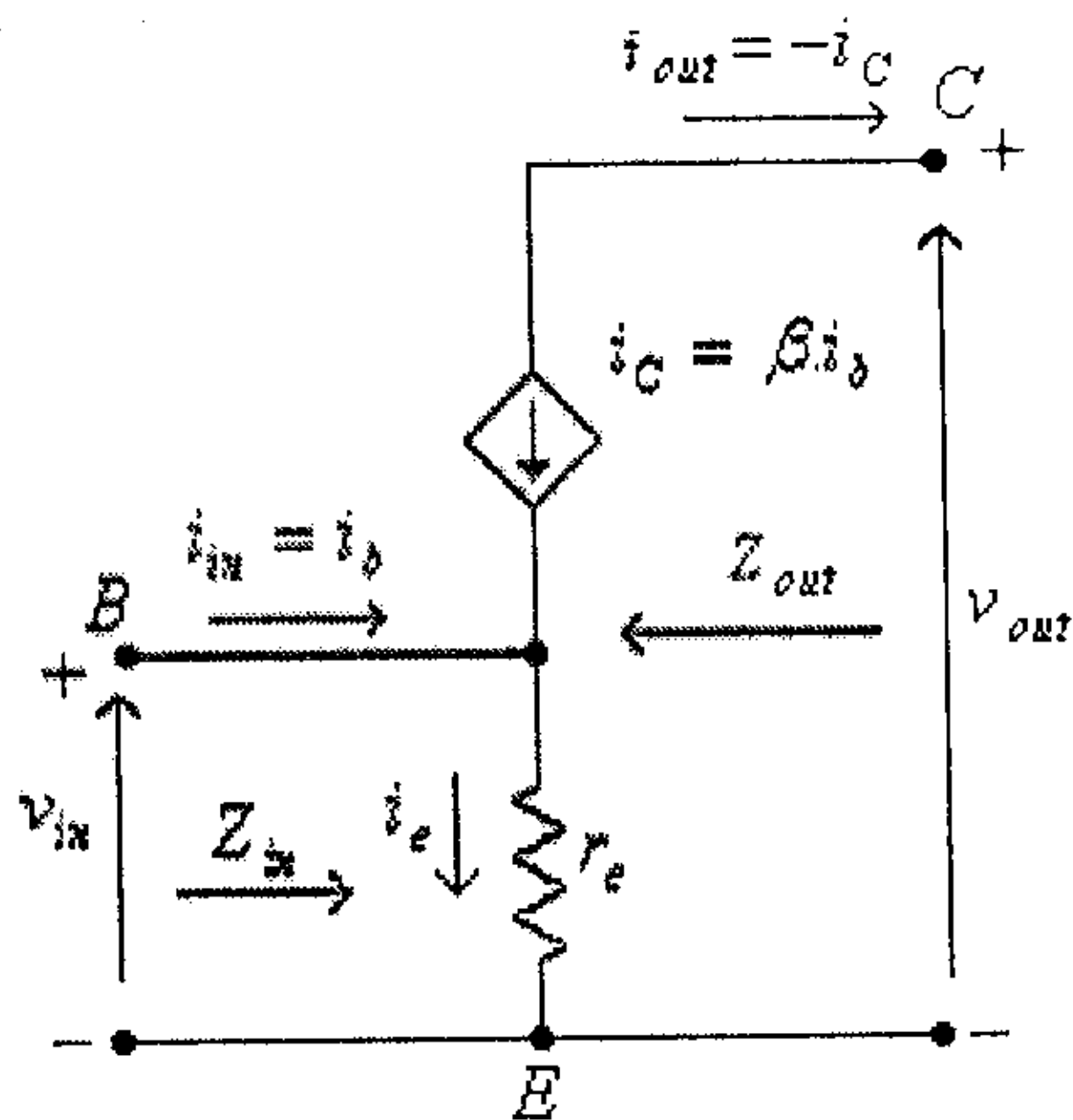


من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن مدخل هذه الدائرة يكافئ ديوداً بحالة إنحياز أمامي (الديود المُكون بين القاعدة والباعث)، ويمر بهذا الديود تيار الباعث  $i_e$  والذي يساوي مجموع تياري القاعدة  $i_b$  والمُجمَع  $i_c$ . أي أن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (22)

وبإستبدال الديود بمقاومته الديناميكية المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما هو مبين بالشكل التالي:



شكل (23)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

من هذا الشكل يُستنتج أن:

$$v_{in} = i_e \cdot r_e$$

ولكن:

$$i_e = i_b + i_C = i_b + \beta \cdot i_b = (\beta + 1) \cdot i_b$$

وبالتالي، فإن:

$$v_{in} = (\beta + 1) \cdot i_b \cdot r_e \dots \dots \dots (1)$$

وكذلك:

$$i_{in} = i_b \dots \dots \dots (2)$$

من المعادلتين (1) و (2) يُستنتج أن الممانعة المدخلية هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{(\beta + 1) \cdot i_b \cdot r_e}{i_b} = (\beta + 1) \cdot r_e$$

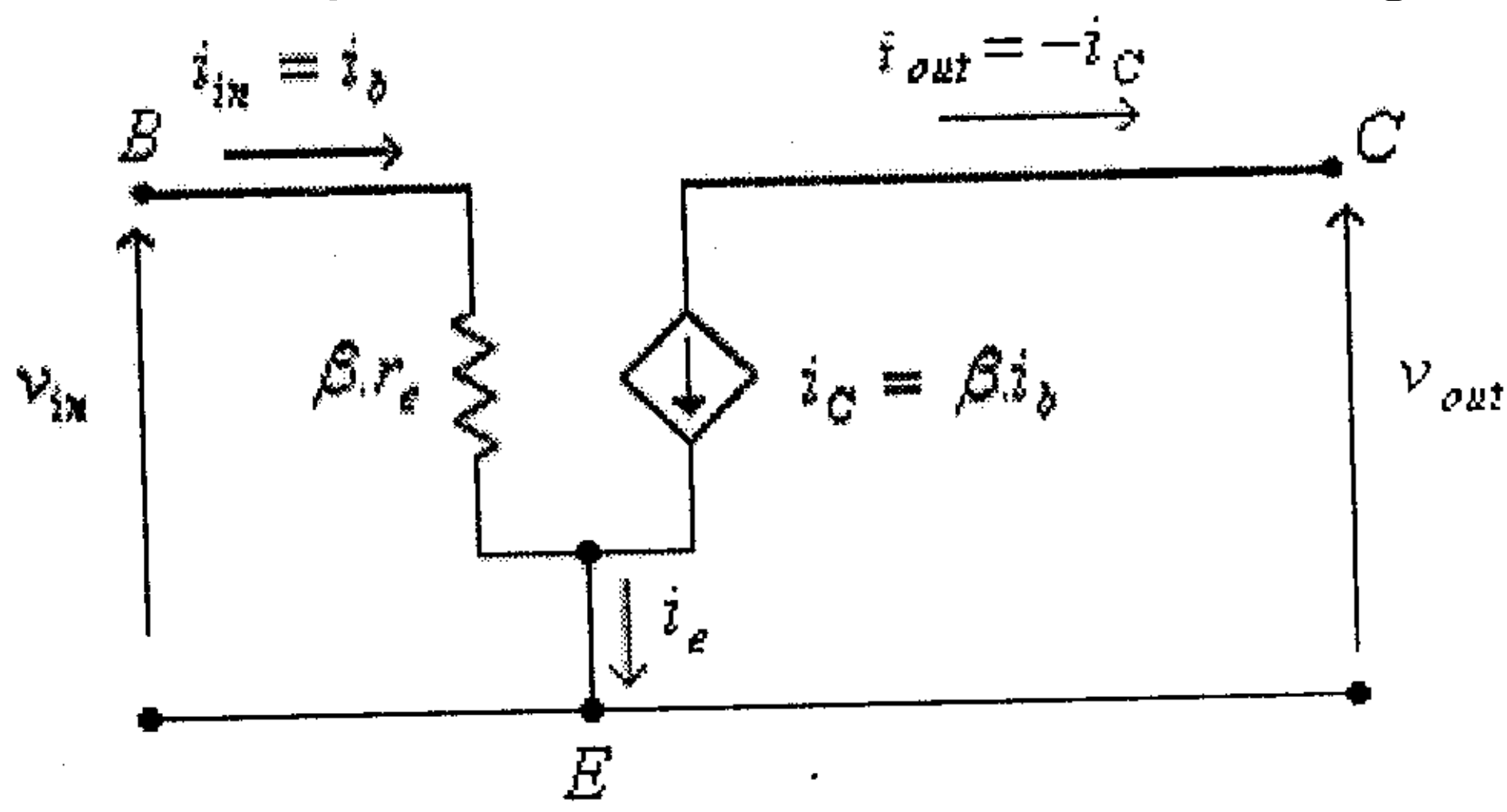
ولمّا كانت قيمة معامل تضخيم التيار  $\beta$  أكبر كثيراً من الواحد، فإن:

$$Z_{in} \approx \beta \cdot r_e$$

ولمّا كان مخرج هذه الدائرة يكافئ ديوداً بحالة إنحياز عكسي (والذي يكافئ أيضاً مصدر تيار)، فإن الممانعة المخرجة تكون كبيرة جداً ونظرياً تساوي المالانهاية، أي أن:

$$Z_{out} = \infty \Omega$$

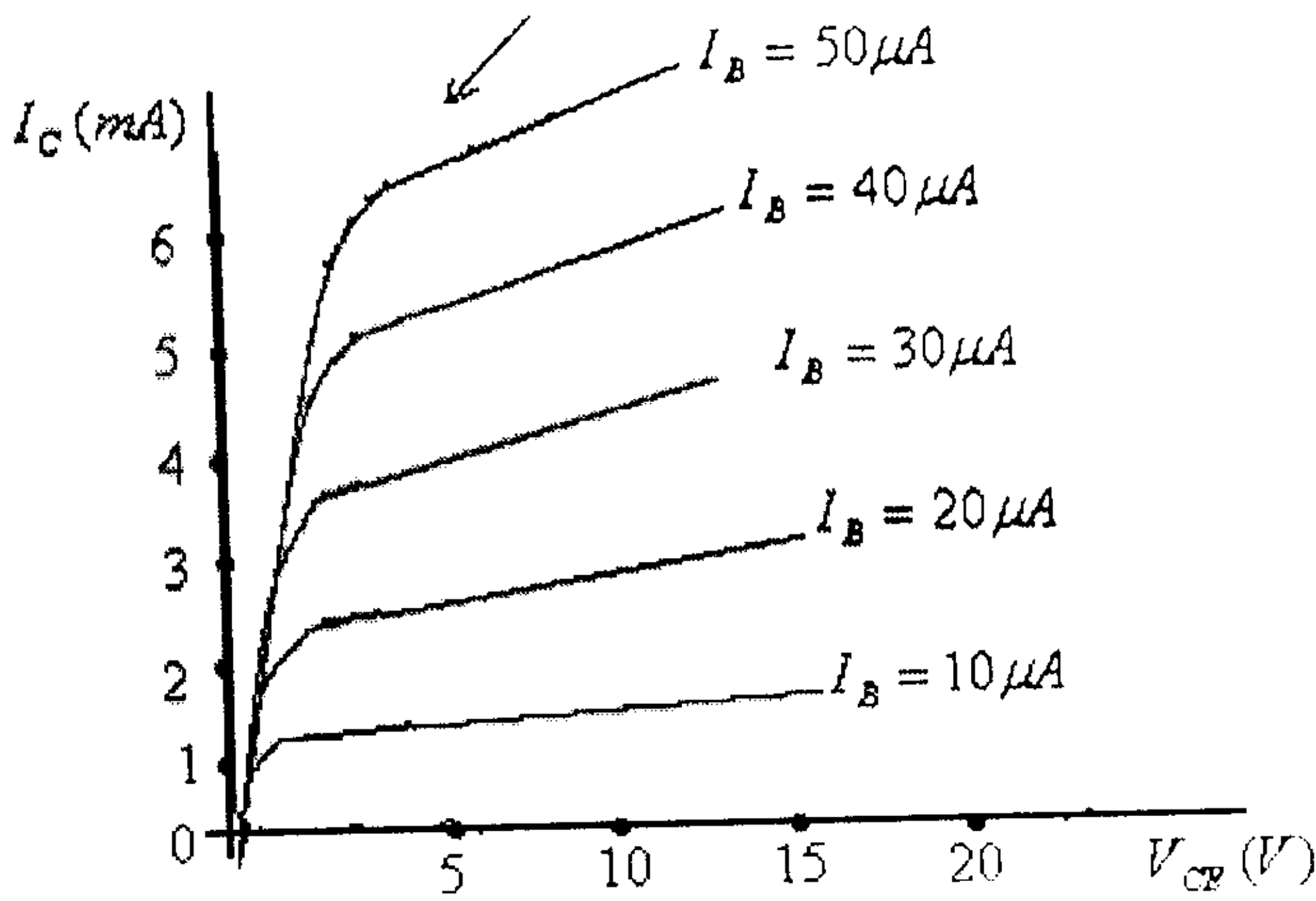
وبالتالي فإن الدائرة المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك هي كما في الشكل التالي.



شكل (24)

ومن الناحية العملية يمكن تحديد قيمة الممانعة المخرجة من ميل منحنى الخواص المخرجة للترانزستور، كما في الشكل أدناه.

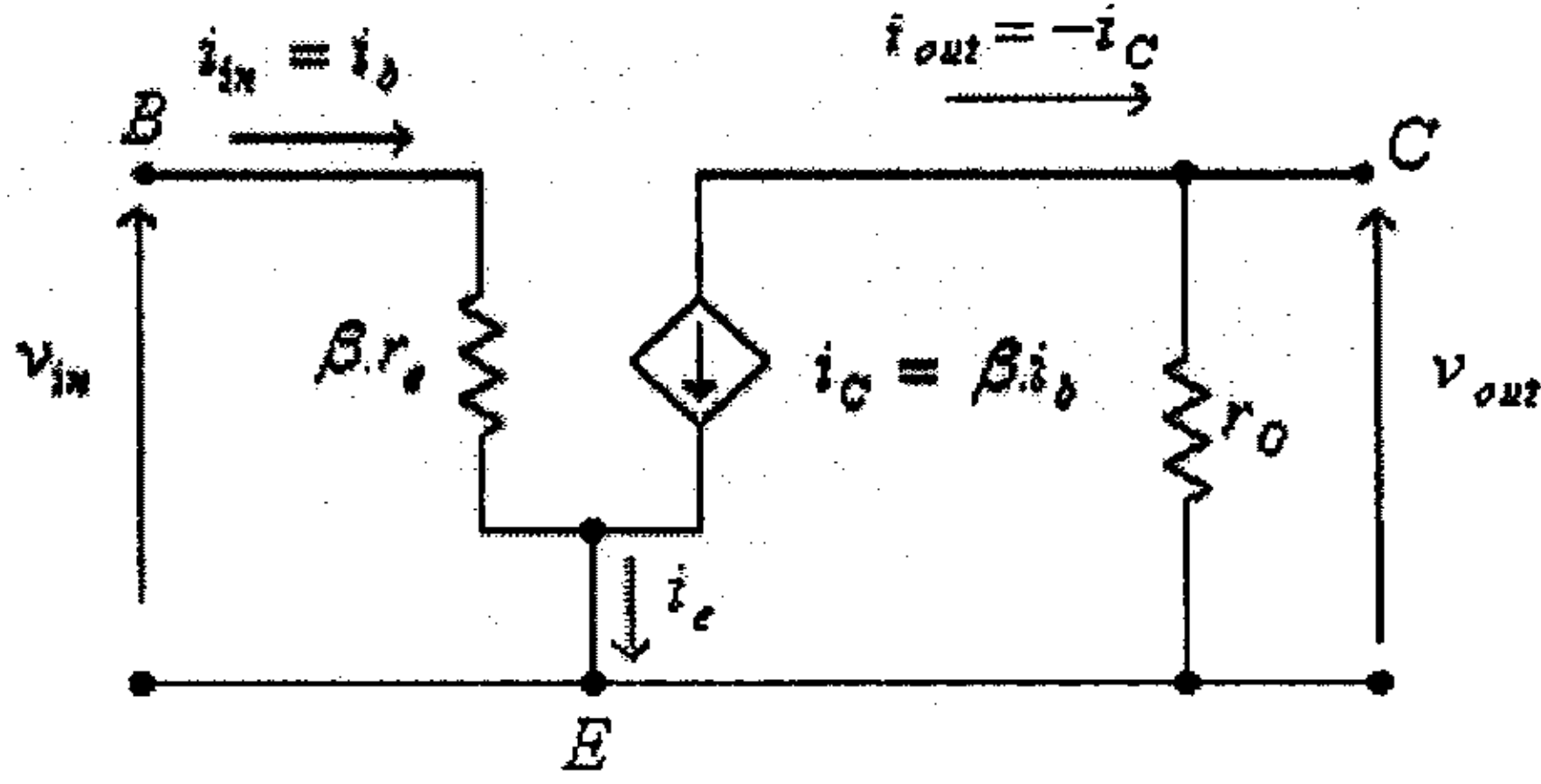
$$Z_{out} = r_o = \frac{1}{\text{Slope}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$



شكل (25)

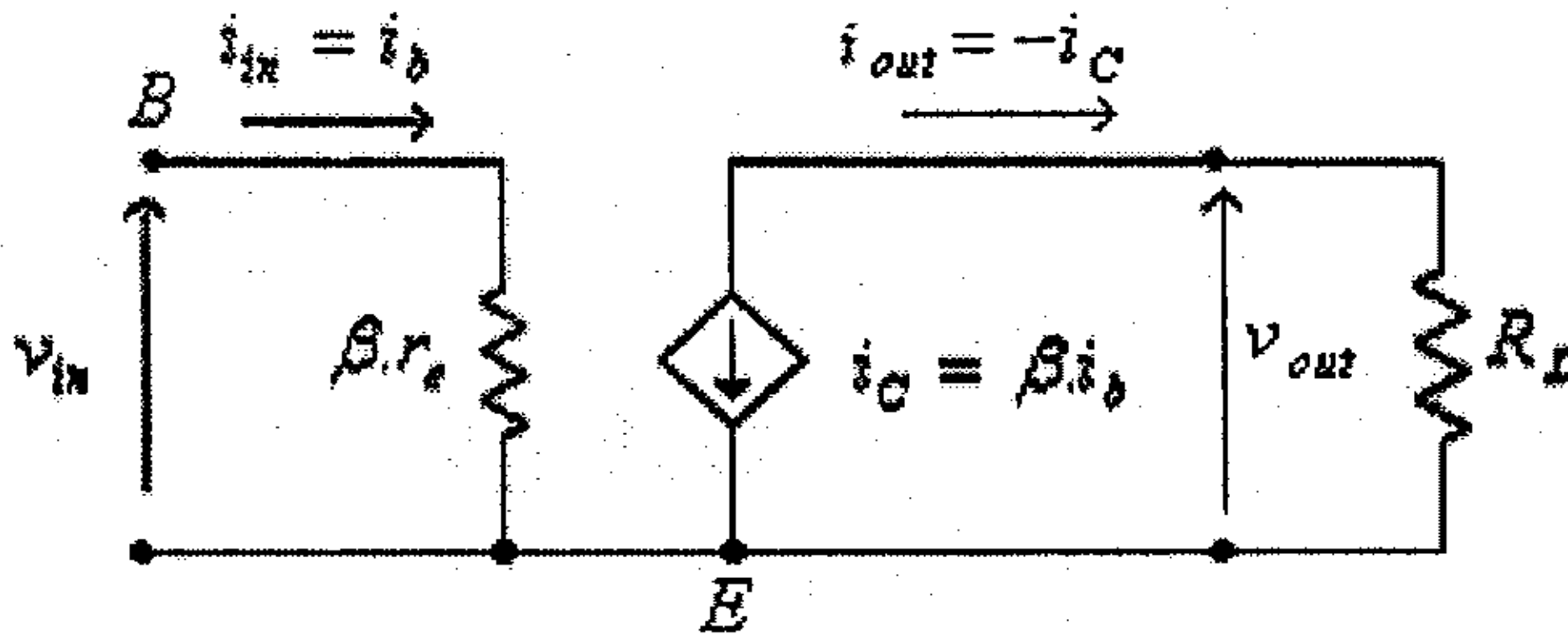
وبأخذ الممانعة المخرجة بعين الاعتبار تصبح الدائرة المكافئة لهذا الترانزستور كما هو مبين بالشكل التالي.





شكل (26)

- معامل تضخيم الفولطية يمكن أيجاده من الدائرة المكافئة، كما يلي:



شكل (27)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = i_{out} \cdot R_L = -i_C \cdot R_L = -\beta \cdot i_b \cdot R_L$$

$$v_{in} = i_b \cdot \beta \cdot r_e$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-\beta \cdot i_b \cdot R_L}{i_b \cdot \beta \cdot r_e} = -\frac{R_L}{r_e}$$

لاحظ أن معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة سالبا، وهذا يعني أن فرق الطور بين إشارتي المدخل والمخرج هو  $180^\circ$ .

- معامل تضخيم التيار هو:

$$A_I = \frac{i_C}{i_b} = \beta$$

مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة الباعث المشترك:

- الممانعة المدخلية ( $Z_{in}$ ) لهذه الدائرة قليلة لأنها تكافئ ديوماً بحالة إنحياز أمامي، ولكنها أكبر من تلك لدائرة القاعدة المشتركة.
- الممانعة المخرجية ( $Z_{out}$ ) لهذه الدائرة عالية جداً لأنها تكافئ ديوماً بحالة إنحياز عكسي.
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل  $\beta$  للترانزيستور.
- معامل تضخيم الفولطية ( $A_V$ ) لهذه الدائرة يعتمد على قيمة المقاومة المدخلية  $r_e$  ومقاومة الحمل  $R_L$ .

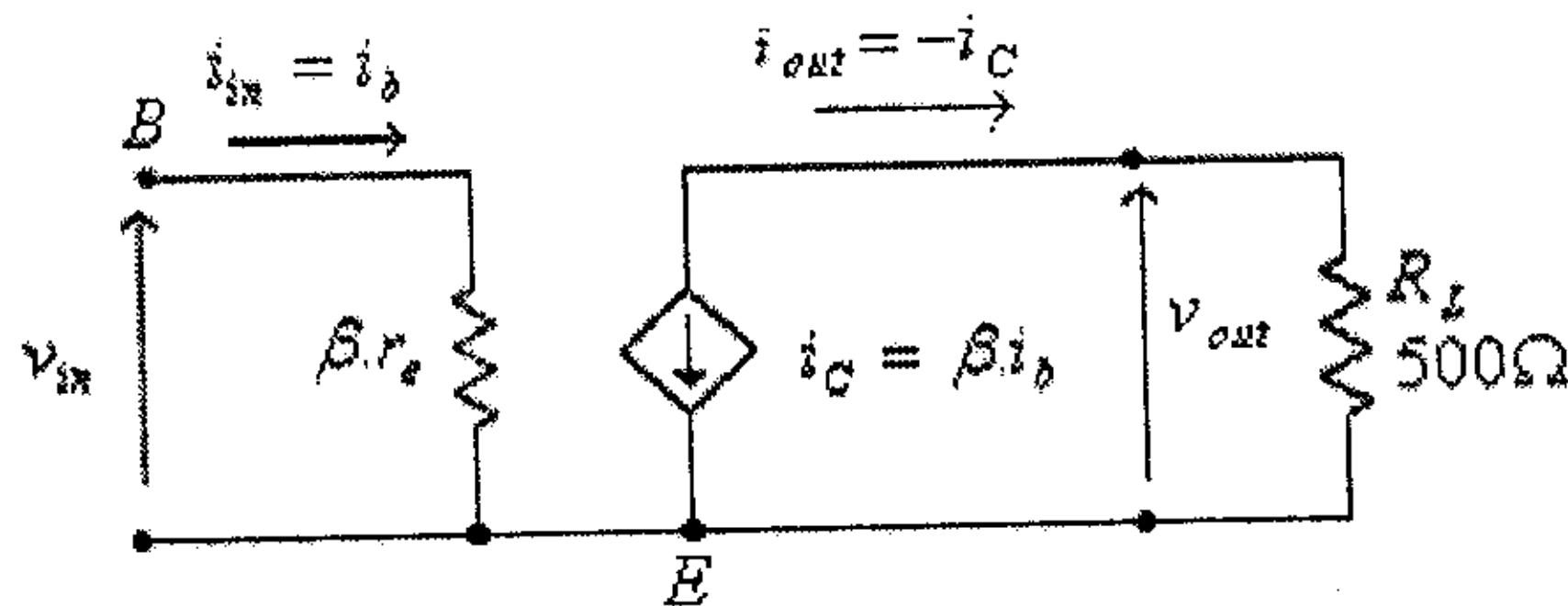
مثال (6):

للترانزيستور من النوع npn والموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن  $I_E = 3mA$ ،  $\beta = 100$  وأن القيمة الفعالة لفرق الجهد للإشارة المدخلية بين الباعث والقاعدة هي  $V_{in} = 2mV$ :

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن  $Z_{out} = \infty\Omega$ ).
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره  $500\Omega$  على مخرج دائرة الترانزيستور.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي:



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$r_e = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

والممانعة المدخلية هي:

$$Z_{in} = \beta \cdot r_e = (100) \cdot (8.67) = 867\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_v = -\frac{R_L}{r_e} = -\frac{500}{8.67} = -57.67$$

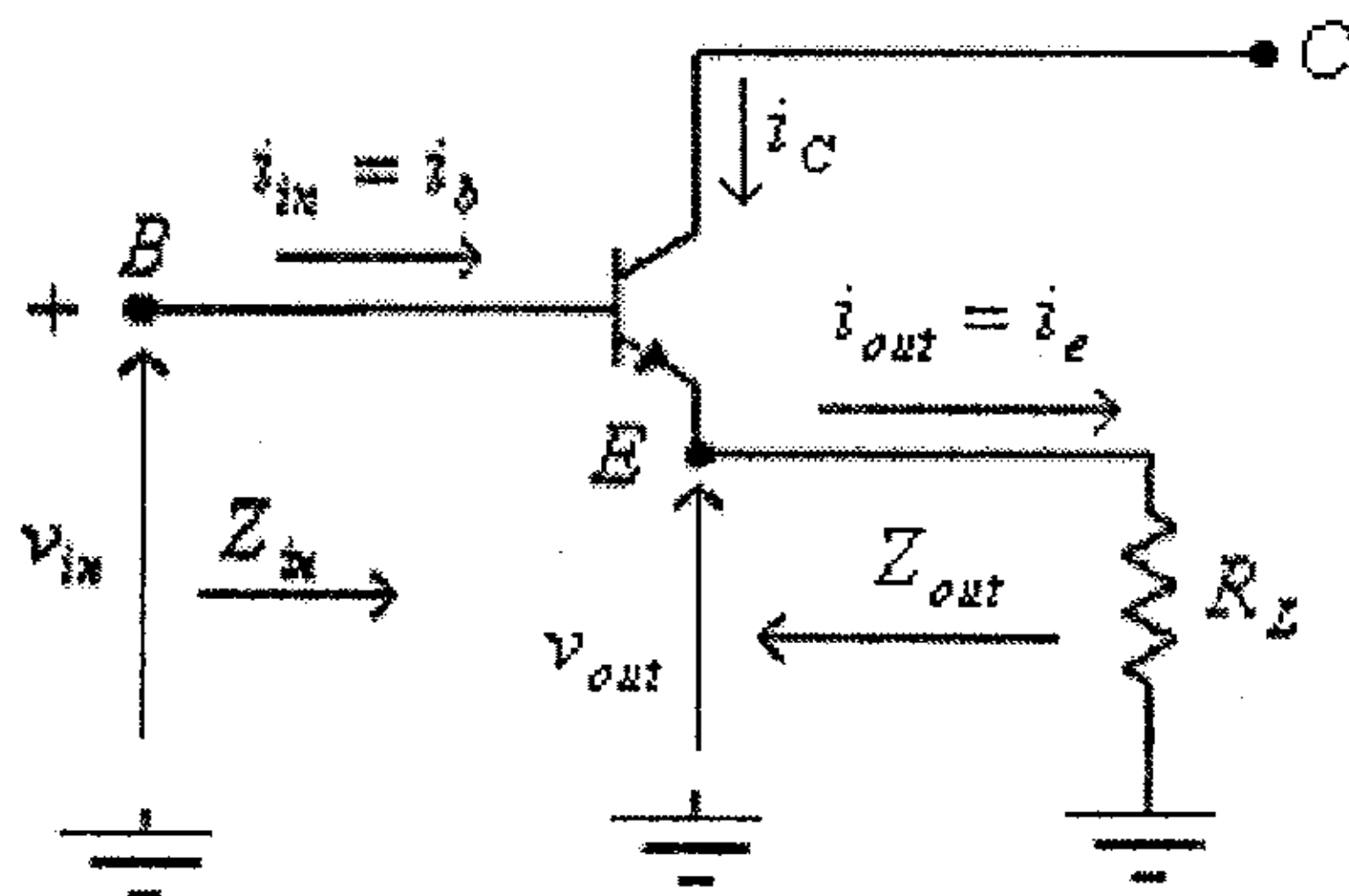
معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \beta = 100$$

- دائرة المُجمِّع المشترك (Common-collector configuration):

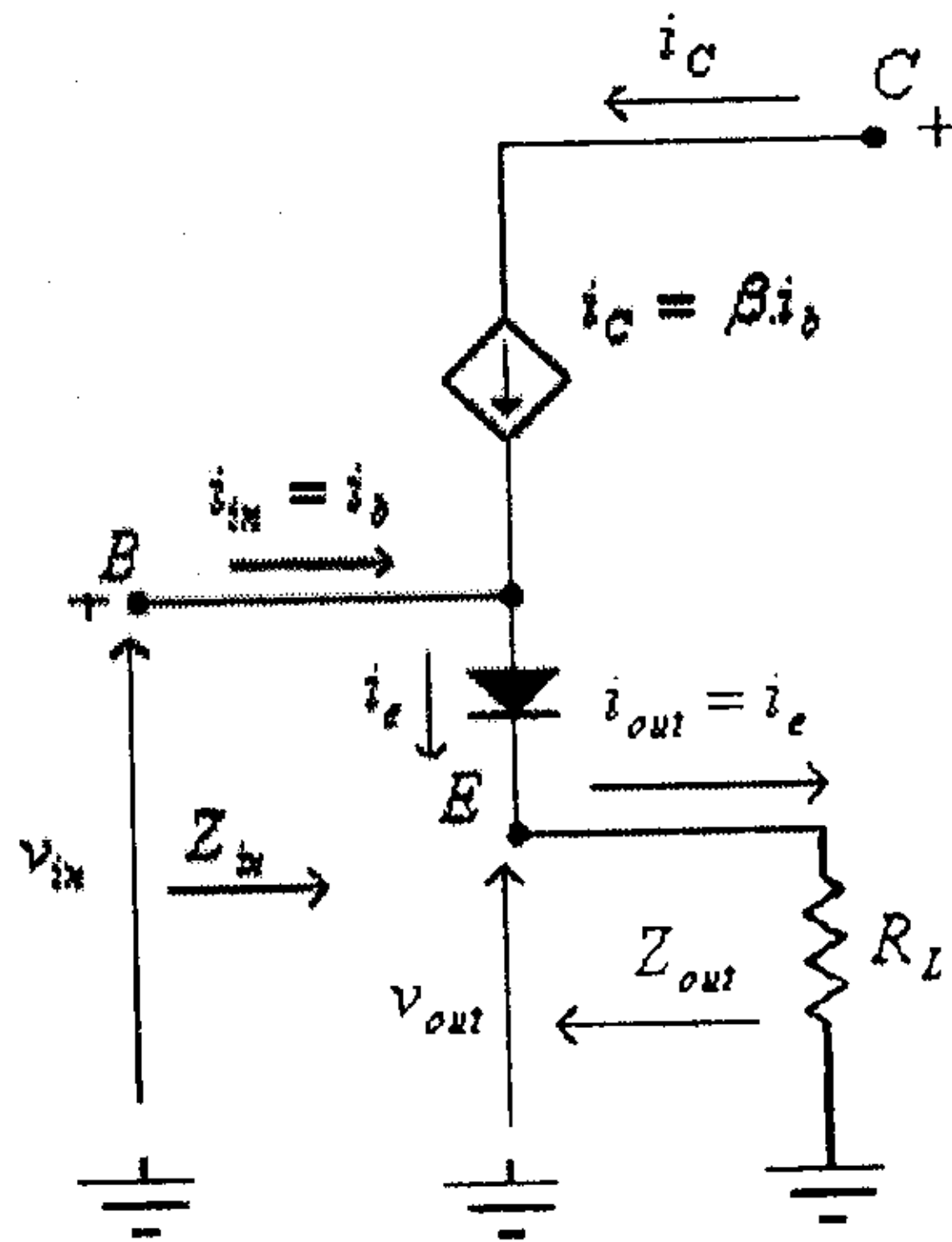
الشكل التالي يبين ترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn موصول

بدائرة المُجمِّع المشترك.



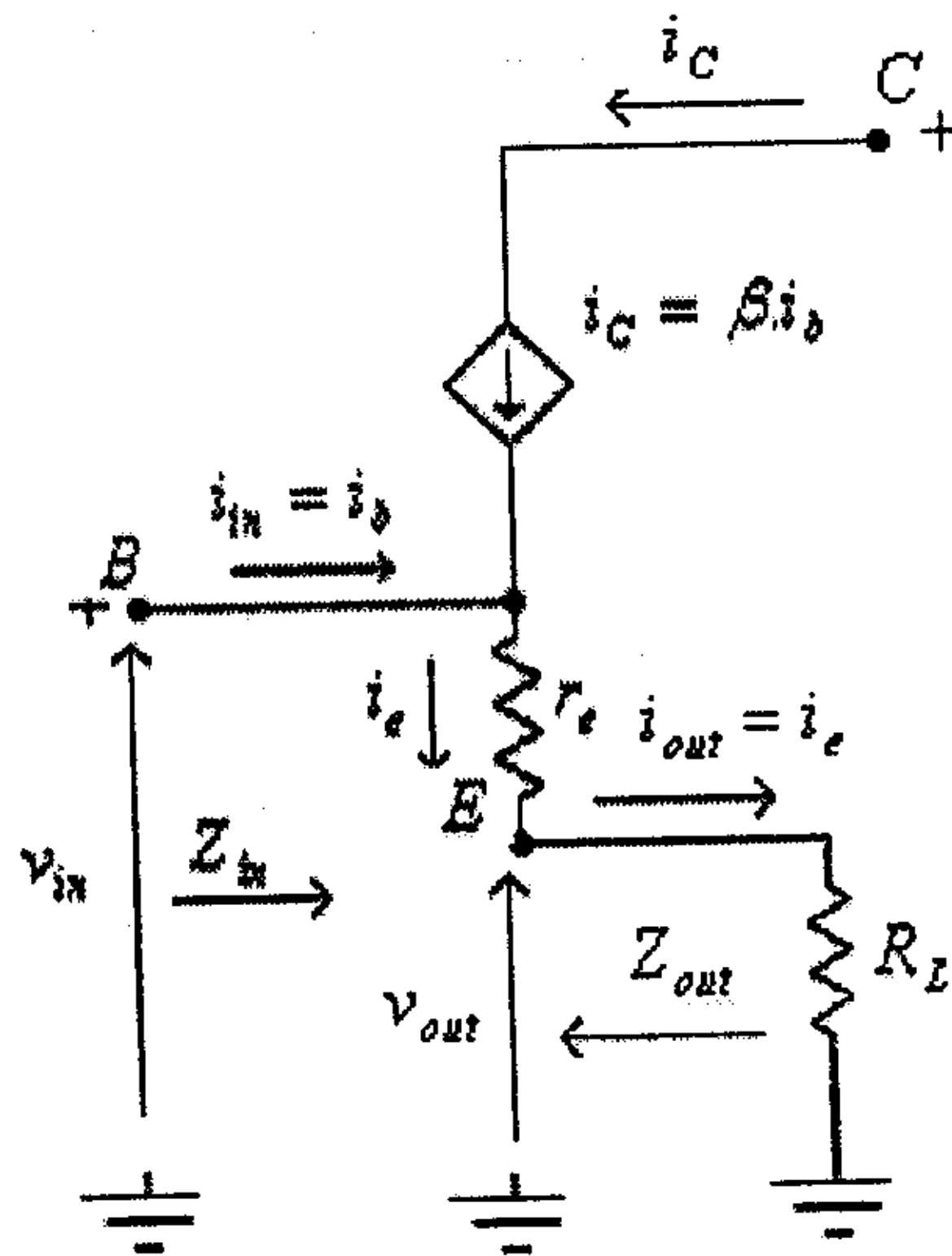
شكل (29)

وبإستبدال الترانزيستور بدائره المكافئه كما في حالة توصيل الباعث المشترك، فإن الدائرة المكافئه تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (30)

وبإستبدال الديود بمقاومته الديناميكية المكافئه، تصبح هذه الدائرة كما هو مبين بالشكل التالي:



شكل (31)



من هذا الشكل يلاحظ أن:

$$v_{in} = i_e \cdot (r_e + R_L) = (\beta + 1) \cdot i_{in} \cdot (r_e + R_L)$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = (\beta + 1) \cdot (r_e + R_L) \approx \beta \cdot (r_e + R_L)$$

ولمّا كانت الممانعة المخرجة تقاس بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً، فمن السهل الملاحظة من الشكل السابق أن:

$$Z_{out} = r_e$$

ومعامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{i_e}{i_b} = (\beta + 1) \approx \beta$$

أمّا معامل تضخيم الفولطية فيساوي:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_e \cdot R_L}{i_e \cdot (r_e + R_L)} = \frac{R_L}{(r_e + R_L)} \approx 1$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_L \gg r_e$$

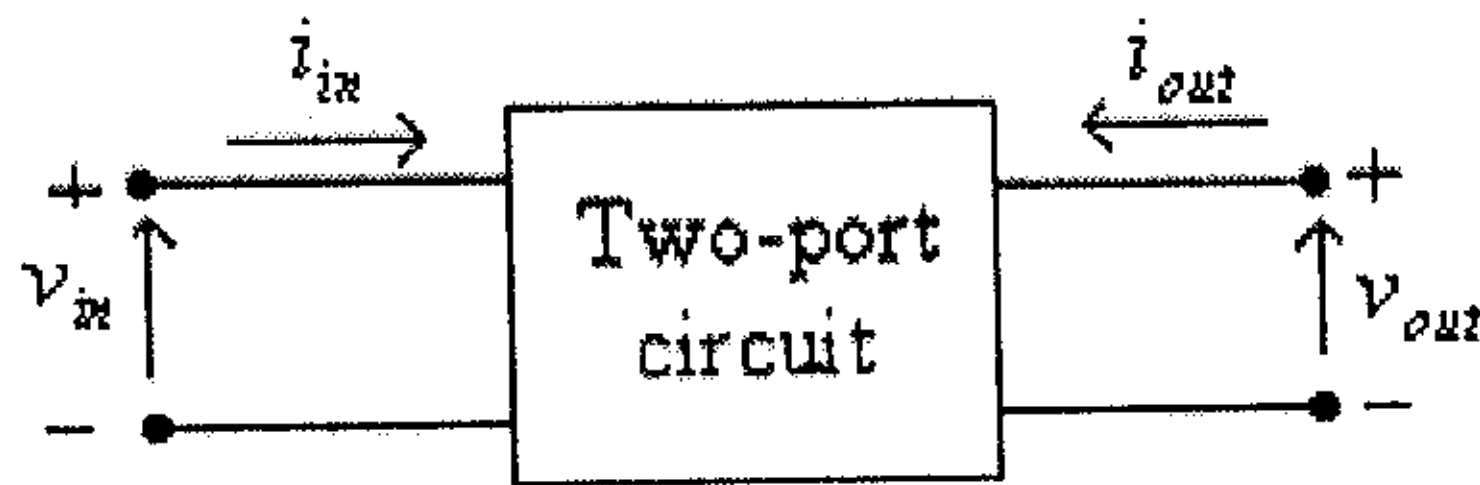
مما سبق يمكن أن تلاحظ أنه ولدائرة المُجمّع المشترك:

- المقاومة المدخلية ( $Z_{in}$ ) لهذه الدائرة عالية جداً وتعتمد على مقدار مقاومة الحمل ( $R_L$ ).

- المقاومة المخرجة ( $Z_{out}$ ) لهذه الدائرة صغيرة .
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل  $\beta$  للترانزيستور .
- معامل تضخيم الفولطية ( $A_V$ ) لهذه الدائرة يساوي تقريباً واحد (أي أن هذه الدائرة لا تعطينا أي تضخيم للفولطية).

#### 1.4 الدوائر المكافئة للترانزيستور ثنائي القطبية باستخدام المعاملات $h$ . (Hybrid Equivalent Models)

تستخدم المعاملات  $h$  في بعض الأحيان لوصف العلاقات التي تربط الدوائر الكهربائية رباعية الأطراف، حيث يتم في هذه الحالة تعريف الفولطية المدخلة  $v_{in}$  والتيار المخرج  $i_{out}$  بدلالة التيار المدخلي  $i_{in}$  والفولطية المخرجة  $v_{out}$ ، وذلك كمايلي:



شكل (32)

$$v_{in} = h_{11} \cdot i_{in} + h_{12} \cdot v_{out}$$

$$i_{out} = h_{21} \cdot i_{in} + h_{22} \cdot v_{out}$$

من المعادلة الأولى يمكنك أن تلاحظ أنه وعندما يكون مخرج هذه الدائرة في وضع دارة قصر (short-circuit) فإن قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً ( $v_{out} = 0$ )، وبالتالي فإن:

$$v_{in} = h_{11} \cdot i_{in} \Big|_{v_{out}=0}$$

ومنها:

$$h_{11} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \Big|_{v_{out}=0}$$

أي أن المعامل  $h_{11}$  يكافئ قيمة الممانعة المدخلية عندما يكون مخرج الدائرة في حالة قصر، لذا يسمى هذا المعامل (short-circuit input- impedance parameter).

ويمكنك أن تلاحظ من هذه المعادلة أيضاً أنه وعندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً ( $i_{in} = 0$ )، فإن:

$$v_{in} = h_{12} \cdot v_{out} \Big|_{i_{in}=0}$$

أي أن:

$$h_{12} = \frac{v_{in}}{v_{out}} \Big|_{i_{in}=0}$$

أي أن المعامل  $h_{12}$  يكافئ النسبة بين الفولطية المدخلية والفولطية المخرجة عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً، (أي معكوس دالة تحويل الفولطية عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً)، لذا يسمى هذا المعامل (open-circuit reverse transfer voltage ratio).

من المعادلة الثانية يمكنك أن تلاحظ أنه وعندما يكون مخرج هذه الدائرة في وضع قصر (short-circuit) فإن قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً ( $v_{out} = 0$ )، وبالتالي فإن:

$$i_{out} = h_{21} \cdot i_{in} \Big|_{v_{out}=0}$$

ومنها:

$$h_{21} = \left. \frac{i_{out}}{i_{in}} \right|_{v_{out}=0}$$

أي أن المعامل  $h_{21}$  يكافئ النسبة بين التيارين المخرجي والمدخلي عندما يكون مخرج الدائرة في حالة قصر، لذا يسمى هذا المعامل (short-circuit forward transfer current ratio).

ويمكنك أن تلاحظ من هذه المعادلة كذلك أنه وعندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً ( $i_{in} = 0$ )، فإن:

$$i_{out} = h_{22} \cdot v_{out} \Big|_{i_{in}=0}$$

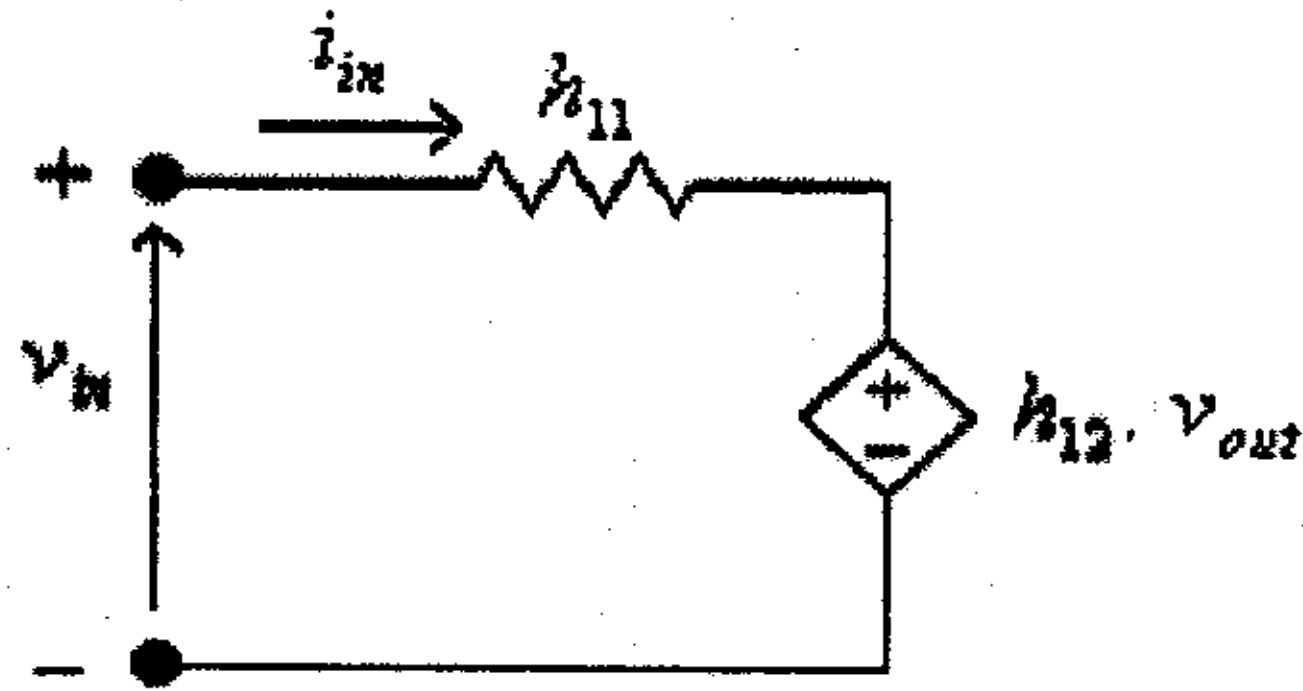
أي أن:

$$h_{22} = \left. \frac{i_{out}}{v_{out}} \right|_{i_{in}=0}$$

أي أن المعامل  $h_{22}$  يكافئ النسبة بين التيار المخرجي والفولطية المخرجة عندما يكون التيار المدخلي يساوي صفراً، لذا يسمى هذا المعامل (open-circuit output admittance parameter).

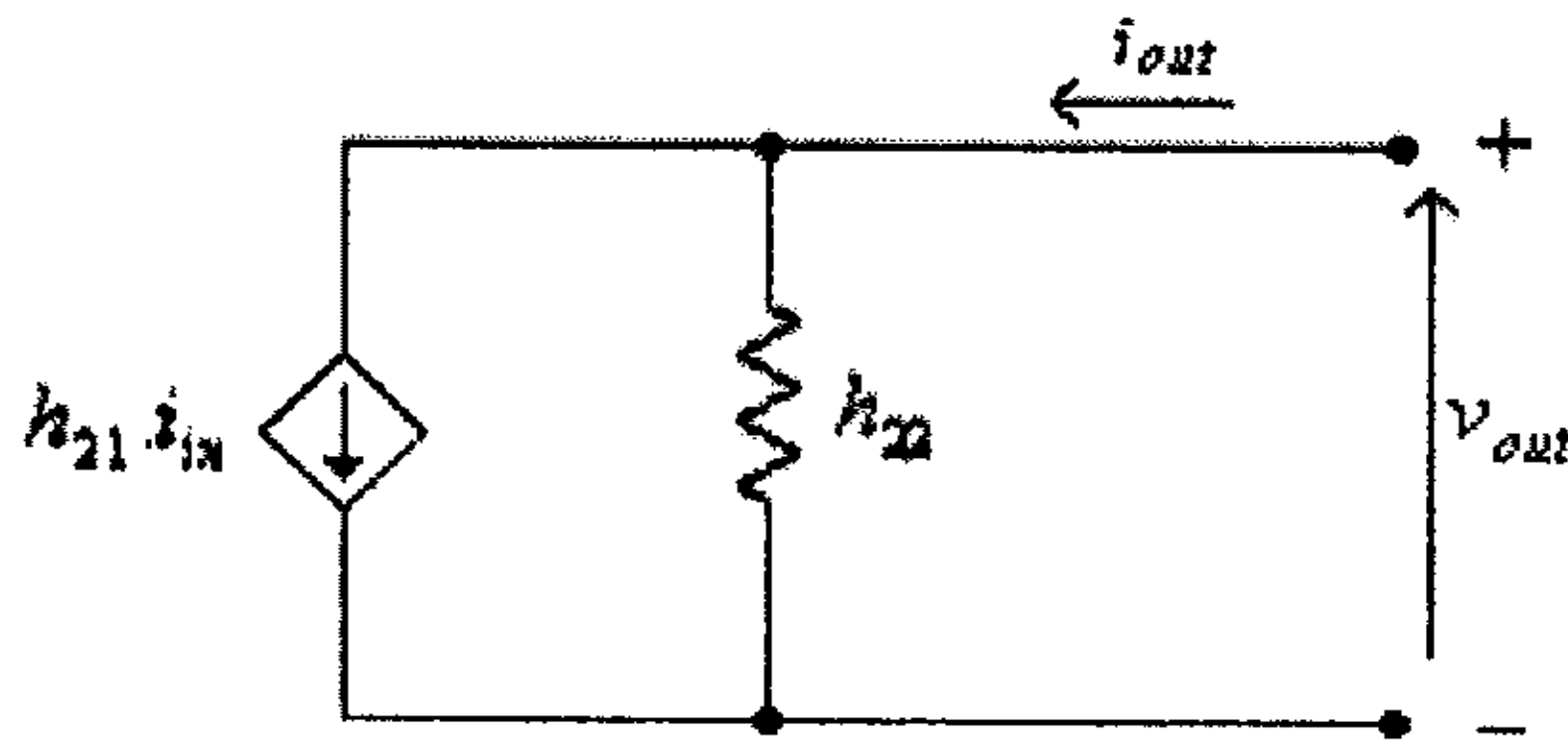
وبالعودة الى المعادلات التي تصف النظام رباعي الأطراف باستخدام المعاملات  $h$  يمكنك أن تلاحظ من المعادلة الأولى ( $v_{in} = h_{11} \cdot i_{in} + h_{12} \cdot v_{out}$ ) أن الفولطية المدخلية تكافئ مجموع مركبتين الأولى تتناسب طردياً مع التيار المدخلي ( $h_{11} \cdot i_{in}$ ) والثانية تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجة ( $h_{12} \cdot v_{out}$ ). أي أن الدائرة المكافئة التي تصف هذه المعادلة هي:





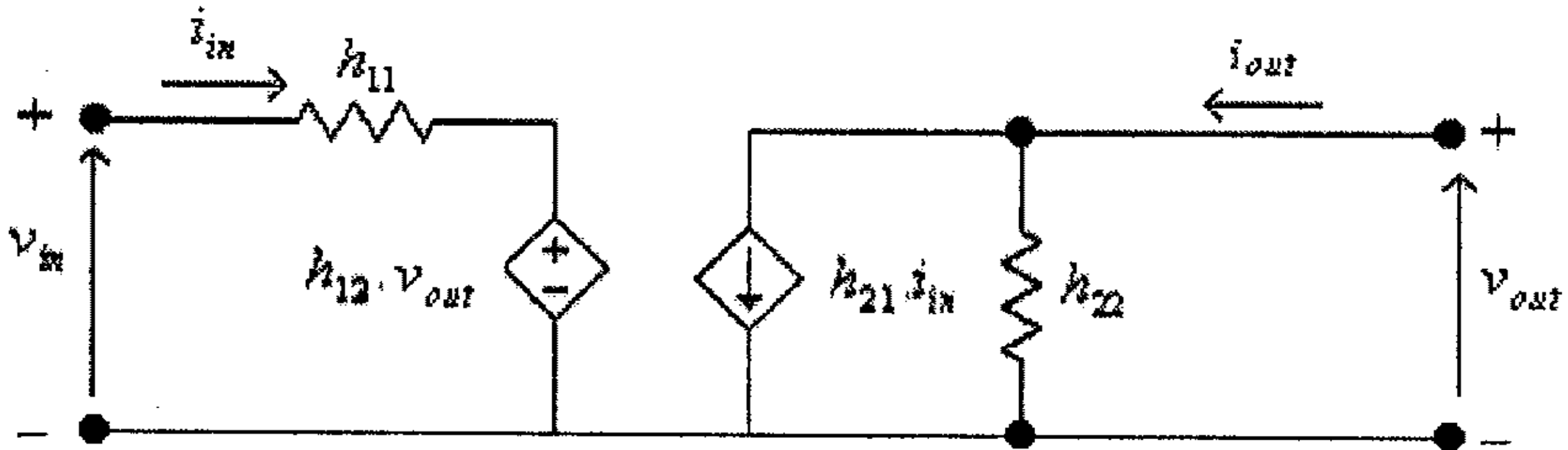
شكل (33)

أما من المعادلة الثانية ( $i_{out} = h_{21} \cdot i_{in} + h_{22} \cdot v_{out}$ ) فيمكنك أن تلاحظ أن التيار المخرجي يكافئ مجموع مركبتين الأولى تتناسب طردياً مع التيار المدخلي ( $h_{21} \cdot i_{in}$ ) والثانية تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجة ( $h_{22} \cdot v_{out}$ ). أي أن الدائرة المكافئة التي تصف هذه المعادلة هي:



شكل (34)

لاحظ أن  $h_{22}$  لها وحدة التوصيلية (conductivity) وتقاس بالسيمنس. ودمج الشكلين 33 و 34 معاً، تصبح الدائرة المكافئة للدائرة رباعية الأطراف باستخدام المعاملات  $h$ ، كما هو مبين في الشكل أدناه.



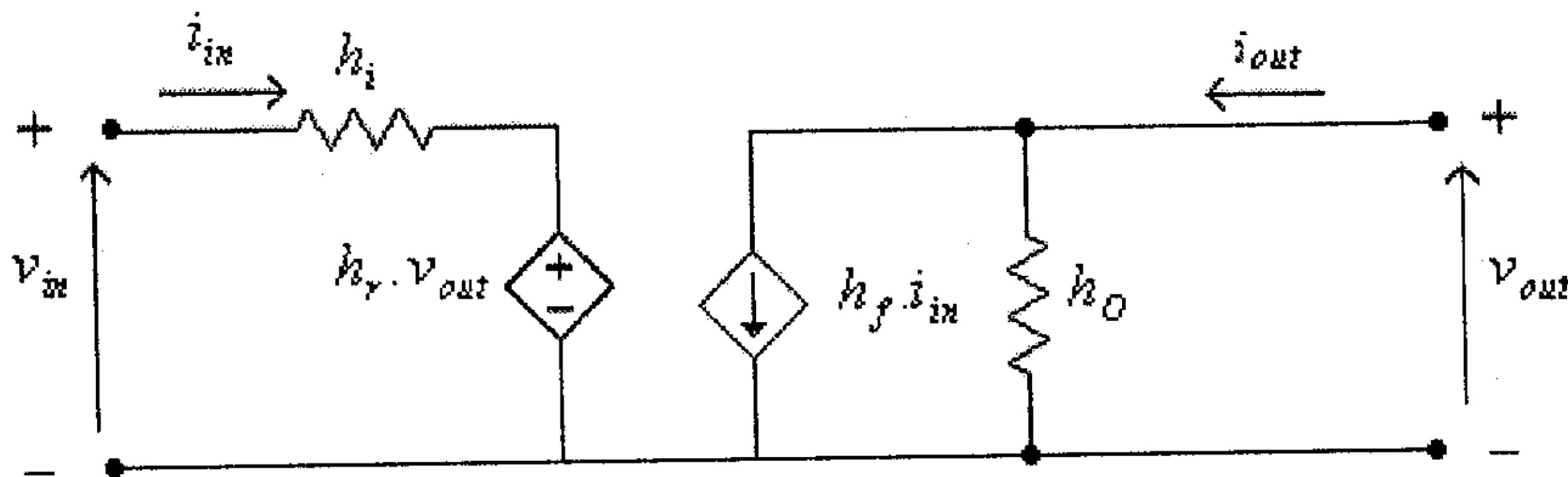
شكل (35)

كثيراً وفي دوائر الترانزيستورات ما يتم إستخدام الرمز  $h_i$  بدلاً من  $h_{11}$  والرمز  $h_r$  بدلاً من  $h_{12}$  والرمز  $h_f$  بدلاً من  $h_{21}$  والرمز  $h_o$  بدلاً من  $h_{22}$ ، أي أن المعادلات التي تصف الترانزيستور كدائرة رباعية الأطراف تصبح:

$$v_{in} = h_i \cdot i_{in} + h_r \cdot v_{out}$$

$$i_{out} = h_f \cdot i_{in} + h_o \cdot v_{out}$$

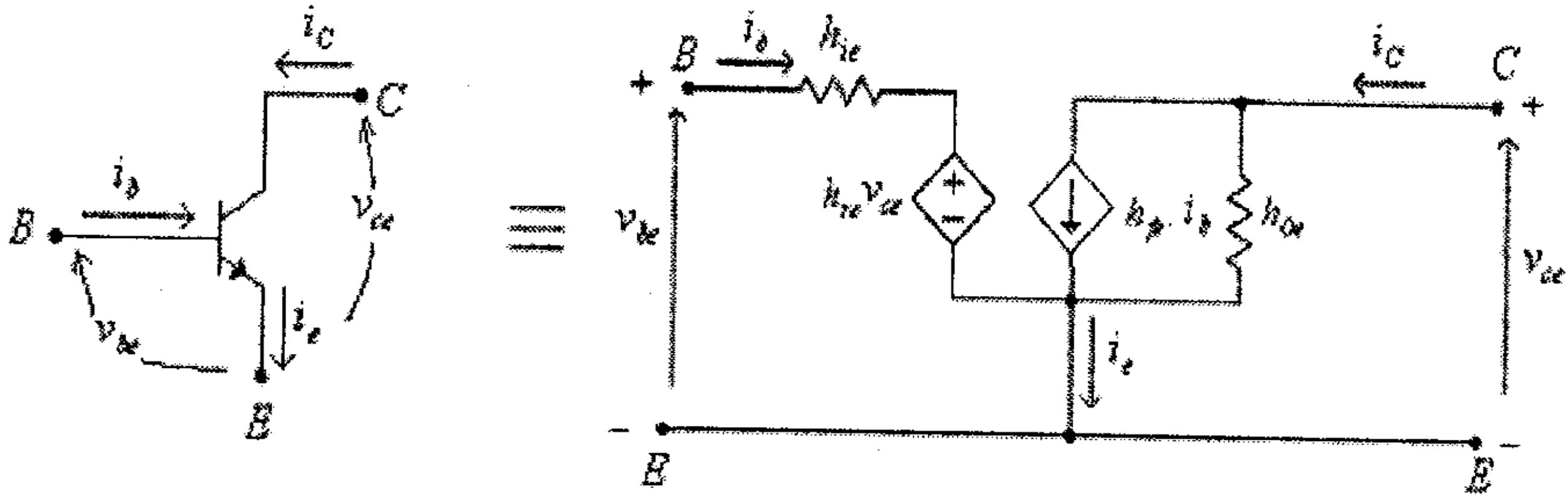
والدائرة المكافئة هي:



شكل (36)

ولوصف كل من المعاملات  $h$  لدوائر توصيل الترانزيستور المختلفة فإنه كثيراً ما يضاف مؤشر آخر للدلالة على دائرة توصيل الترانزيستور، حيث يستخدم الحرف  $e$  للدلالة على المعاملات المستخدمة لوصف الدائرة المكافئة للترانزيستور عندما يكون موصولاً بدائرة الباعث المشترك (common-emitter) والحرف  $b$  للدلالة على المعاملات المستخدمة لوصف الدائرة المكافئة للترانزيستور عندما يكون موصولاً بدائرة القاعدة المشتركة (common-base).

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات  $h$  لترانزيستور موصول بدائرة الباعث المشترك.



شكل (37)

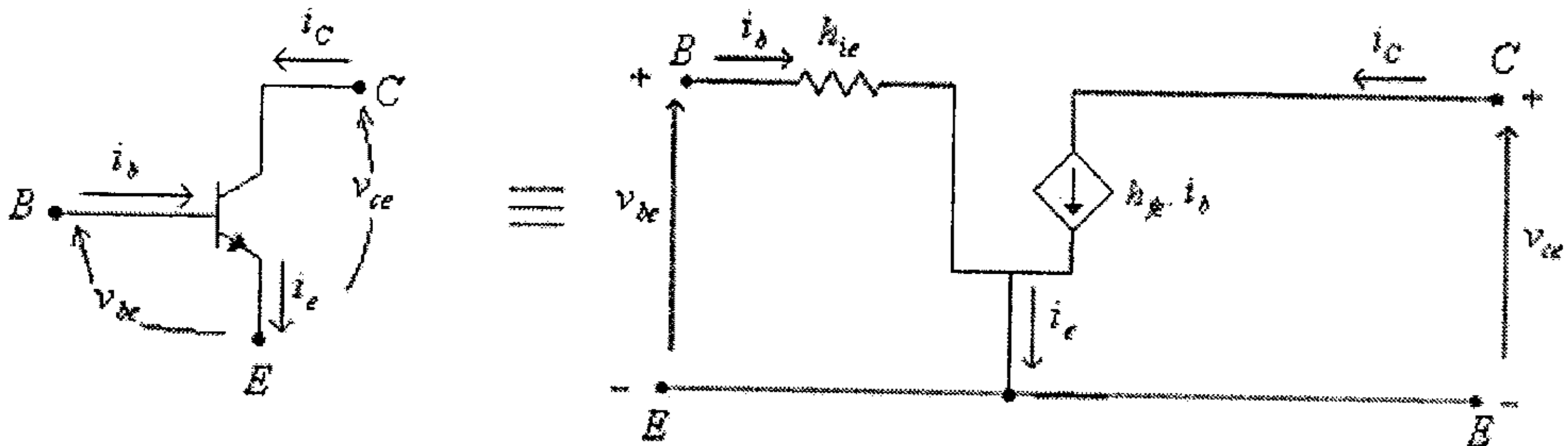
والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور هي:

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce}$$

وحيث أن قيمة كل من  $h_{re}$  و  $h_{oe}$  قليلة جداً فيمكن إهمالهما لتصبح

الدائرة المكافئة للترانزيستور في هذه الحالة كما هي في الشكل التالي:



شكل (38)

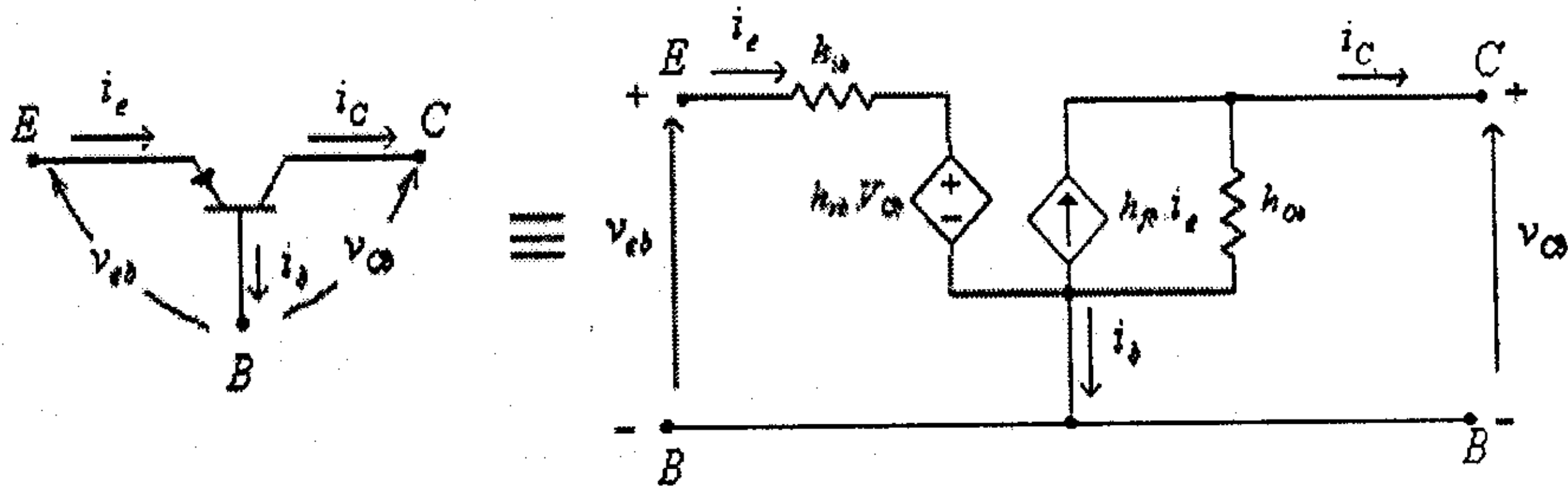
والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور هي:

$$v_{be} = h_{ie} \cdot i_b$$

$$i_c = h_{fe} \cdot i_b$$

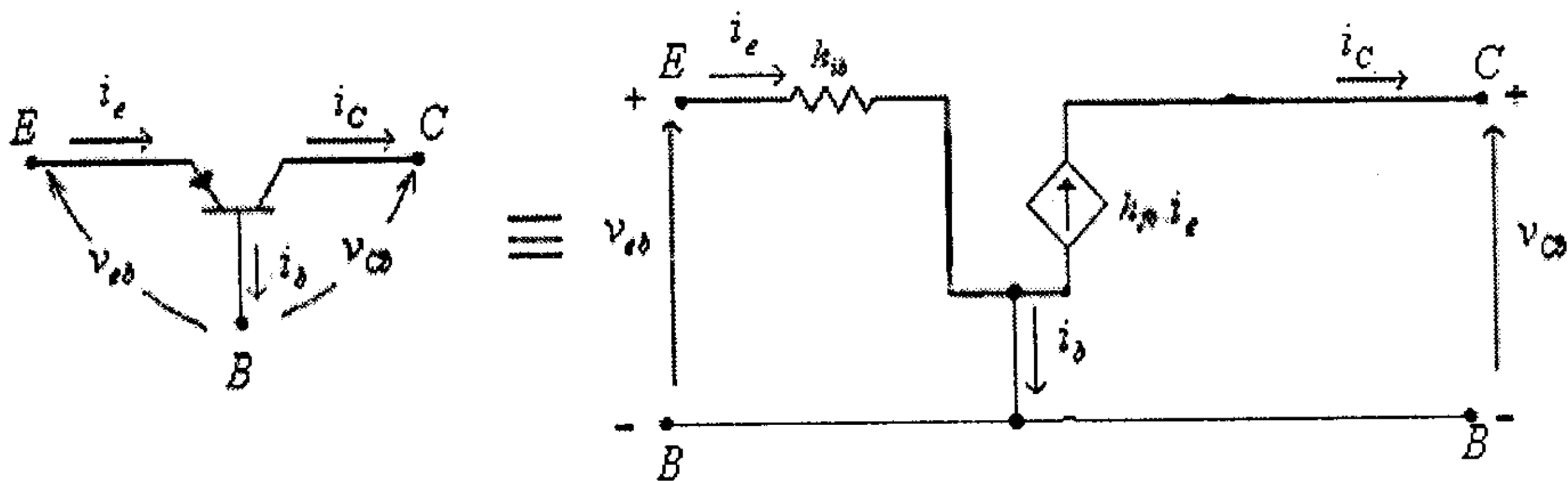
والشكل التالي يبين الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات  $h$  لترانزيستور

موصول بدائرة القاعدة المشتركة.



شكل (39)

وكما في حالة الترانزيستور الموصل بدائرة الباعث المشترك، وحيث أن قيمة كل من  $h_{ob}$  و  $h_{rb}$  قليلة جداً فيمكن إهمالهما لتصبح الدائرة المكافئة للترانزيستور في هذه الحالة هي:



شكل (40)

والمعادلات التي تصف عمل الترانزيستور، في هذه الدائرة، هي:

$$v_{eb} = h_{ib} \cdot i_e$$

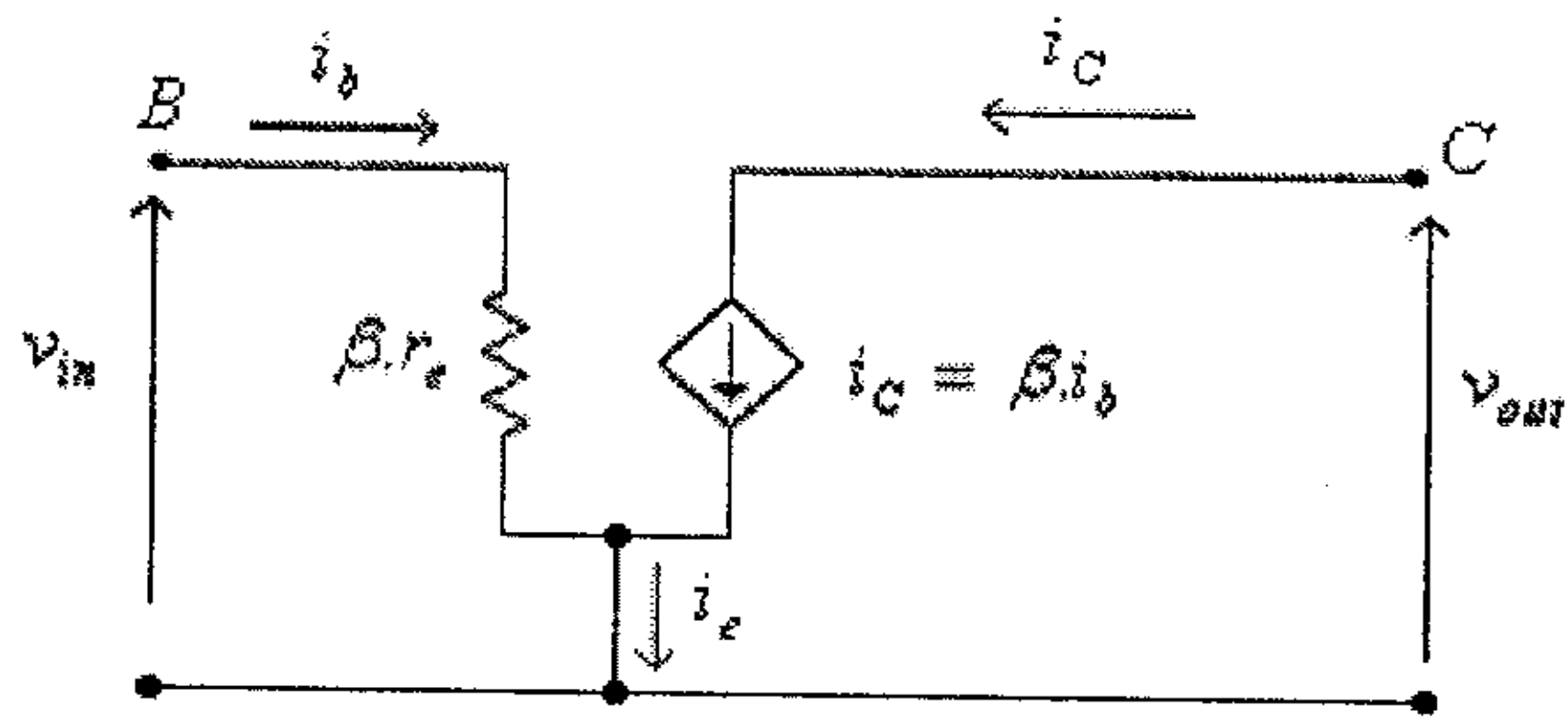
$$i_c = h_{fb} \cdot i_e$$

### 1.5 العلاقة بين الدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام مقاومة الباعث

الديناميكية ( $r_e$ ) والدوائر المكافئة للترانزيستور باستخدام المعاملات  $h$ .

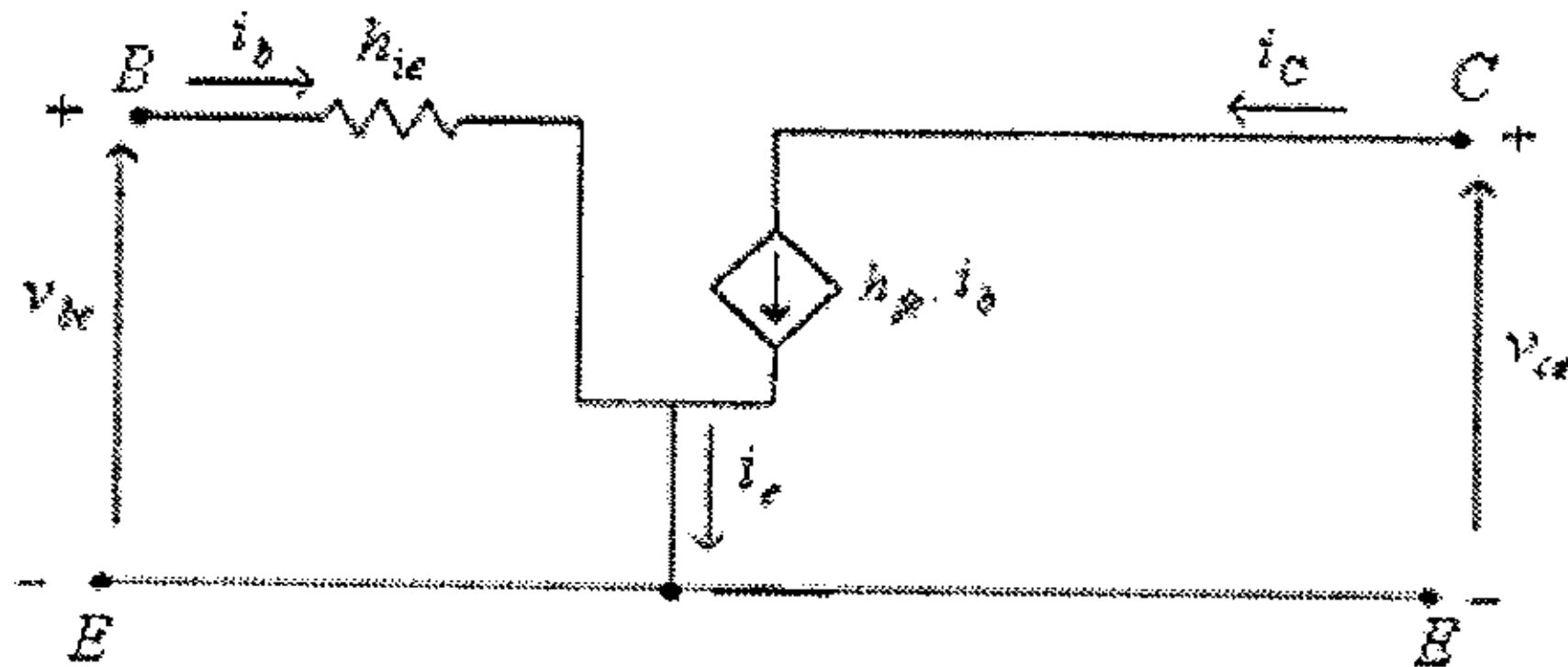
بيننا سابقاً أن الدائرة المكافئة للترانزيستور الموصل بدائرة الباعث المشترك (common-emitter) باستخدام مقاومة الباعث هي كما في الشكل أدناه.





شكل (41)

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور باستخدام المعاملات  $h$  هي كما في الشكل التالي.



شكل (42)

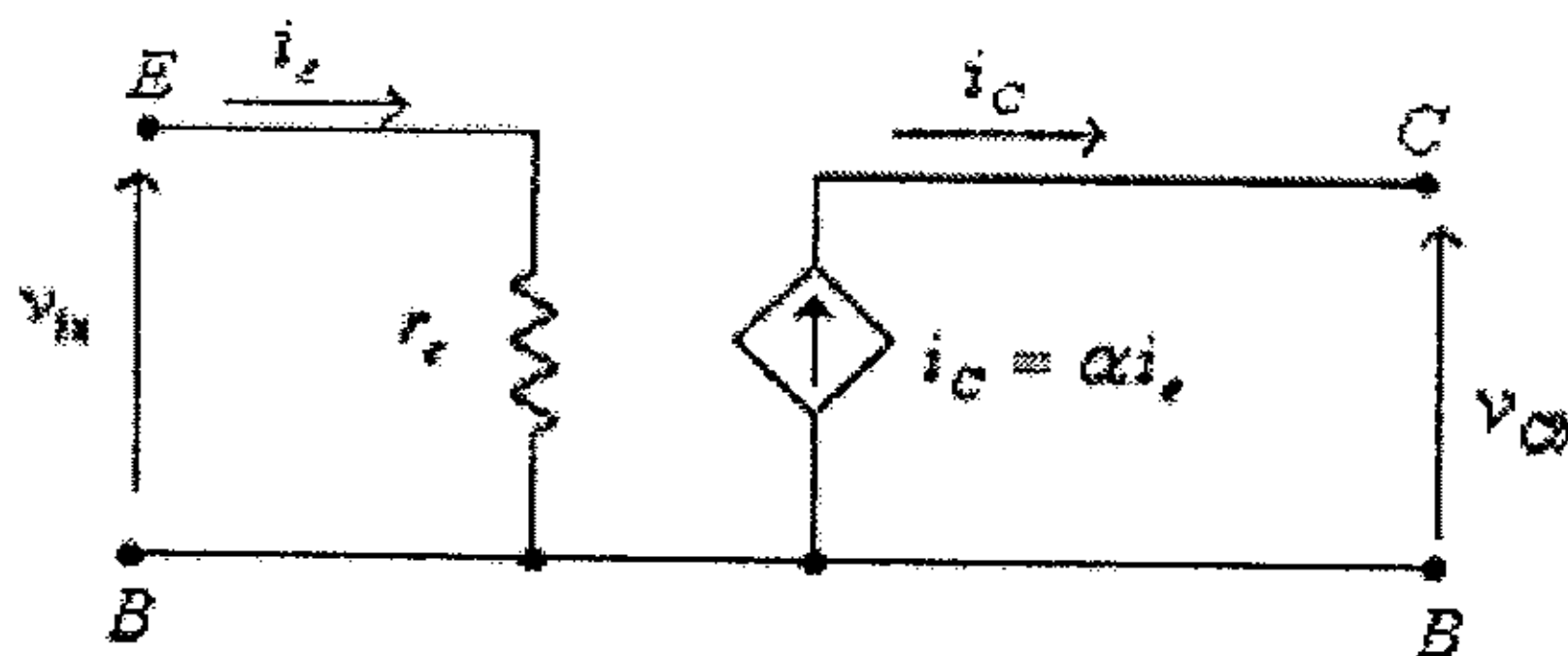
ومن تكافؤ هاتين الدائرتين، يستنتج أن:

$$h_{ie} = \beta \cdot r_e$$

$$h_{fe} = \beta$$

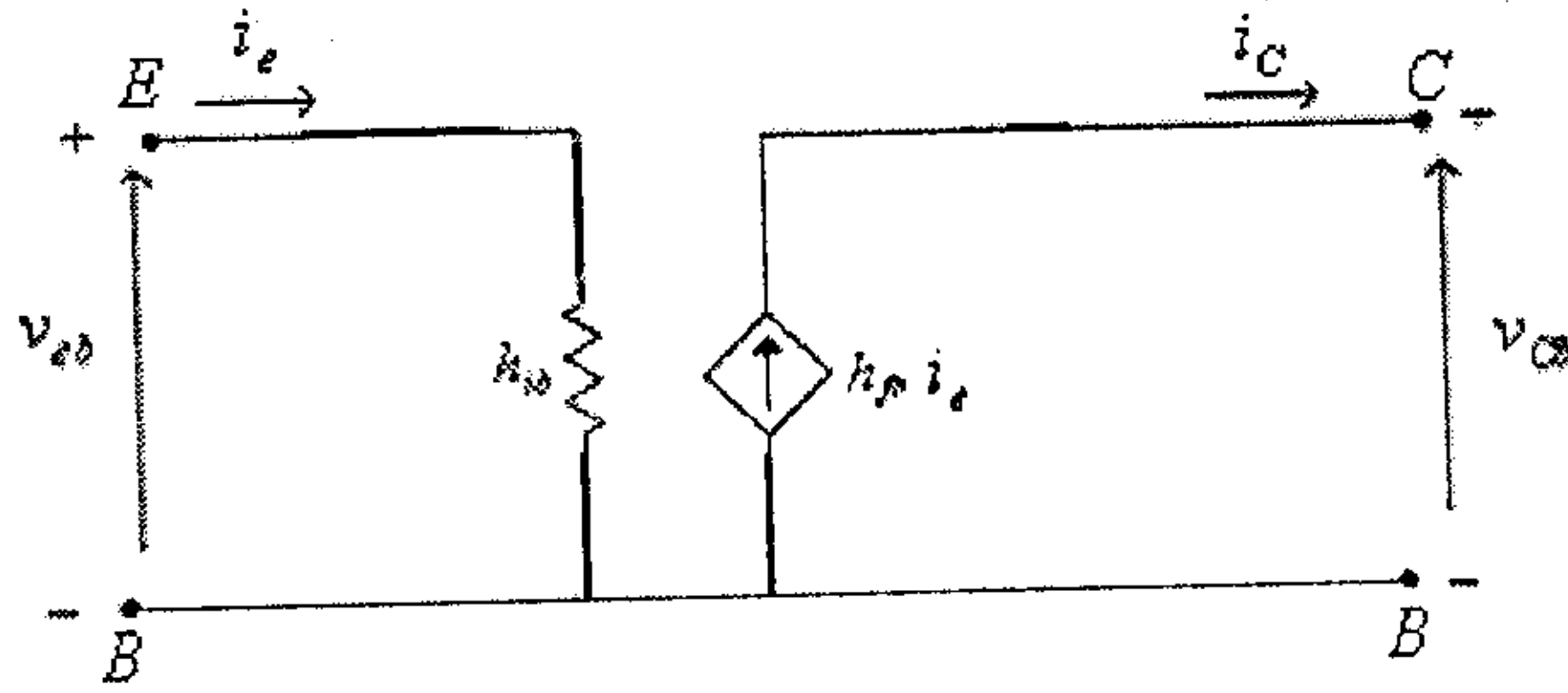
وللترانزيستور الموصول بدائرة القاعدة المشتركة (common-base)،

فإن الدائرة المكافئة باستخدام مقاومة الباعث هي:



شكل (43)

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور باستخدام المعاملات  $h$  هي كما في الشكل التالي.



شكل (44)

ومن تكافؤ هاتين الدائرتين، يستنتج أن:

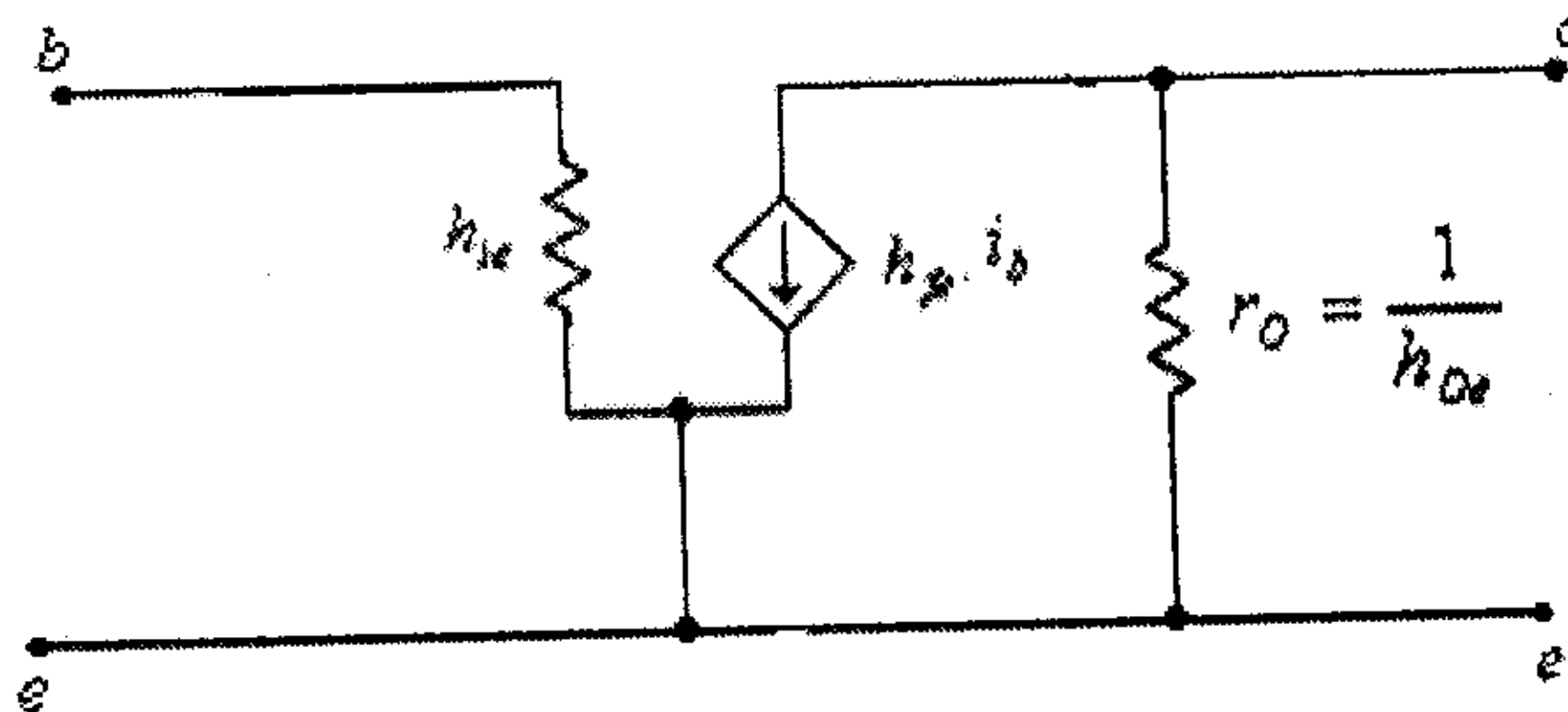
$$h_{ib} = r_e$$

$$h_{fb} = \alpha$$

مثال (7)

أرسم الدائرة المكافئة، باستخدام المعاملات  $h$ ، للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو  $I_E = 3mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً  $\beta = 100$  و  $h_{oe} = 25\mu S$ .

الحل: الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (45)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

$$h_{ie} = \beta \cdot r_e = (100) \cdot (8.67) = 867\Omega$$

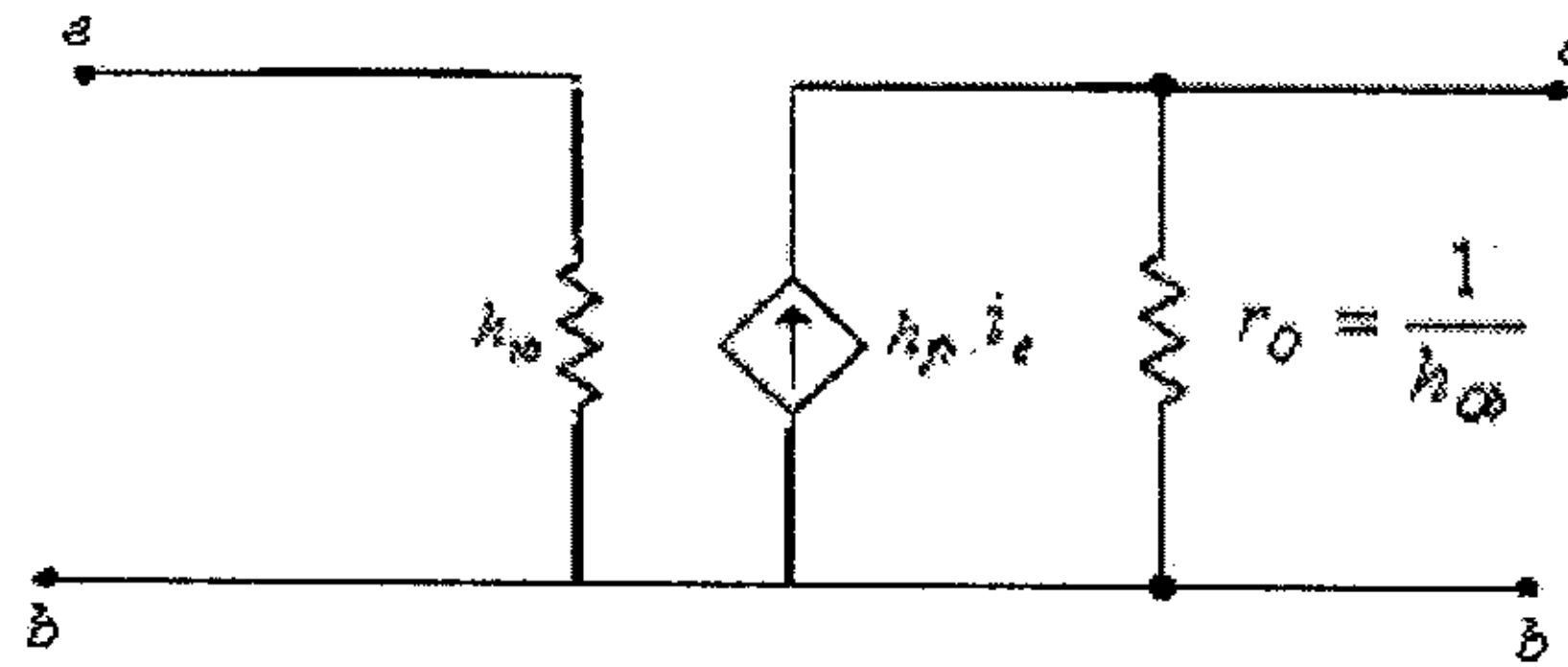
$$h_{fe} = \beta = 100$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{25\mu S} = \frac{1}{25 \times 10^{-6}} = 40000\Omega = 40k\Omega$$

مثال (8)

أرسم الدائرة المكافئة، باستخدام المعاملات  $h$ ، للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو  $I_E = 3mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً  $\beta = 100$  و  $h_{ob} = 0.4\mu S$ .

الحل: الدائرة المكافئة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (46)

حيث:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3mA} = 8.67\Omega$$

$$h_{ib} = r_e = 8.67\Omega$$

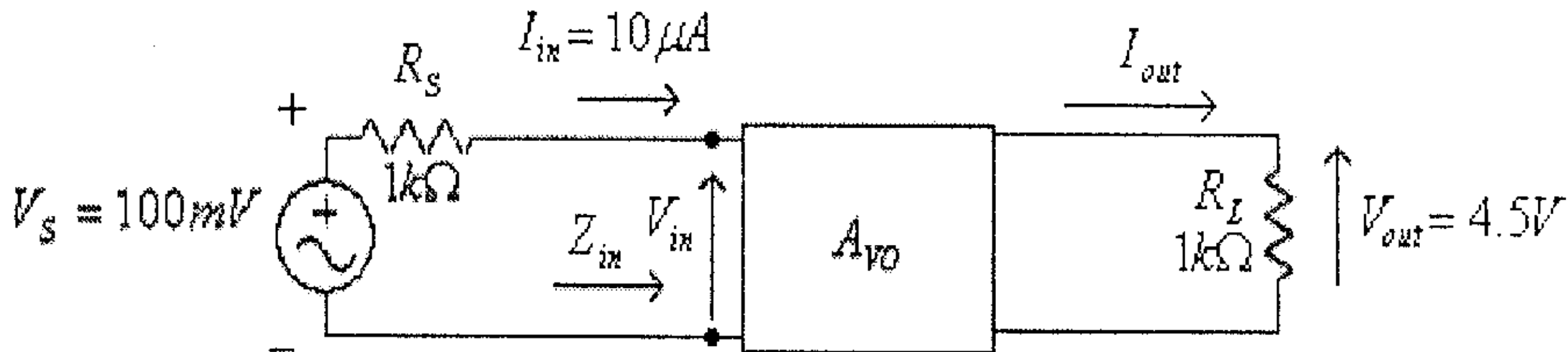
$$h_{fb} = \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{100}{100 + 1} \approx 1$$

$$r_o = \frac{1}{h_{ob}} = \frac{1}{0.4\mu S} = \frac{1}{0.4 \times 10^{-6}} = 2.5 \times 10^6 \Omega = 2.5M\Omega$$

## 1.6 تمارين:

1- لدائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي وللمعلومات المعطاة على هذا

الشكل، أوجد قيمة كل من:  $V_{in}$ ،  $Z_{in}$ ،  $I_{out}$ ،  $A_{VO}$  و  $A_i$ .



شكل (47)

2- للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع  $pnp$  الموصول بدائرة القاعدة

المشتركة، وإذا علمت أن  $I_E = 2mA$ ،  $\beta = 99$ ، وأن القيمة الفعالة لفولطية الإشارة بين الباعث والقاعدة (الإشارة المدخلية) هي

$$V_{in} = 5mV$$

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن  $Z_{out} = \infty\Omega$ )
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقداره  $500\Omega$  على مخرج دائرة هذا الترانزيستور.

3- للترانزيستور من النوع  $nnp$  والموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا

علمت أن  $I_E = 5mA$ ،  $\alpha = 0.98$ ، وأن القيمة الفعالة لفرق الجهد للإشارة المدخلية بين الباعث والقاعدة هي  $V_{in} = 5mV$ :

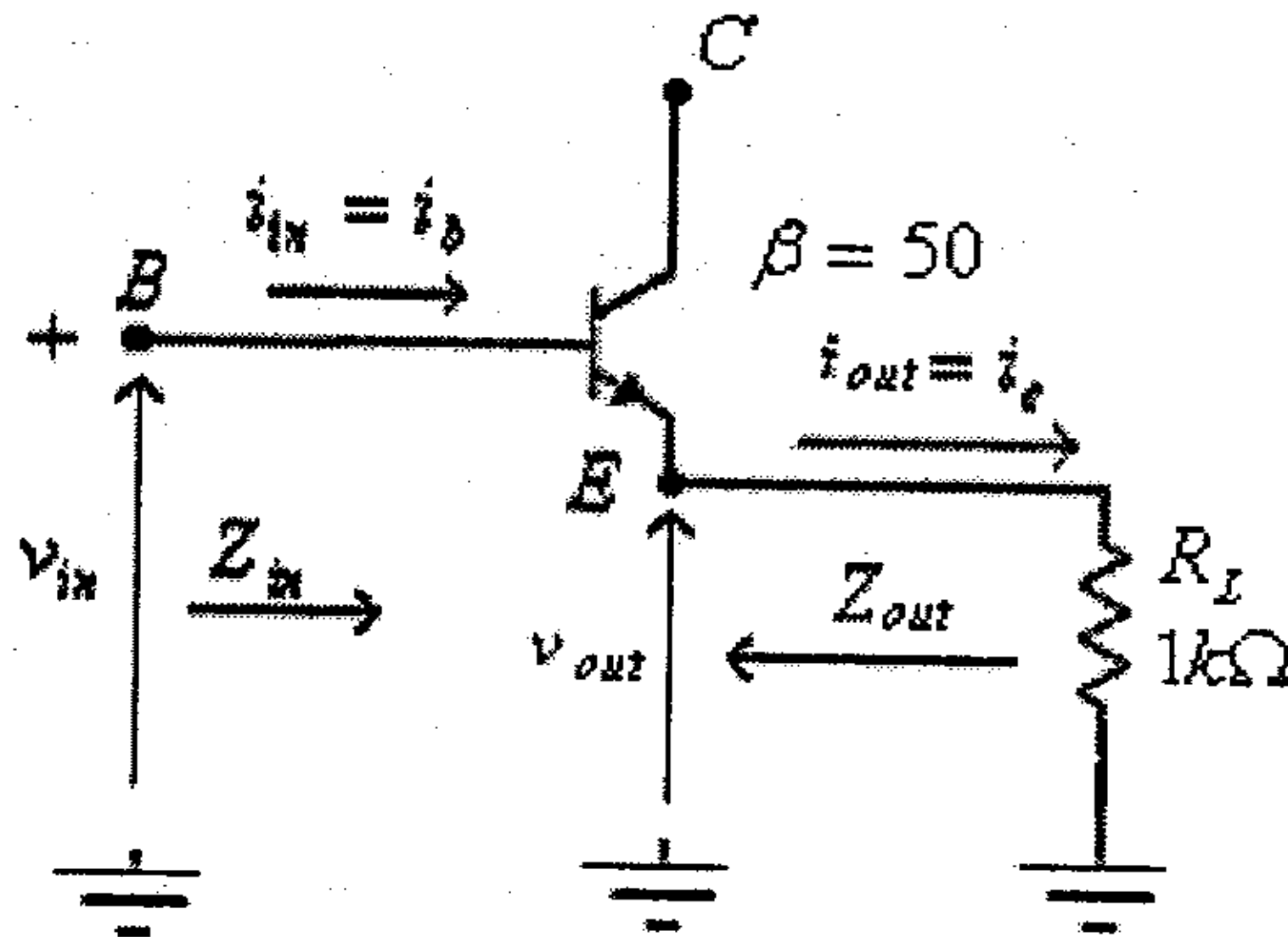
- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور. (إفرض أن  $Z_{out} = \infty\Omega$ )
- أحسب قيمة معاملي تضخيم الفولطية والتيار في حالة توصيل حمل مقاومته  $600\Omega$  على مخرج دائرة هذا الترانزيستور.



4- لدائرة المُجمّع المشترك المبينة في الشكل التالي، وإذا علمت أن قيمة تيار إنحياز الباعث،  $I_E$ ، تساوي  $2mA$ :

- أوجد قيمة كل من  $A_v$ ،  $Z_{out}$ ،  $Z_{in}$  و  $A_i$

- أرسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.



شكل (48)

5- أرسم الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات  $h$  للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة الباعث المشترك، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو  $I_E = 4mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً  $\alpha = 0.99$  و  $h_{oe} = 20\mu S$ .

6- أرسم الدائرة المكافئة باستخدام المعاملات  $h$  للترانزيستور ثنائي القطبية من النوع npn الموصول بدائرة القاعدة المشتركة، إذا علمت أن تيار الباعث المار في هذا الترانزيستور هو  $I_E = 4mA$ ، وأنه لهذا الترانزيستور أيضاً  $\beta = 80$  و  $h_{ob} = 0.5\mu S$ .



# الوحدة الثانية

تحليل دوائر الترانزيستورات  
ثنائية القطبية



## الوحدة الثانية

### تحليل دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية

#### 2.1 مدخل

درسنا في الوحدة الأولى من هذا الكتاب الدوائر المكافئة للترانزيستورات ثنائية القطبية، وعرفنا أن هذا النوع من الترانزيستورات يكافئ بمصدر تيار محكوم بمصدر تيار آخر (current-controlled current source)، وعرفنا كذلك أن العلاقة الرئيسية التي تصف عمل هذا النوع من الترانزيستورات، في المنطقة الفعالة من خاصيته المخرجة، هي:

$$i_C = \beta \cdot i_B$$

أي أن تيار المُجمع ( $i_C$ ) يتناسب تناسباً طردياً مع تيار القاعدة ( $i_B$ ).

وهذه العلاقة الخطية تعطينا إمكانية تطبيق قانون التراكب (superposition law) عند تحليل دوائر الترانزيستور المختلفة، وذلك بدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلة)، ثم دراسة تأثير الإشارة المدخلة لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ويكون التأثير الكلي لدائرة الإنحياز والإشارة المدخلة معاً هو مجموع تأثير كل منهما لوحده.

ولمّا كنا في الجزء الأول من هذا الكتاب قد درسنا دوائر الإنحياز المختلفة للترانزيستورات ثنائية القطبية فإننا في هذه الوحدة سنقوم بدراسة عمل الدوائر المختلفة لهذه الترانزيستورات عند وجود إشارات على مداخلها.

ولمّا كانت الإشارات التي يمكن أن توجد على مداخل دوائر الترانزيستورات ذات أشكال مختلفة، فإننا سنفترض، وخلال دراستنا، أن هذه الإشارات تأخذ شكل الموجة الجيبية. وما يبرر إفتراضنا هذا أن أي إشارة



(وحسب قانون فوريير) تتكون من مجموعة من المركبات الجيبية، والتأثير الكلي للإشارة سيكون مجموع تأثير مركباتها.

## 2.2 الدوائر المكافئة للتيار المستمر والدوائر المكافئة للتيار المتردد.

وكما ذكر سابقاً، فإنه ولتحديد الإستجابة الكلية في دوائر الترانزيستور المختلفة، وأيجاد قيم التيارات الكلية المارة فيه وكذلك قيم الفولطيات الكلية بين أطرافه، فإنه يمكن دراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (بافتراض أن قيمة الإشارة المدخلة تساوي صفراً)، ودراسة تأثير الإشارة المدخلة لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ثم تطبيق قانون التراكب (superposition law) لأيجاد قيم التيارات الكلية المارة في الترانزيستور وكذلك قيم الفولطيات الكلية بين أطرافه.

ولدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلة) فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المستمر، للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بحذف جميع المكثفات الموجودة في الدائرة (واعتبارها تكافئ دارة مفتوحة)، وذلك لأن ممانعتهما للتيار المستمر تساوي ما لانهاية.
- إعتبار قيمة الإشارة (الإشارات) المدخلة تساوي صفراً.

(راجع الوحدة الرابعة في الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية دراسة وتحليل دوائر الإنحياز المختلفة).

أما لدراسة تأثير الإشارة المدخلة لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بإستبدال كل من المكثفات الموجودة في الدائرة بدارة قصر ( short circuit)، وذلك لأن قيمة ممانعتها للتيار المتردد عادة ما تكون صغيرة،

مقارنة مع قيم الممانعات (المقاومات) الأخرى في الدائرة، وبالتالي يمكن إهمالها.

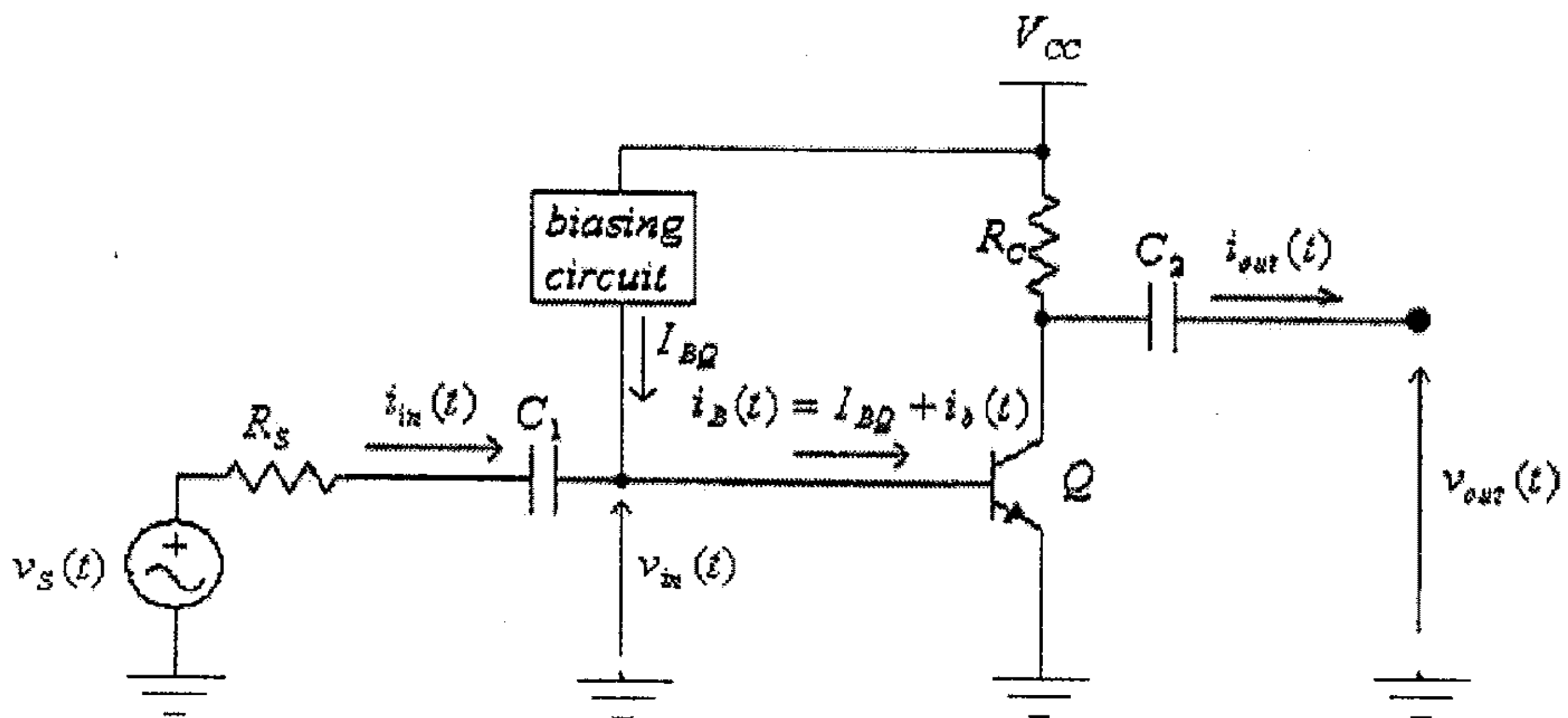
- بحذف كل مصادر الفولطية (أو التيار المستمر) والتي هي جزء من دوائر الإنحياز، وذلك لأن هذه الدائرة المكافئة تأخذ بعين الاعتبار إشارة المصدر (المتريدة) فقط.

والأمثلة التالية توضح ما نقصده.

مثال (1):

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بسيطة لترانزيستور من نوع *npn*

موصول بدائرة الباعث المشترك.



شكل (1)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادة، قد إستخدمنا الأحرف الانجليزية الصغيرة للصغيرة للإشارة الى القيم المتغيرة والأحرف الانجليزية الكبيرة للإشارة الى القيم المستمرة).

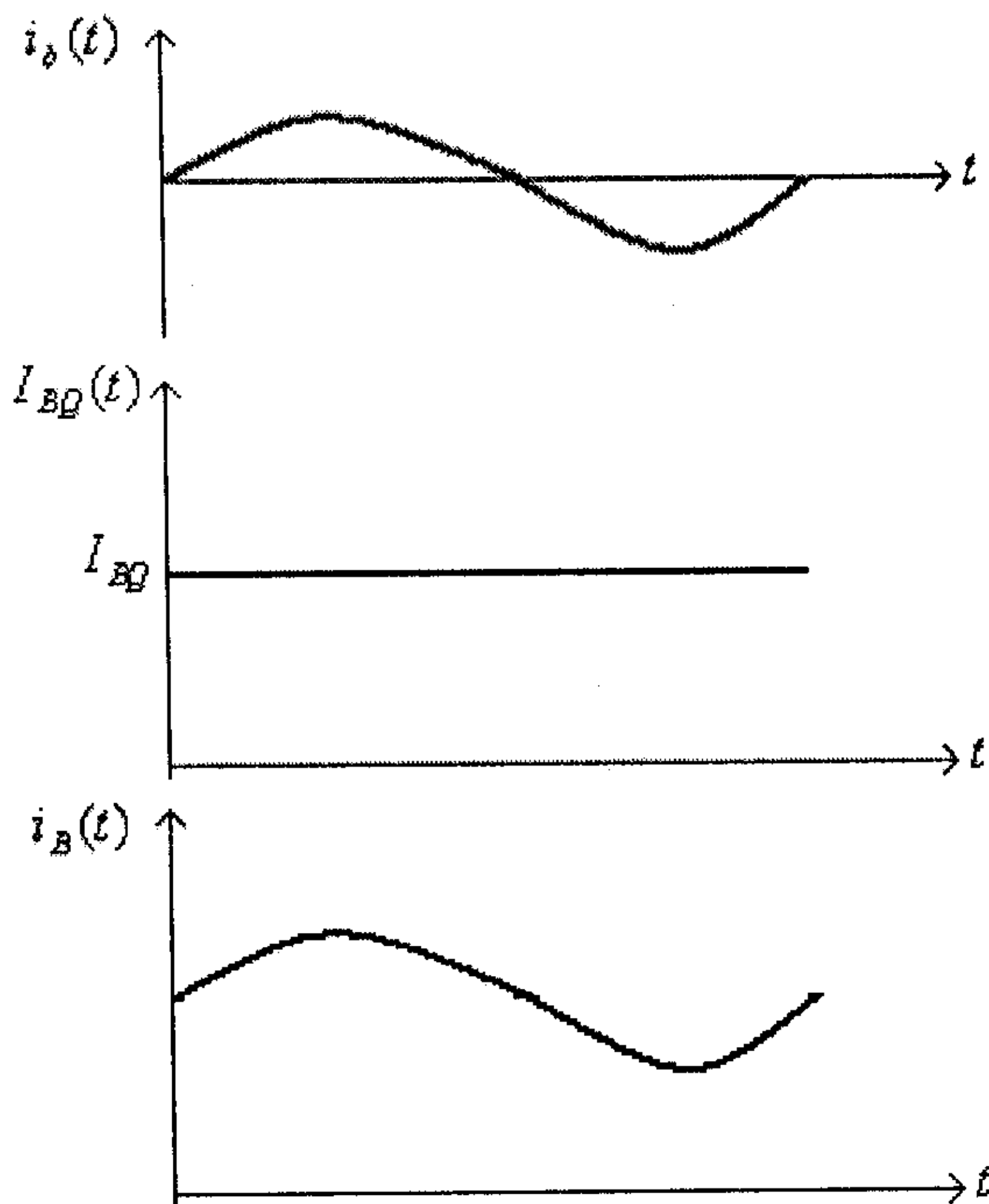
لاحظ في هذه الدائرة أن كل من تيارات الترانزيستور، وكذلك الفولطيات بين أطرافه، تتكون من مركبتين أحدهما مستمرة ومُسببة من دائرة الإنحياز والأخرى مترددة ومُسببة من الإشارة المدخلية، فمثلاً تيار القاعدة الكلي للترانزيستور،  $i_B(t)$ ، مكون من مركبتين هما:

- المركبة المستمرة  $I_{BQ}$ ، والمُسببة من دائرة الإنحياز.
- المركبة المترددة  $i_b(t)$ ، والمُسببة من الإشارة المدخلية.

أي أن:

$$i_B(t) = I_{BQ} + i_b(t)$$

الشكل (2) يبين مثلاً لتيار قاعدة ناتج عن الإشارة المدخلية  $i_b(t)$ ، وتيار إنحياز للقاعدة مُسبب من دائرة الإنحياز  $I_{BQ}$ ، والتيار الكلي  $i_B(t)$ .



شكل (2)

ما قيل عن تيار القاعدة  $i_B(t)$ ، يمكن قوله كذلك عن باقي تيارات الترانزيستور والفولتيات بين أطرافه، فمثلاً:

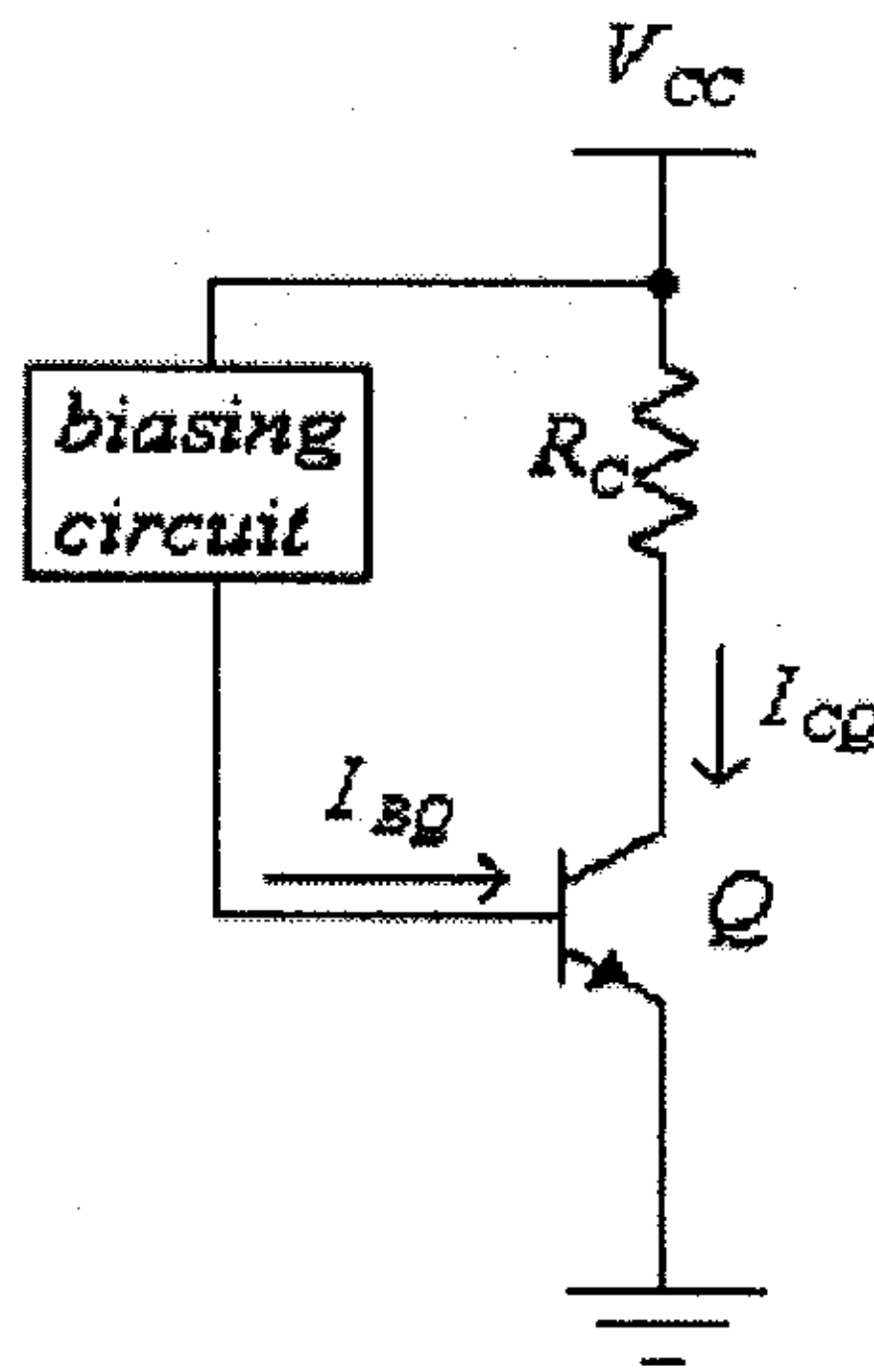
$$i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t)$$

$$v_{BE}(t) = V_{BEQ} + v_{be}(t)$$

$$v_C(t) = V_{CQ} + v_c(t)$$

ومما تجب ملاحظته أن المكثف  $C_1$  يمنع مرور المركبة المستمرة لتيار القاعدة،  $I_{BQ}$ ، إلى مصدر الإشارة. أما المكثف  $C_2$  فيمنع مرور المركبة المستمرة لتيار المُجمِّع،  $I_{CQ}$ ، إلى الحمل.

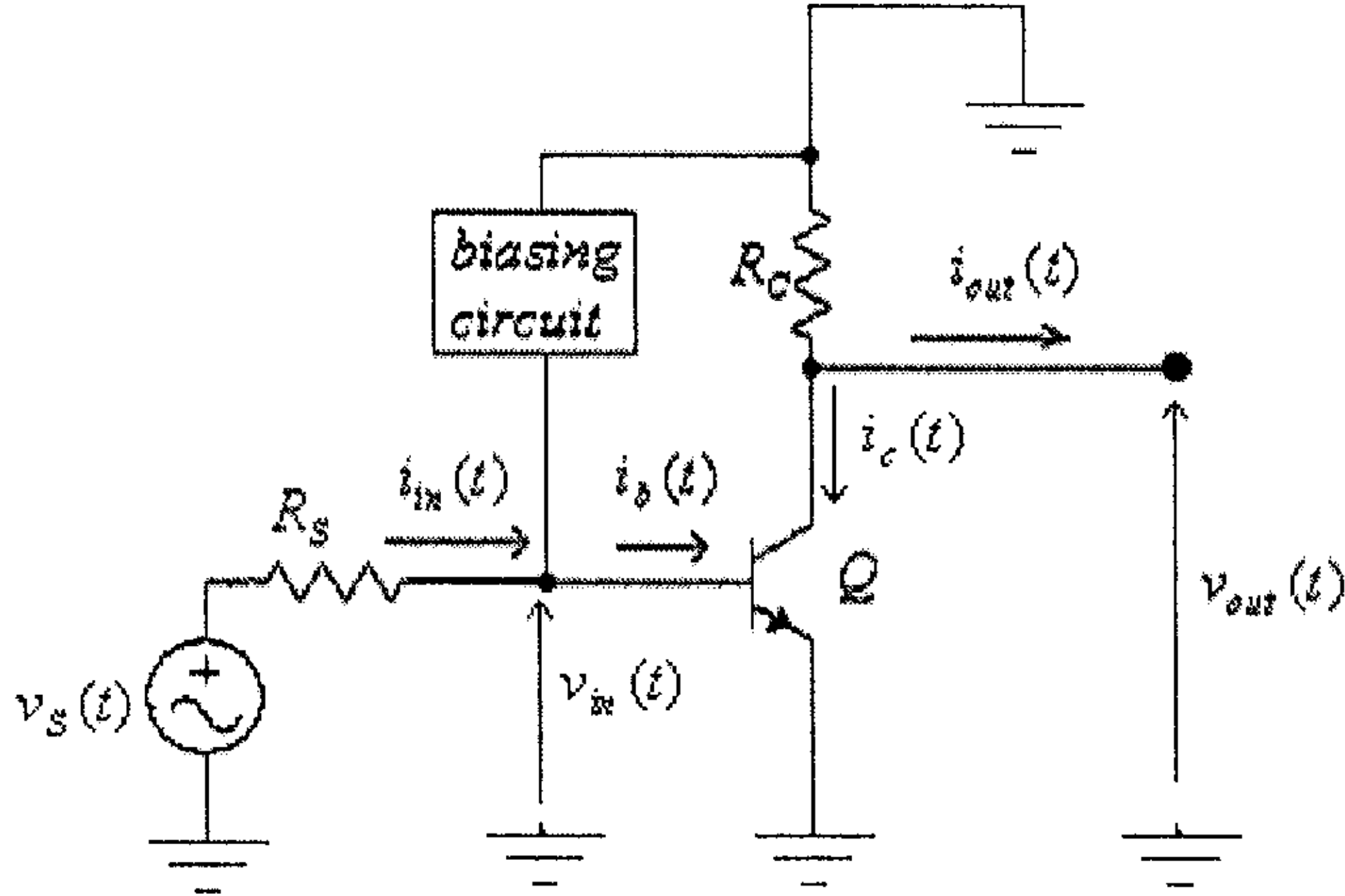
وبناءً على ما ذكر فإن الدائرة المكافئة للتيار المستمر، والتي تُستخدم لدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلية)، هي كما في الشكل التالي.



شكل (3)

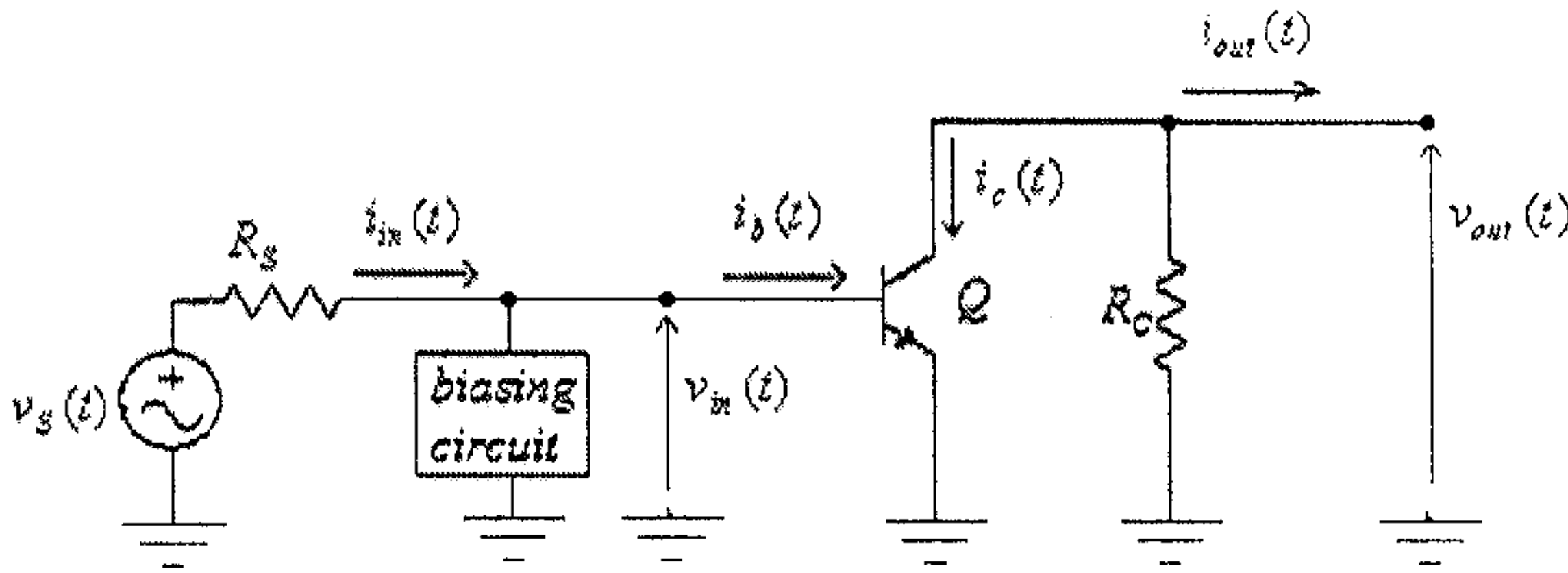
لاحظ في هذه الدائرة أنه قد تم حذف المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  وذلك لأن ممانعتهما للتيار المستمر تساوي ما لانهاية.

اما الدائرة المكافئة للتيار المتردد، والتي يمكن إستخدامها لدراسة تأثير الإشارة المترددة على عمل الترانزيستور، فهي:



شكل (4)

وهذه الدائرة يمكن رسمها أيضاً كما هو مبين بالشكل التالي:

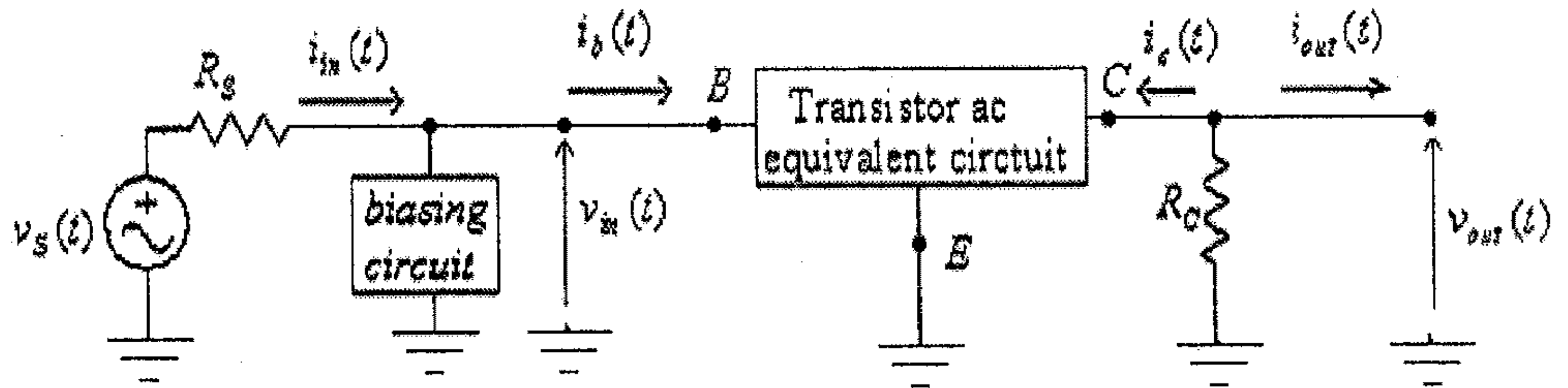


شكل (5)

لاحظ أنه، في هذه الدائرة:

- تم إستبدال كل من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  بدارة قصر (short circuit) وذلك لأن ممانعة كل منهما للتيار المتردد عادة ما تكون صغيرة.
- تم حذف مصدر الفولطية  $V_{CC}$ ، والذي هو جزء من دائرة الإنحياز، وذلك لأن الدائرة المكافئة هذه تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المترددة) فقط.

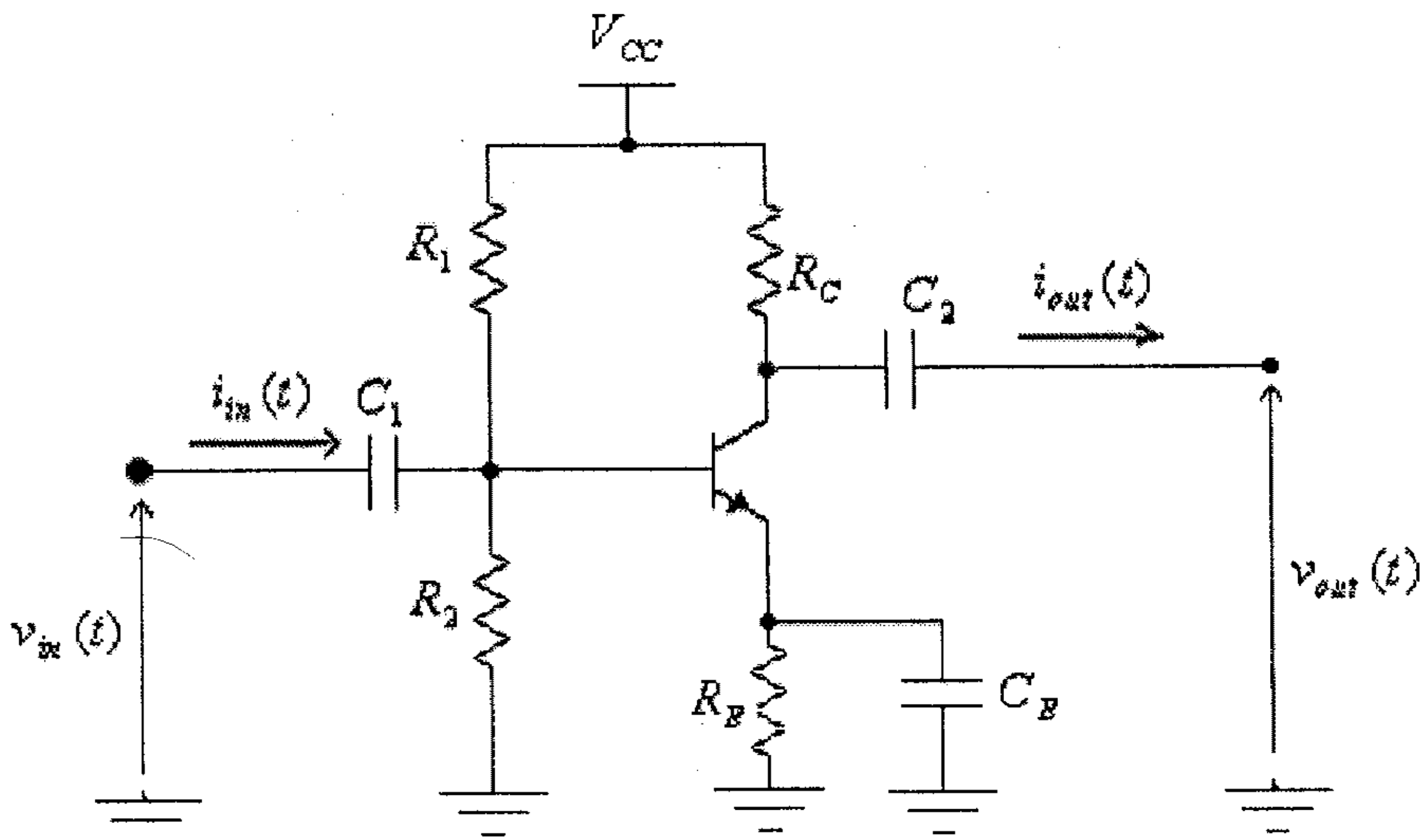
ولدراسة عمل الترانزيستور في هذه الدائرة يتم إستبداله بإحدى دوائره المكافئة (والتي تم دراستها في الوحدة السابقة)، لتصبح هذه الدائرة كمايلي:



شكل (6)

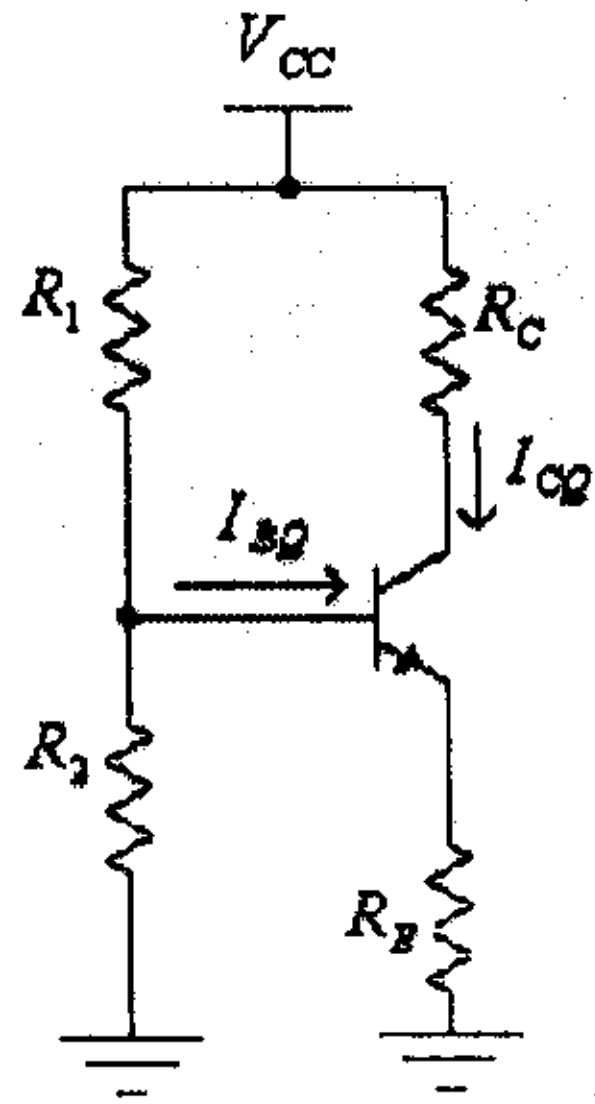
مثال (2):

الأشكال التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزئ الفولطية (-voltage divider biasing) (شكل 7)، ومكافئتها للتيار المستمر (بتأثير دائرة الإنحياز فقط) (شكل 8)، والتيار المتردد (بتأثير الإشارة المدخلية فقط) شكل (9).

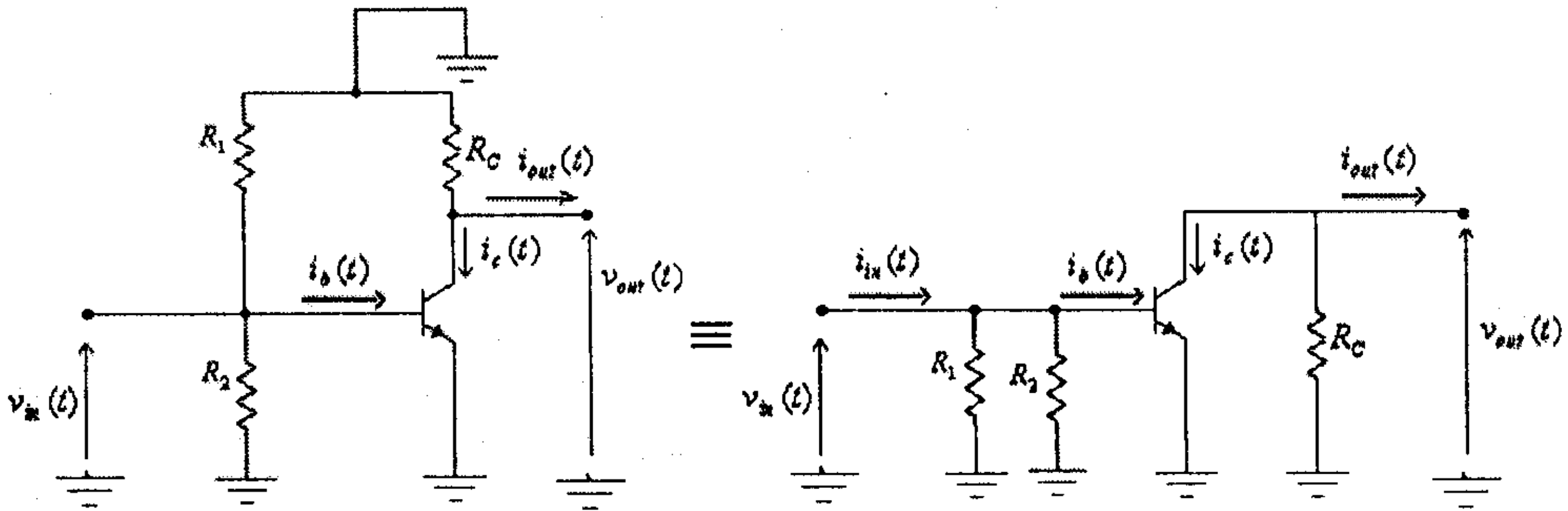


شكل (7)





شكل (8)

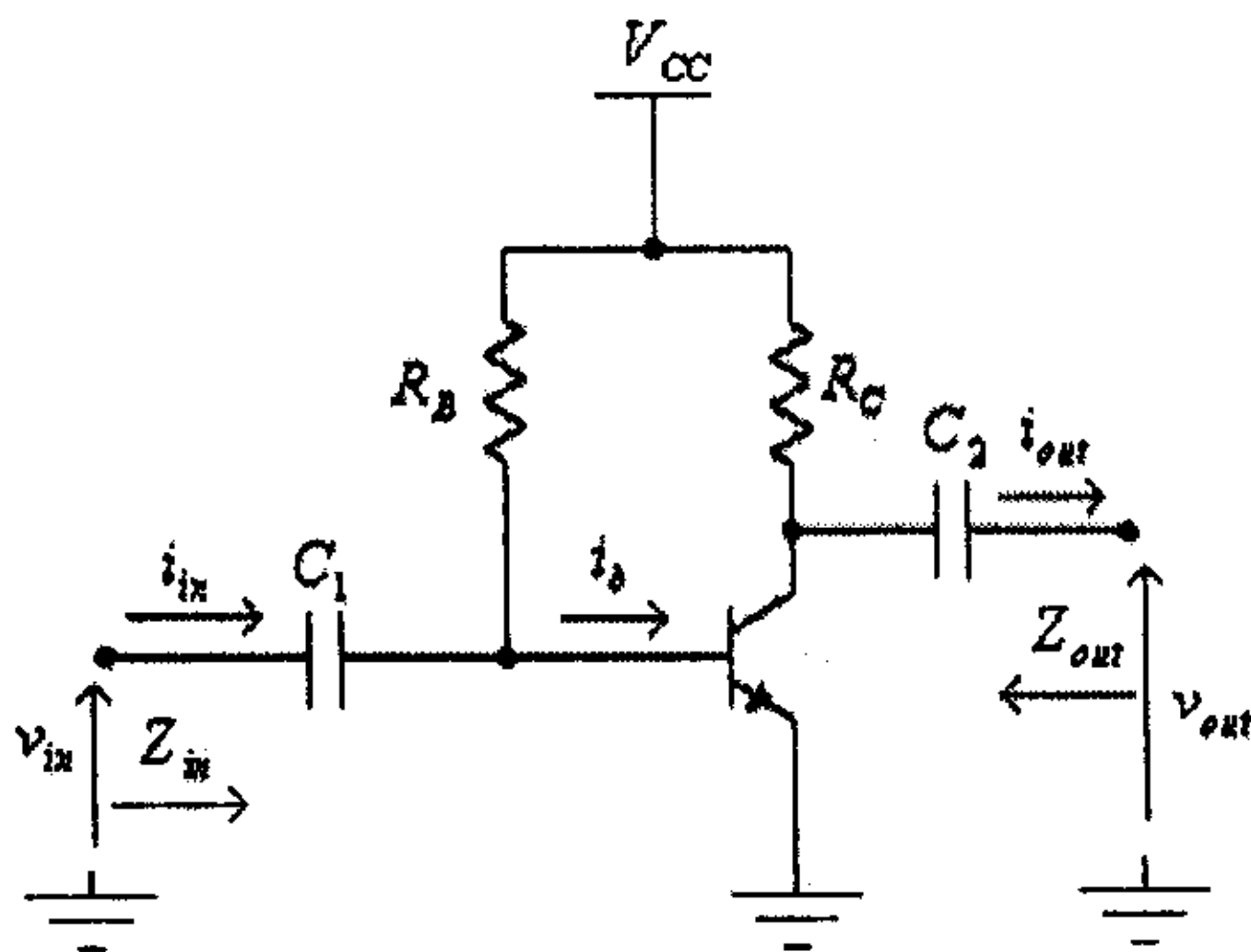


شكل (9)

وسنقوم الآن بدراسة دوائر الترانزيستور المختلفة.

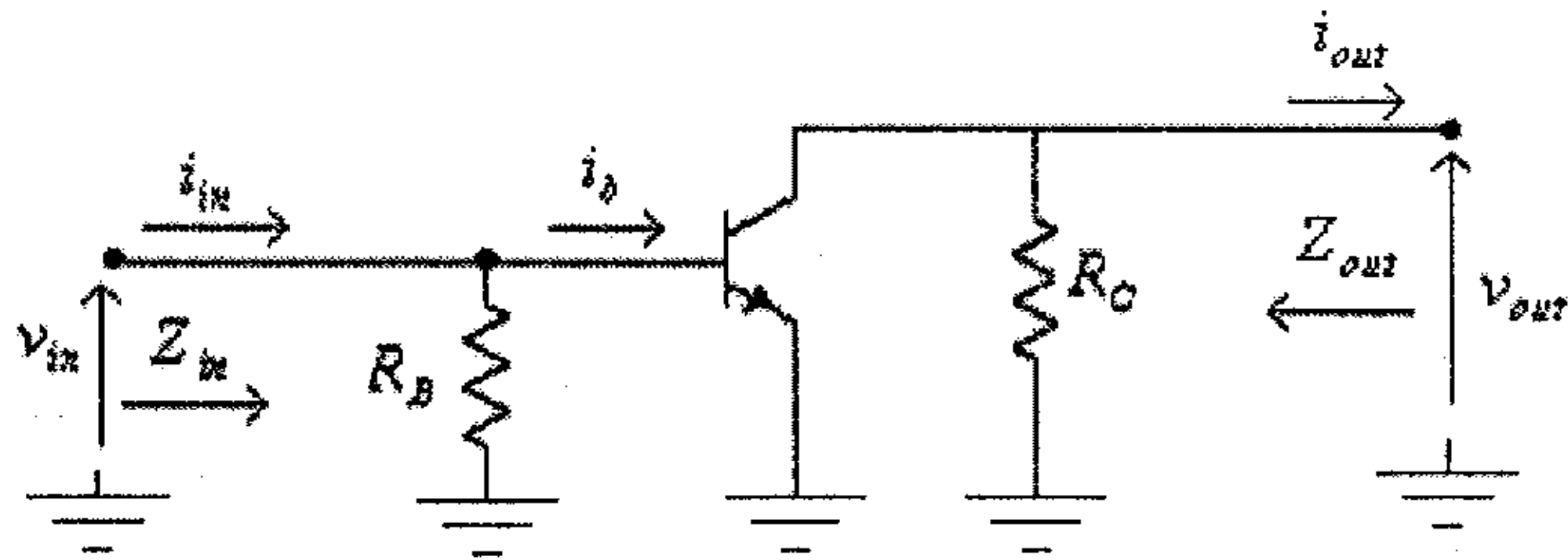
### 2.3 دائرة الإنحياز الثابت (Fixed-bias Circuit)

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت.



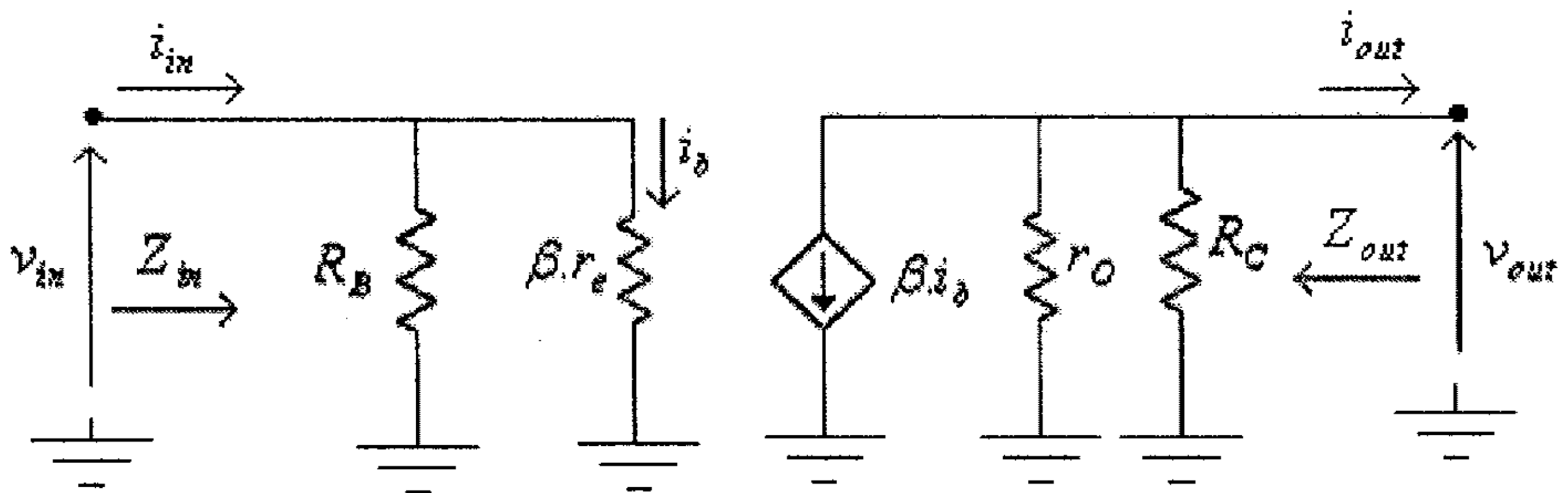
شكل (10)

والشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، (بعد إستبدال كل من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  بدارة قصر وحذف مصدر الفولطية المستمر والخاص بدائرة الإنحياز،  $V_{cc}$ ).



شكل (11)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، والمبينة في شكل (26) في الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (12)

والآن من هذه الدائرة نستطيع إيجاد جميع القيم المطلوبة. فمن هذه الدائرة تجد أن:

- الممانعة المدخلية، ستكون المقاومة المكافئة للمقاومتين  $R_B$  و  $\beta.r_e$ ، الموصولتين على التوازي، أي أن:

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta.r_e = \frac{R_B \cdot (\beta.r_e)}{R_B + \beta.r_e}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة  $R_B$  أكبر كثيراً من قيمة  $\beta.r_e$ ، في هذه الحالة فإن قيمة الممانعة المدخلية تصبح مساوية تقريباً لقيمة  $\beta.r_e$ ، أي أن:

$$Z_{in} \approx \beta.r_e$$

- الممانعة المخرجة: وكما ذكر سابقاً، فإن هذه الممانعة تُعرّف بأنها الممانعة بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلية تساوي صفراً. أي أن:

$$v_{in} = 0$$

و:

$$i_b = 0$$

وبالتالي فإن:

$$\beta.i_b = 0$$

أي أن مصدر التيار  $\beta.i_b$  يكافئ دائرة مفتوحة (open-circuit). وبالتالي تكون:

$$Z_{out} = R_C \parallel r_o = \frac{R_C \cdot r_o}{R_C + r_o}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجة للترانزستور،  $r_o$ ، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع،  $R_C$ ، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_C$$

ملاحظة: في بعض الحالات تُعطى قيمة المعامل  $h_{oe}$  ضمن مواصفات الترانزستور، وتستطيع منها تحديد قيمة  $r_o$  لهذا الترانزستور، لأن:

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}}$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

يمكنك، من الدائرة المكافئة (شكل 12)، أن تلاحظ أن الفولطية المخرجة تنشأ نتيجة مرور التيار  $\beta.i_b$  في كل من المقاومتين  $r_o$  و  $R_C$  والموصولتين على التوازي، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -\beta.i_b.(R_C \parallel r_o) = -\frac{\beta.i_b.R_C.r_o}{R_C + r_o} \dots\dots\dots (1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta.r_e} \dots\dots\dots (2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -\frac{\beta.v_{in}.R_C.r_o}{\beta.r_e.(R_C + r_o)} = -\frac{v_{in}.R_C.r_o}{r_e.(R_C + r_o)}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C.r_o}{r_e.(R_C + r_o)} \dots\dots\dots (3)$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور،  $r_o$ ، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع،  $R_C$ ، يمكنك أن تجد أن:

$$v_{out} = -\beta.i_b.R_C \dots\dots\dots (4)$$

وبتعويض قيمة  $i_b$  من المعادلة (2) في هذه المعادلة، تجد أن:

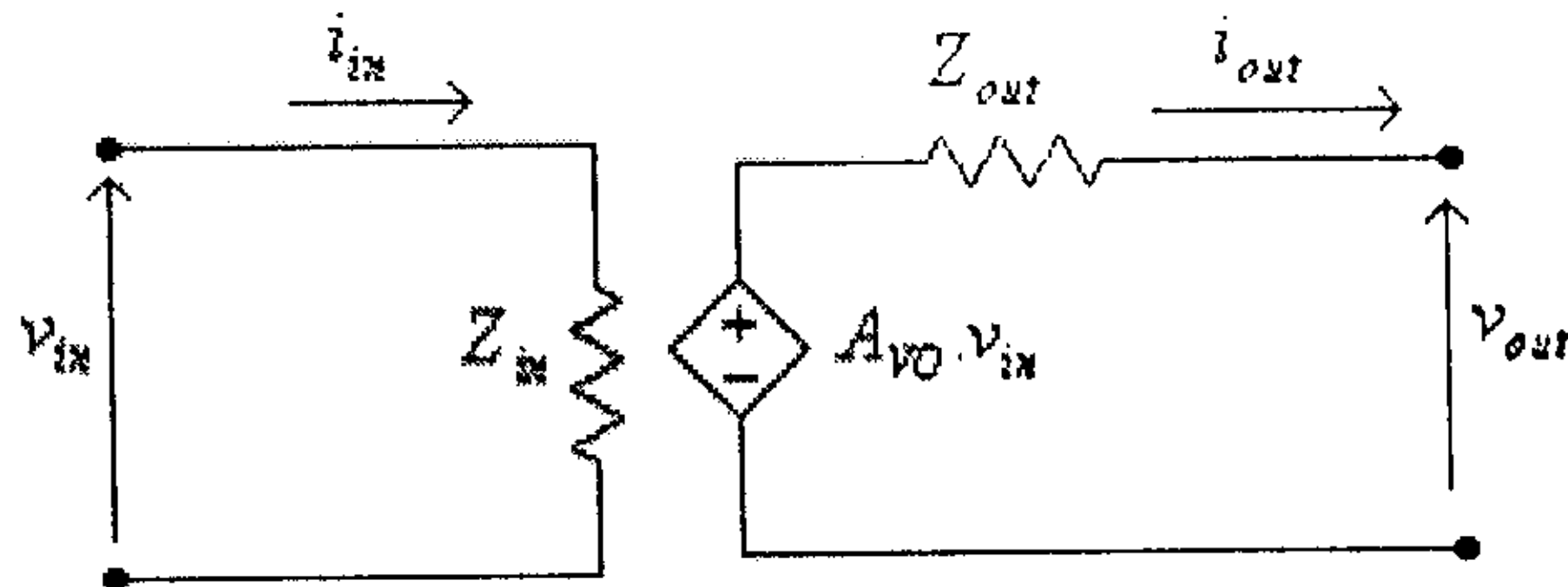
$$v_{out} = -\beta \cdot \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} \cdot R_C = -\frac{v_{in} \cdot R_C}{r_e}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \dots\dots\dots(5)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره  $180^\circ$ .

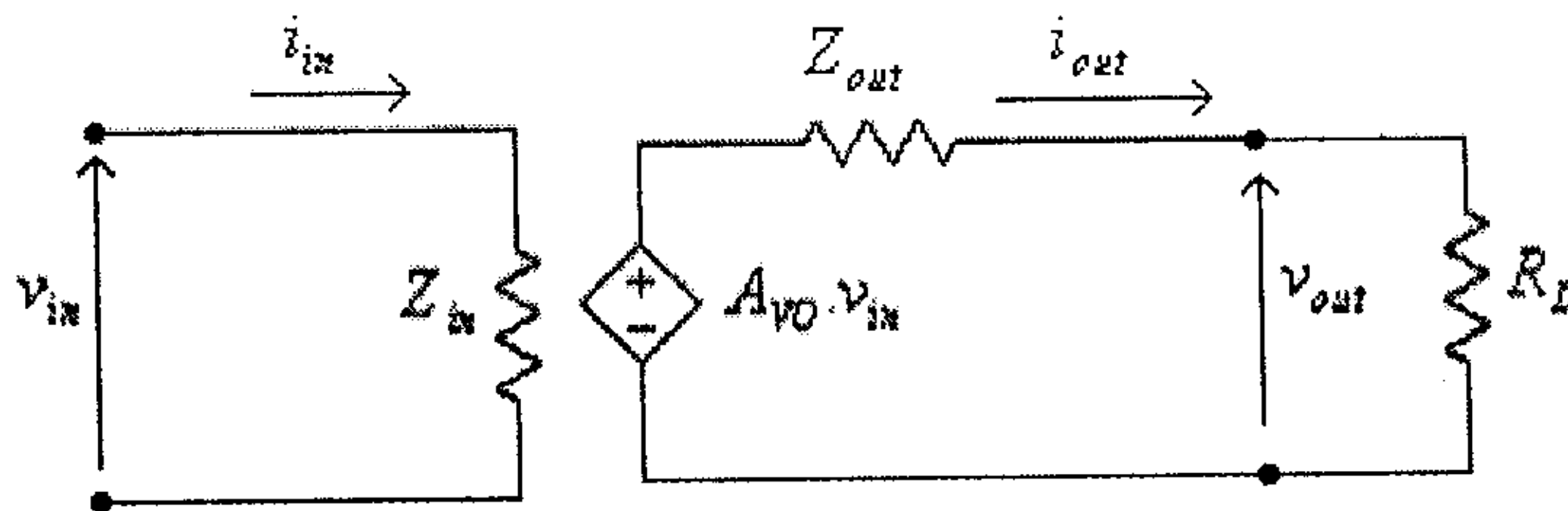
وبعد أن تم إيجاد كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$  يمكن رسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (13)

- معامل تضخيم التيار

في حالة توصيل حمل، مقاومته  $R_L$ ، على مخرج الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم، تصبح الدائرة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (14)

من هذا الشكل نجد أن:

$$i_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

ولكن:

$$v_{in} = Z_{in} \cdot i_{in}$$

أي أن:

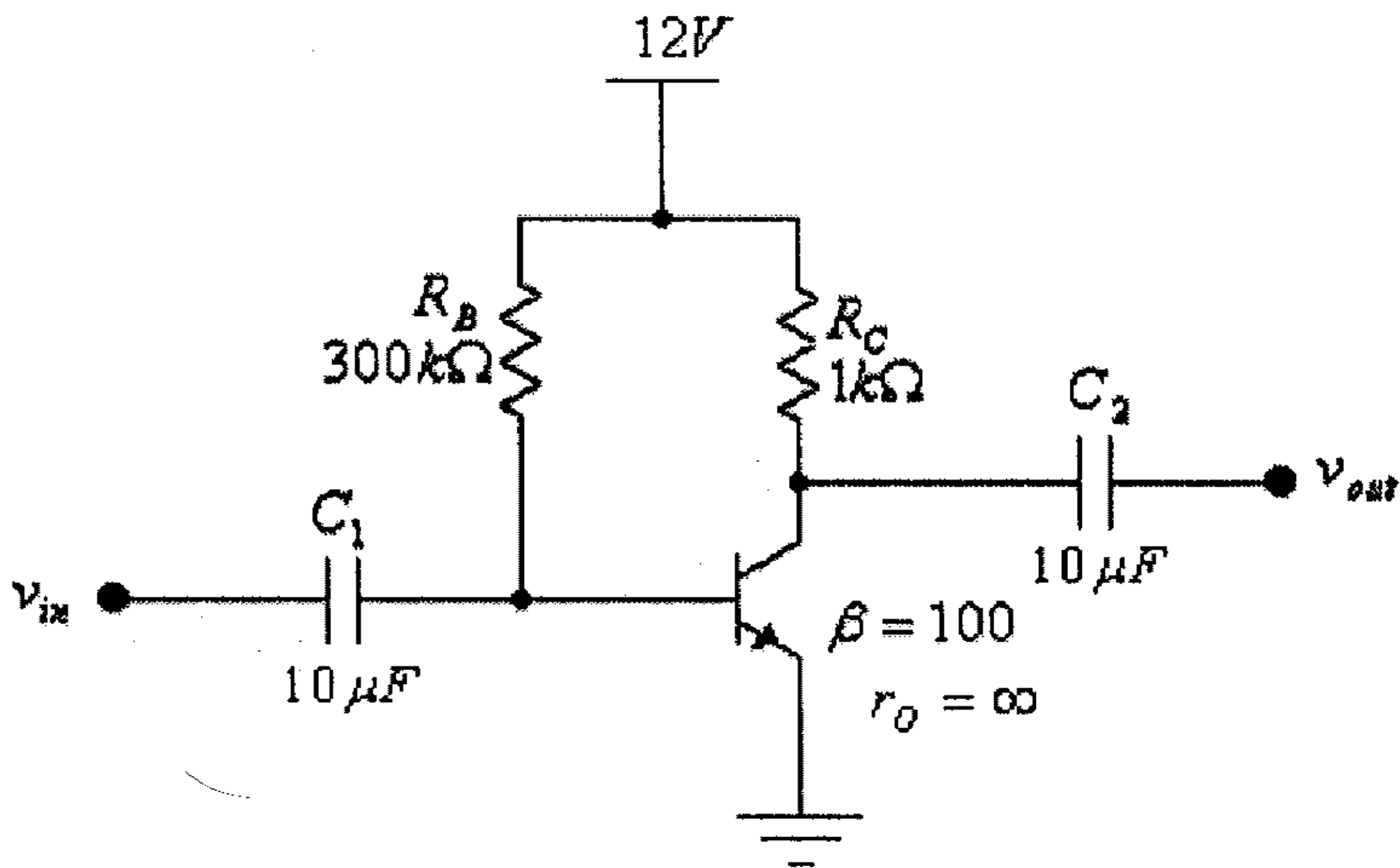
$$i_{out} = \frac{A_{VO} \cdot Z_{in} \cdot i_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

وبالتالي فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (3): لدائرة تضخيم الإنحياز الثابت التالية:

- أوجد قيمة كل من:  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$ ،  $A_{VO}$ .
- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (15)



الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{300 \times 10^3} = 0.0000377 A = 37.7 \mu A$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B = 101 \cdot (37.7 \times 10^{-6}) = 3.8 \times 10^{-3} A = 3.8 mA$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26 mV}{I_E} = \frac{26 mV}{3.8 mA} = 6.84 \Omega$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot r_e = \frac{R_B \cdot (\beta \cdot r_e)}{R_B + \beta \cdot r_e} = \frac{300 \times 10^3 (100 \times 6.84)}{300 \times 10^3 + 100 \times 6.84} = 682.5 \Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{in} \approx \beta \cdot r_e = (100) \cdot (6.84) = 684 \Omega$$

وذلك لأن:

$$R_B \gg \beta \cdot r_e$$

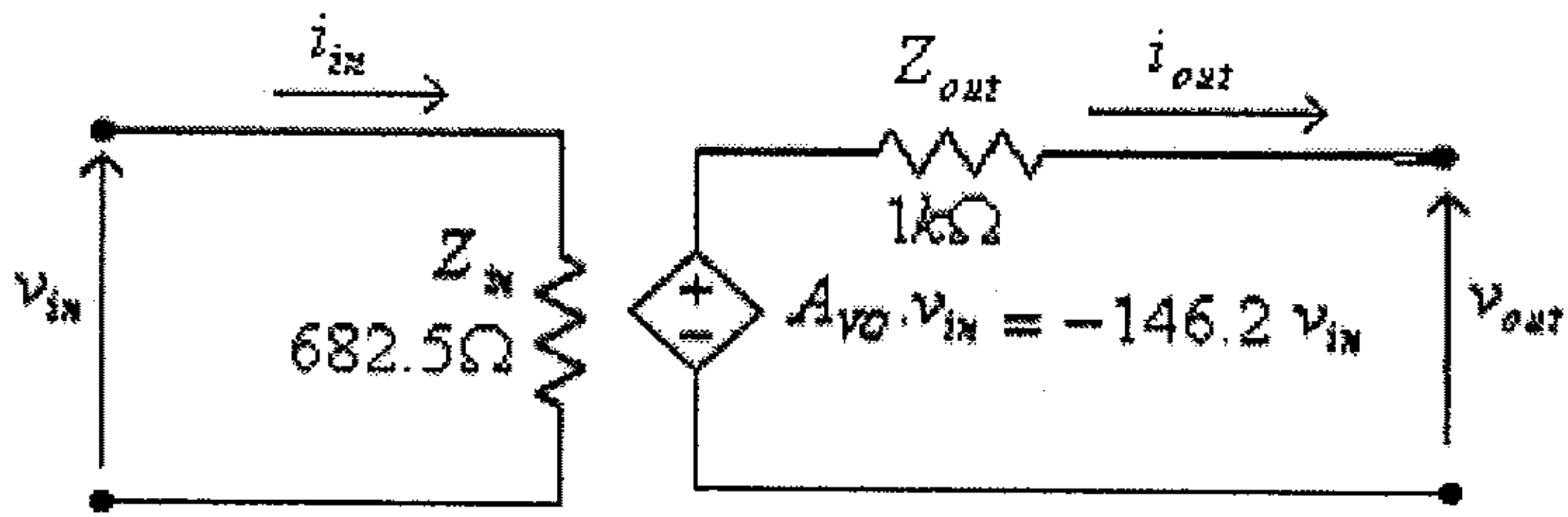
و:

$$Z_{out} = R_C = 1 k\Omega$$

و:

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.84} = -146.2$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.

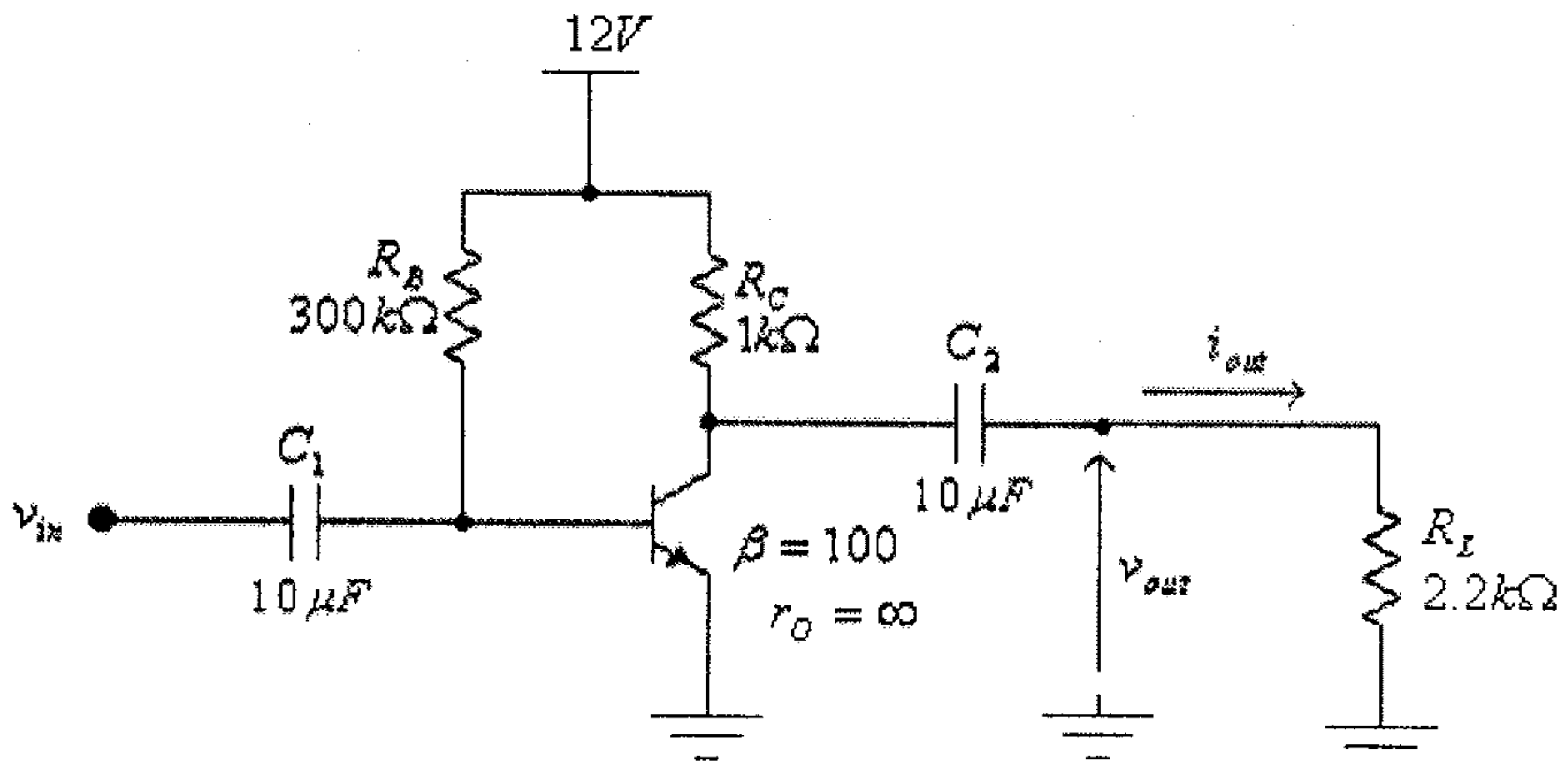


شكل (16)

مثال (4):

في حالة توصيل حمل مقاومته  $2.2k\Omega$  على مخرج دائرة تضخيم الإنحياز الثابت في المثال السابق، كما هو في الشكل التالي، أوجد قيمة كل من

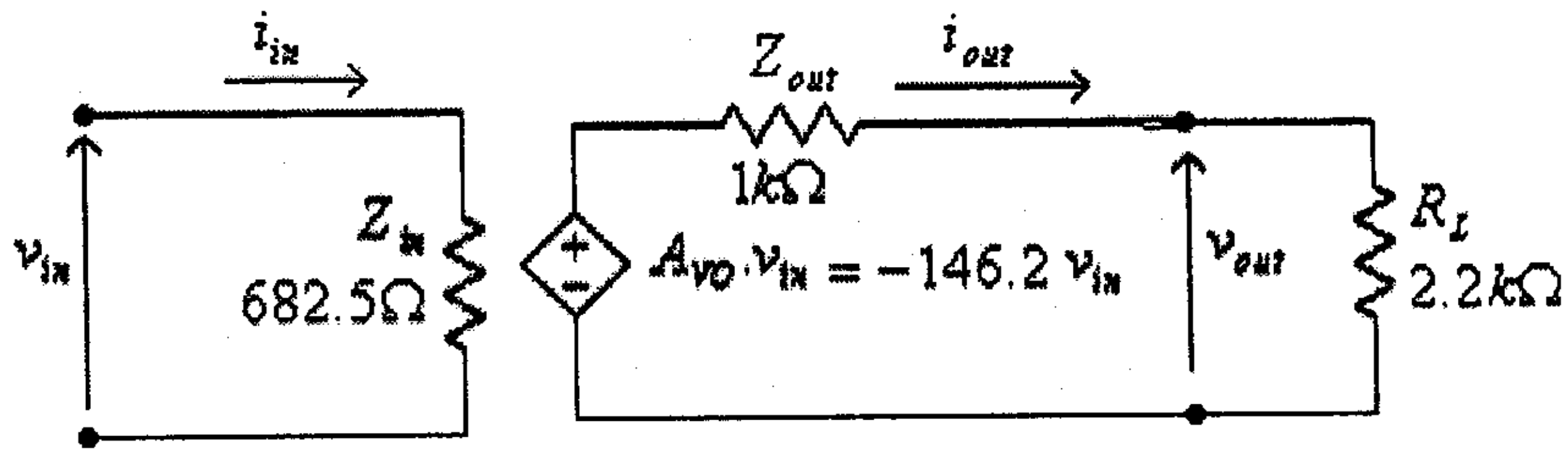
$A_i$  و  $A_v$ .



شكل (17)

الحل:

بعد إستبدال دائرة تضخيم الإنحياز الثابت في المثال السابق بدائرتها المكافئة، والمبينة في الشكل (16)، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (18)

من هذا الشكل:

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{Z_{out} + R_L} = -(146.2) \cdot v_{in} \cdot \frac{2200}{2200 + 1000} = -100.5 v_{in}$$

ومنها:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -100.5$$

و:

$$i_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in}}{Z_{out} + R_L} = -\frac{146.2 \cdot v_{in}}{2200 + 1000} = -0.0457 v_{in}$$

و:

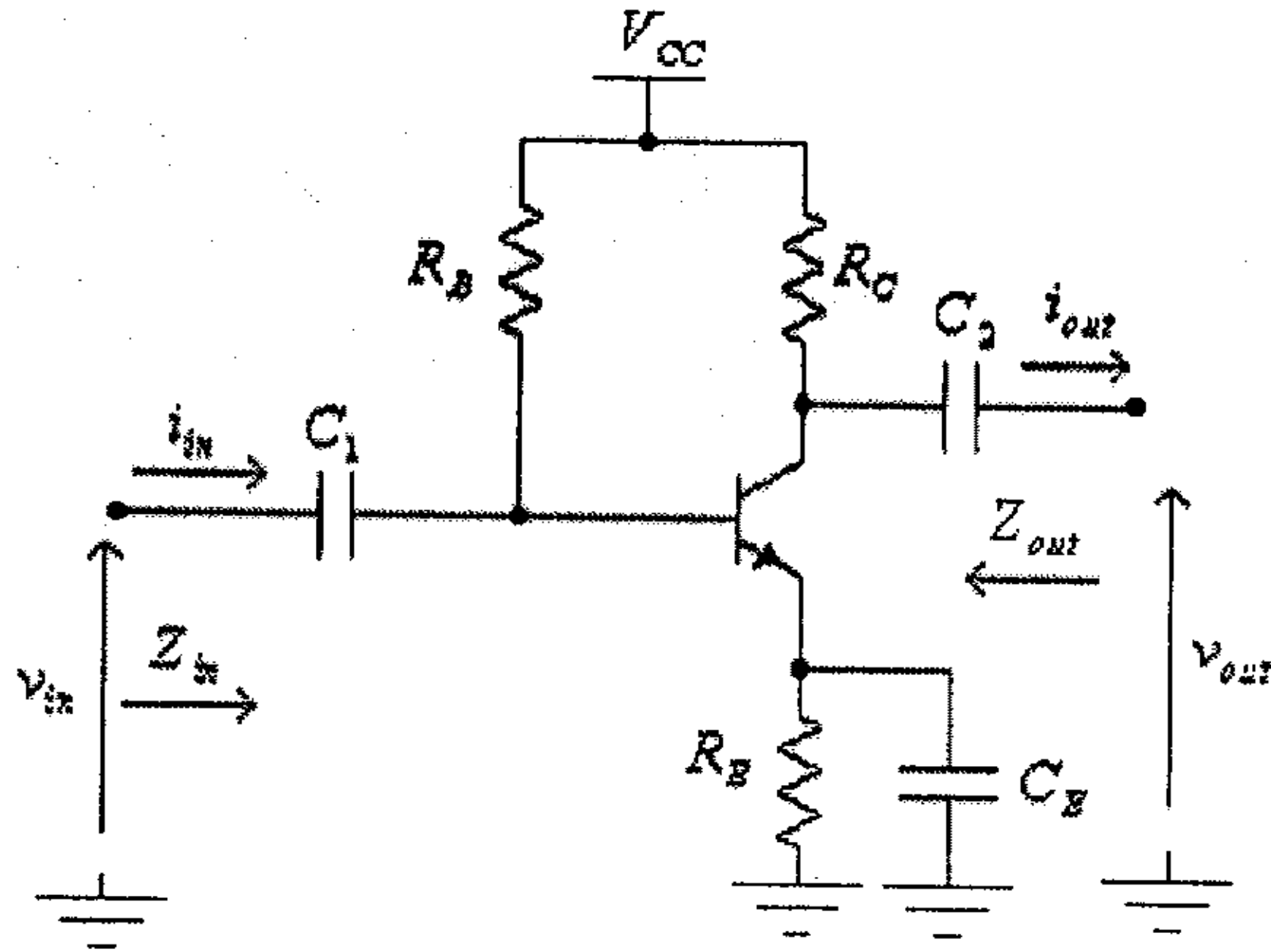
$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}} = \frac{v_{in}}{682.5} = 0.0015 v_{in}$$

وبالتالي، فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = -\frac{0.0457 v_{in}}{0.0015 v_{in}} = -30.5$$

## 2.4 دائرة إنحياز الباعث (Emitter-bias Circuit)

الشكل التالي يبين دائرة مضخم إشارة بإنحياز الباعث.

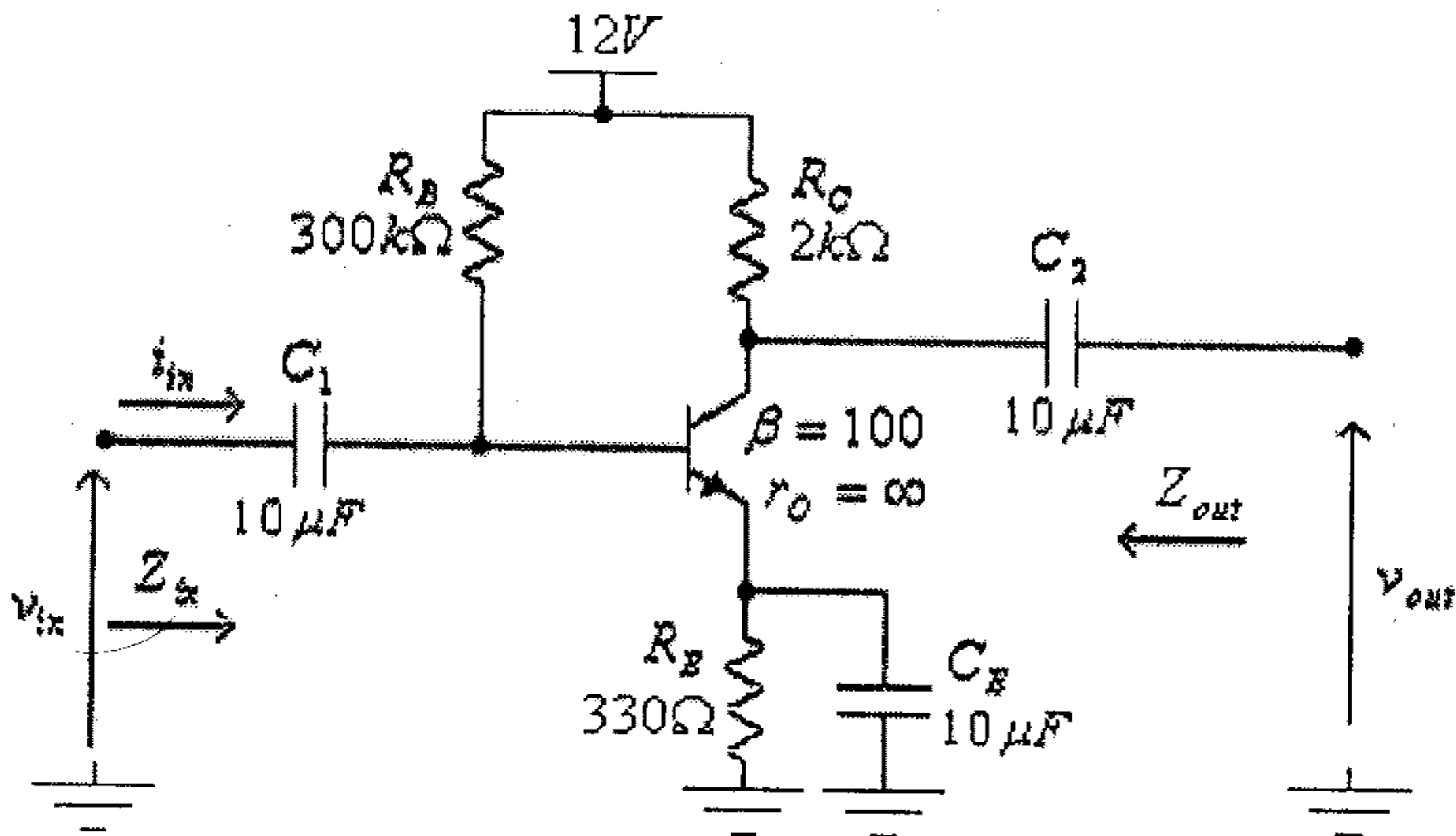


شكل (19)

ولكون المكثف  $C_E$  يكافئ دائرة قصر (short-circuit) للإشارة المترددة، فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد، لهذه الدائرة تصبح كما في حالة دائرة الإنحياز الثابت (fixed-bias circuit)، والتي درست سابقاً.

مثال (5): لدائرة إنحياز الباعث التالية:

- أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$ ،  $A_{VO}$ .
- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (20)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta \cdot R_E} = \frac{12 - 0.7}{300 \times 10^3 + (100) \cdot (330)} = 0.0000339 A = 33.9 \mu A$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B = 101 \cdot (33.9 \times 10^{-6}) = 3.4 \times 10^{-3} A = 3.4 mA$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3.4mA} = 7.6 \Omega$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot r_e = \frac{R_B \cdot (\beta \cdot r_e)}{R_B + \beta \cdot r_e} = \frac{300 \times 10^3 (100 \times 7.6)}{300 \times 10^3 + 100 \times 7.6} = 758 \Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{in} \approx \beta \cdot r_e = (100) \cdot (7.6) = 760 \Omega$$

وذلك لأن:

$$R_B \gg \beta \cdot r_e$$

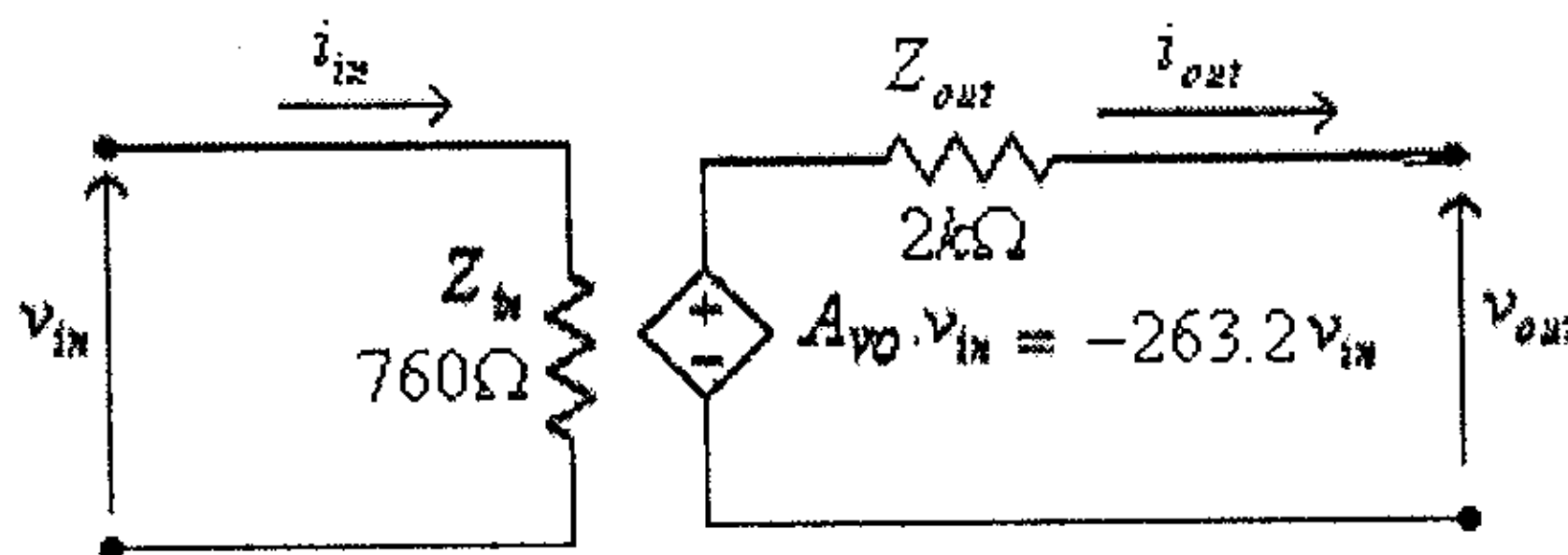
و:

$$Z_{out} = R_C = 2k\Omega$$

و:

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2000}{7.6} = -263.2$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.



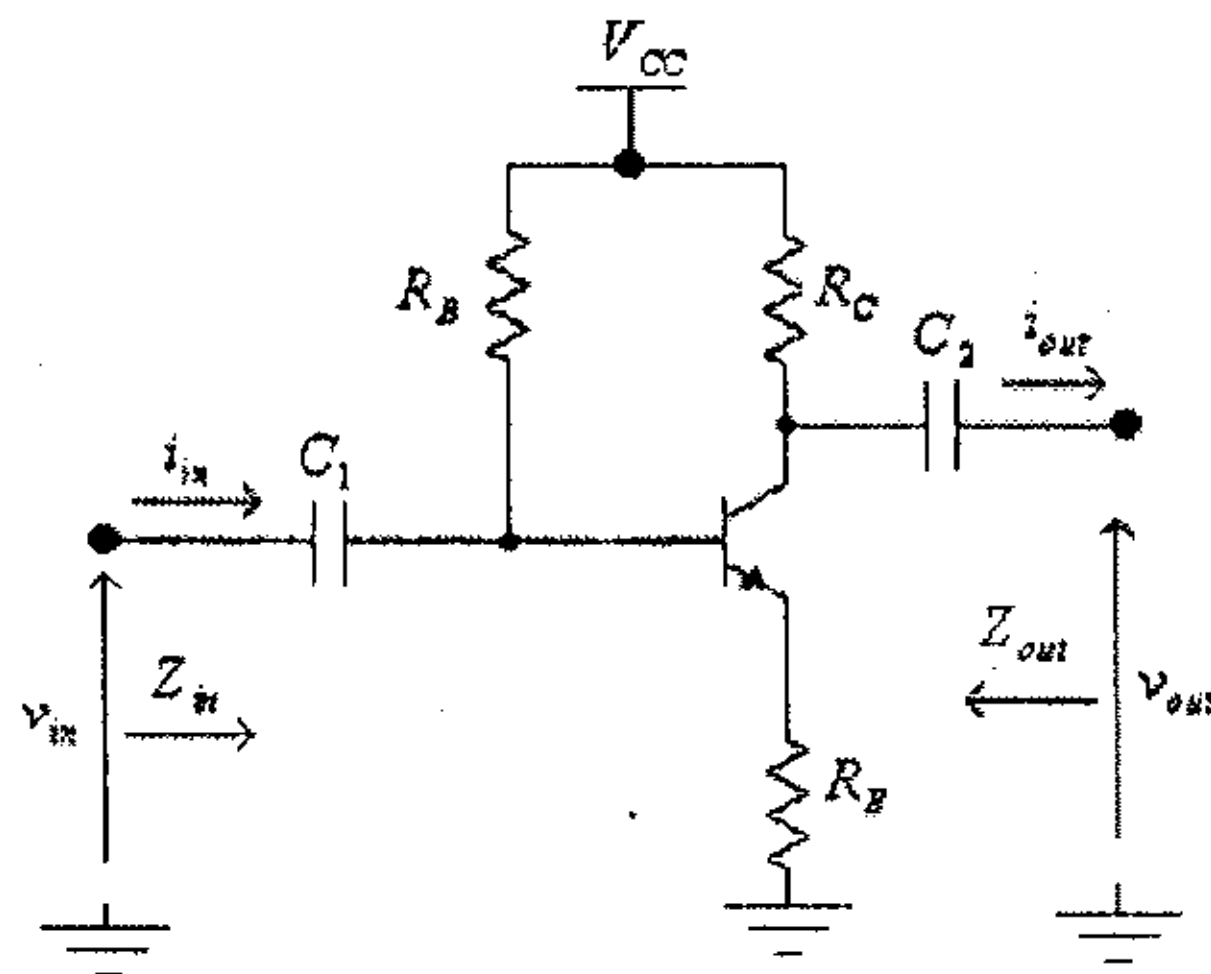
شكل (21)

ملاحظة: لاحظ الممانعة الصغيرة لكل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  مقارنة مع باقي قيم المقاومات في هذه الدائرة، فمثلاً عند تردد  $f = 1kHz$ ، فإن ممانعة كل من هذه المكثفات هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot (1000) \cdot (10 \times 10^{-6})} \approx 16\Omega$$

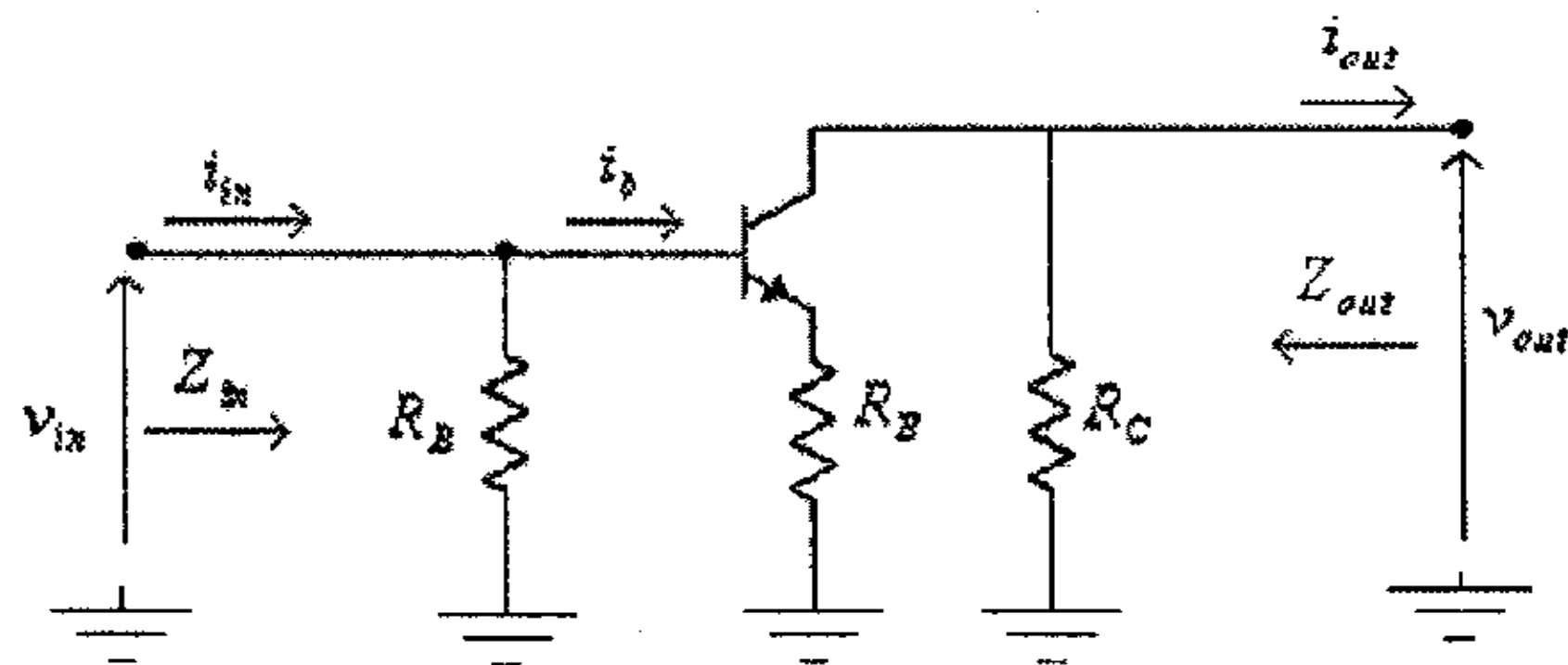
وهذه القيمة قليلة جداً مقارنة مع قيمة كل من المقاومات  $R_C$ ،  $R_E$  و  $R_B$ ، وهذا يبرر إعتبارنا بأن كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  تكافئ دائرة قصر (short-circuit).

أما في حالة عدم توصيل المكثف  $C_E$ ، كما في الدائرة التالية.



شكل (22)

فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.

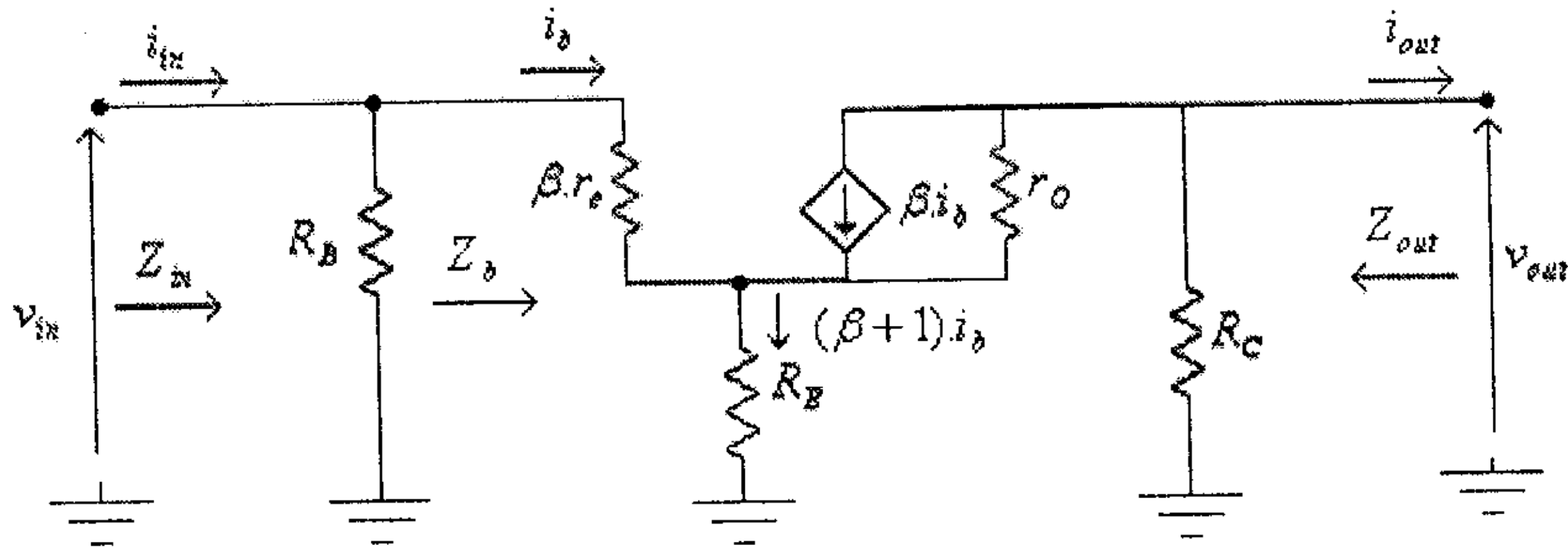


شكل (23)



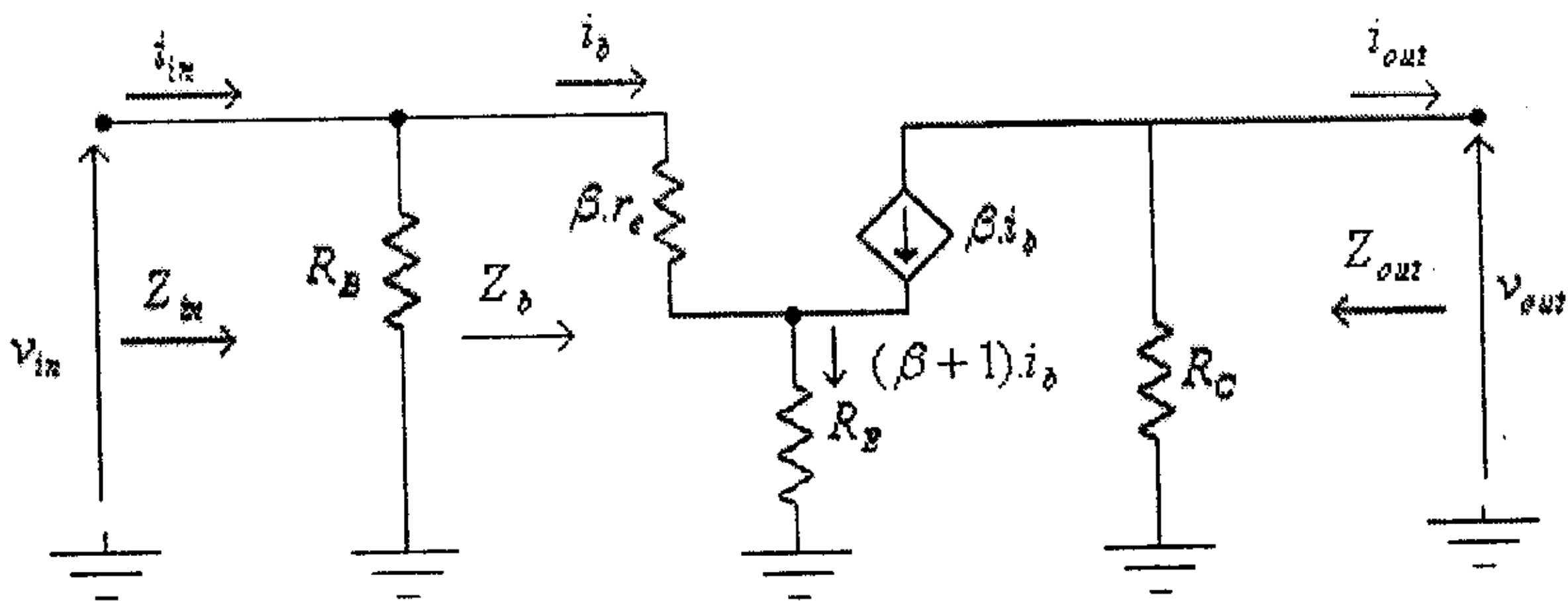
لاحظ أنه، في هذه الدائرة، قد تم إستبدال كل من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  بدارة قصر (short circuit) كما تم حذف مصدر الفولطية المغذية لدائرة الإنحياز،  $V_{CC}$ .

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، والمبينة في شكل (26) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (24)

وبهدف تبسيط دراسة هذه الدائرة فإنه عادةً ما يتم إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور،  $r_o$ ، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تصبح كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = i_b \cdot \beta \cdot r_e + (\beta + 1) \cdot i_b \cdot R_E = i_b \cdot [\beta \cdot r_e + (\beta + 1) \cdot R_E]$$

و:

$$Z_b = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta r_e + (\beta + 1) R_E$$

وحيث أن:

$$\beta \gg 1$$

فيمكن إعتبار أن:

$$Z_b \approx \beta r_e + \beta R_E = \beta(r_e + R_E)$$

وحيث أنه عادةً ما تكون المقاومة  $R_E$  أكبر كثيراً من المقاومة  $r_e$ ، فإن:

$$Z_b \approx \beta R_E$$

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b \approx \frac{R_B \cdot \beta R_E}{R_B + \beta R_E}$$

ولإيجاد الممانعة المخرجة، فعندما تكون الإشارة المدخلية،  $v_{in}$ ، تساوي صفراً فإن تيار القاعدة للترانزيستور،  $i_b$ ، يساوي صفراً. وبالتالي فإن قيمة مصدر التيار  $\beta i_b$  يكافئ دائرة مفتوحة (open-circuit)، وبالتالي فإن الممانعة المخرجة لهذه الدائرة تكون:

$$Z_{out} = R_C$$

ويمكن من الدائرة المكافئة أن تلاحظ أن الفولطية المخرجة تنشأ نتيجة مرور التيار  $(\beta + 1)i_b$  في المقاومة  $R_C$ ، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -(\beta + 1)i_b R_C \dots \dots \dots (1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{Z_b} \dots\dots\dots(2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -\frac{(\beta + 1).v_{in}.R_C}{Z_b}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{(\beta + 1).R_C}{Z_b} \dots\dots\dots(3)$$

وحيث أن:

$$\beta \gg 1$$

فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx -\frac{\beta.R_C}{Z_b}$$

وبإستبدال الممانعة  $Z_b$  بقيمتها التقريبية التي تم إيجادها سابقاً، نجد أن:

$$A_{VO} \approx -\frac{\beta.R_C}{Z_b} = -\frac{\beta.R_C}{\beta.R_E} = -\frac{R_C}{R_E}$$

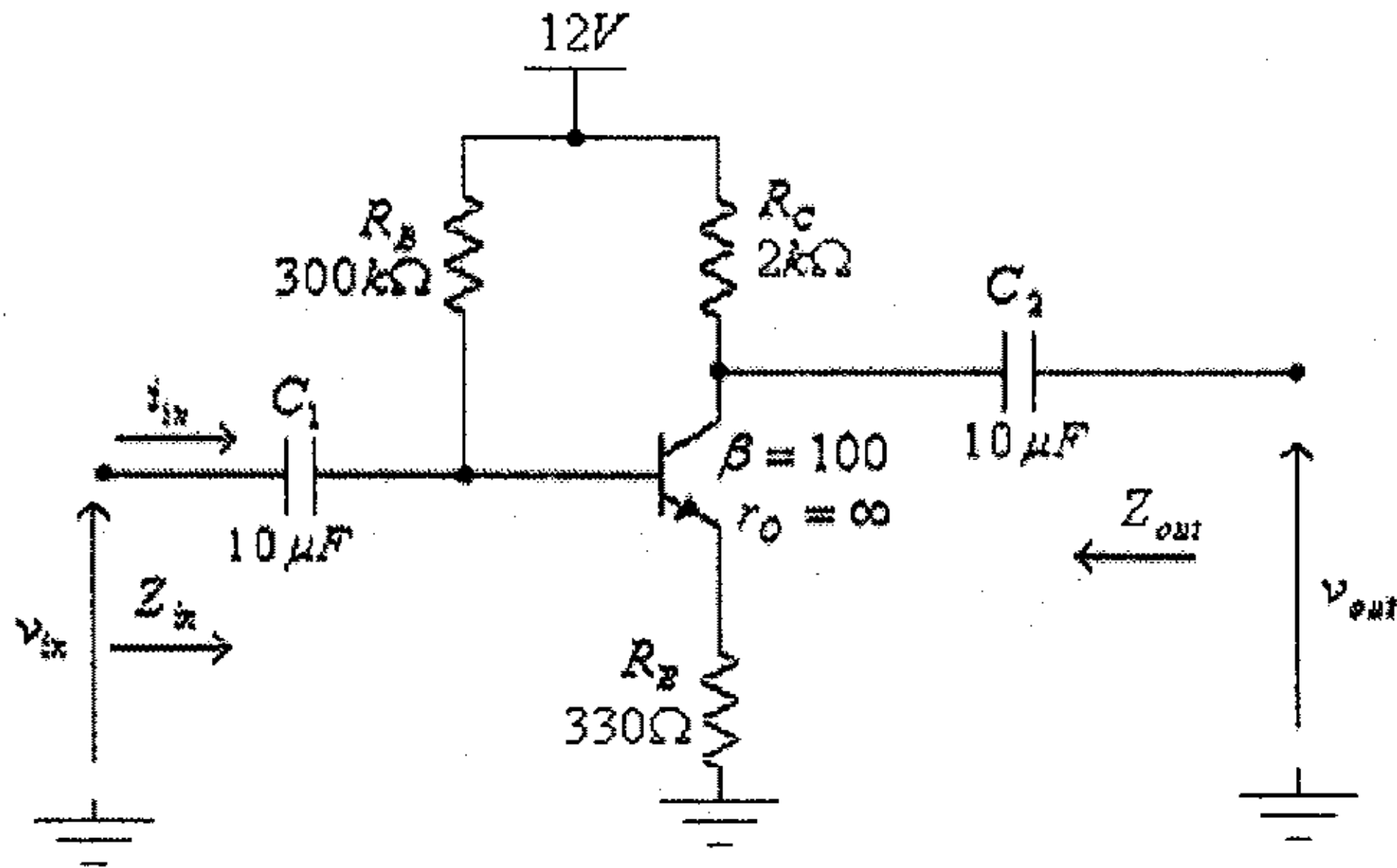
لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني

وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره  $180^\circ$ .

**مثال (6):** لدائرة إنحياز الباعث التالية:

- أوجد قيمة كل من:  $Z_{in}$  ،  $Z_{out}$  ،  $A_{VO}$  .

- أرسم الدائرة المكافئة، للتيار المتردد، لهذه الدائرة.



شكل (26)

الحل:

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، أي أن:

$$I_B = 33.9 \mu A$$

$$I_E = 3.4 mA$$

و:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{3.4mA} = 7.6 \Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b \approx \frac{R_B \cdot \beta \cdot R_E}{R_B + \beta \cdot R_E} = \frac{300 \times 10^3 (100) (330)}{300 \times 10^3 + (100) (330)} = 29.73 \times 10^3 \Omega = 29.73 k\Omega$$

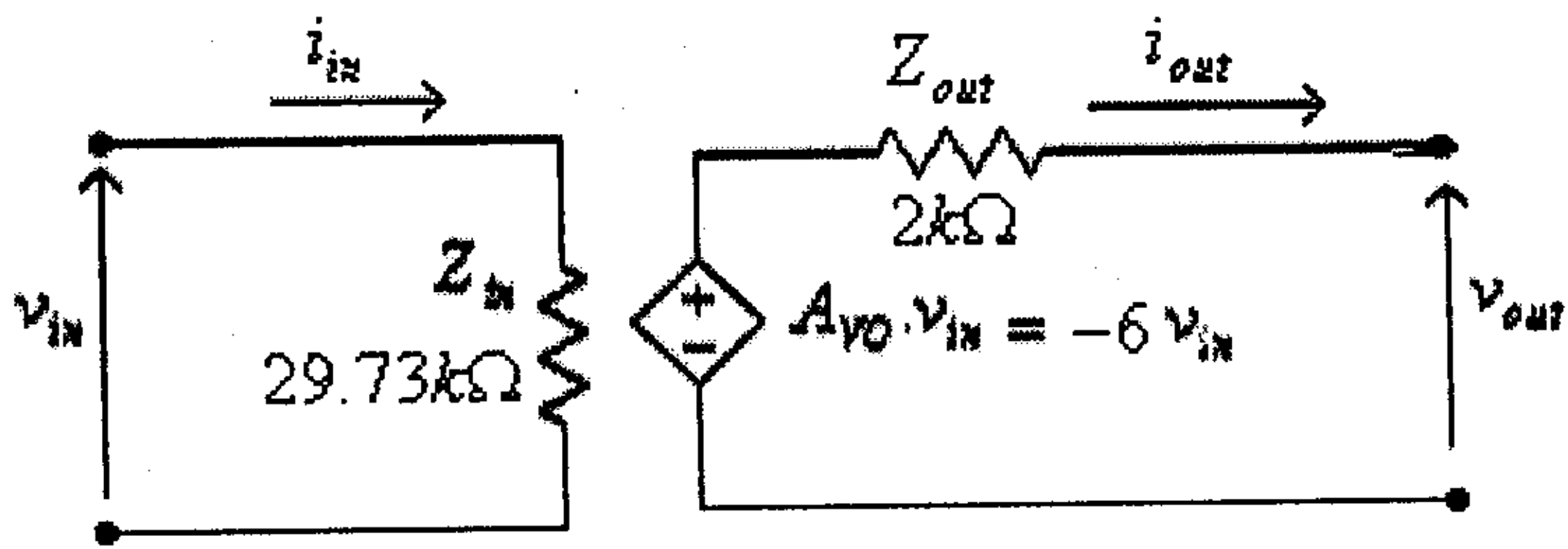
و:

$$Z_{out} = R_C = 2 k\Omega$$

و:

$$A_{VO} \approx -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{2 \times 10^3}{330} = -6$$

أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل أدناه.

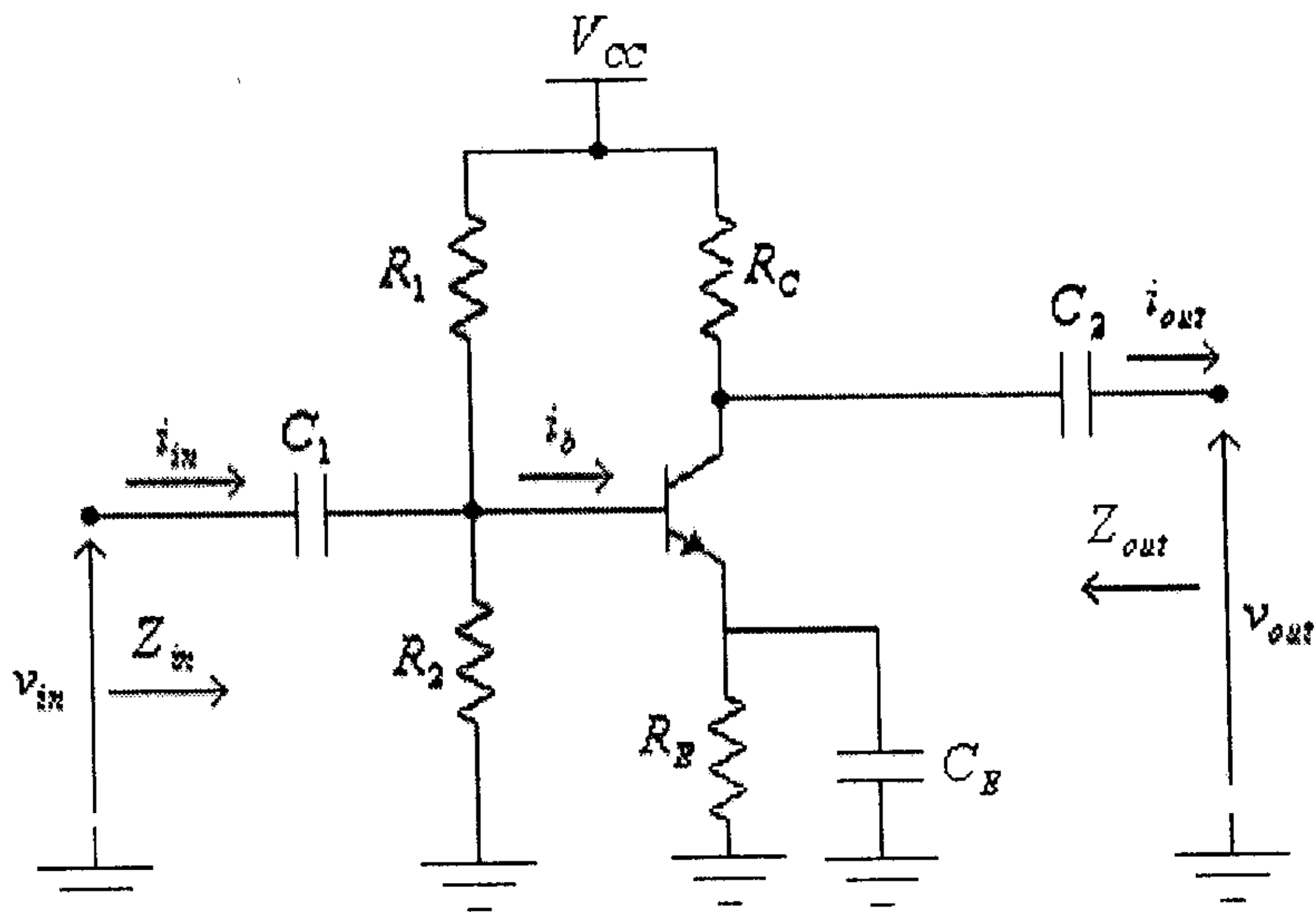


شكل (27)

من المثالين السابقين يمكنك أن تلاحظ إنخفاض قيمة معامل تضخيم الفولطية  $A_{VO}$  عند حذف المكثف  $C_E$ .

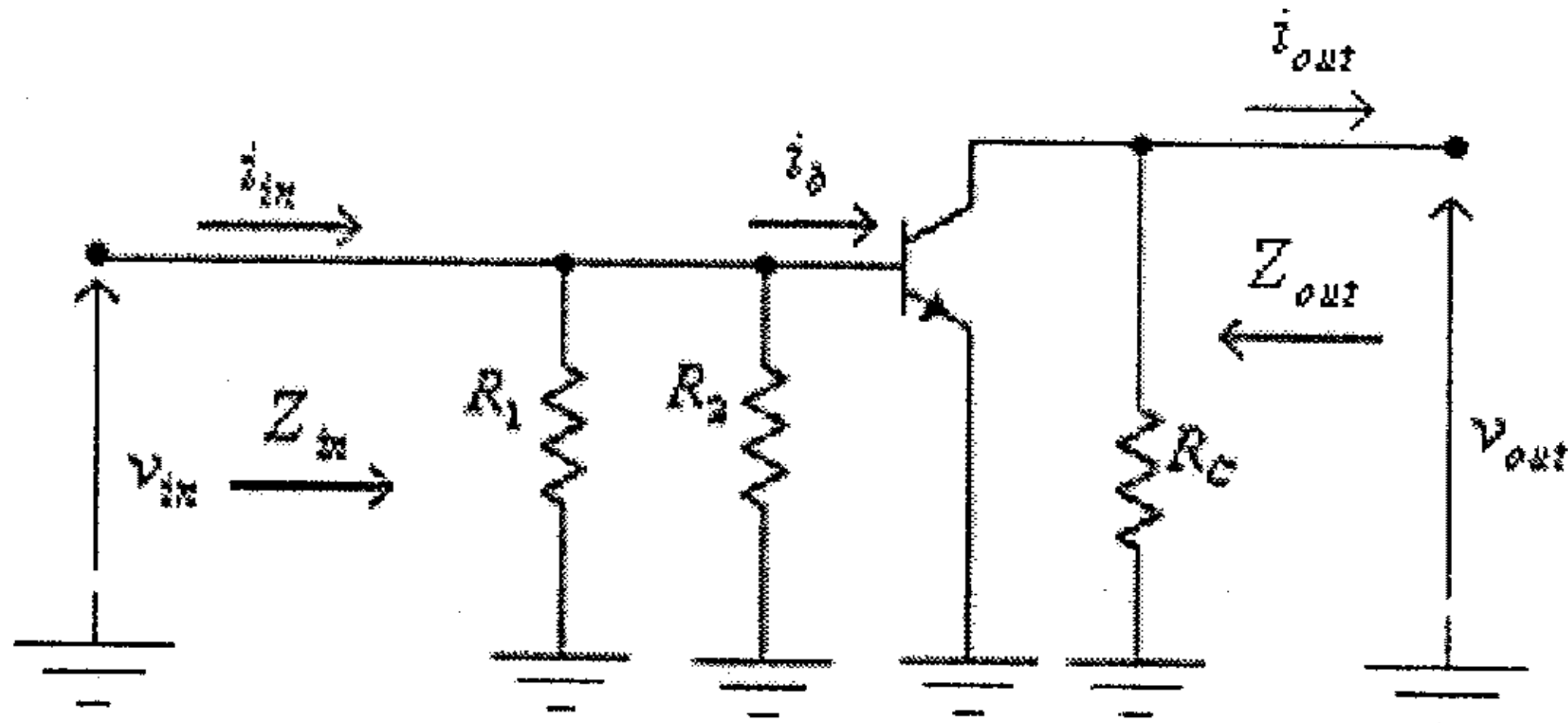
## 2.5 دائرة إنحياز مجزىء الفولطية (Voltage-divider Bias Circuit)

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك وبانحياز مجزىء الفولطية.



شكل (28)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

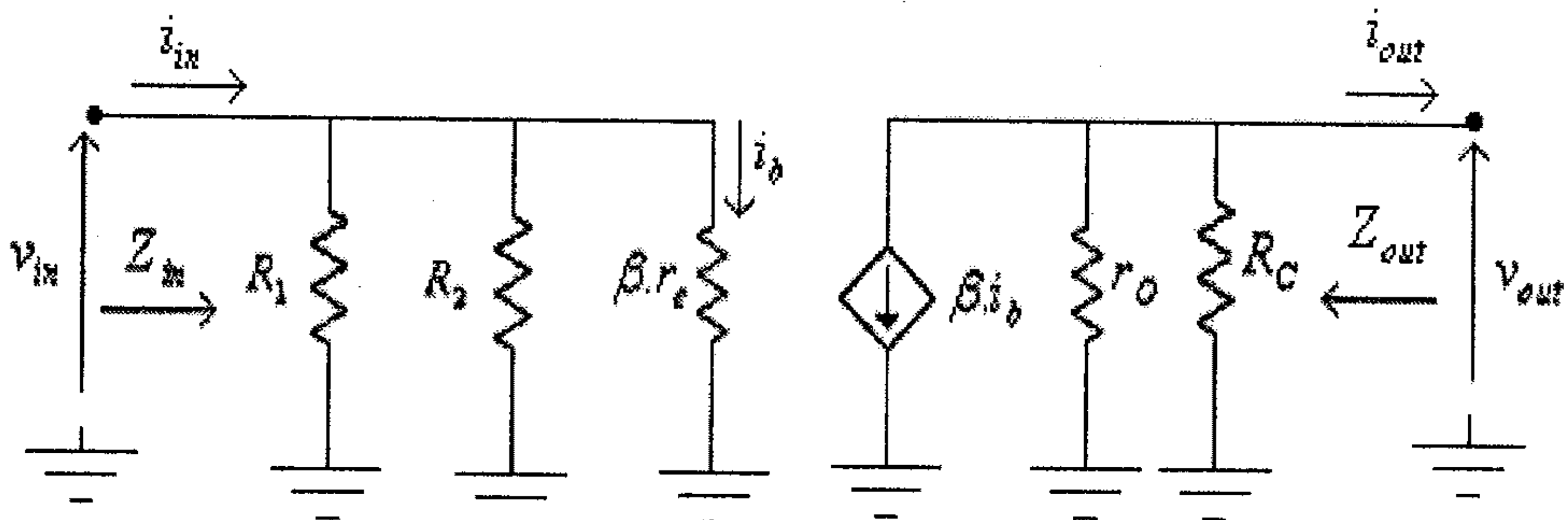


شكل (29)

لاحظ أنه في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد تم إستبدال كل من المكثفات  $C_1$  و  $C_2$  و  $C_E$  بدارة قصر (short circuit)، كما تم حذف مصدر الفولطية المغذي لدائرة الإنحياز،  $V_{cc}$ .

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في

الشكل التالي.



شكل (30)

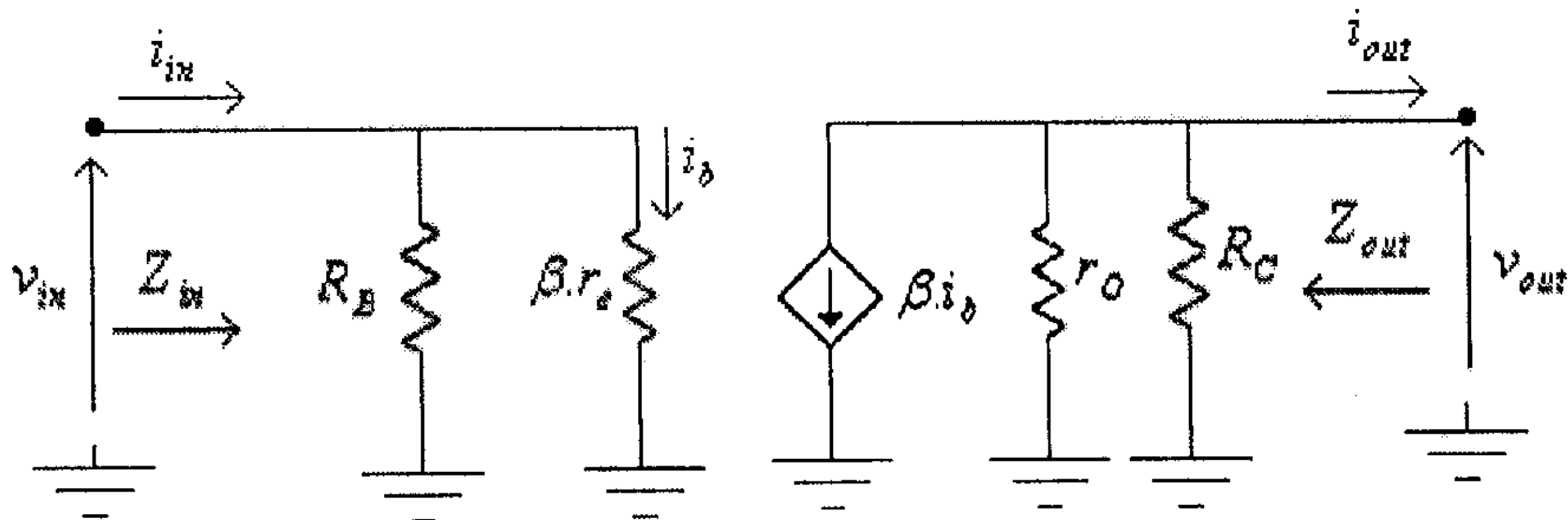
ويمكن تبسيط هذه الدائرة بإستبدال المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$  والموصلتين

على التوازي بمكافئتهما  $R_B$ ، حيث:



$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

لتصبح الدائرة المكافئة كما في الشكل أدناه:



شكل (31)

لاحظ التشابه بين هذه الدائرة ودائرة التضخيم بإنحياز ثابت، والتي شرحت سابقاً، وبالتالي فإنه لهذه الدائرة، وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot r_e = \frac{R_B \cdot (\beta \cdot r_e)}{R_B + \beta \cdot r_e}$$

- الممانعة المخرجة:

$$Z_{out} = R_C \parallel r_o = \frac{R_C \cdot r_o}{R_C + r_o}$$

وحيث أنه عادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجة للترانزستور،  $r_o$ ، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع،  $R_C$ ، فإن:

$$Z_{out} \approx R_C$$

### - معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت:

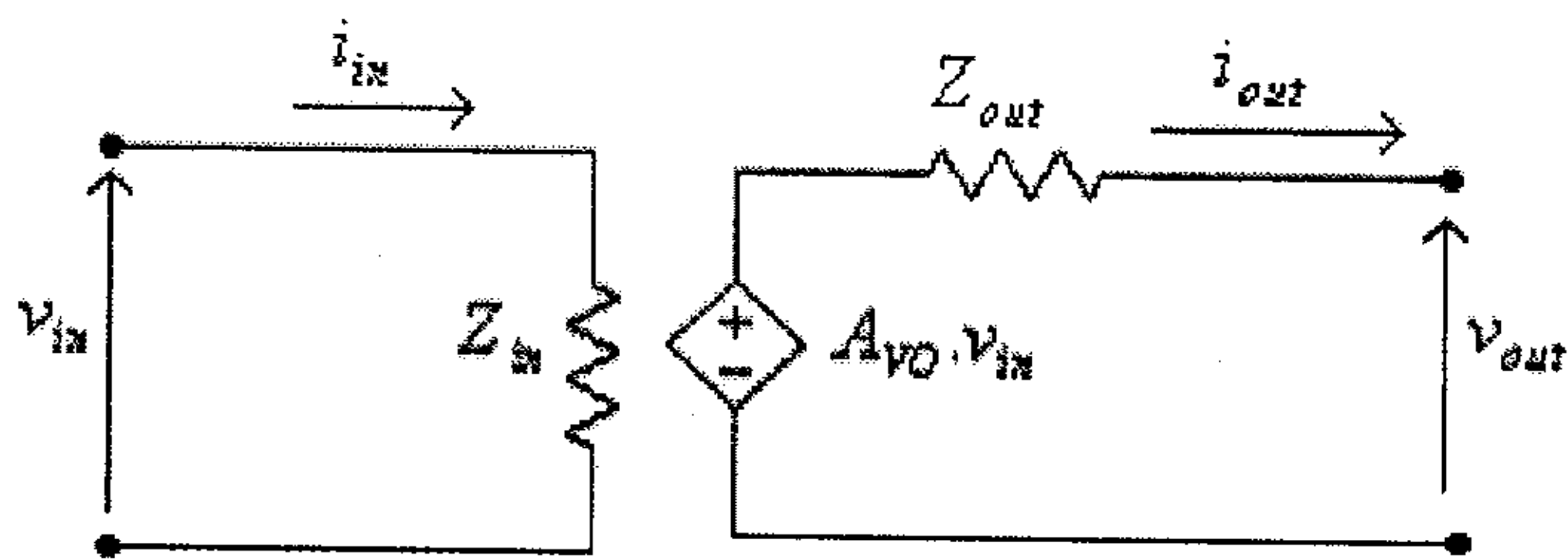
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C \cdot r_o}{r_e \cdot (R_C + r_o)}$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور،  $r_o$ ، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع،  $R_C$ ، فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e}$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره  $180^\circ$ .

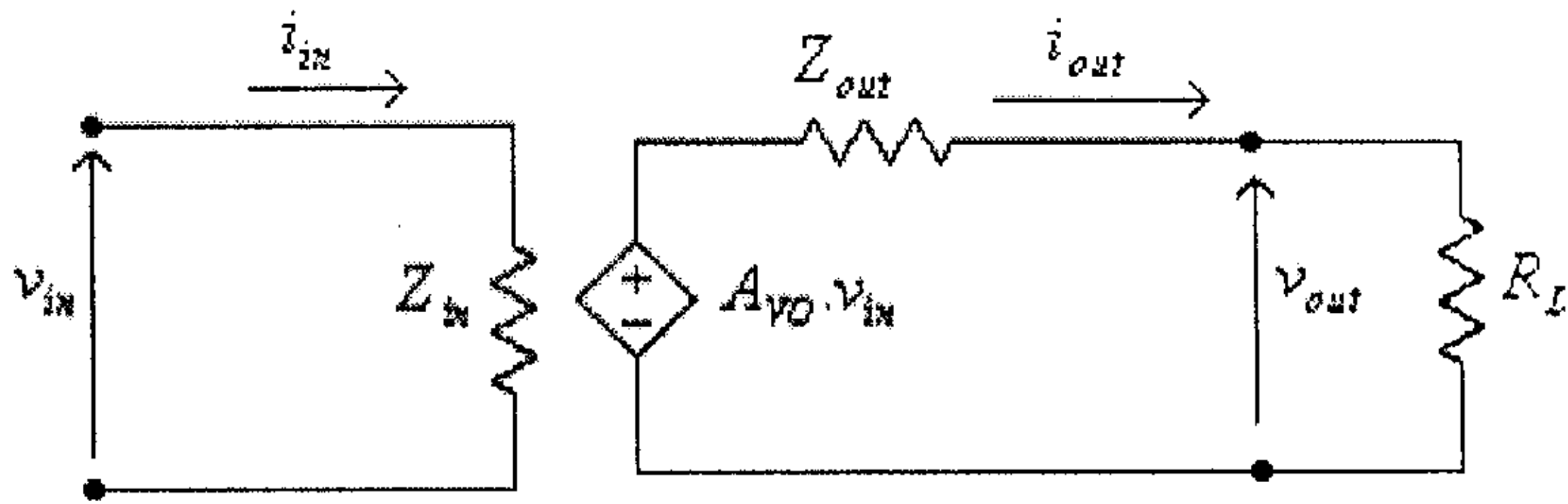
وبعد أن تم إيجاد كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$  فإن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

### - معامل تضخيم التيار

وكما هو عادةً، ففي حالة توصيل حمل، مقاومته  $R_L$ ، على مخرج هذه الدائرة، كما هو مبين في الشكل التالي.



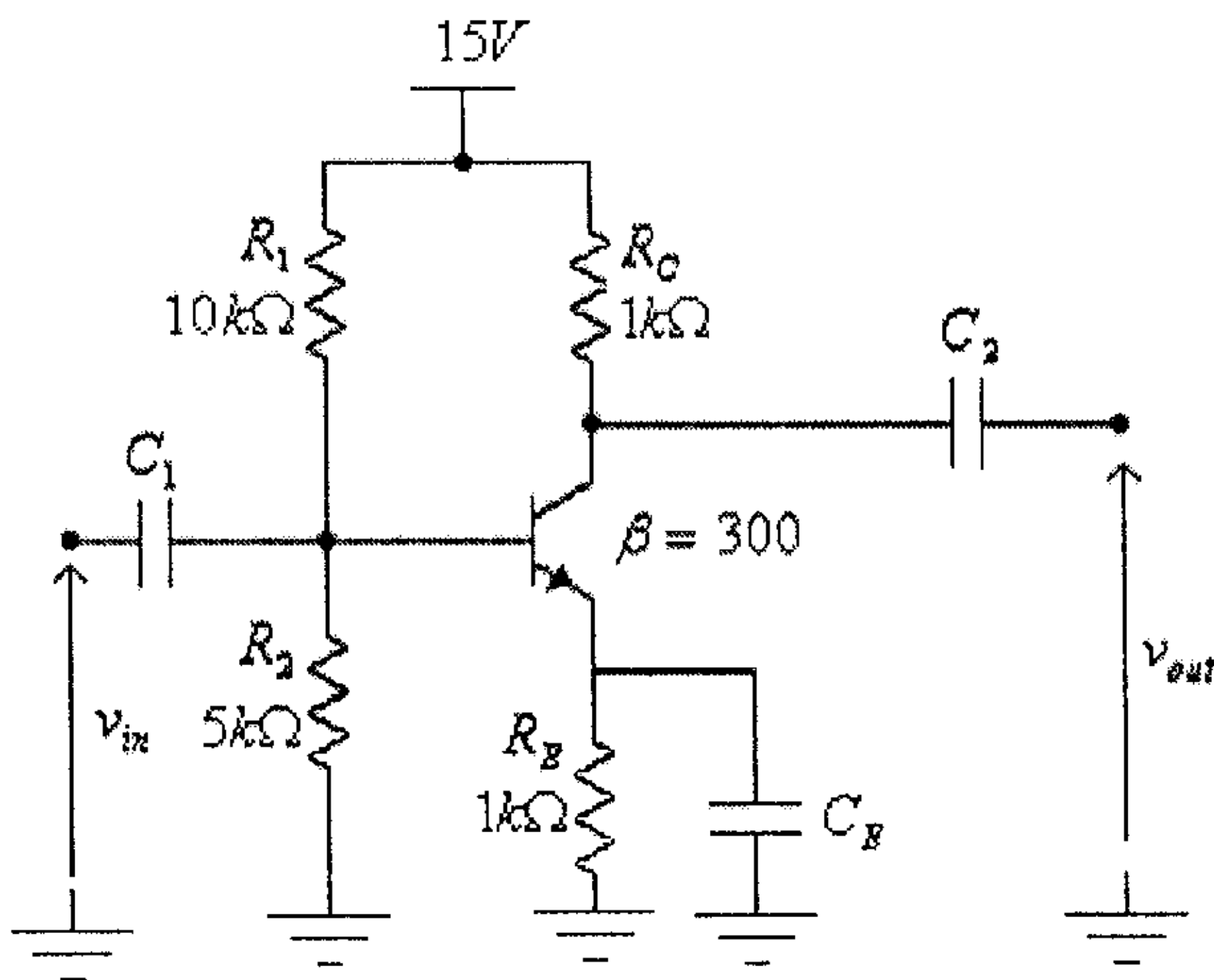
شكل (33)

فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (7):

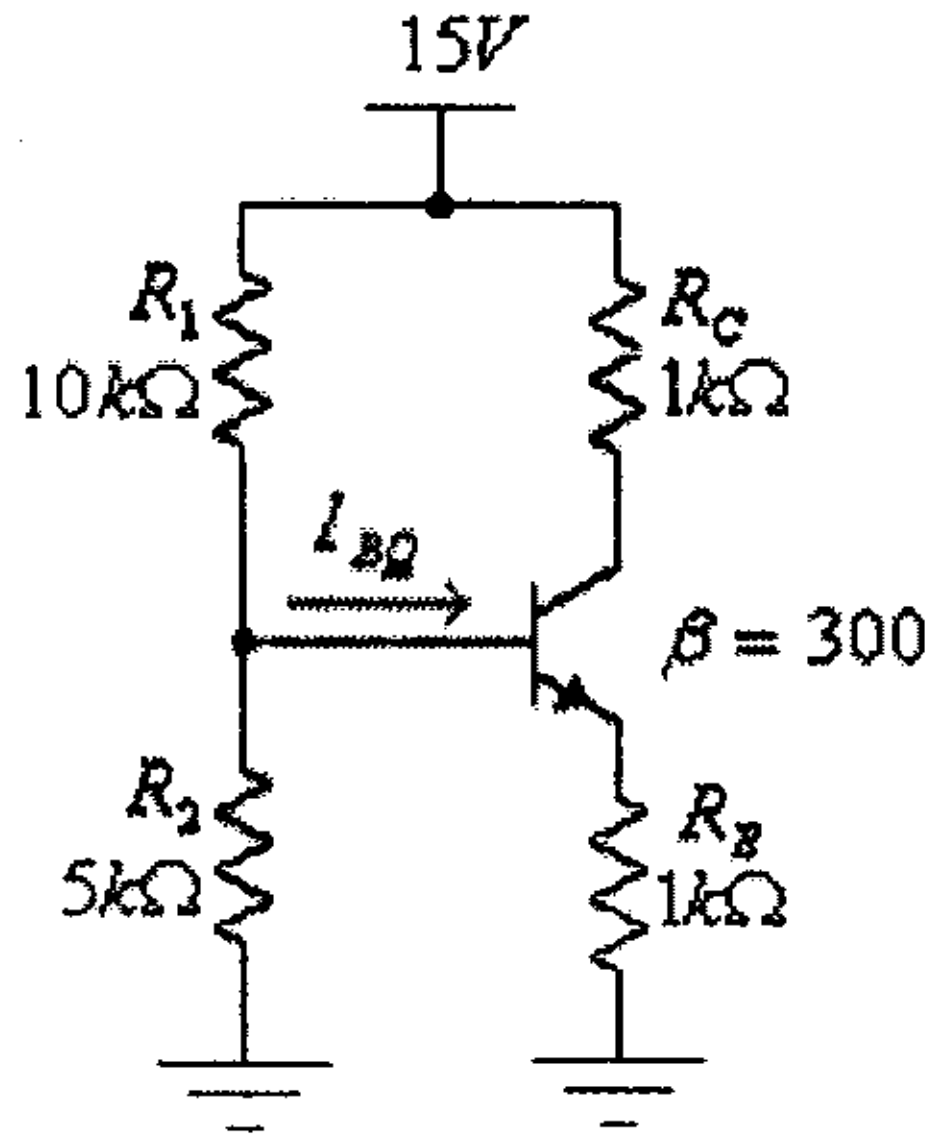
لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ . وإذا علمت أن  $v_{in}(t) = 0.05 \sin(\omega t)$ ، أرسم موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجة.



شكل (34)

الحل:

الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي:



شكل (35)

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط  $\beta.R_E \geq 10.R_2$  محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 300(1 \times 10^3) = 300 \times 10^3 \Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(5 \times 10^3) = 50 \times 10^3 \Omega$$

لذا يمكن استخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لتحليل دائرة الإنحياز، وعليه فإن:

$$V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 5V$$

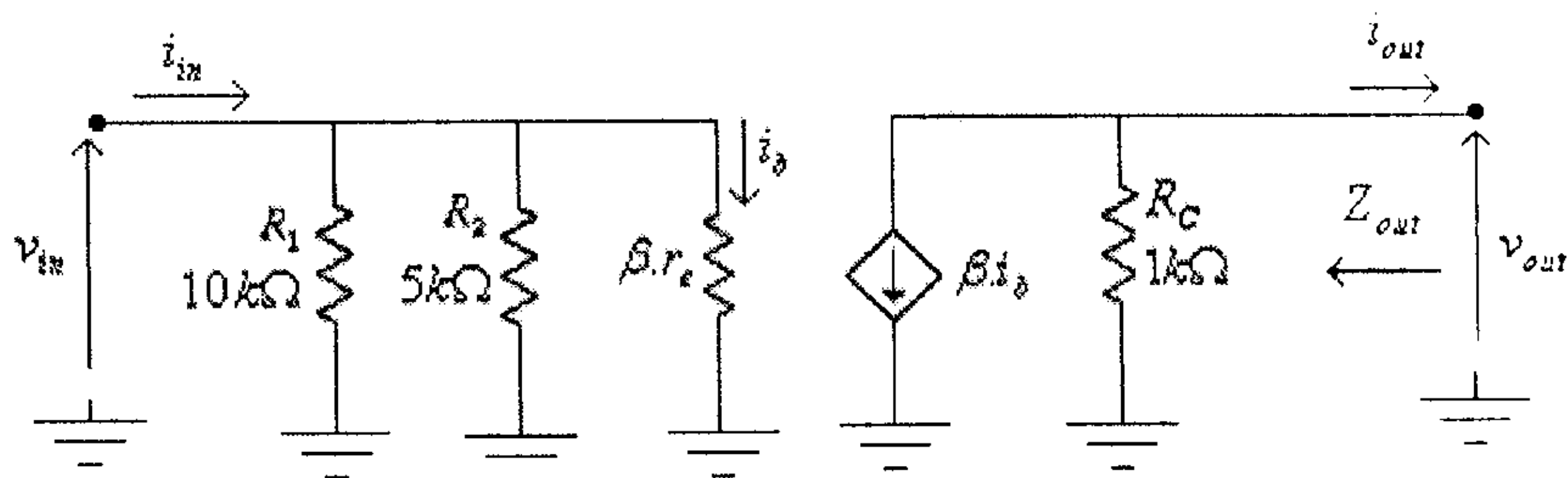
$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1 \times 10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة

المكافئة، هي كما في الشكل التالي:



شكل (36)

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 \cdot (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33 k\Omega$$

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot r_e = \frac{R_B \cdot (\beta \cdot r_e)}{R_B + \beta \cdot r_e} = \frac{3.33 \times 10^3 (300 \times 6.05)}{3.33 \times 10^3 + 300(6.05)} = 1.12 k\Omega$$

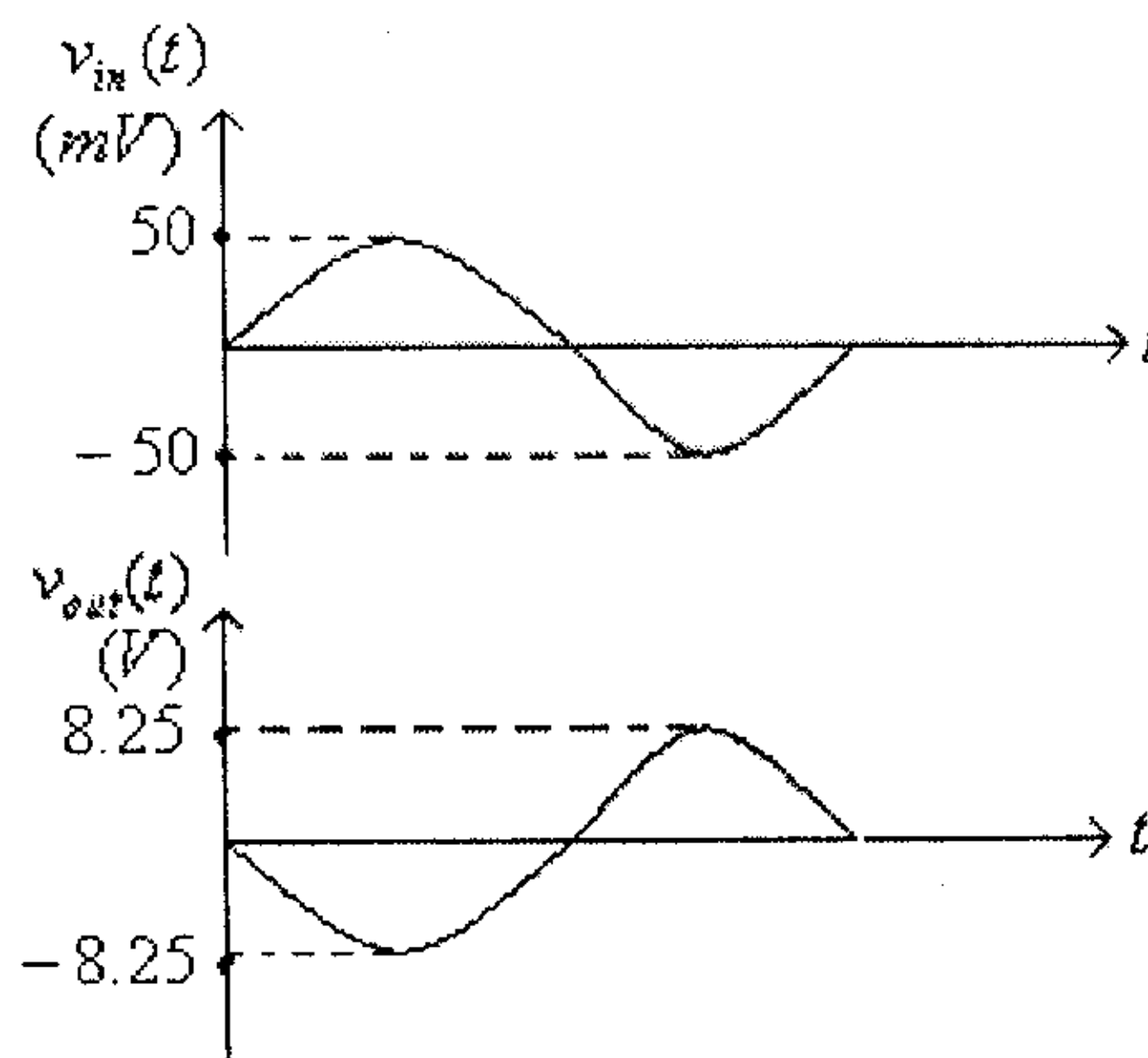
$$Z_{out} = R_C = 1 k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

و:

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in} = -(165)(0.05) \sin(\omega t) = -8.25 \sin(\omega t)$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجة لهذه الدائرة:

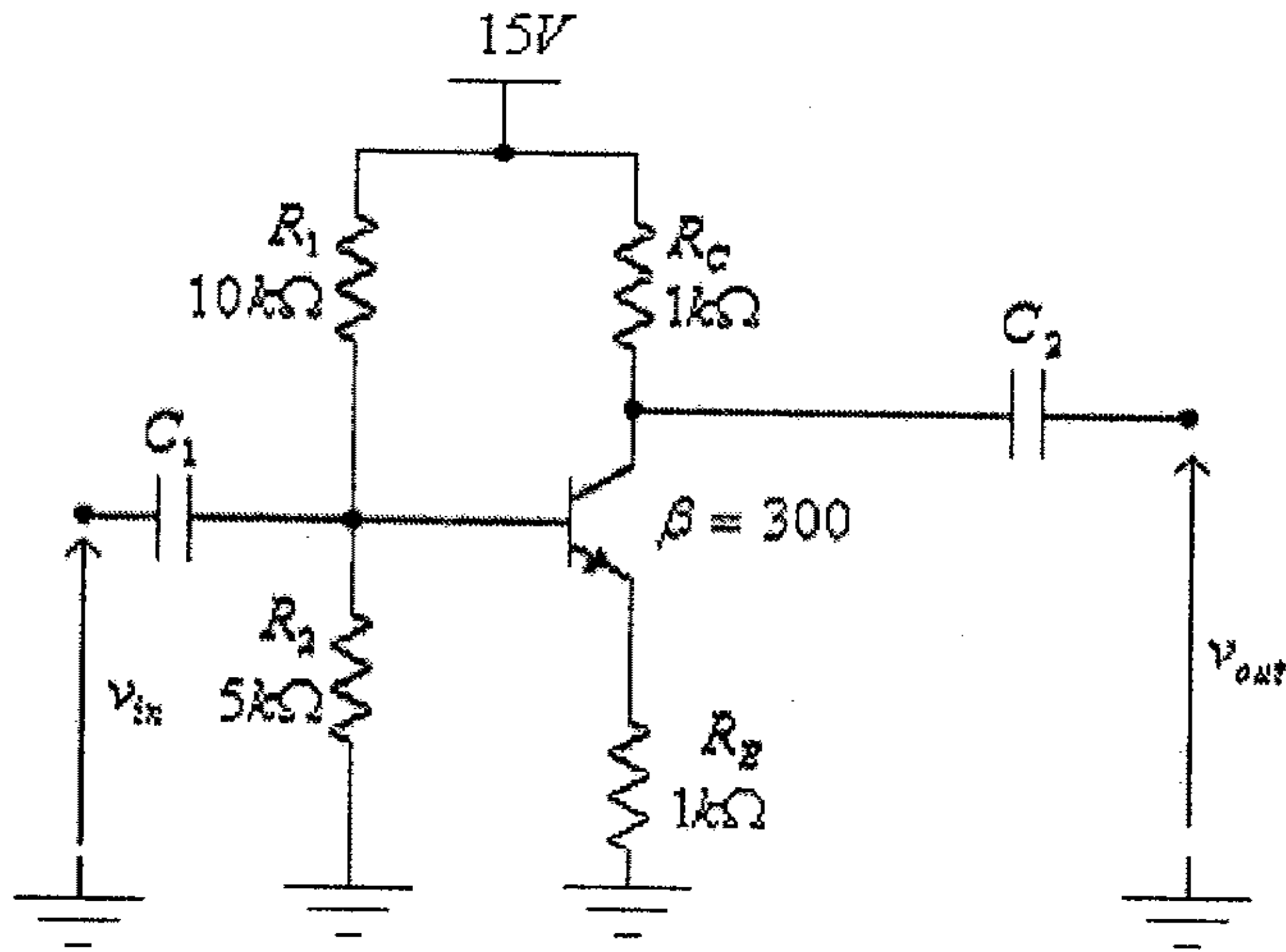


شكل (37)

مثال (8): أعد حل المثال السابق في حالة عدم وجود المكثف  $C_E$ .

الحل:

في حالة عدم وجود المكثف  $C_E$  تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.

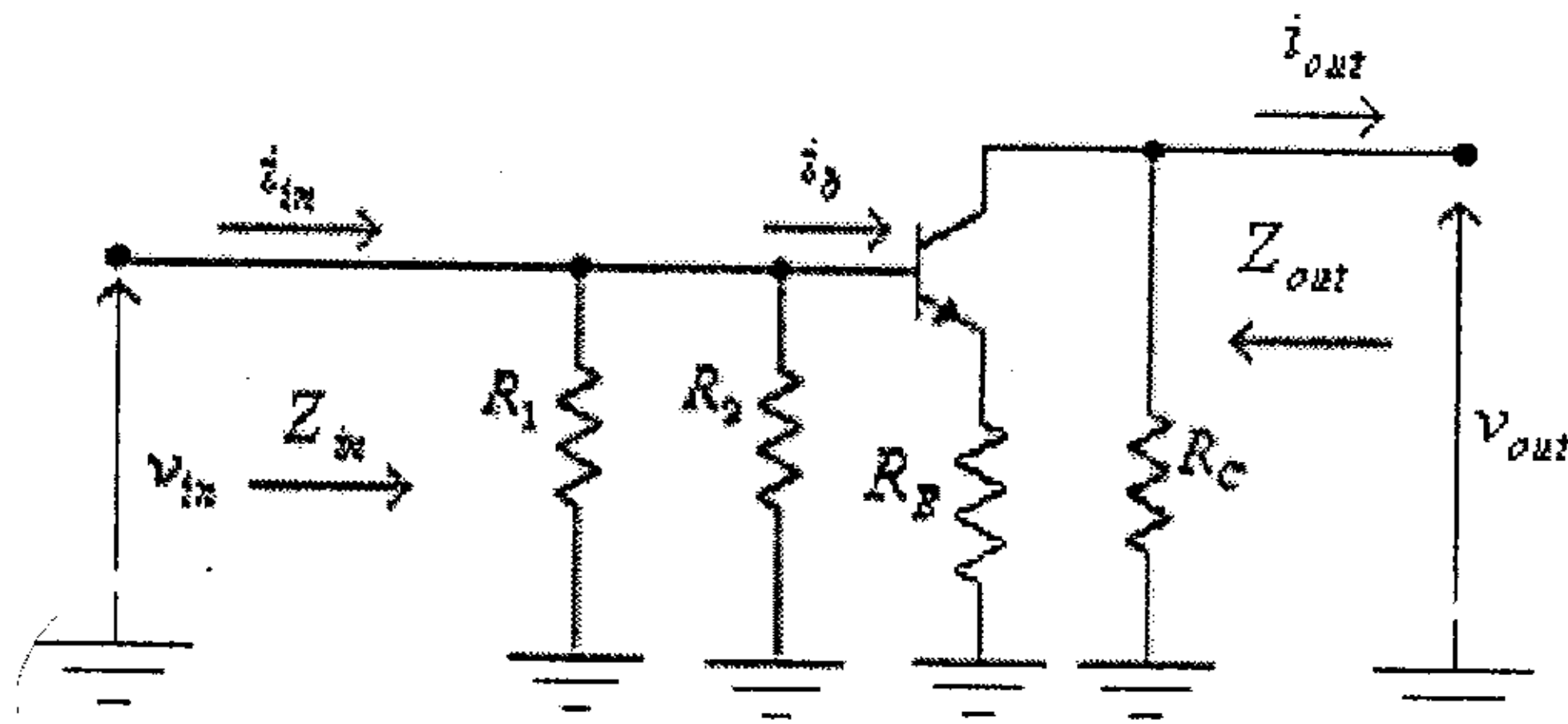


شكل (38)

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، أي أن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

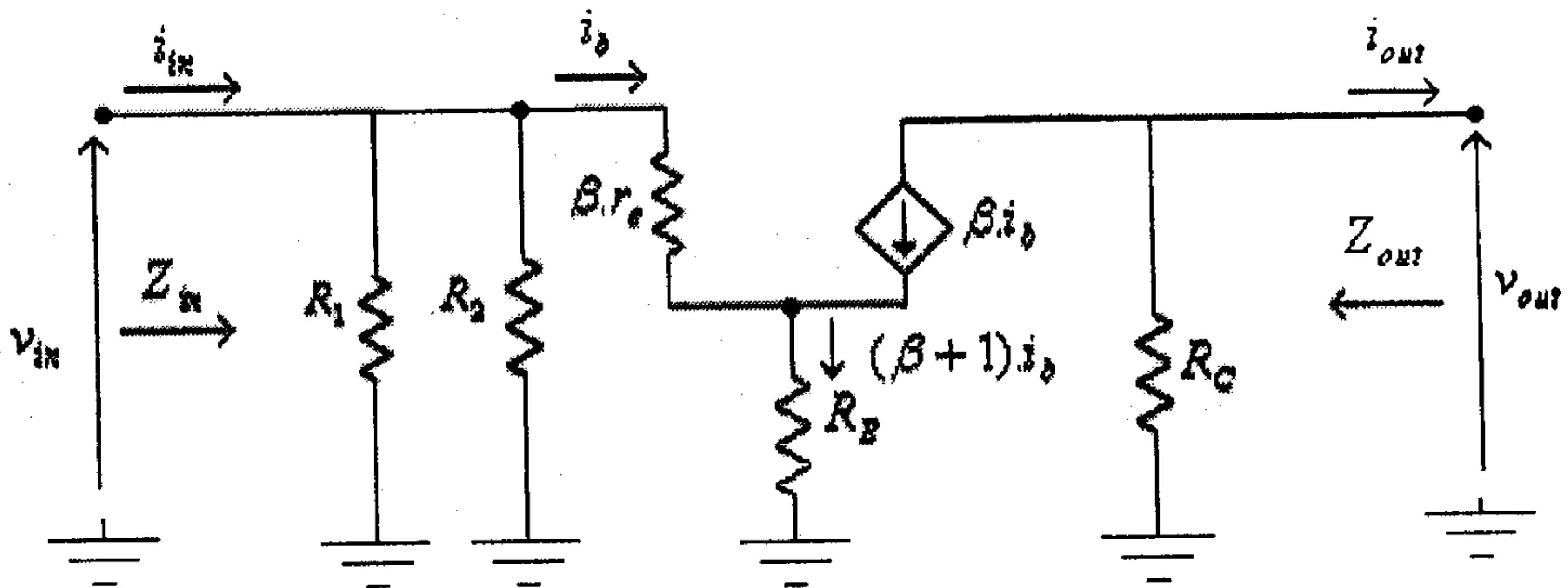
الدائرة المكافئة للتيار المتردد، هي كما في الشكل التالي:



شكل (39)



وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي:



شكل (40)

(لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة للدائرة المكافئة لدائرة إنحياز الباعث).

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33 k\Omega$$

$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot (r_e + R_E) = \frac{R_B \cdot [\beta \cdot (r_e + R_E)]}{R_B + \beta \cdot (r_e + R_E)} = \frac{3.33 \times 10^3 [300 \times (6.05 + 1000)]}{3.33 \times 10^3 + 300 \times (6.05 + 1000)} = 3.29 k\Omega$$

$$Z_{out} = R_C = 1 k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{1000}{1000} = -1$$

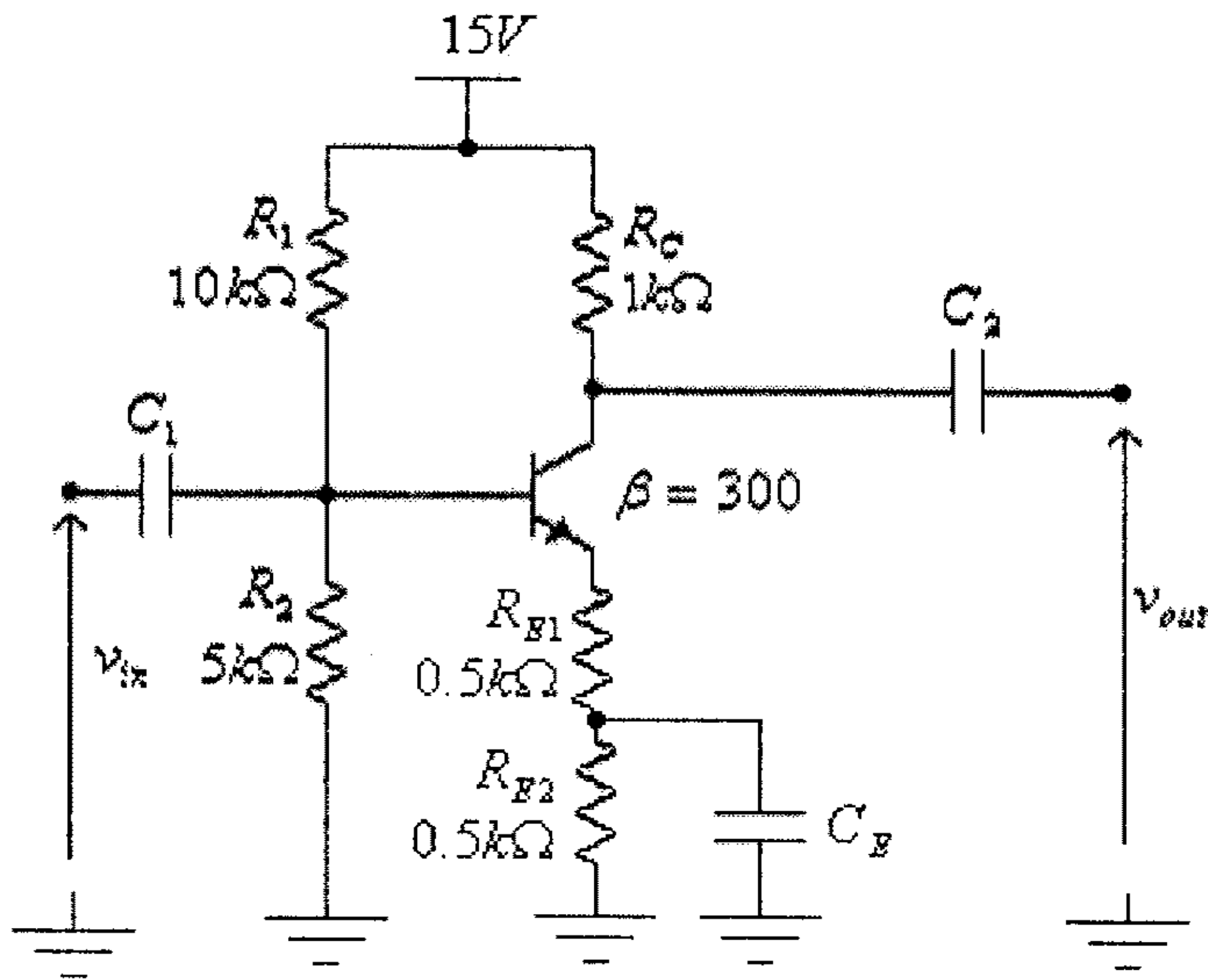
و:

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in} = -(1)(0.05) \sin(\omega t) = -0.05 \sin(\omega t)$$

لاحظ من هذا المثال أن حذف المكثف  $C_E$  قد سبب تقليل قيمة معامل

تضخيم الجهد،  $A_V$ ، بشكل كبير.

مثال (9): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$



شكل (41)

الحل:

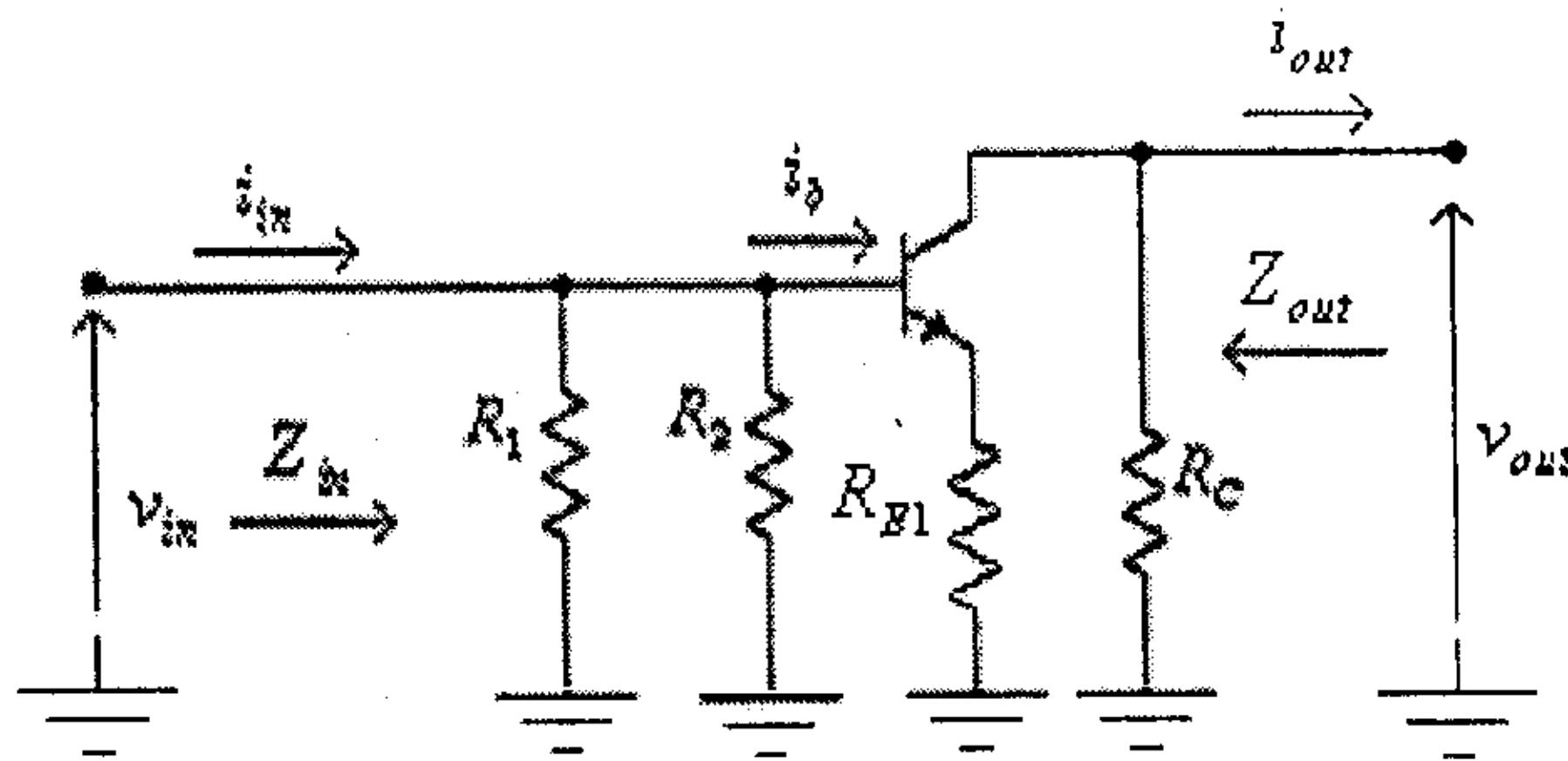
دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي نفسها كما في المثال السابق، وذلك لأنه وعند حذف المكثف  $C_E$  تصبح المقاومتان  $R_{E1}$  و  $R_{E2}$  موصولتان على التوالي، ومكافئتهما تساوي:

$$R_E = R_{E1} + R_{E2} = 1k\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

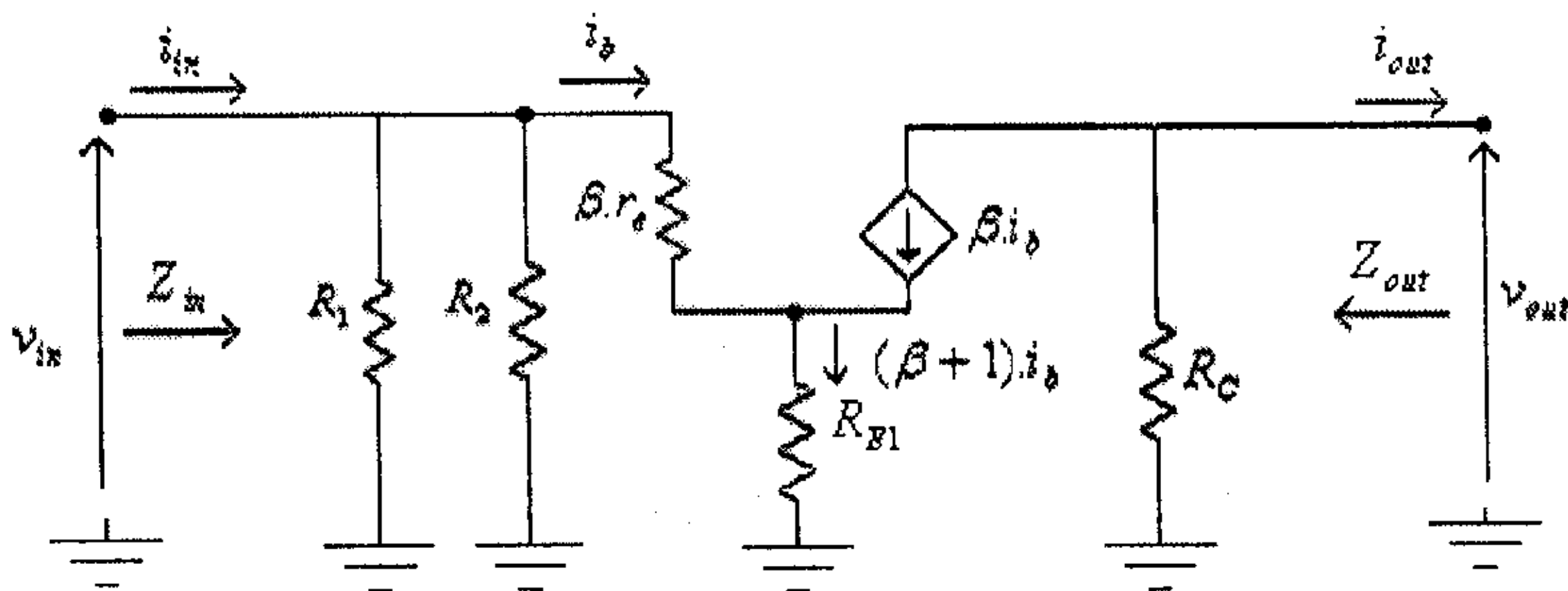
الدائرة المكافئة للتيار المتردد، هي كما في الشكل التالي:



شكل (42)

لاحظ أن المكثف  $C_E$  يشكل دائرة قصر (short-circuit) بين طرفي المقاومة  $R_{E2}$ .

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي:



شكل (43)

من هذا الشكل:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33 \text{ k}\Omega$$

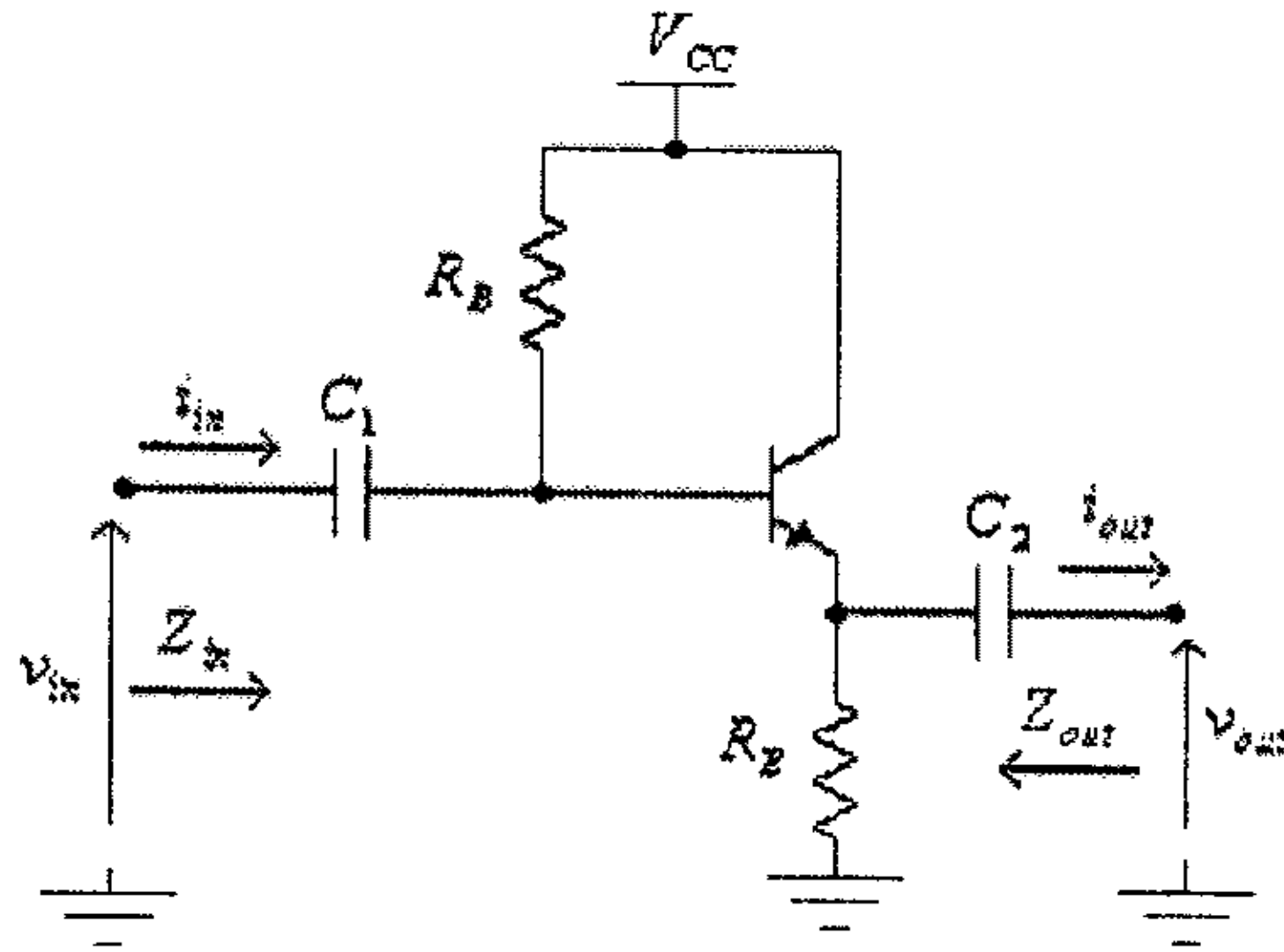
$$Z_{in} = R_B \parallel \beta \cdot (r_e + R_{E1}) = \frac{R_B \cdot [\beta \cdot (r_e + R_{E1})]}{R_B + \beta \cdot (r_e + R_{E1})} = \frac{3.33 \times 10^3 [300 \times (6.05 + 500)]}{3.33 \times 10^3 + 300 \times (6.05 + 500)} = 3.26 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{out} = R_C = 1 \text{ k}\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{R_{E1}} = -\frac{1000}{500} = -2$$

## 2.6 دائرة المُجمع المشترك أو دائرة تابع الباعث

الشكل التالي يبين دائرة تابع الباعث (Emitter-follower) أو دائرة المُجمع المشترك (Common-collector).



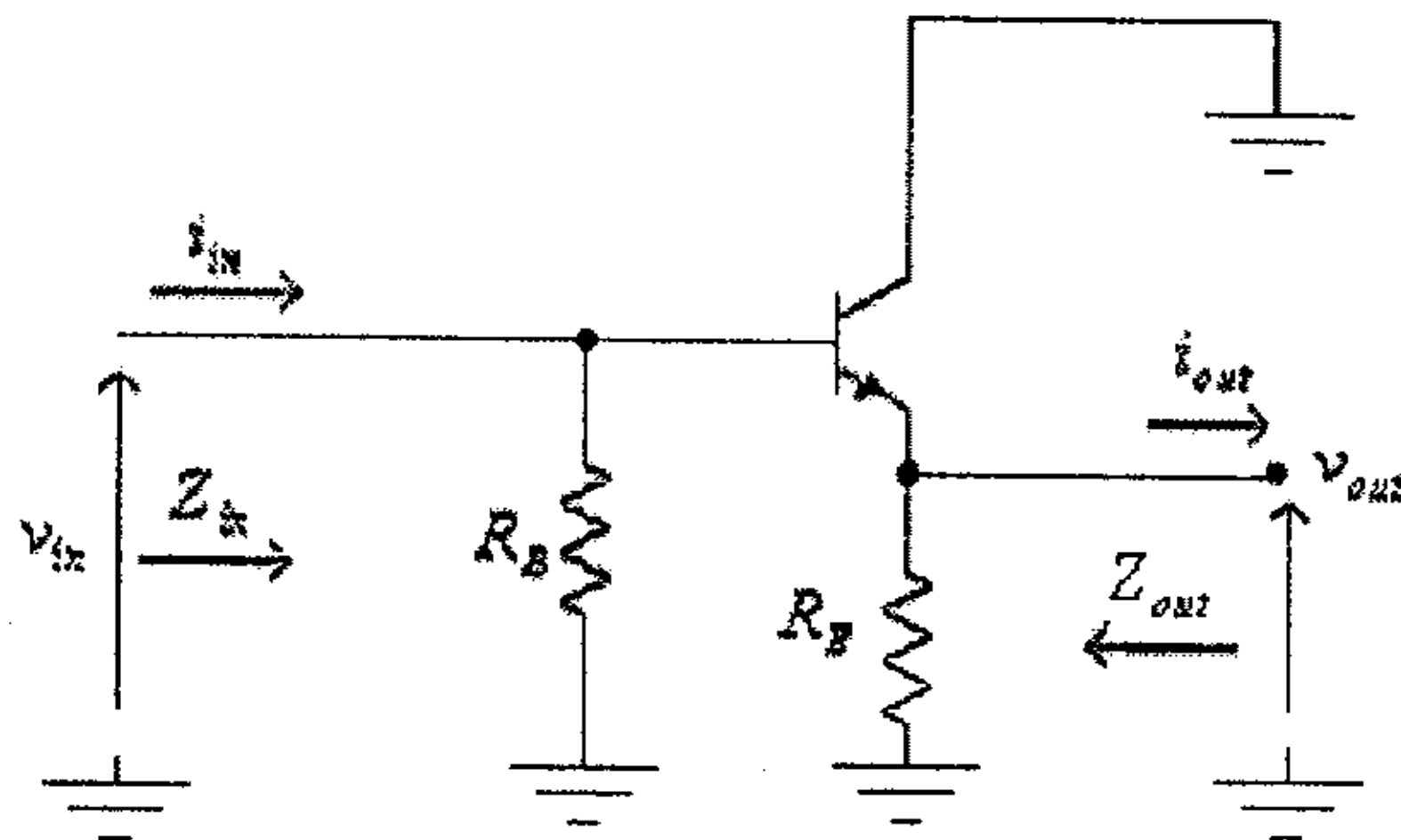
شكل (44)

لاحظ أن الفولطية المخرجة دائماً أقل من الفولطية المدخلة بمقدار هبوط الجهد بين القاعدة والباعث، أي أن:

$$V_{out} = V_{in} - V_{be} = V_{in} - 0.7$$

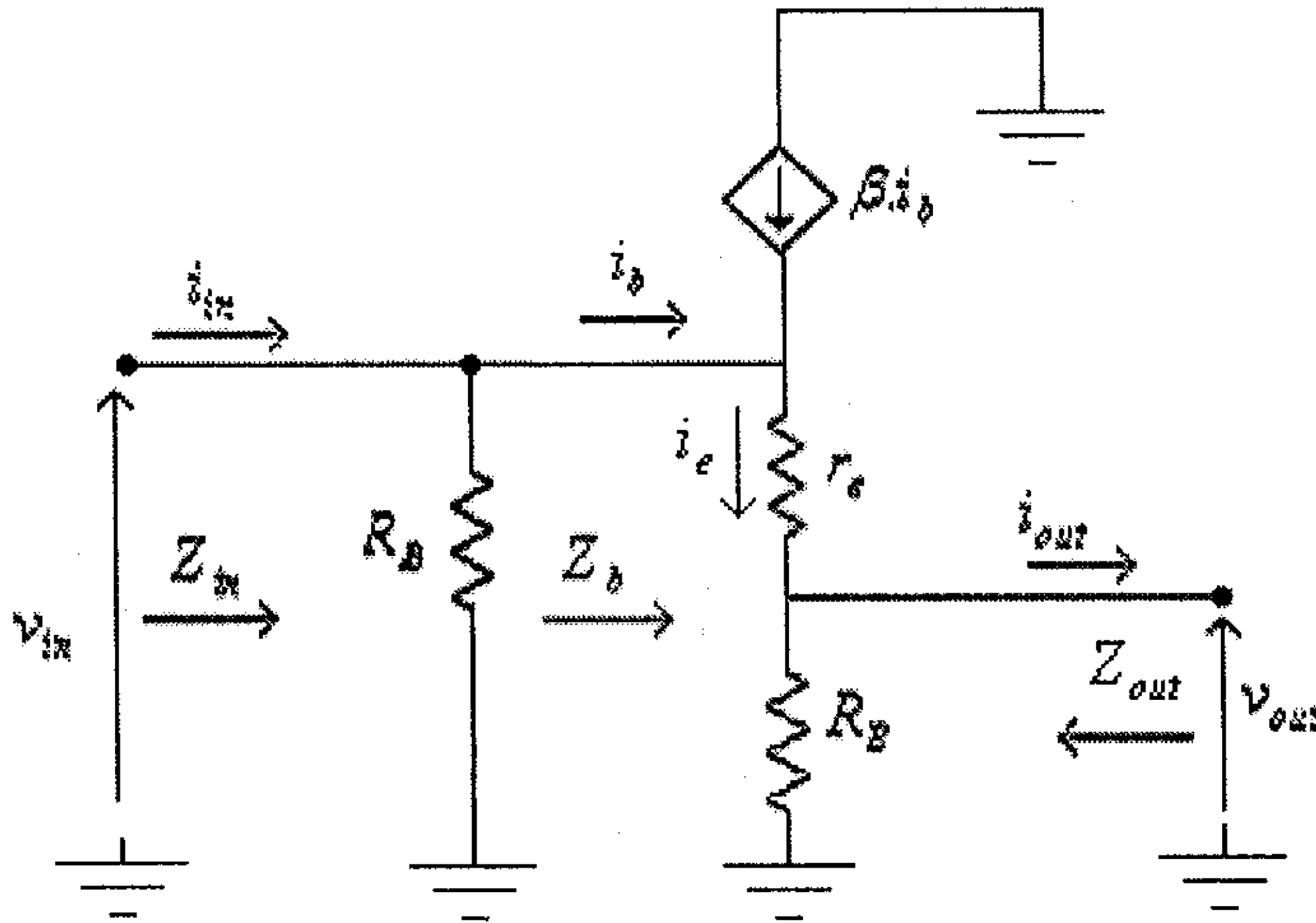
وهذا يعني أن الفولطية المخرجة تتبع بتغيرها الفولطية المدخلة، ومن هنا جاء إسم هذه الدائرة وهو تابع الباعث (emitter-follower).

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (45)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة والمبينة في الشكل (31) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (46)

من هذه الدائرة:

$$v_{in} = i_e \cdot (r_e + R_E) = \beta \cdot i_b \cdot (r_e + R_E)$$

و:

$$Z_b = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta \cdot (r_e + R_E)$$

وحيث أنه عادةً ما تكون المقاومة  $R_E$  أكبر كثيراً من المقاومة  $r_e$ ، فإن:

$$Z_b \approx \beta \cdot R_E$$

وبالتالي فإن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b \approx \frac{R_B \cdot \beta \cdot R_E}{R_B + \beta \cdot R_E}$$

وكذلك:

$$v_{out} = i_e \cdot R_E$$

ولكن:

$$v_{in} = i_e \cdot (r_e + R_E)$$

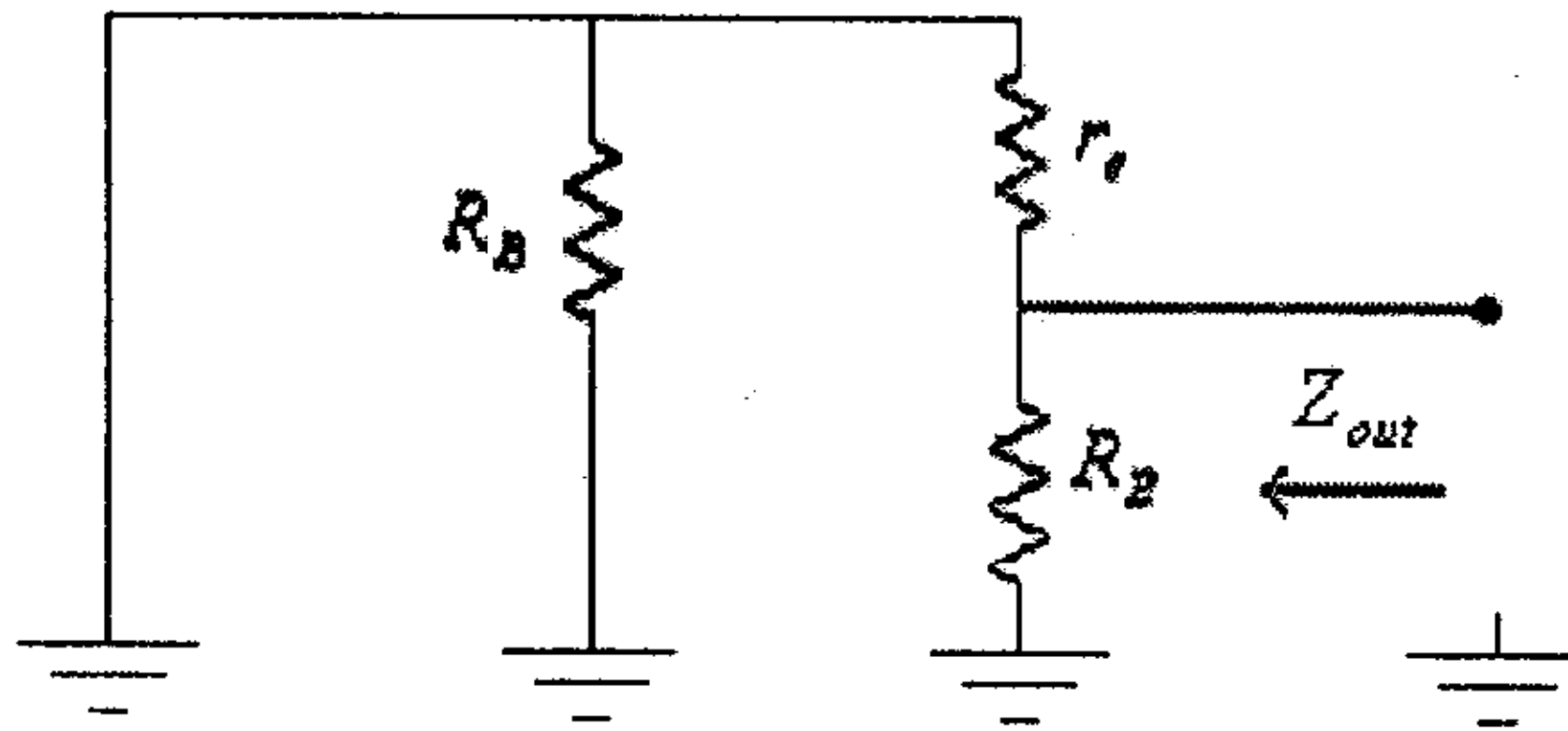
أي أن معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_e \cdot R_E}{i_e \cdot (r_e + R_E)} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} \approx 1$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_E \gg r_e$$

ولمّا كانت الممانعة المخرجة تقاس بين الطرفين المخرجيين للدائرة عندما تكون الإشارة المدخلة تساوي صفراً (أي إستبدال  $v_{in}$  بدارة قصر)، فإن الدائرة المكافئة، والتي يتم منها حساب قيمة الممانعة المخرجة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (47)

لاحظ أنه في هذه الدائرة:

- تم إستبدال  $v_{in}$  بدارة قصر (short-circuit) لأنه مصدر فولطية.
- تم حذف مصدر التيار  $\beta \cdot i_b$ ، وذلك لأنه عندما تكون قيمة  $v_{in}$  تساوي صفراً، فإن قيمة  $i_b$  تساوي أيضاً صفراً، وبالتالي فإن مصدر التيار  $\beta \cdot i_b$  يكافئ دارة مفتوحة (open-circuit).

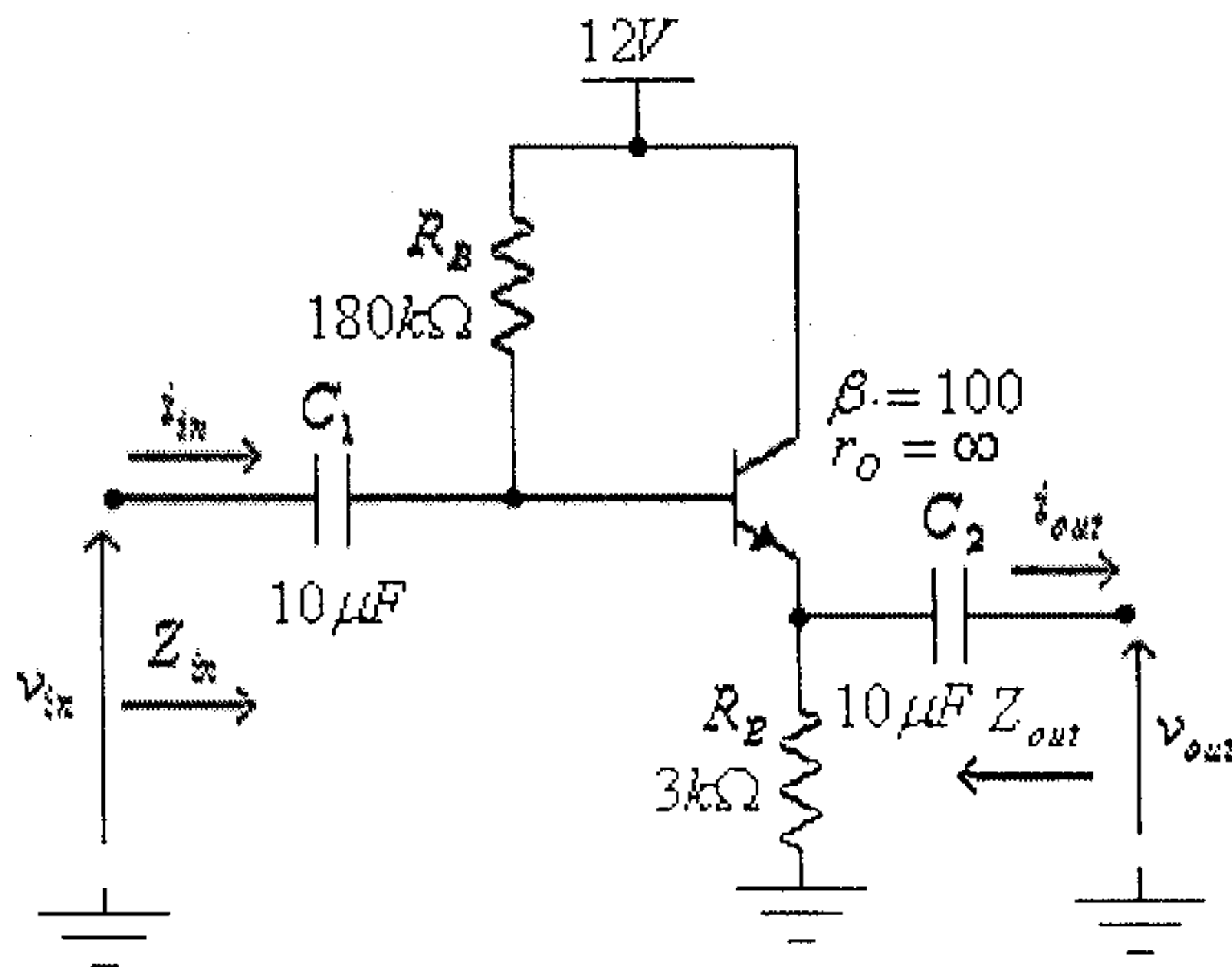
- المقاومتين  $r_e$  و  $R_E$  موصولتين على التوازي ومحصلتها هي الممانعة المخرجة  $Z_{out}$ ، أي أن:

$$Z_{out} = r_e \parallel R_E \approx r_e$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$R_E \gg r_e$$

مثال (10): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$



شكل (48)

الحل: من دائرة الإنحياز:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{180 \times 10^3 + 101 \times 3 \times 10^3} = 23.4 \times 10^{-6} A = 23.4 \mu A$$

$$I_E = (\beta + 1).I_B = 101(23.4 \times 10^{-6}) = 2.4 \times 10^{-3} A = 2.4 mA$$

$$r_e = \frac{26 mV}{I_E} = \frac{26 mV}{2.4 mA} = 10.8 \Omega$$

$$Z_b = \beta.(r_e + R_E) = 100.(10.8 + 3 \times 10^3) = 301.1 \times 10^3 \Omega = 301.1 k\Omega$$



لاحظ أن:

$$Z_b \approx \beta \cdot R_E = 100 \cdot (3 \times 10^3) = 300 \times 10^3 \Omega = 300 k\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b = \frac{R_B \cdot Z_b}{R_B + Z_b} = \frac{180 \times 10^3 (300 \times 10^3)}{180 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 112.5 \times 10^3 \Omega = 112.5 k\Omega$$

$$Z_{out} = r_e \parallel R_E = \frac{r_e \cdot R_E}{r_e + R_E} = \frac{10.8 (3 \times 10^3)}{10.8 + 3 \times 10^3} = 10.76 \Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx r_e = 10.8 \Omega$$

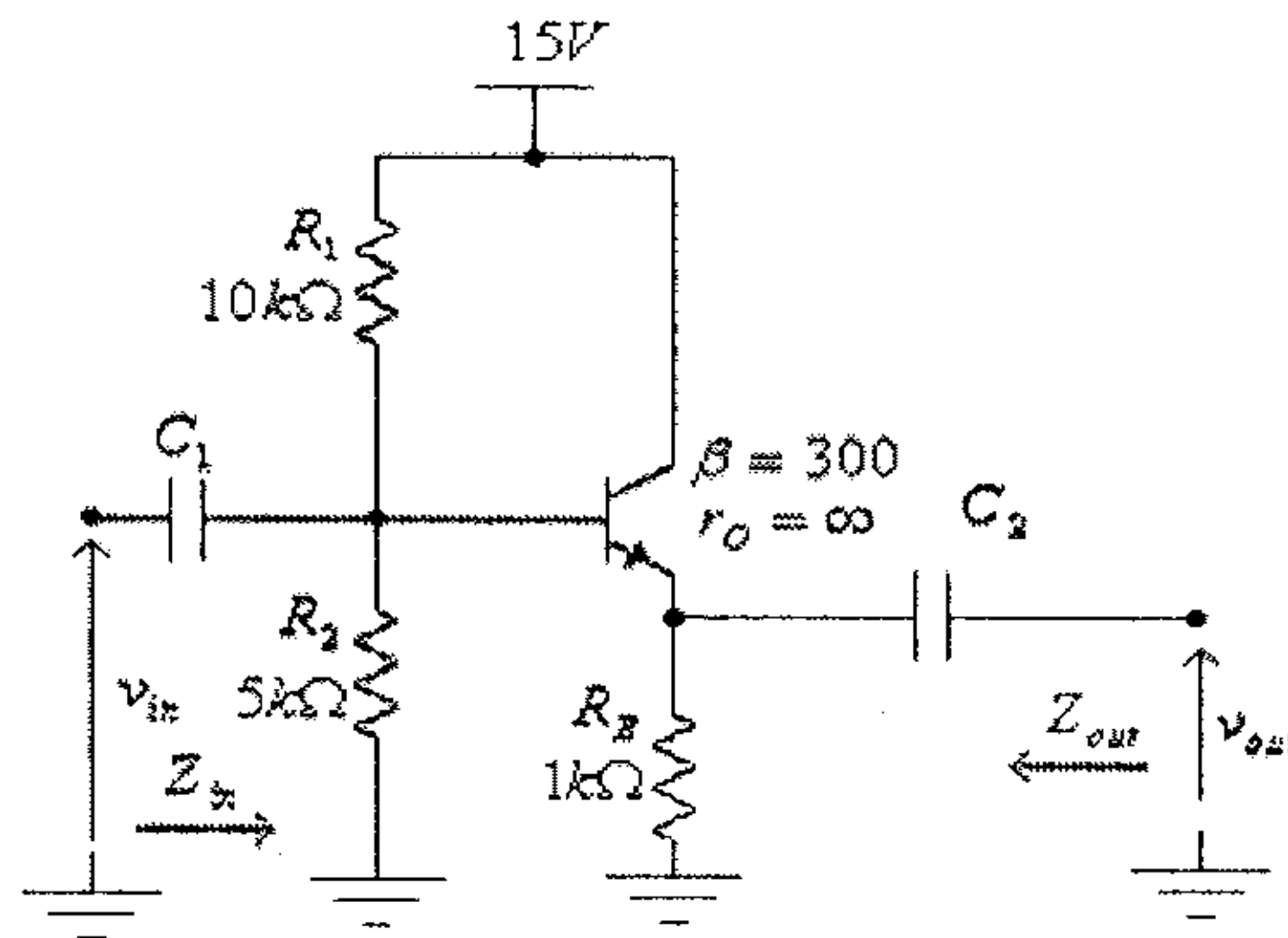
و:

$$A_{VO} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} = \frac{3 \times 10^3}{10.8 + 3 \times 10^3} = 0.9964$$

لاحظ كذلك أن:

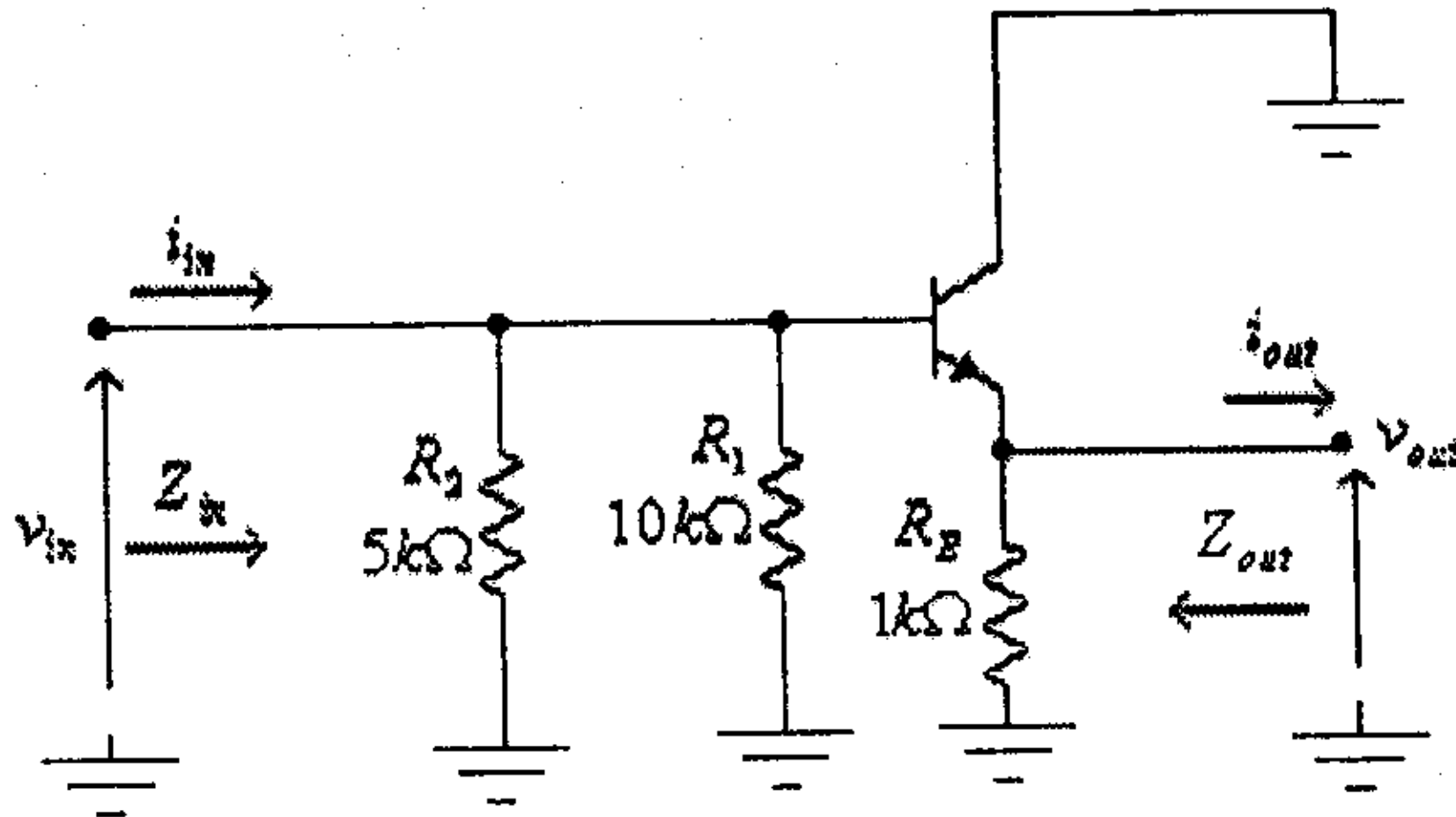
$$A_{VO} \approx 1$$

مثال (11): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$



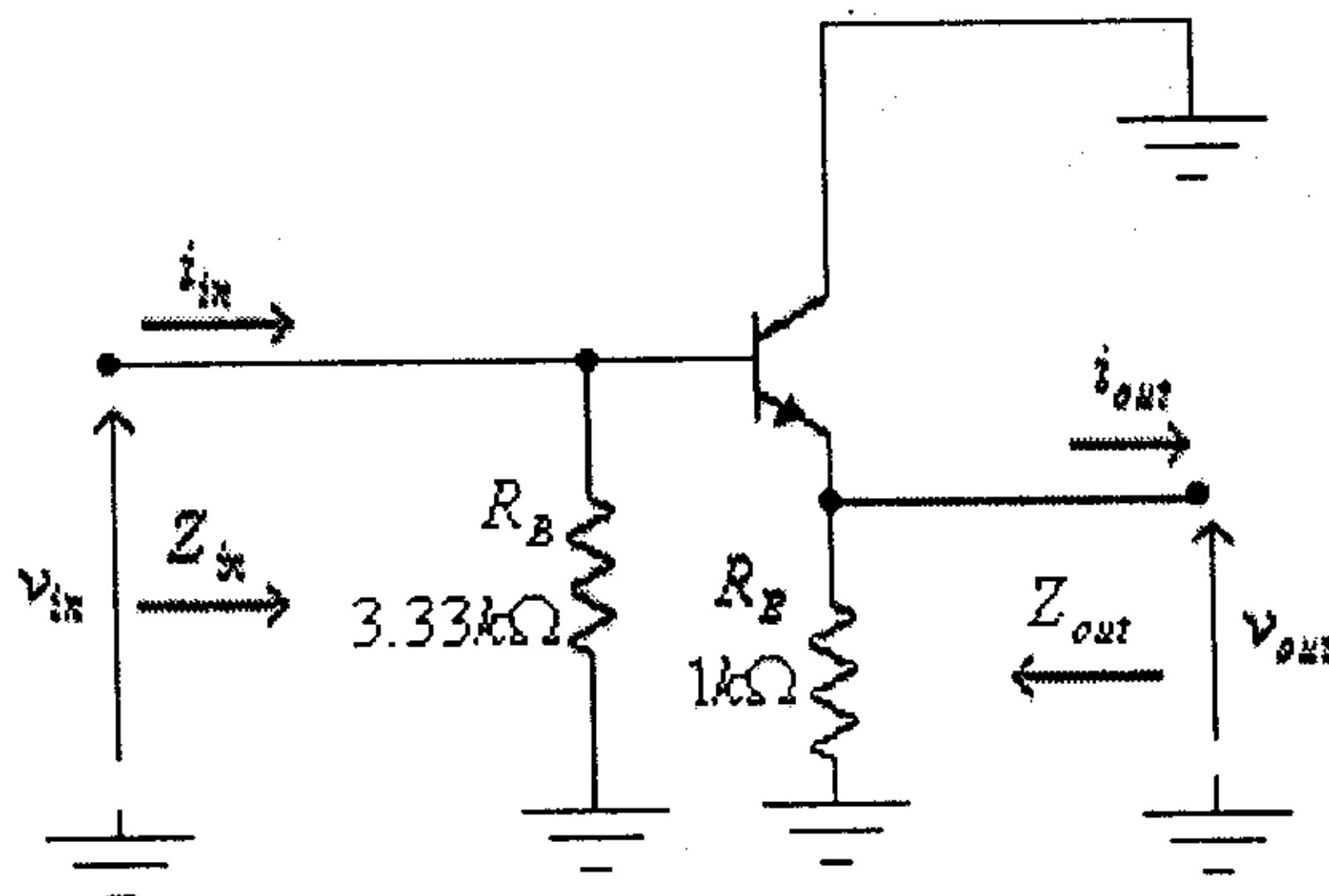
شكل (49)

الحل: الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (50)

وبعد إستبدال المقاومتين  $R_2$  و  $R_1$  الموصولتين على التوازي بمكافئتهما، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (51)

لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة لدائرة تابع الباعث والمبينة في شكل (45)، وبالتالي فإن:

$$Z_b = \beta \cdot (r_e + R_E) \approx \beta \cdot R_E$$

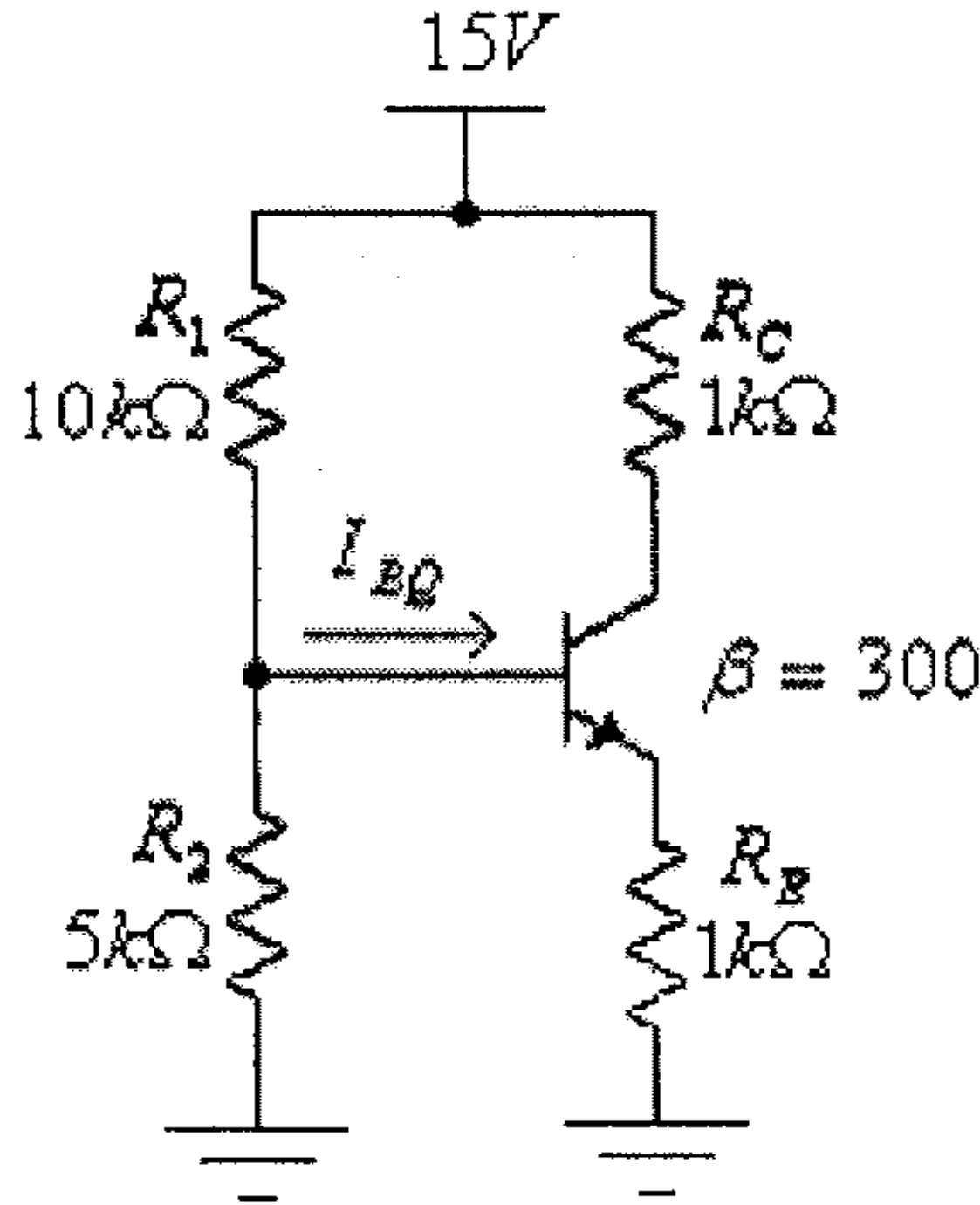
و:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b \approx \frac{R_B \cdot \beta \cdot R_E}{R_B + \beta \cdot R_E}$$

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} \approx 1$$

$$Z_{out} = r_e \parallel R_E \approx r_e$$

لاحظ كذلك أن قيمة  $r_e$  يتم إحتسابها بعد إيجاد تيار إنحياز الباعث  $I_E$  وذلك من الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة والمبينة في الشكل التالي:



شكل (52)

في هذه الدائرة الشرط  $\beta \cdot R_E \geq 10R_2$  محقق، لأن:

$$\beta \cdot R_E = 300(1 \times 10^3) = 300 \times 10^3 \Omega$$

و:

$$10 \cdot R_2 = 10(5 \times 10^3) = 50 \times 10^3 \Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لتحليل

دائرة الإنحياز، وعليه فإن:

$$V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 5V$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1 \times 10^3} = 0.0043 A = 4.3 mA$$

$$r_e = \frac{26 mV}{I_{EQ}} = \frac{26 mV}{4.3 mA} = 6.05 \Omega$$

وبالتالي فإن:

$$Z_b = \beta \cdot (r_e + R_E) \approx \beta \cdot R_E = 300 \times 1 \times 10^3 \Omega = 300 k\Omega$$

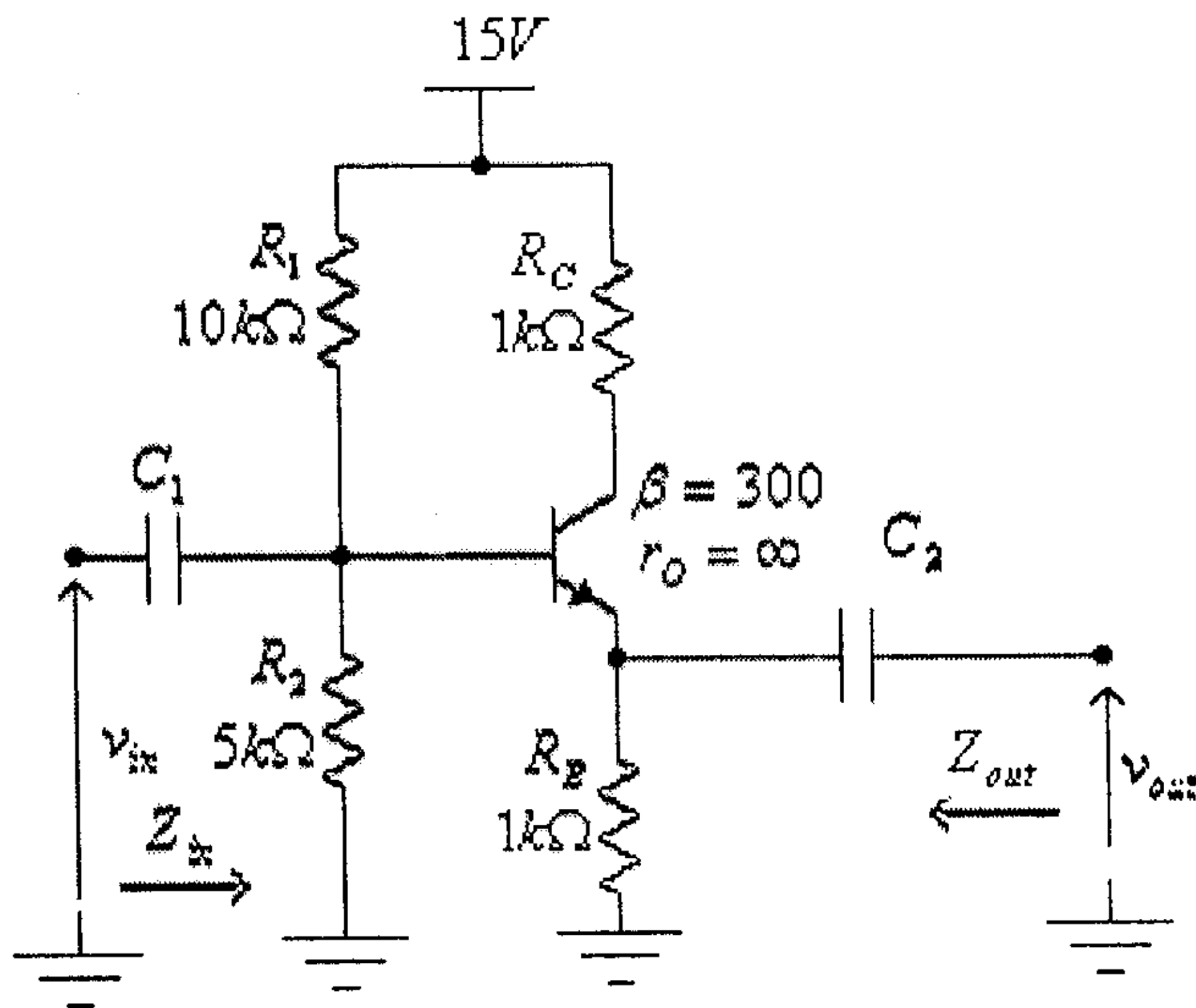
و:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_b = \frac{R_B \cdot Z_b}{R_B + Z_b} = \frac{3.33 \times 10^3 (300 \times 10^3)}{3.33 \times 10^3 + 300 \times 10^3} = 3.29 \times 10^3 \Omega = 3.29 k\Omega$$

$$A_{VO} = \frac{R_E}{(r_e + R_E)} = \frac{1 \times 10^3}{6.05 + 1 \times 10^3} = 0.994 \approx 1$$

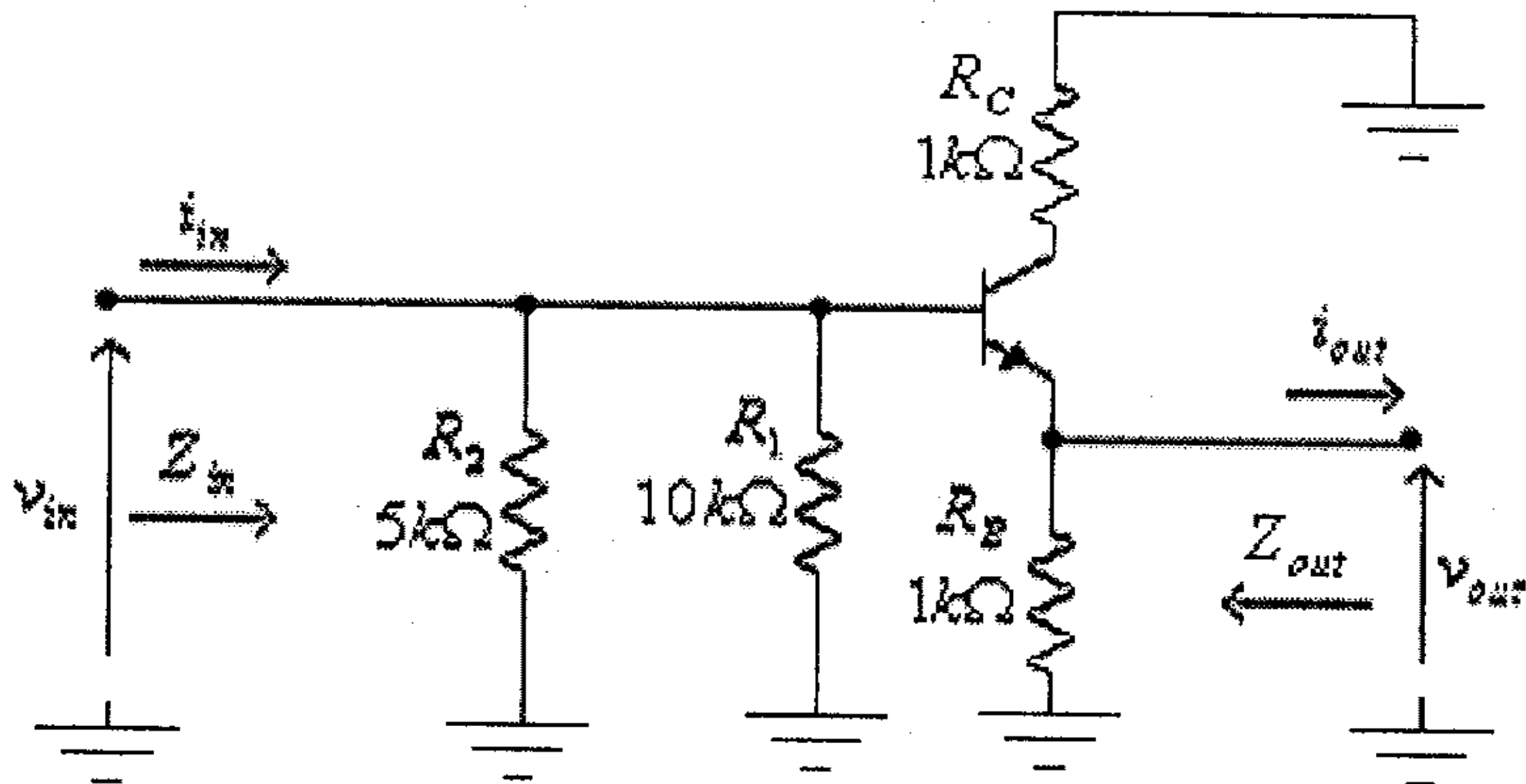
$$Z_{out} = r_e \parallel R_E = \frac{6.05 (1 \times 10^3)}{6.05 + 1 \times 10^3} = 6.014 \Omega \approx r_e = 6.05 \Omega$$

مثال (12): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .



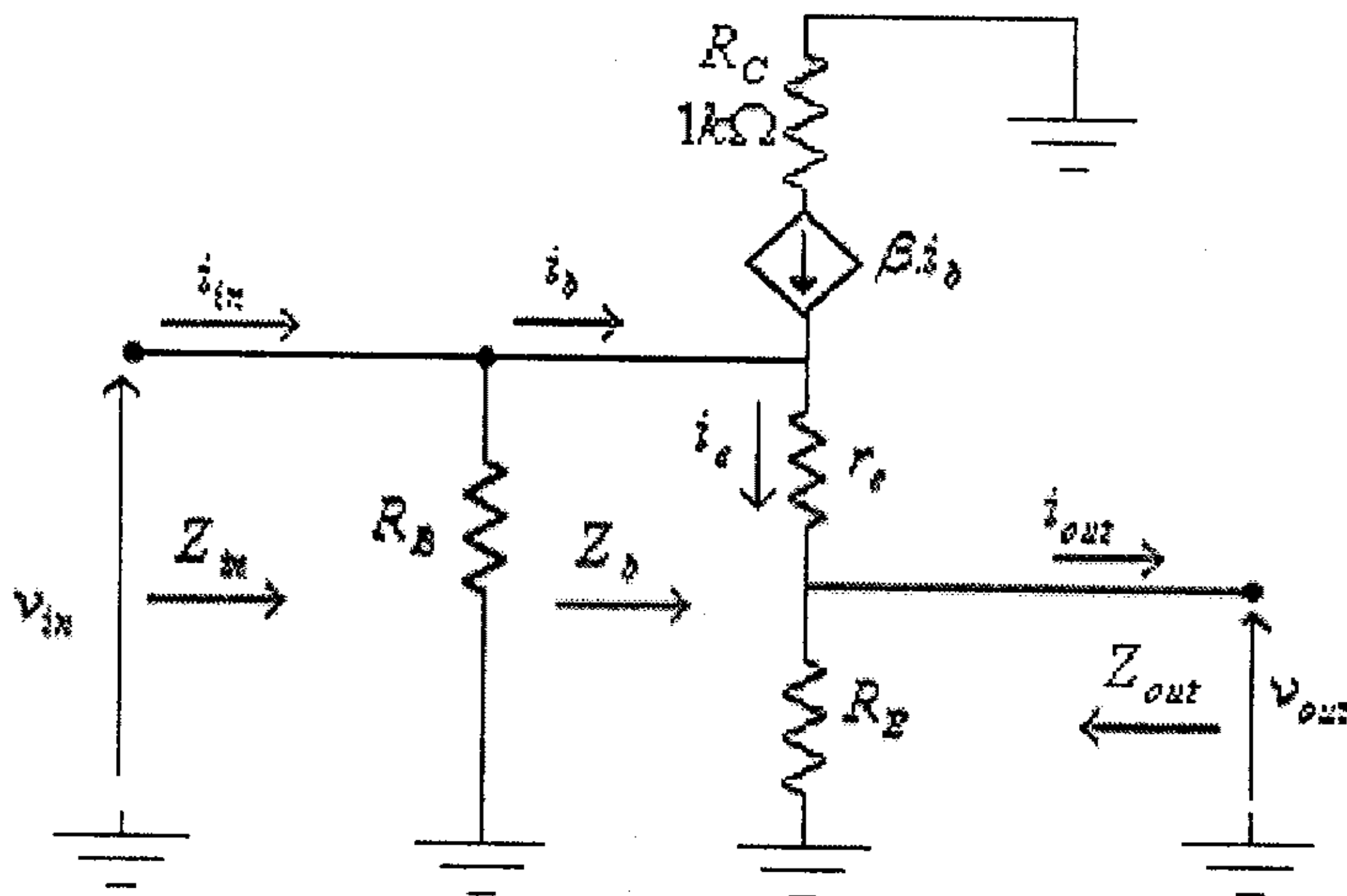
شكل (53)

الحل: الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (54)

وبعد إستبدال الترانزستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.

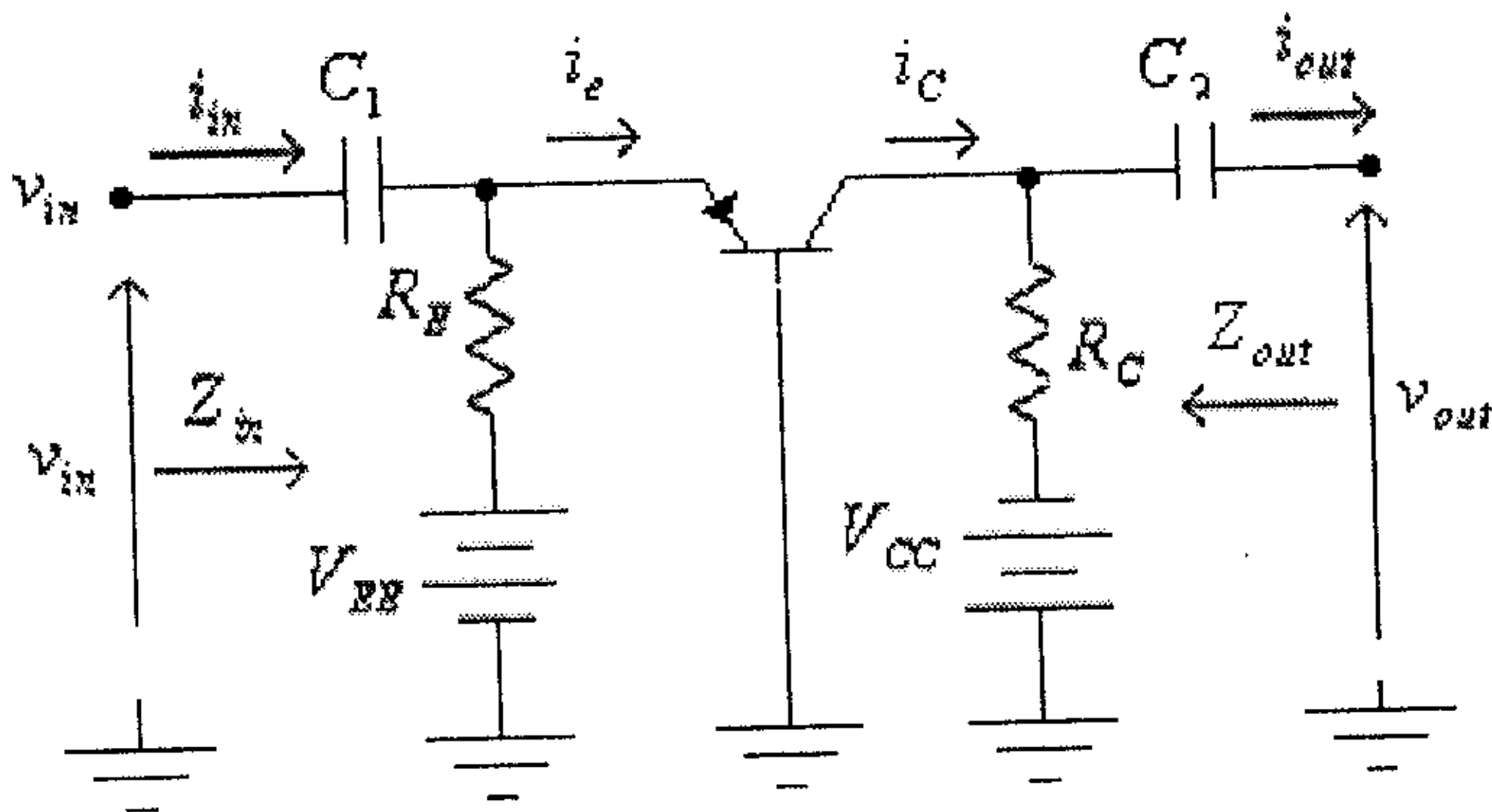


شكل (55)

ولمّا كانت الممانعة الداخلية لمصدر التيار  $\beta \cdot i_b$  تساوي الممانعة النهائية فإن المقاومة  $R_C$  لا تدخل بتحديد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ . أي أنه لهذه الدائرة فإن  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$  هي كما في المثال السابق.

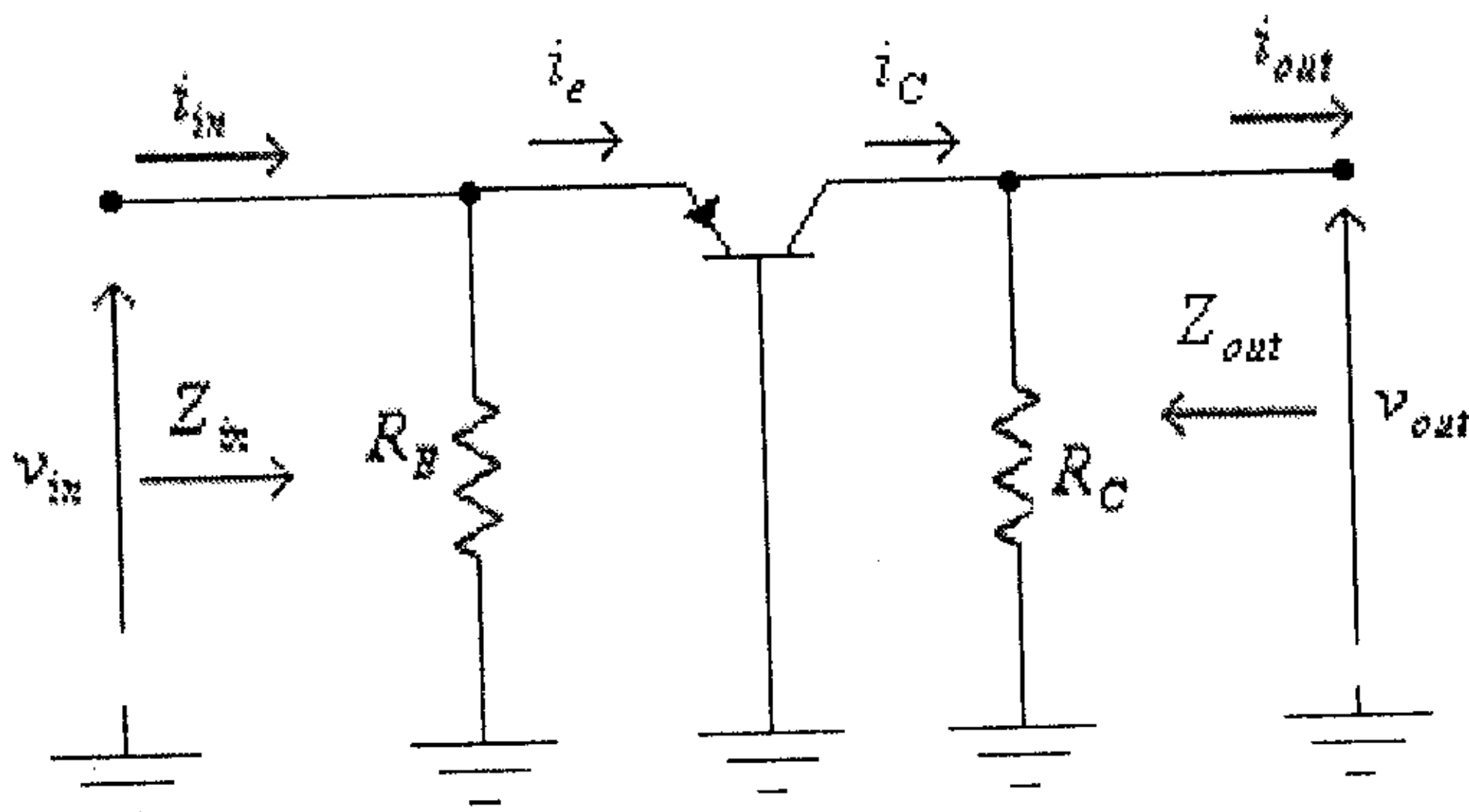
## 2.7 دائرة القاعدة المشتركة (Common-base Circuit).

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم باستخدام ترانزيستور ثنائي القطبية من النوع pnp موصول بدائرة القاعدة المشتركة.



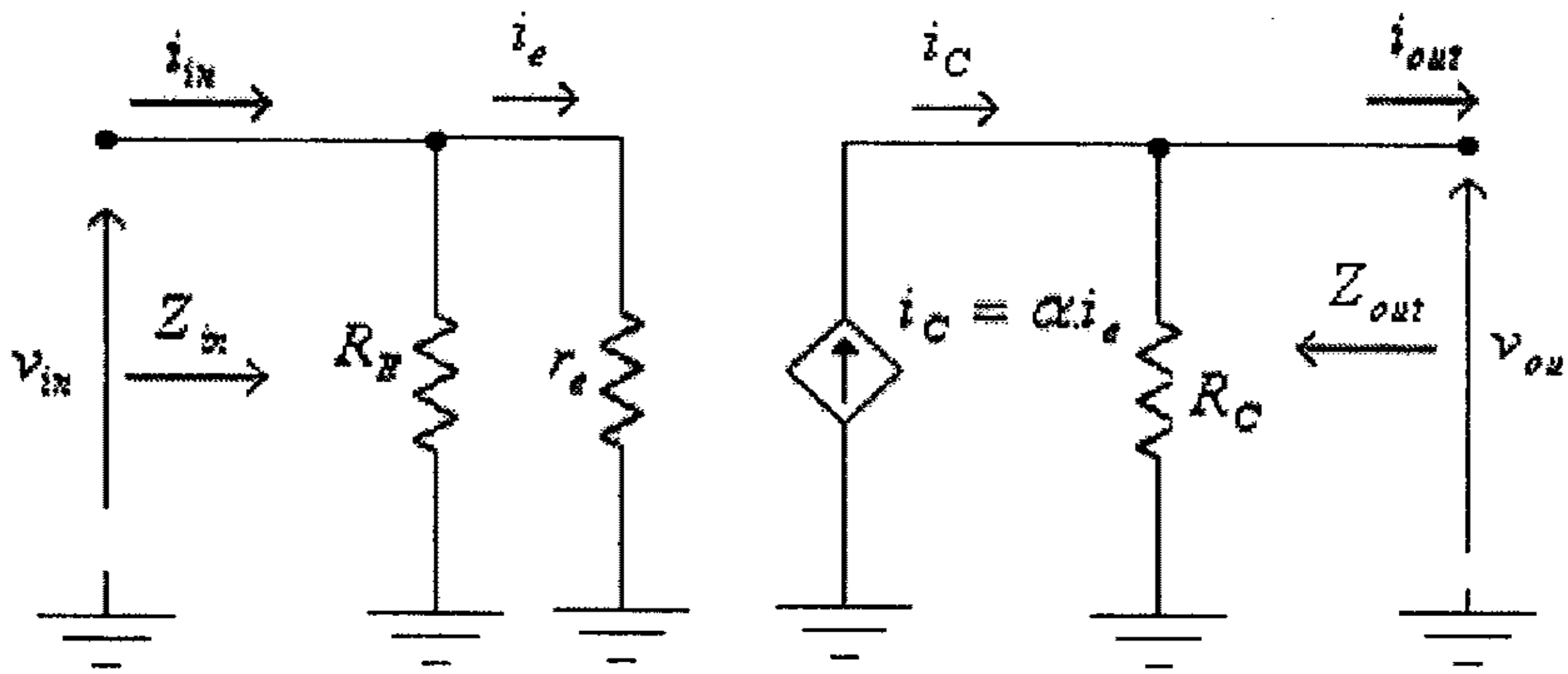
شكل (56)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (57)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتيه المكافئة والمبينة في الشكل (16) من الوحدة السابقة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (58)

من هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_E \parallel r_e = \frac{R_E \cdot r_e}{R_E + r_e}$$

$$Z_{out} = R_C$$

و:

$$v_{out} = i_C \cdot R_C = \alpha \cdot i_e \cdot R_C$$

ولكن:

$$i_e = \frac{v_{in}}{r_e}$$

أي أن:

$$v_{out} = \frac{\alpha \cdot v_{in} \cdot R_C}{r_e}$$

وبالتالي فإن:

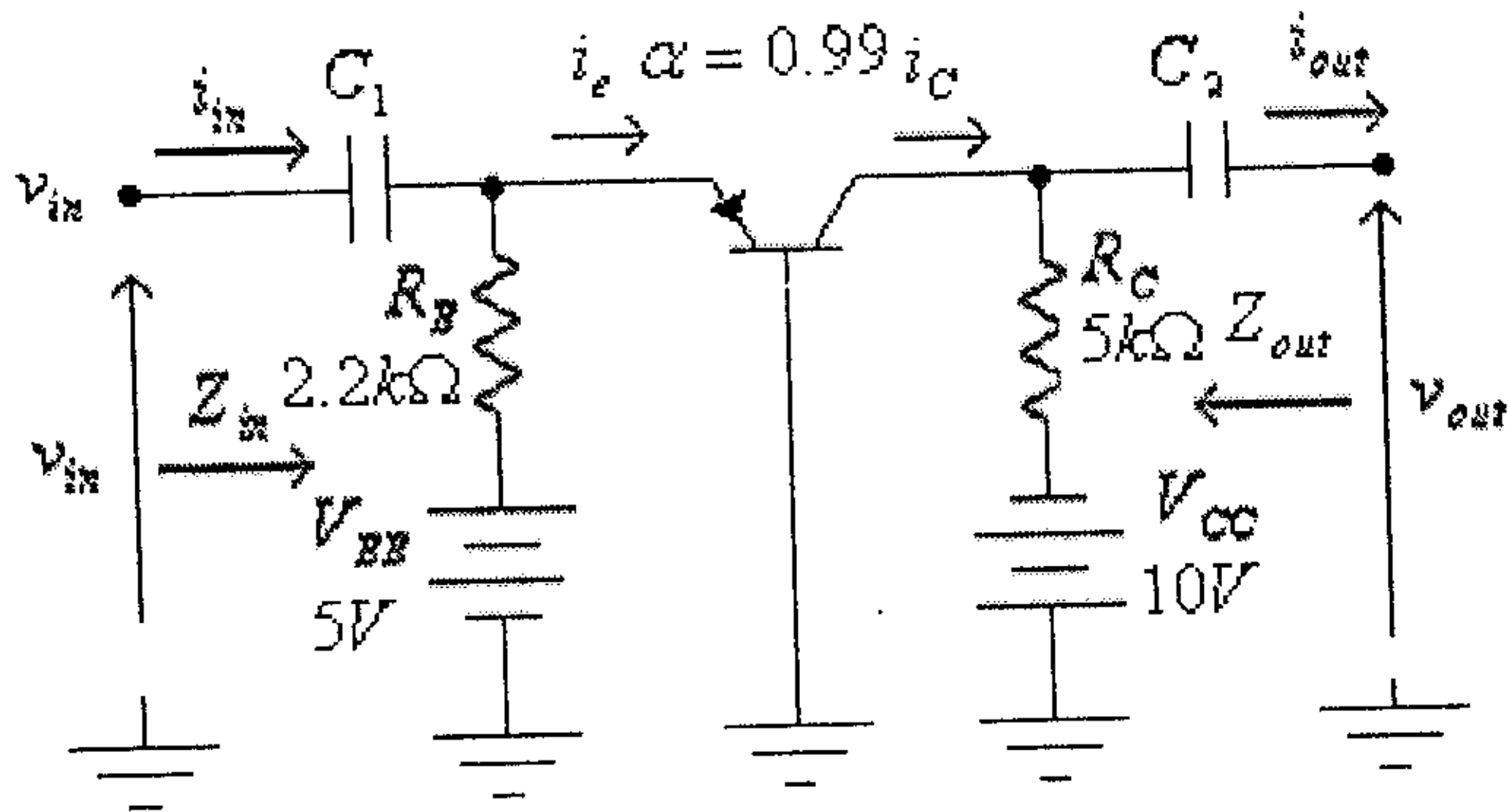
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\alpha \cdot R_C}{r_e} \approx \frac{R_C}{r_e}$$

لاحظ أن إشارتي المدخل والمخرج في هذه الدائرة متطابقتين بالطور

وذلك لأن إشارة معامل تضخيم الفولطية  $A_{VO}$  موجبة.



مثال (13): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .



شكل (59)

الحل:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{5 - 0.7}{2.2 \times 10^3} = 2 \times 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 13 \Omega$$

$$Z_{in} = R_E \parallel r_e = \frac{R_E \cdot r_e}{R_E + r_e} = \frac{2.2 \times 10^3 (13)}{2.2 \times 10^3 + 13} = 12.92 \Omega$$

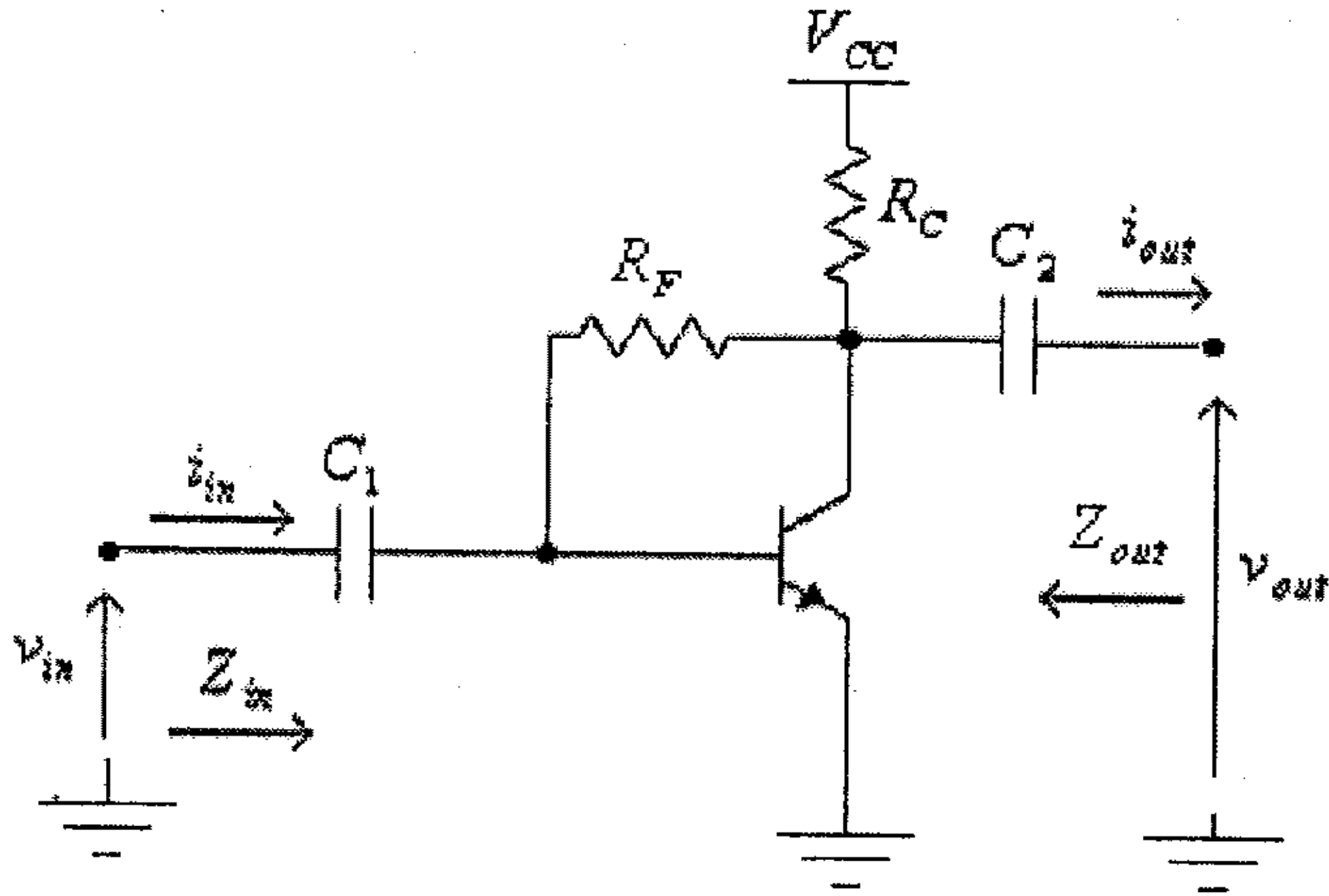
$$Z_{out} = R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

$$A_{VO} = \frac{\alpha \cdot R_C}{r_e} = \frac{0.99 (5 \times 10^3)}{13} = 380.8$$

## 2.8 دائرة إنحياز مع فولطية راجعة (Bias Circuit With Voltage Feedback)

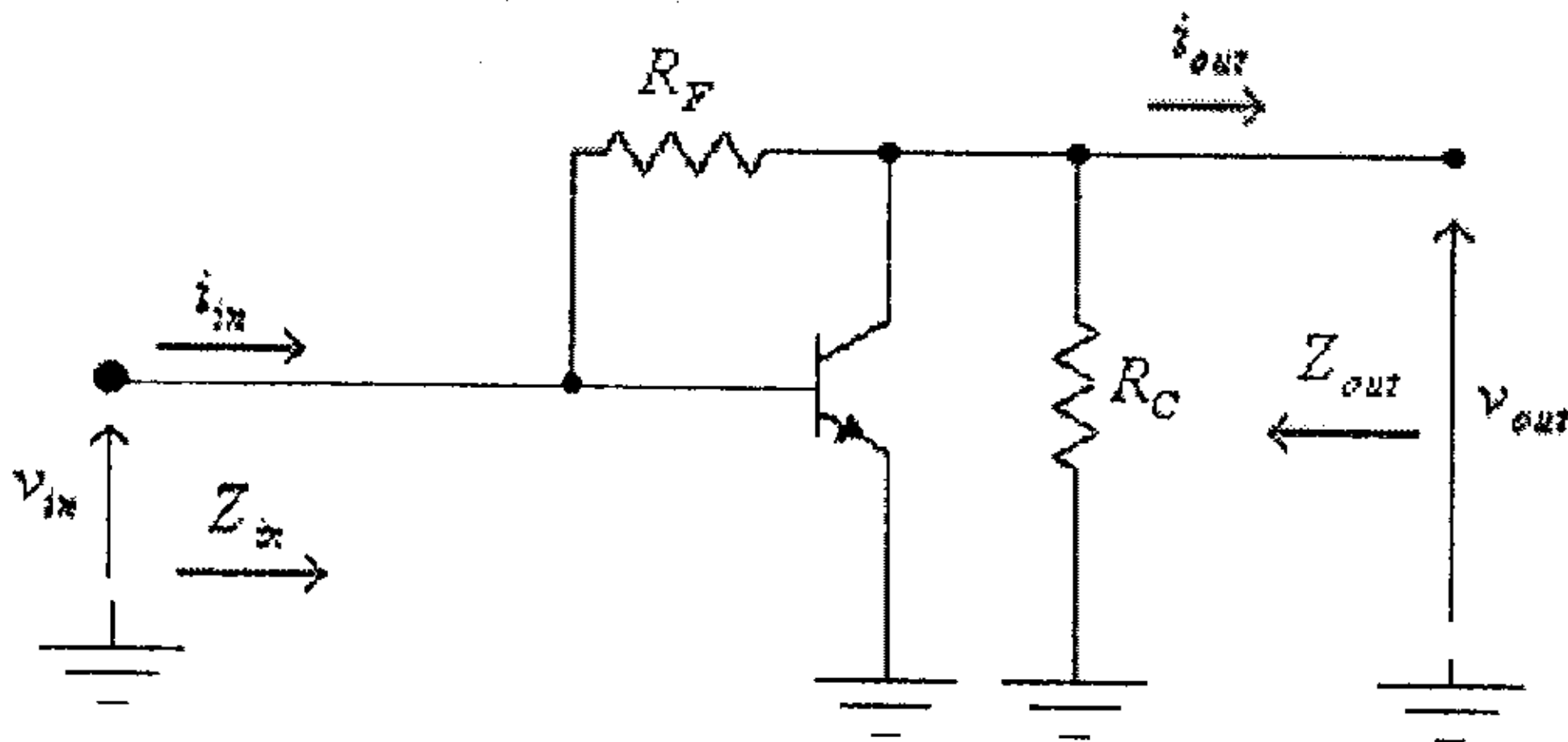
الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك مع إنحياز بفولطية

راجعة.



شكل (60)

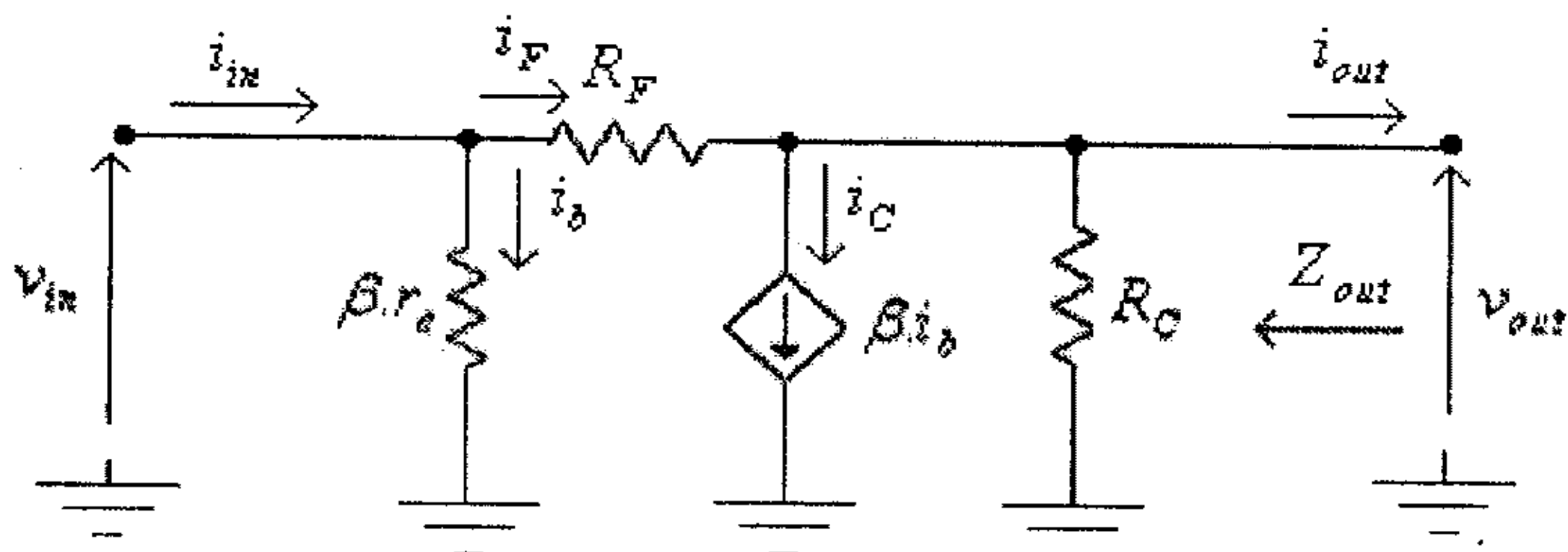
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (61)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في

الشكل التالي.



شكل (62)

من هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_b + i_F \dots\dots\dots(1)$$

و:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} \dots\dots\dots(2)$$

$$i_F = \frac{v_{in} - v_{out}}{R_F} \dots\dots\dots(3)$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} + \frac{v_{in} - v_{out}}{R_F} = \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} + \frac{v_{in}}{R_F} - \frac{v_{out}}{R_F} \dots\dots\dots(4)$$

ولكن:

$$v_{out} = -\beta \cdot i_b \cdot R_C \dots\dots\dots(5)$$

(لاحظ أن  $\beta \cdot r_e + R_F$  عادةً ما تكون أكبر كثيراً من  $R_C$ ، أي أن معظم تيار مصدر التيار  $\beta \cdot i_b$  سيمر في المقاومة  $R_C$ ).

بإستبدال قيمة  $i_b$  من المعادلة (2) في المعادلة (5)، نجد:

$$v_{out} = -\beta \cdot \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} \cdot R_C = -\frac{v_{in} \cdot R_C}{r_e} \dots\dots\dots(6)$$

وبإستبدال قيمة  $v_{out}$  من المعادلة (6) في المعادلة (4)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} + \frac{v_{in}}{R_F} + \frac{v_{in} \cdot R_C}{r_e \cdot R_F}$$

$$i_{in} = v_{in} \left( \frac{1}{\beta \cdot r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C}{r_e \cdot R_F} \right) \dots\dots\dots(7)$$

أي أن:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{\beta \cdot r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C}{r_e \cdot R_F}} \dots\dots\dots (8)$$

ولكن قيمة المقاومة  $R_F$  عادةً ما تكون كبيرة جداً ، (وبالتالي فإن قيمة

$\frac{1}{R_F}$  صغيرة جداً ويمكن إهمالها)، أي أن:

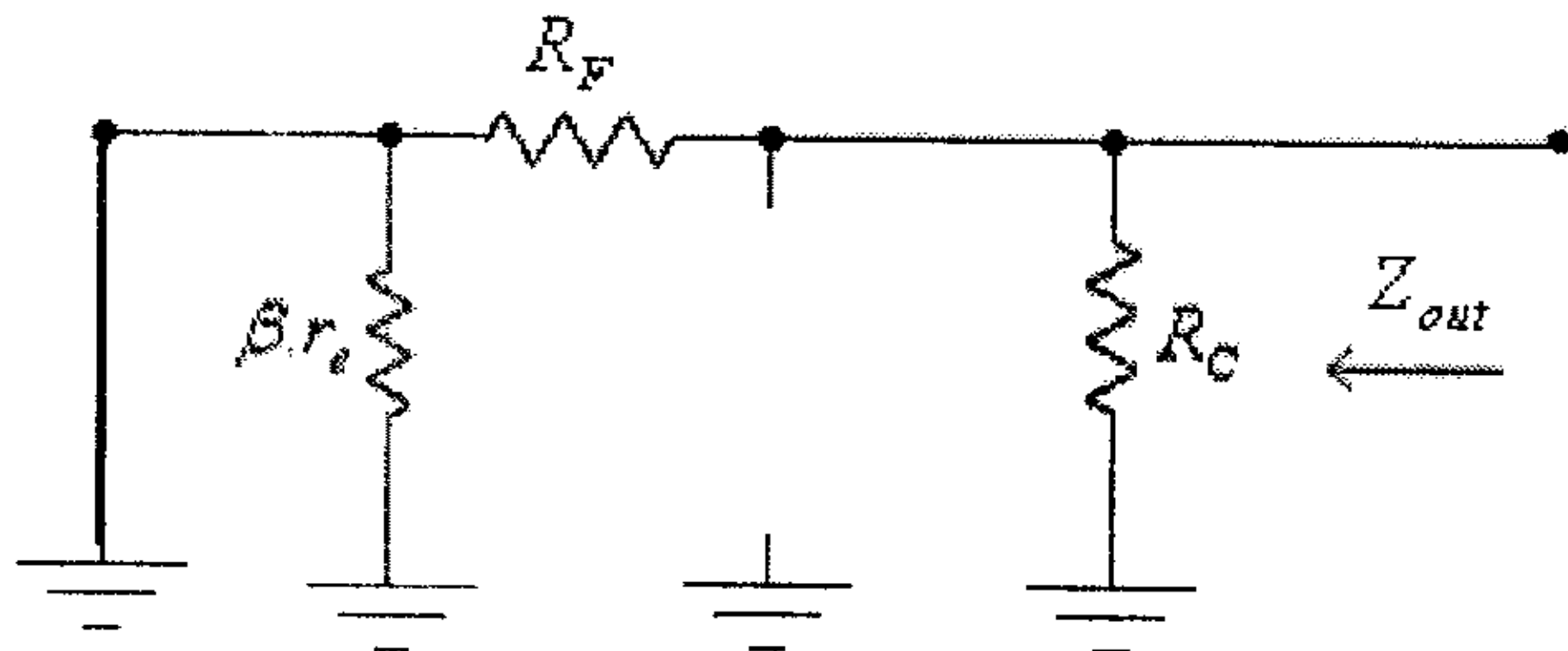
$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{\frac{1}{\beta \cdot r_e} + \frac{R_C}{r_e \cdot R_F}} = \frac{1}{\frac{R_F + \beta \cdot R_C}{\beta \cdot r_e \cdot R_F}} = \frac{\beta \cdot r_e \cdot R_F}{R_F + \beta \cdot R_C} \dots\dots (9)$$

ولإيجاد الممانعة المخرجة، فعندما تكون الإشارة المدخلة،  $v_{in}$ ، تساوي

صفرًا فإن تيار القاعدة للترانزستور،  $i_b$ ، يساوي صفرًا. وبالتالي فإن قيمة

مصدر التيار  $\beta \cdot i_b$  يكافئ دائرة مفتوحة (open-circuit)، كما في الشكل

التالي.



شكل (63)

أي أن الممانعة المخرجة لهذه الدائرة هي:

$$Z_{out} = R_C \parallel R_F = \frac{R_C \cdot R_F}{R_C + R_F} \dots\dots\dots (10)$$

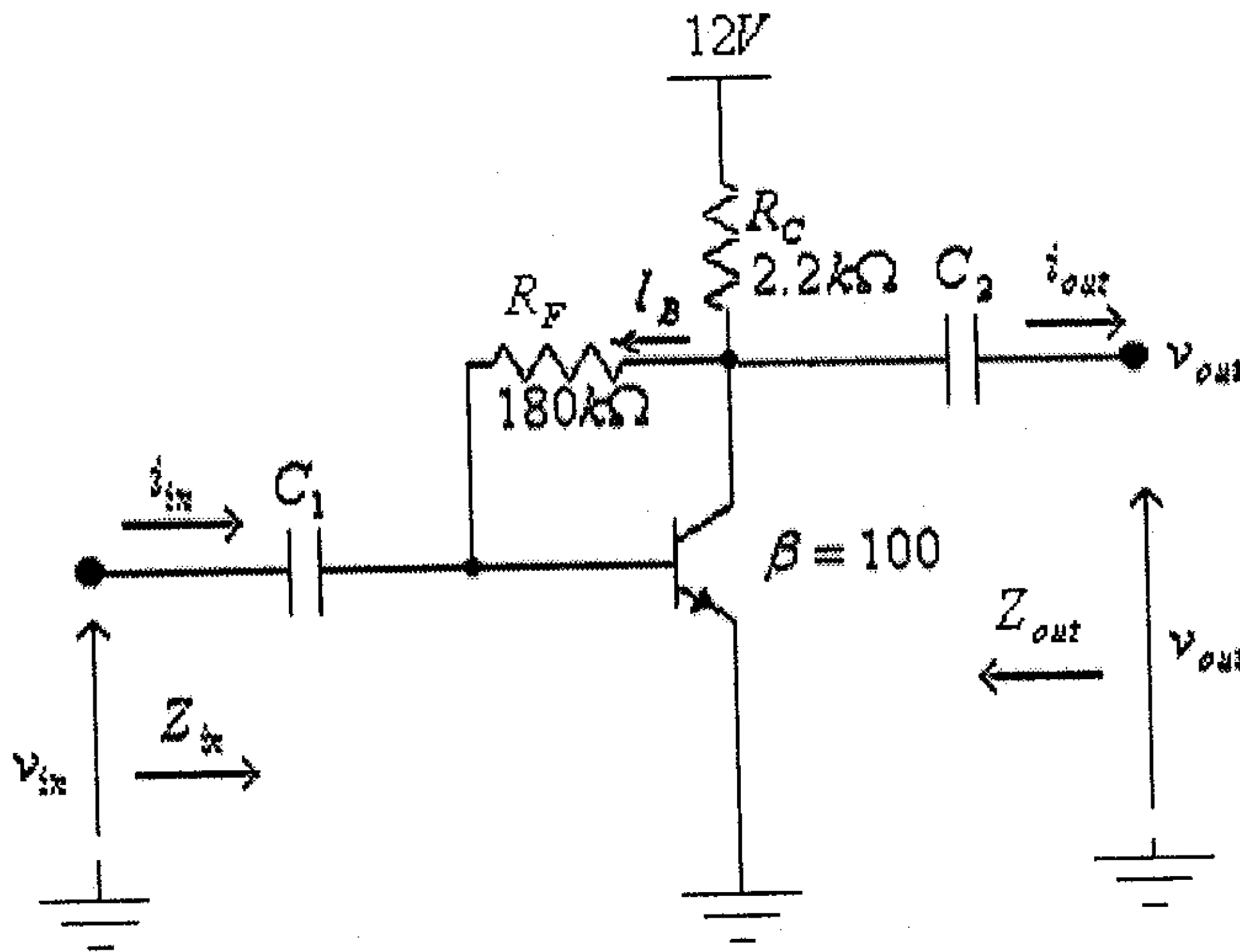
وكما تم إيجاده في معادلة (6)، سابقاً، فإن:

$$v_{out} = -\frac{v_{in} \cdot R_C}{r_e}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \dots \dots \dots (11)$$

مثال (14): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .



شكل (64)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta \cdot R_C} = \frac{12 - 0.7}{180 \times 10^3 + 100(2.2 \times 10^3)} = 28.25 \times 10^{-6} \text{ A} = 28.25 \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B = (100 + 1) \cdot (28.25 \times 10^{-6}) = 2.9 \times 10^{-3} \text{ A} = 2.9 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2.9 \text{ mA}} = 8.97 \Omega$$

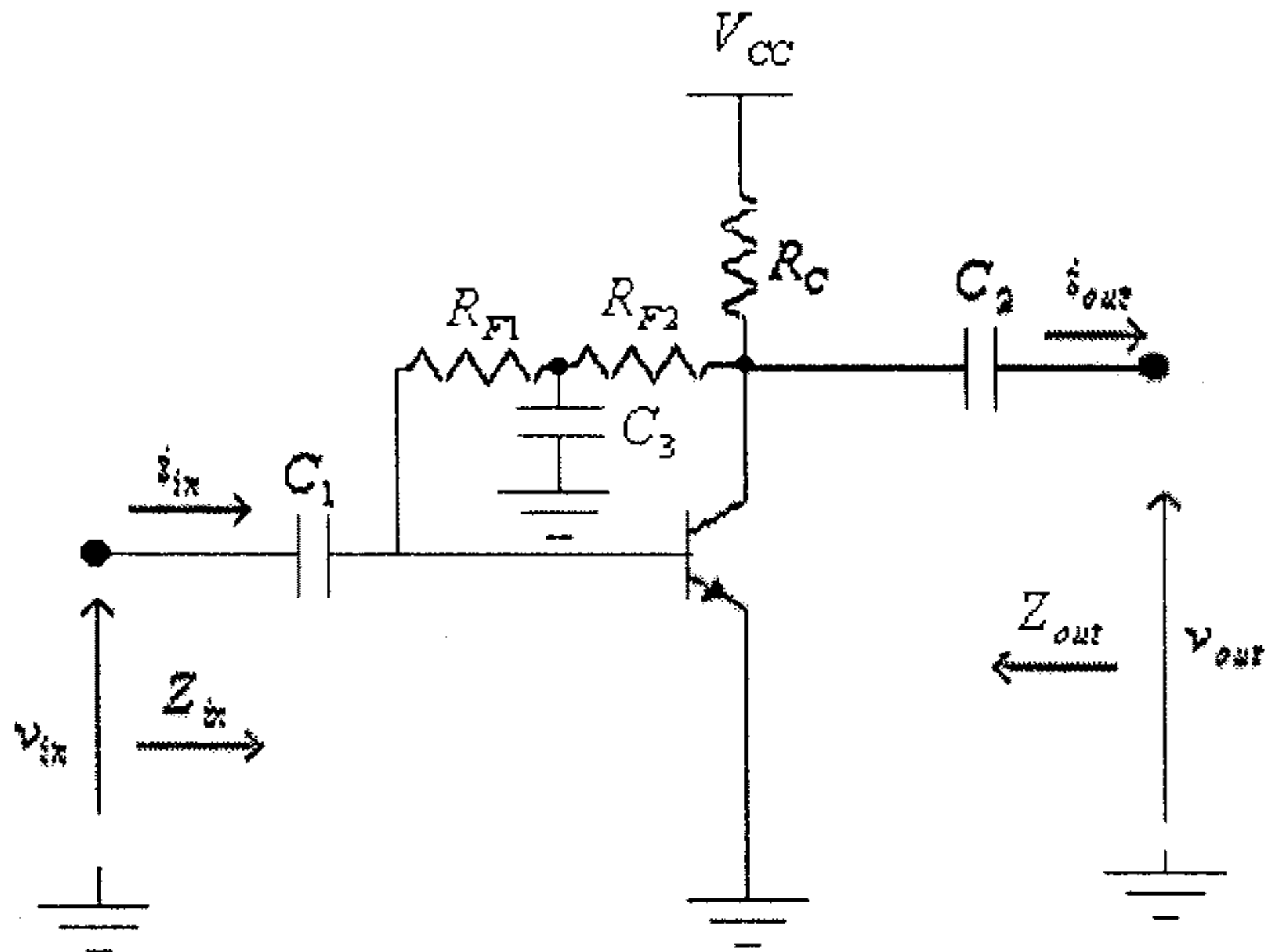
وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = \frac{\beta \cdot r_e \cdot R_F}{R_F + \beta \cdot R_C} = \frac{(100) \cdot (8.97) \cdot (180 \times 10^3)}{180 \times 10^3 + (100) \cdot (2.2 \times 10^3)} = 403.7 \Omega$$

$$Z_{out} = R_C \parallel R_F = \frac{R_C \cdot R_F}{R_C + R_F} = \frac{2.2 \times 10^3 (180 \times 10^3)}{2.2 \times 10^3 + 180 \times 10^3} = 2.17 \times 10^3 \Omega = 2.17 k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.2 \times 10^3}{8.97} = -245$$

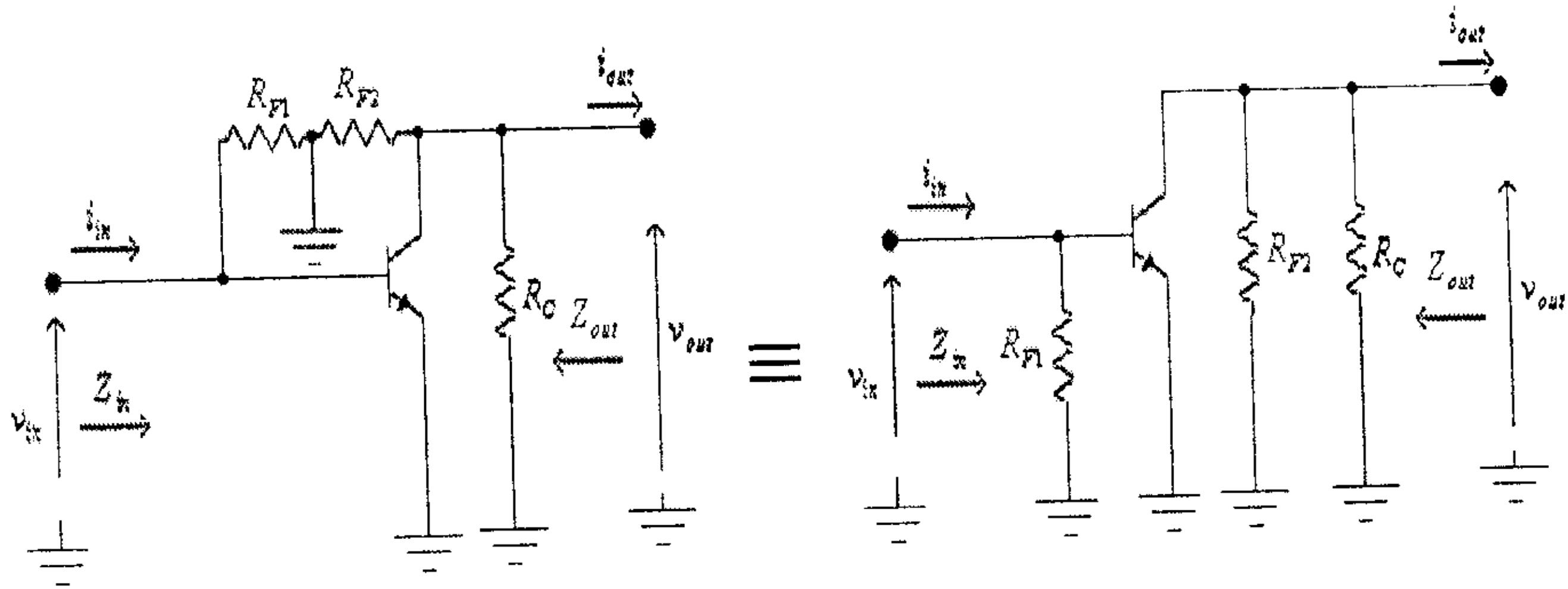
مثال (15): لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .



شكل (65)

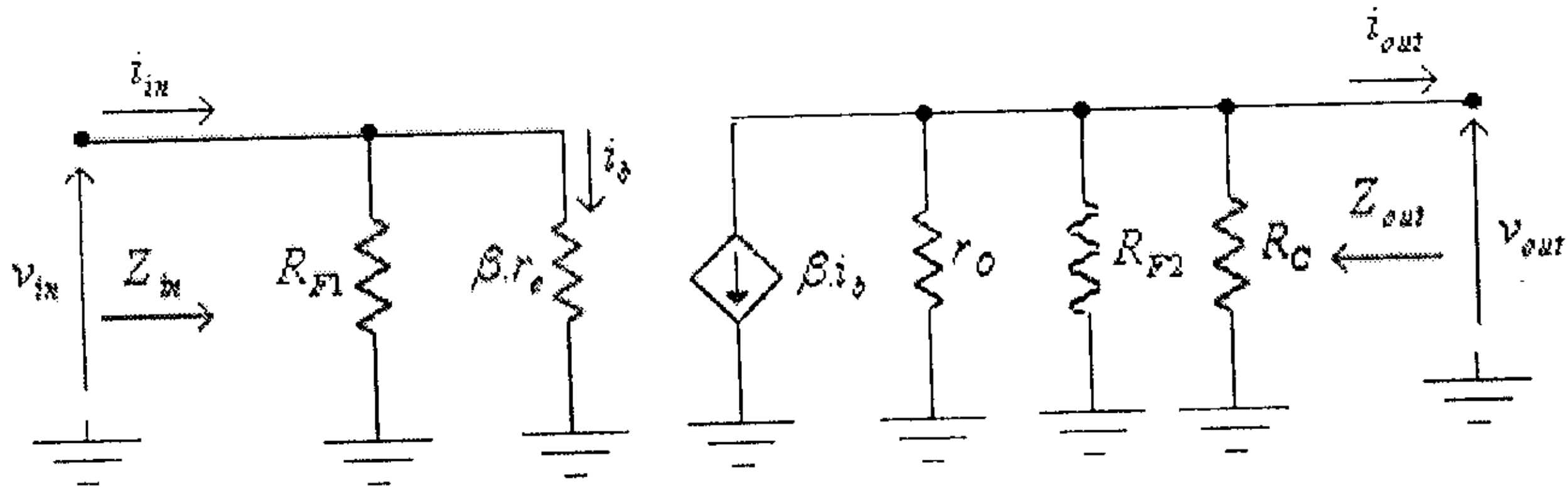
الحل:

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (66)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (67)

من هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_{F1} \parallel (\beta \cdot r_e)$$

$$Z_{out} = r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C$$

و:

$$v_{out} = -Z_{out} \cdot \beta \cdot i_b$$

ولكن:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e}$$



أي أن:

$$v_{out} = -Z_{out} \cdot \beta \cdot \frac{v_{in}}{\beta \cdot r_e} = -Z_{out} \cdot \frac{v_{in}}{r_e}$$

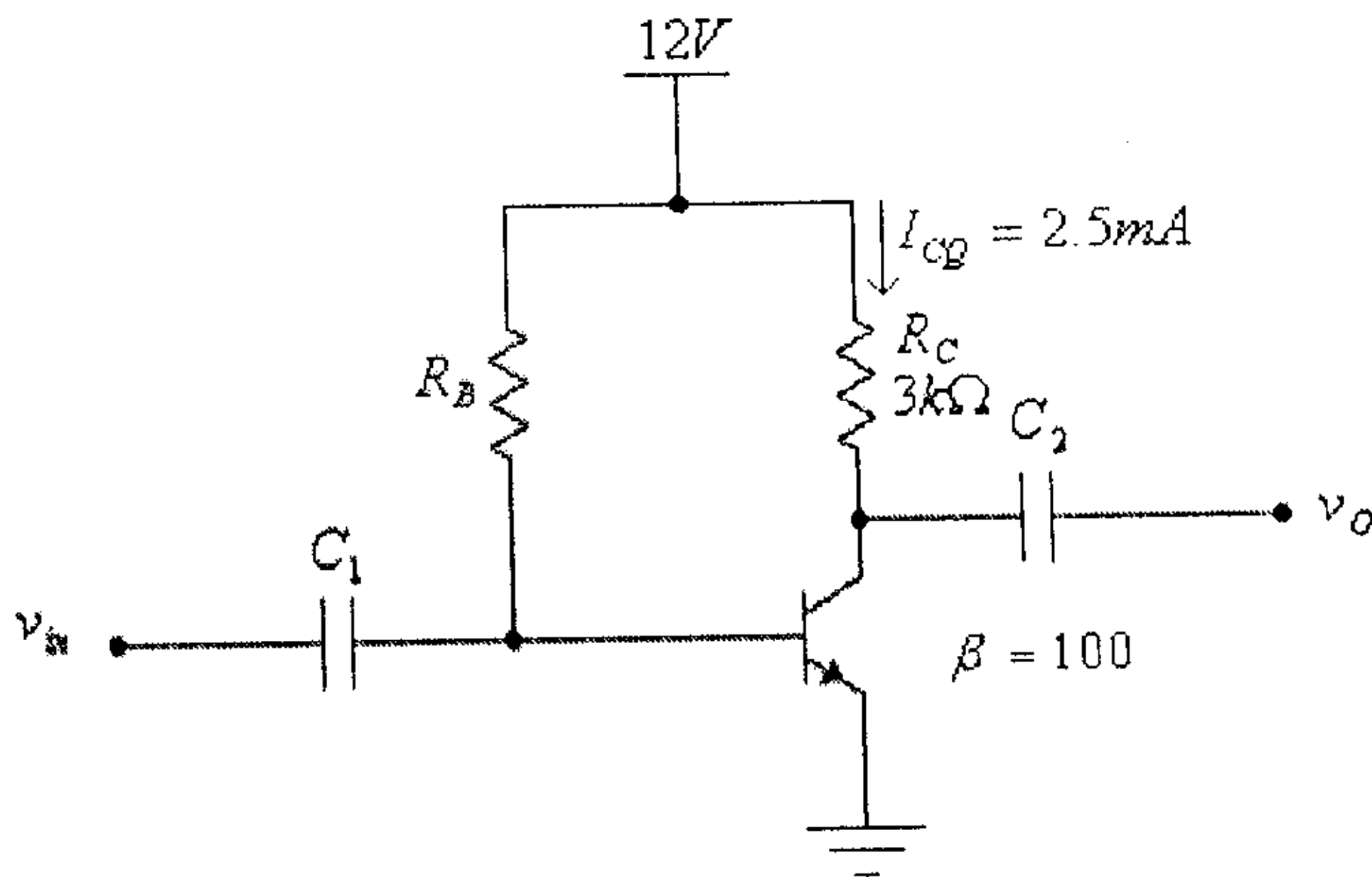
ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{Z_{out}}{r_e} = -\frac{r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C}{r_e}$$

## 2.9 تمارين:

## 1- للدائرة التالية:

- (أ) أوجد قيمة المقاومة  $R_B$ .
- (ب) أوجد قيمة مقاومة الباعث الديناميكية للترانزستور،  $r_e$ .
- (ج) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.
- (د) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.

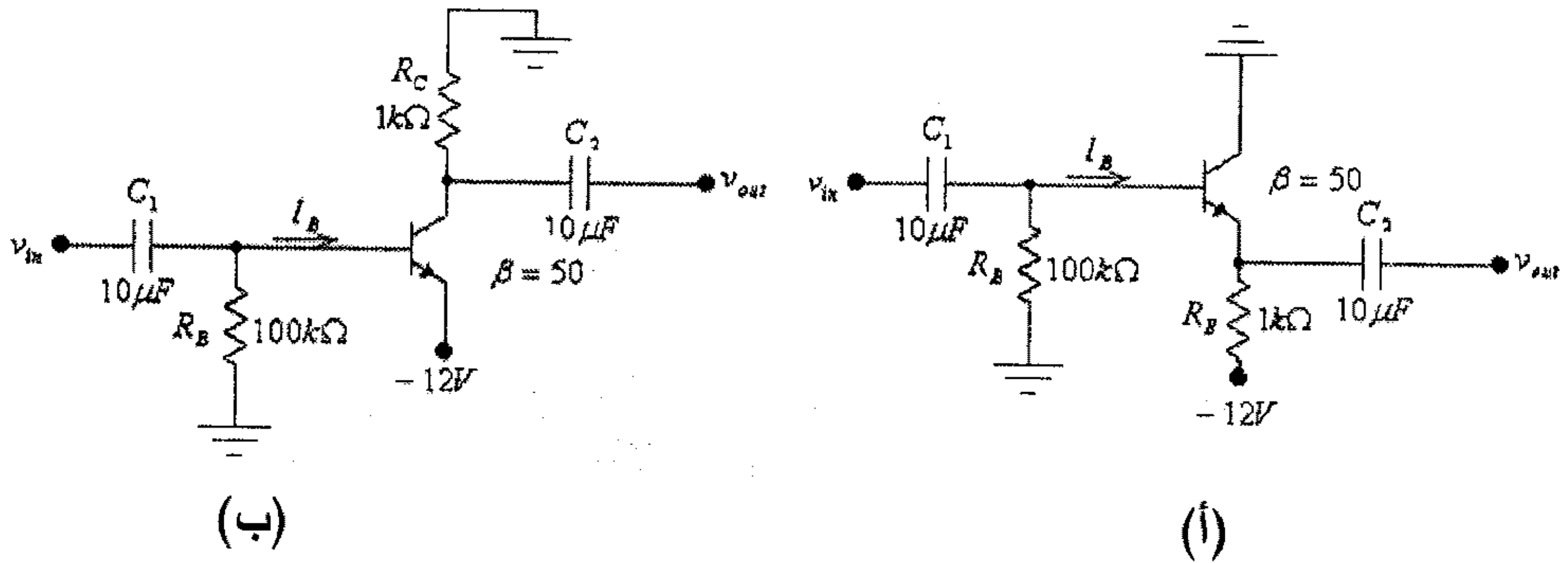


شكل (68)

- 2- أوجد قيمة كل من معاملي تضخيم الفولطية،  $A_v$ ، والتيار،  $A_i$ ، في حالة توصيل حمل مقاومته  $1k\Omega$  على مخرج دائرة التضخيم في السؤال السابق.

- 3- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

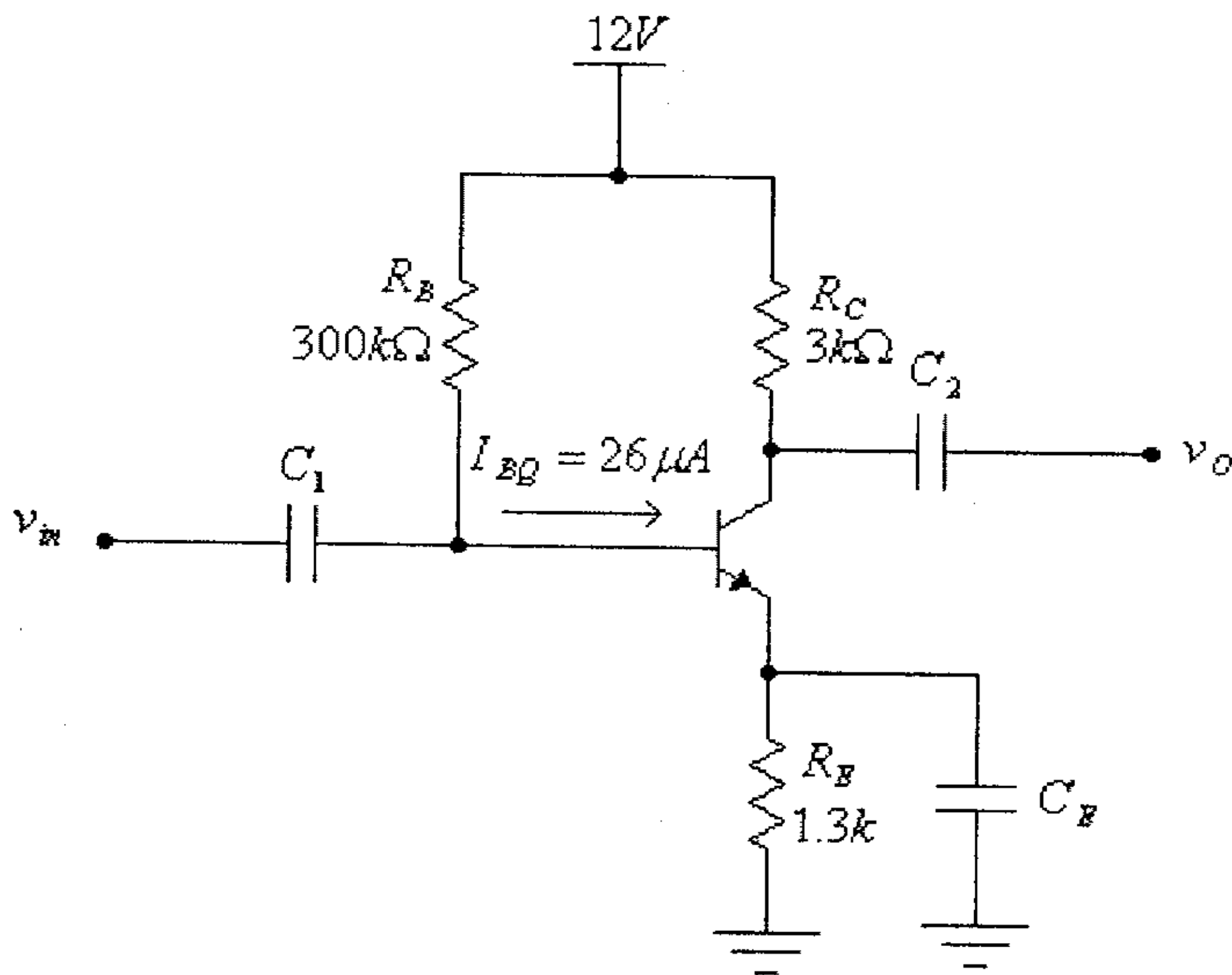
- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (69)

## 4- للدائرة التالية:

- (أ) أوجد قيمة المعامل  $\beta$  للترانزيستور.
- (ب) أوجد قيمة مقاومة الباعث الديناميكية للترانزيستور،  $r_e$ .
- (ج) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.
- (د) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



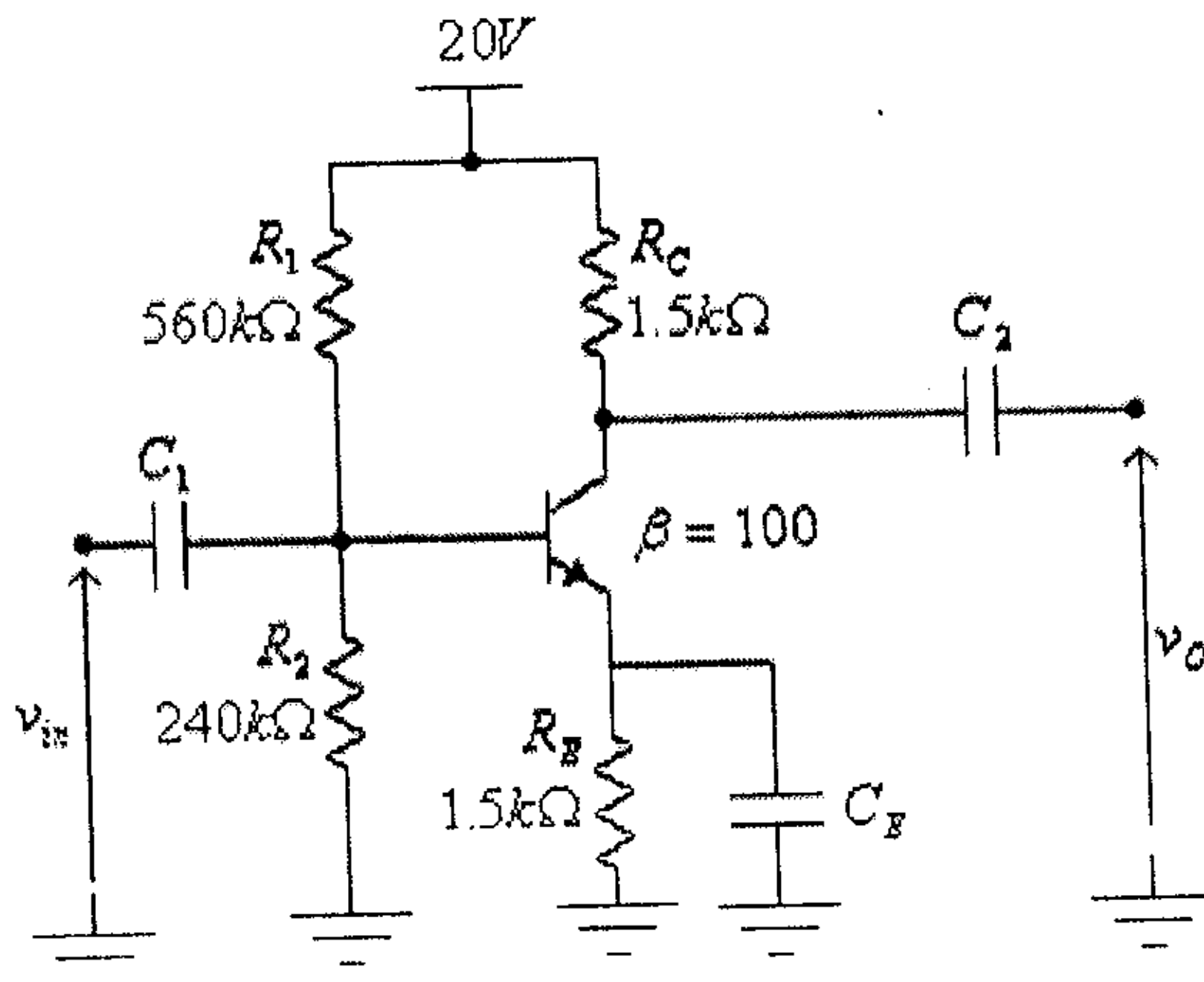
شكل (70)

5- أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف  $C_E$ .

6- للدائرة التالية:

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (71)

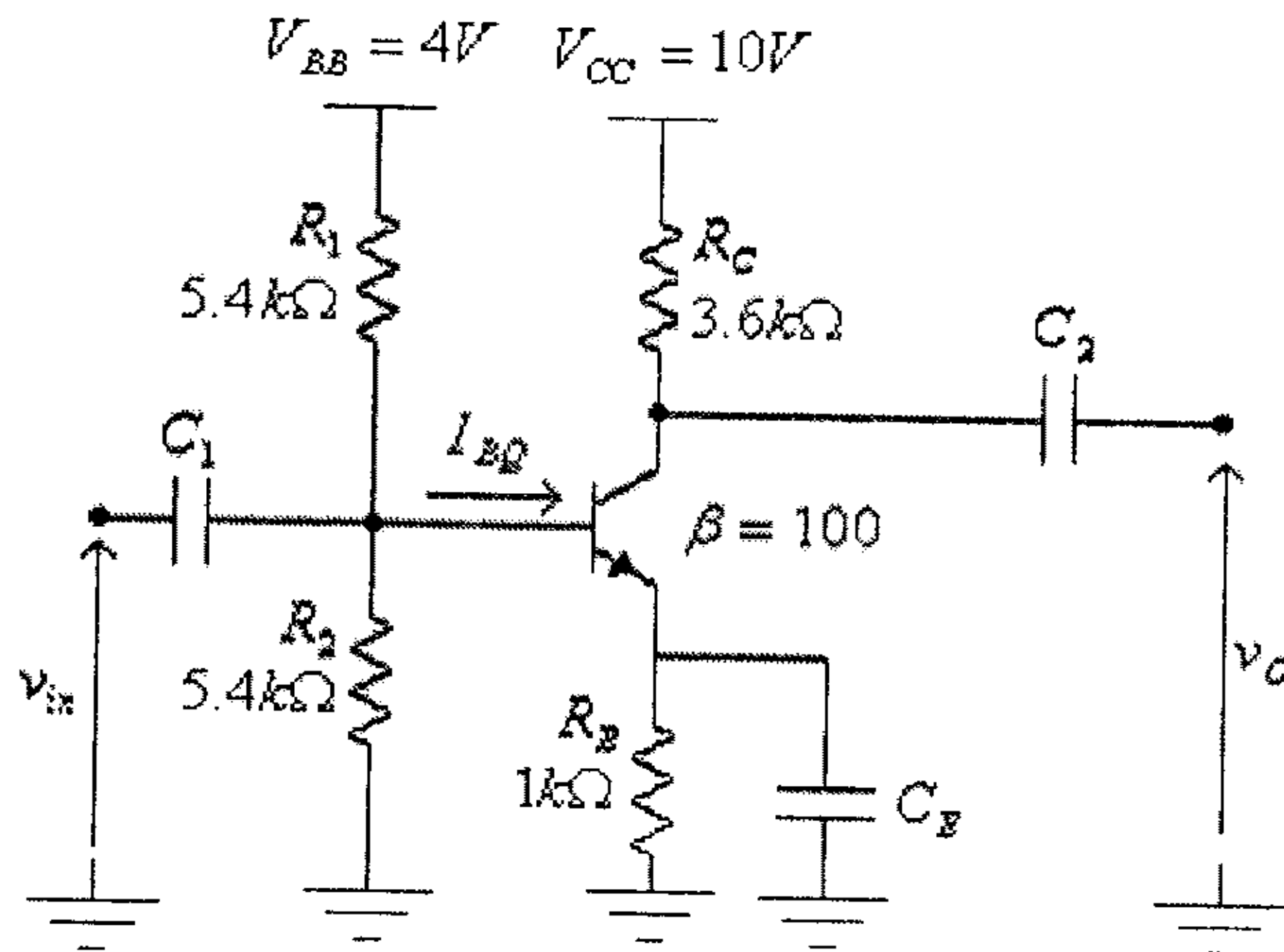
7- للدائرة في السؤال السابق، أوجد قيمة مقاومة الحمل  $R_L$  والتي عندها تكون قيمة معامل تضخيم الفولطية،  $A_V$ ، تساوي -50.

8- للدائرة التالية:

(أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز  $I_{BQ}$ .

(ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

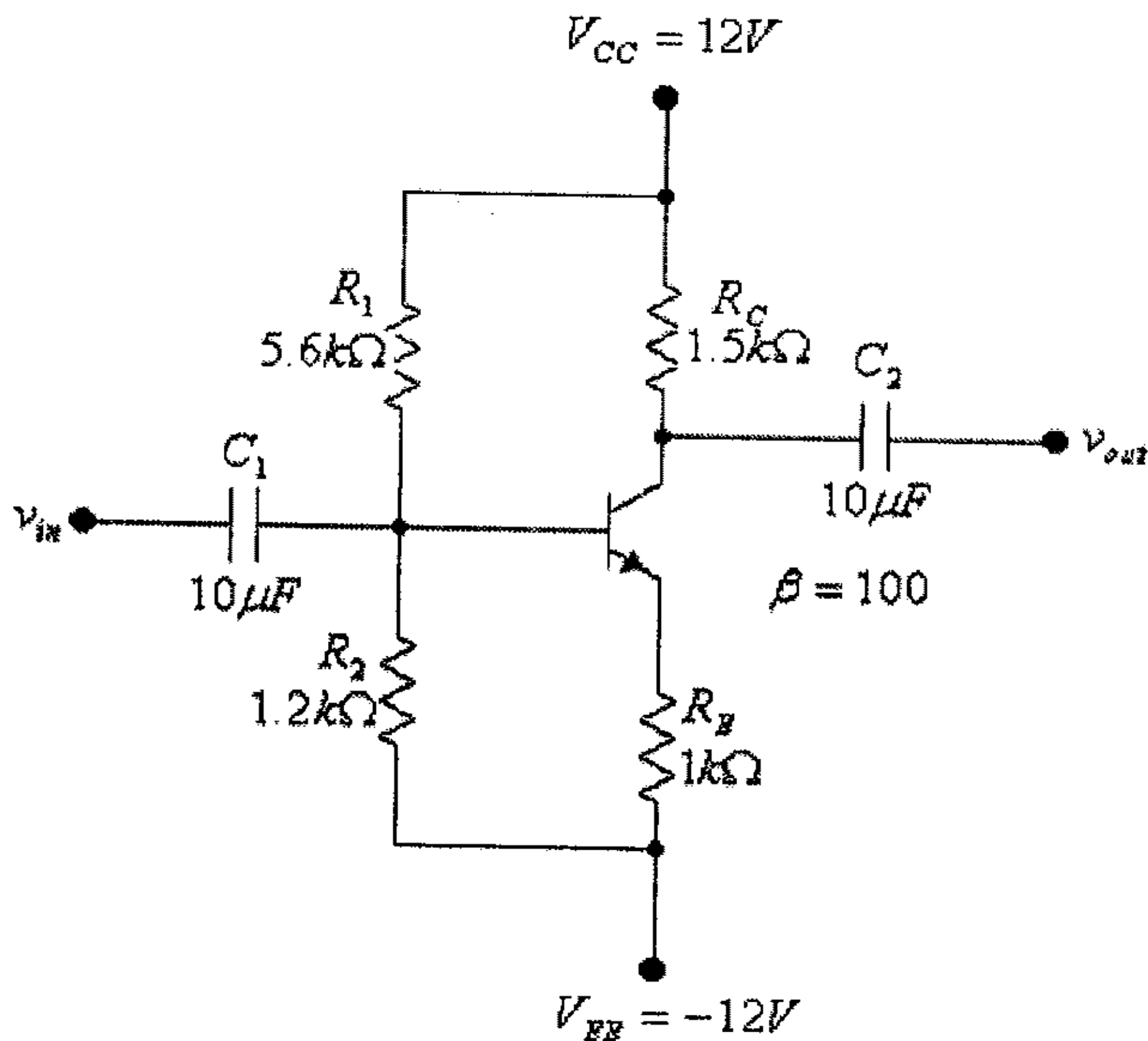
(ج) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (72)

## 9- للدائرة التالية:

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



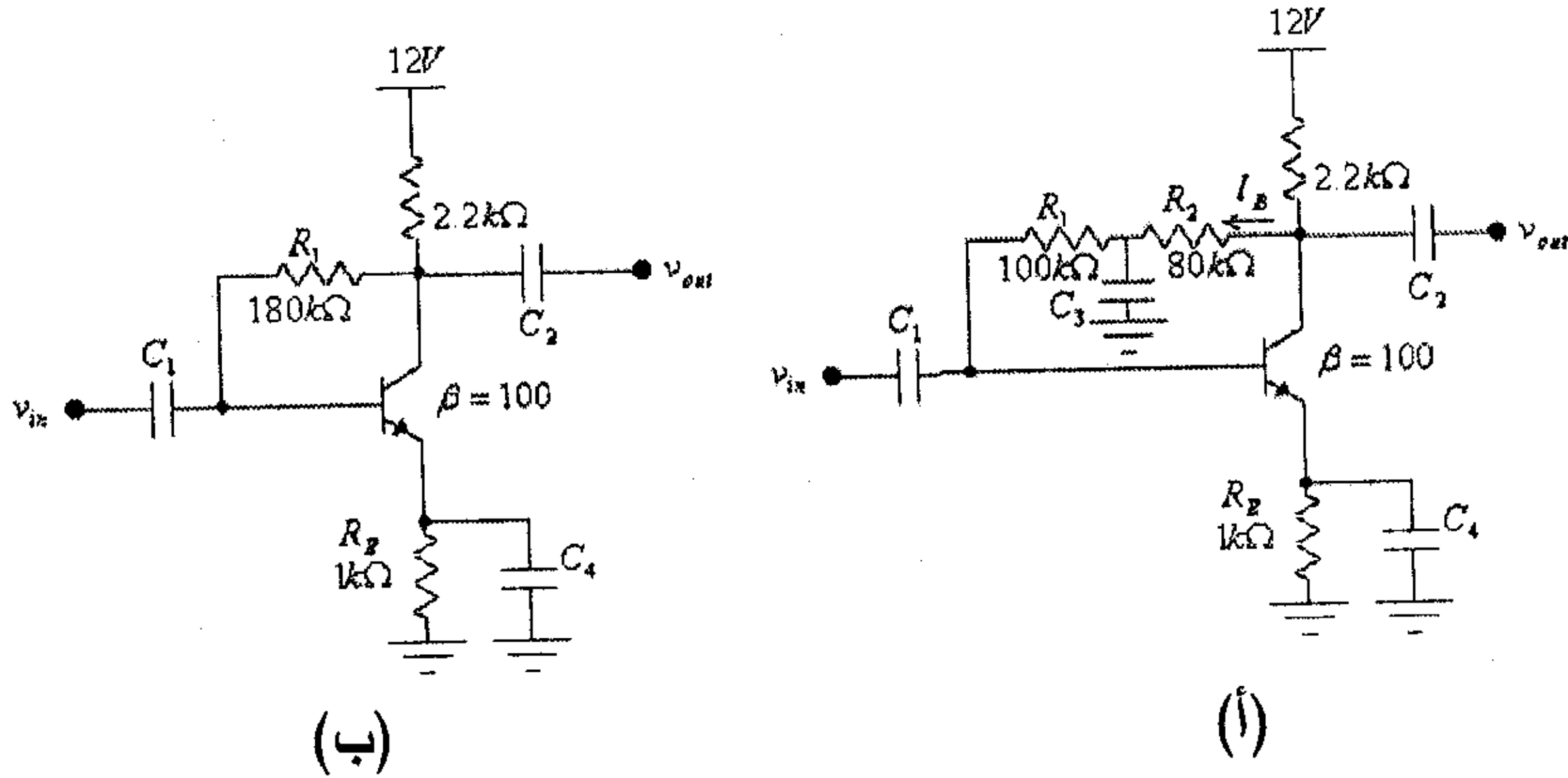
شكل (73)

10- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل

تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



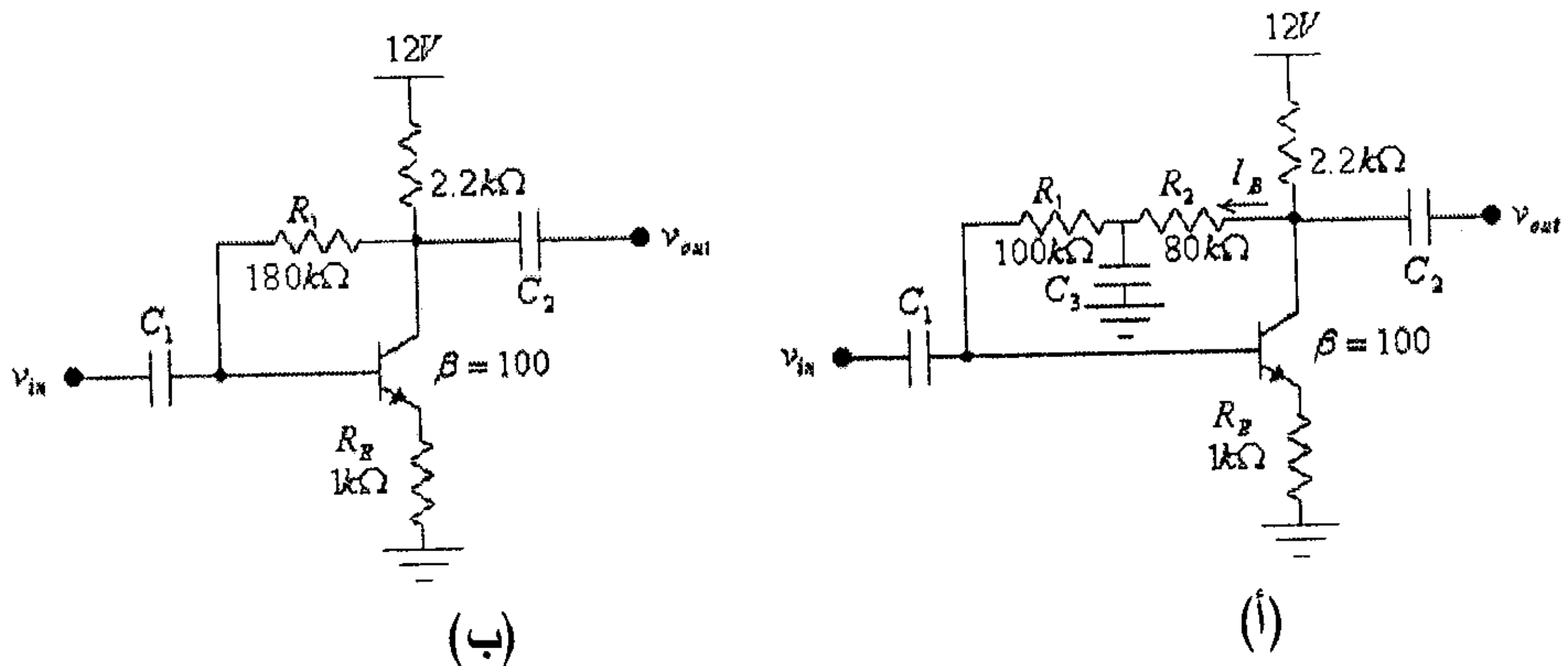
شكل (74)

11- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل

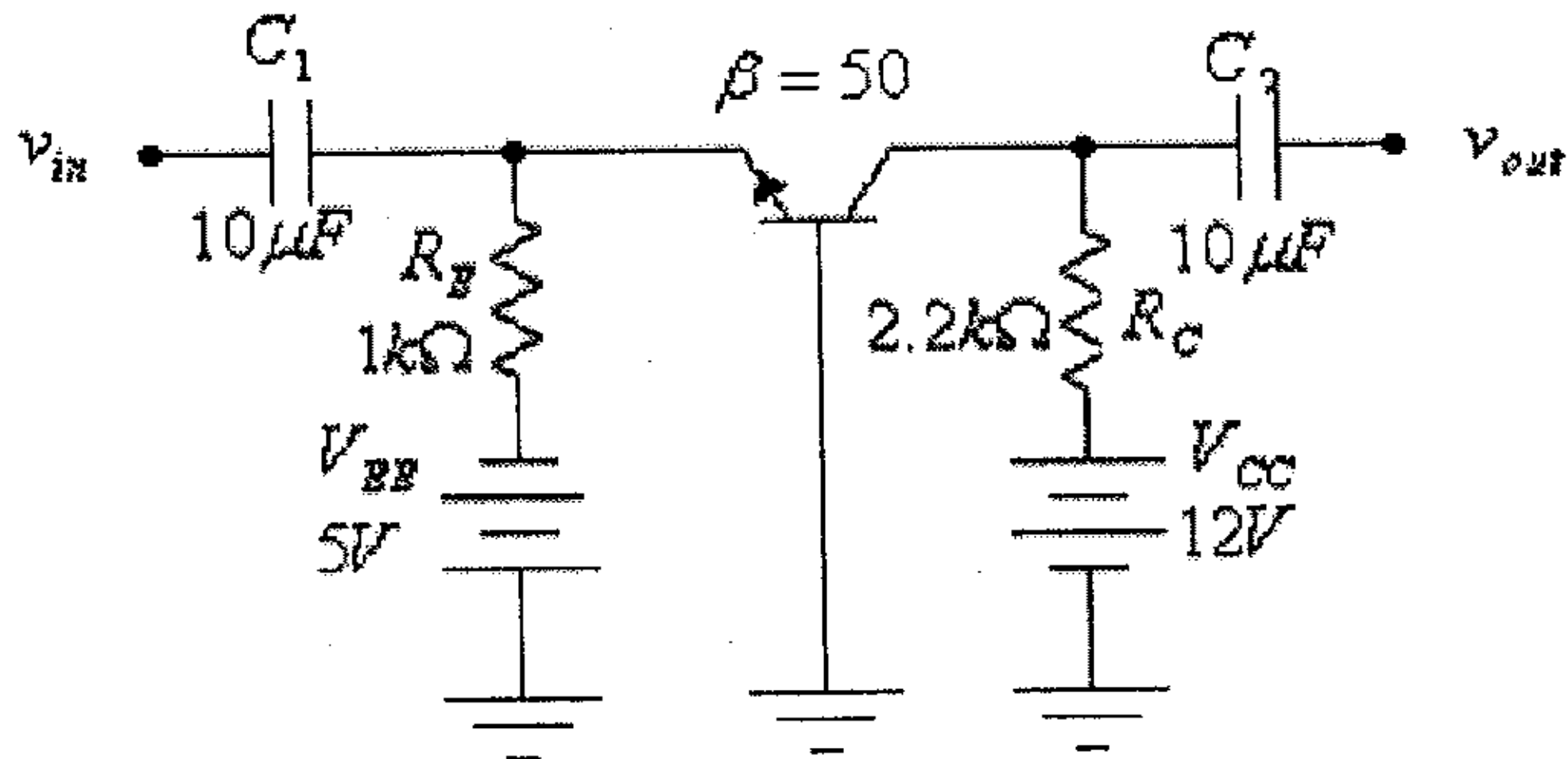
تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (75)

## -12- للدائرة التالية:

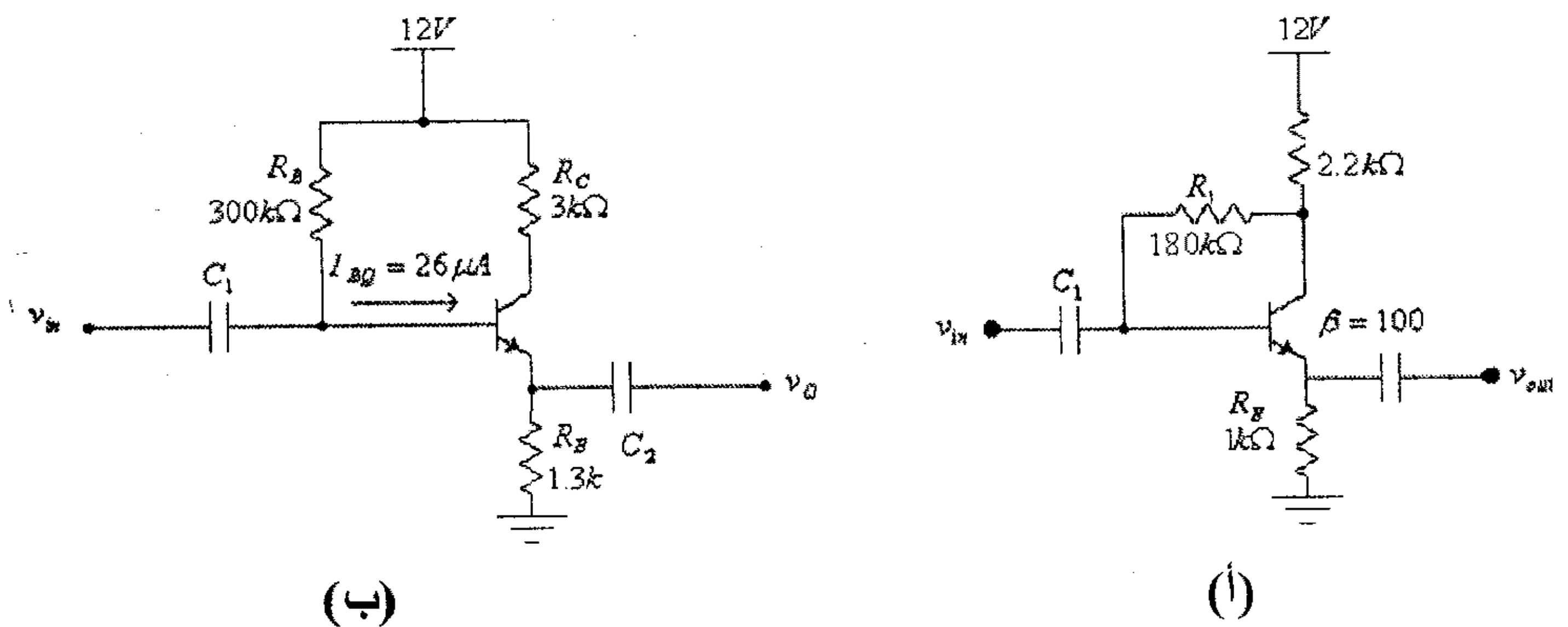
- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



شكل (76)

## -13- لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل أدناه:

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعة المدخلية، الممانعة المخرجة ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل.



(ب)

(أ)

شكل (77)





# الوحدة الثالثة

تحليل دوائر ترانزيستورات  
تأثير المجال



## الوحدة الثالثة

### تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال

#### 3.1 مدخل

وكما في حالة دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية فإن تحليل دوائر ترانزيستورات تأثير المجال تبدأ بدراسة تأثير دائرة الإنحياز لوحدها (وإهمال تأثير الإشارة المدخلة)، وذلك بعد إن يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المستمر للدائرة المراد دراستها، وذلك:

- بحذف جميع المكثفات الموجودة في الدائرة (واعتبارها تكافئ دارة مفتوحة)، وذلك لأن ممانعتها للتيار المستمر تساوي مالانهاية.
  - إعتبار قيمة الإشارة (الإشارات) المدخلة تساوي صفراً.
- (راجع الوحدة السادسة في الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية دراسة وتحليل دوائر الإنحياز المختلفة لترانزيستورات تأثير المجال).
- أما لدراسة تأثير الإشارة المدخلة لوحدها (وإهمال تأثير دائرة الإنحياز)، ولكون الإشارة المدخلة عادةً إشارة مترددة، فإنه يتم رسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، للدائرة المراد دراستها، وذلك:
- بإستبدال كل من المكثفات الموجودة في الدائرة بدارة قصر ( short circuit)، وذلك لأن قيمة ممانعتها للتيار المتردد عادة ما تكون صغيرة، مقارنة مع قيم الممانعات (المقاومات) الأخرى في الدائرة، وبالتالي يمكن إهمالها.
  - بحذف كل مصادر الفولطية التي هي جزء من دوائر الإنحياز، وذلك لأن هذه الدائرة المكافئة تأخذ بعين الإعتبار إشارة المصدر (المترددة) فقط.
  - بإستبدال ترانزيستور تأثير المجال بدائرته المكافئة.

### 3.2 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ JFET

عرفت من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أن ما يميز ترانزيستورات تأثير المجال بنوعيتها ترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFETs) وترانزيستورات تأثير المجال معدن-أكسيد-شبه موصل (MOSFETs) هو أنه يتم التحكم بقيمة التيار الكهربائي المار خلالها (تيار المصرف،  $I_D$ ) بواسطة فرق الجهد على مدخلها (الفولطية بين البوابة والمصدر،  $V_{GS}$ )، ويكون التيار المدخلي لهذه الترانزيستورات ( $I_G$ ) يساوي صفراً، أي أن الممانعة المدخلية لهذه الترانزيستورات كبيرة جداً ونظرياً تساوي مالانهاية.

وعلى عكس ما وُصفت به ترانزيستورات ثنائية القطبية بأنها تكافئ بعملها مصدر تيار محكوم بمصدر تيار آخر ( *current-controlled current source*) فإن ترانزيستورات تأثير المجال يمكن وصفها بأنها مصدر تيار محكوم بمصدر فولطية ( *voltage-controlled current source*)، أي إختصاراً يمكن القول أن ترانزيستورات ثنائية القطبية عناصر محكومة بتيار ( *current-controlled devices*) وأن ترانزيستورات تأثير المجال عناصر محكومة بفولطية ( *voltage-controlled devices*).

كما عرفت أيضاً من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أن العلاقة بين تيار المصرف ( $I_D$ ) والفولطية بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ ) لترانزيستور تأثير المجال الوصلي توصف بمعادلة Shockley ، وهي:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

من هذه المعادلة يمكن إستنتاج العلاقة بين تغير تيار المصرف ( $\Delta I_D$ ) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر ( $\Delta V_{GS}$ )، فبايجاد مشتقة تيار المصرف ( $I_D$ ) بالنسبة للفولطية بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ )، نجد:

$$\begin{aligned}\frac{dI_D}{dV_{GS}} &= 2I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \cdot \left(-\frac{1}{V_P}\right) \\ &= \frac{2I_{DSS}}{(-V_P)} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\end{aligned}$$

وبأخذ القيمة المطلقة لـ ( $V_P$ ) ، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \dots\dots\dots(1)$$

وتسمى النسبة بين تغير تيار المصرف ( $\Delta I_D$ ) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر ( $\Delta V_{GS}$ )، عند قيم صغيرة لتغير الفولطية بين البوابة والمصدر، بـ (transconductance factor) ويرمز لها عادة بالرمز  $g_m$ ، أي أن:

$$g_m = \lim_{\Delta V_{GS} \rightarrow 0} \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \dots\dots\dots(2)$$

أي أنه، ولترانزستور الـ JFET:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \dots\dots\dots(3)$$

من المعادلة (2)، وعند قيم صغيرة لتغير الفولطية بين البوابة والمصدر، نجد أن:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \dots\dots\dots(4)$$

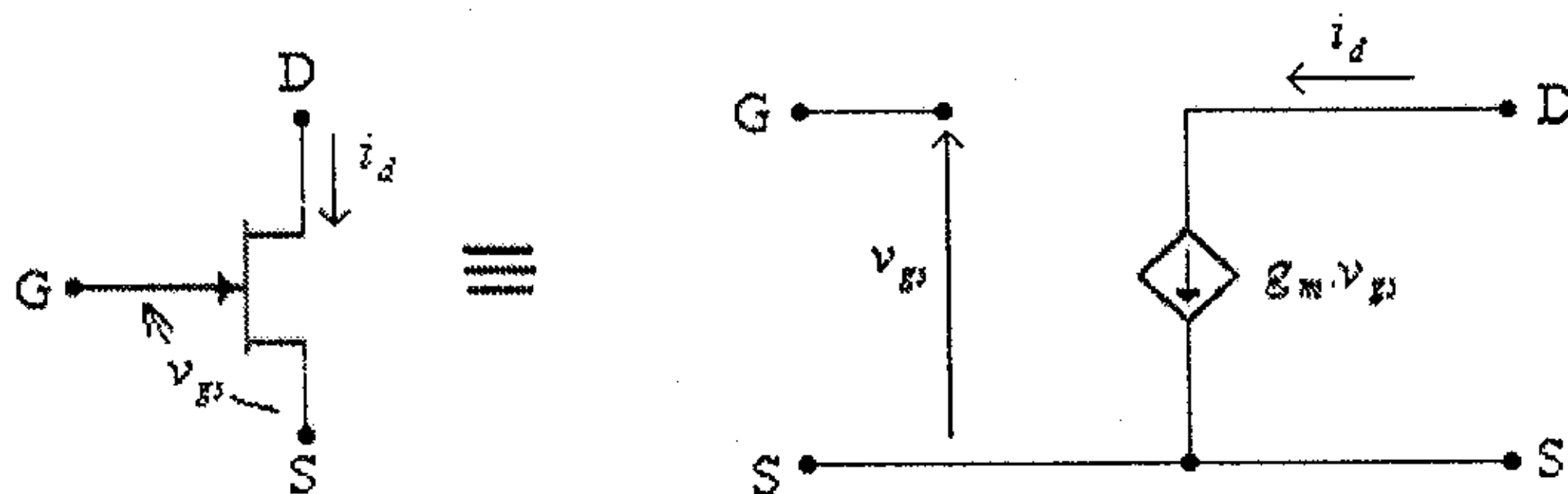
ومنها:

$$\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS} \dots\dots\dots(5)$$

وهذه المعادلة تبين العلاقة بين تغير تيار المصرف ( $\Delta I_D$ ) وتغير الفولطية بين البوابة والمصدر ( $\Delta V_{GS}$ ).

من المعادلة (4)، يمكنك أن تلاحظ أن وحدة قياس  $g_m$  هي وحدة قياس الموصلية (Siemens)، وفي كثير من الحالات يستخدم الرمز  $y_{fs}$  بدلاً من الرمز  $g_m$ .

من المعادلة (5)، ومن معرفة أن الممانعة المدخلية لترانزيستور الـ JFET كبيرة جداً (نظرياً تساوي ما لانهاية)، يمكن رسم الدائرة المكافئة البسيطة التالية لهذا الترانزيستور وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (1)

لاحظ أنه قد استخدم الرمز  $v_{gs}$  للإشارة إلى القيمة المتغيرة للفولطية بين البوابة والمصدر، أي أن:

$$v_{gs} = \Delta V_{GS}$$

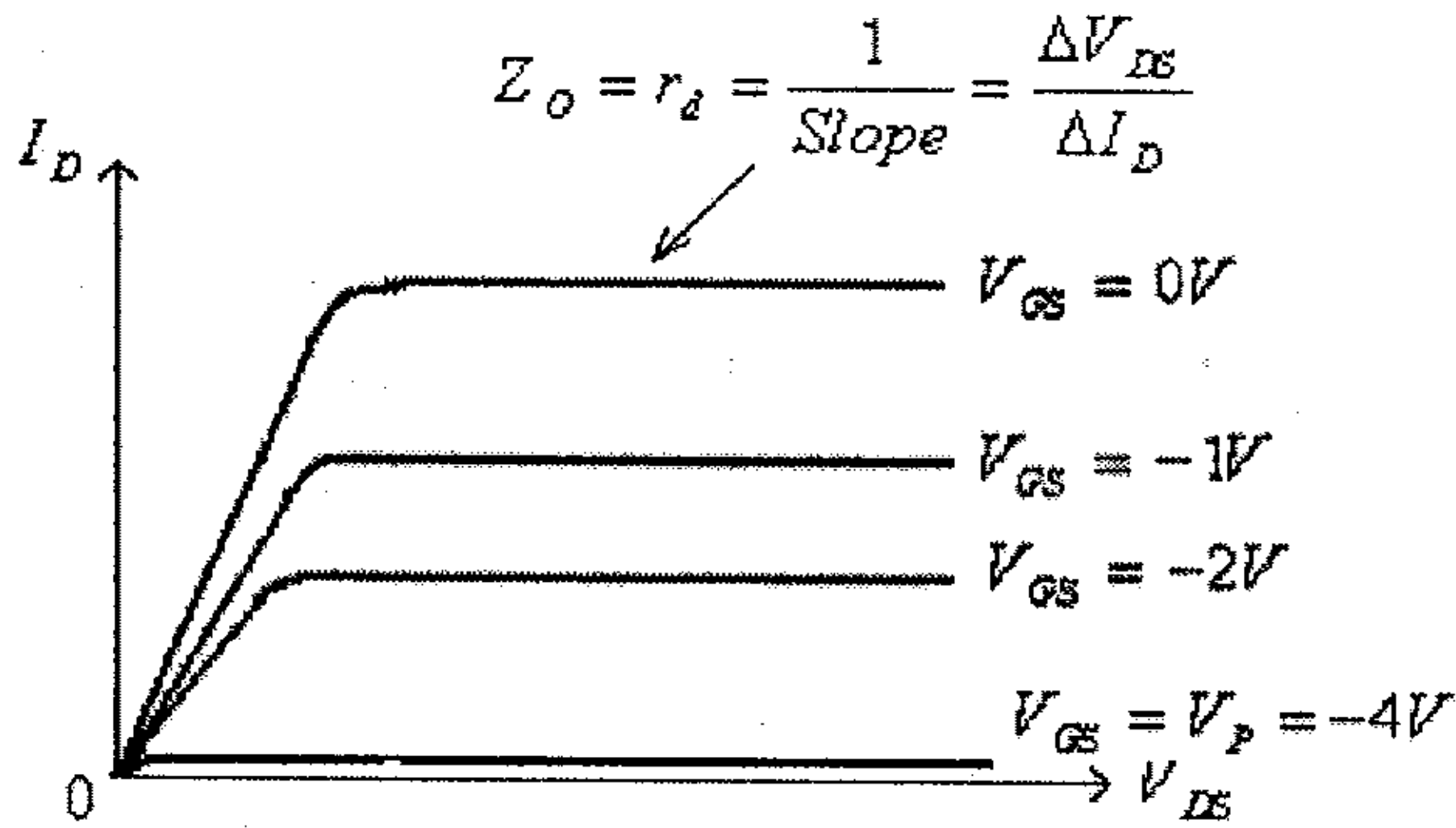
والرمز  $i_d$  قد استخدم للإشارة إلى القيمة المتغيرة لتيار المصرف، أي أن:

$$i_d = \Delta I_D$$

لاحظ أن الدائرة المكافئة أعلاه لا تأخذ بعين الاعتبار تأثير الممانعة المخرجة للترانزيستور.

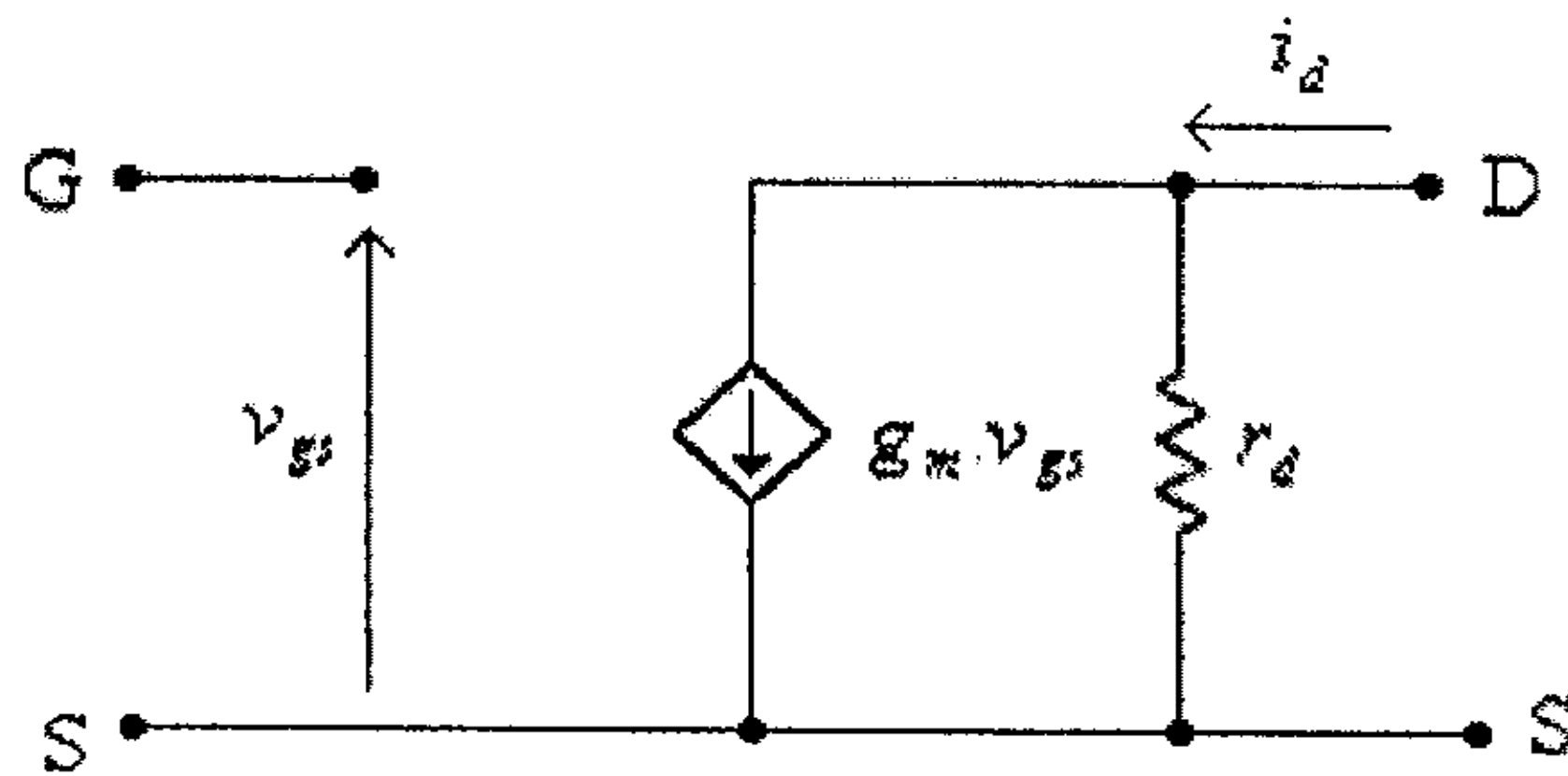
وكما في حالة الترانزيستور ثنائي القطبية، فيمكن إيجاد قيمة الممانعة المخرجة لهذا الترانزيستور من ميل منحنى الخواص المخرجة له، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.





شكل (2)

وبأخذ الممانعة المخرجة بعين الاعتبار، تصبح الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ JFET كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (3)

ومما يجب ذكره أنه في بعض الحالات تستخدم الموصلية المخرجة ( $y_{os}$ ) للترانزيستور بدلاً من ممانعته المخرجة ( $r_d$ )، والعلاقة بين هاتين القيمتين هي:

$$r_d = \frac{1}{y_{os}}$$

وبالعودة الى المعادلة رقم (3) السابقة وهي:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \dots \dots \dots (6)$$

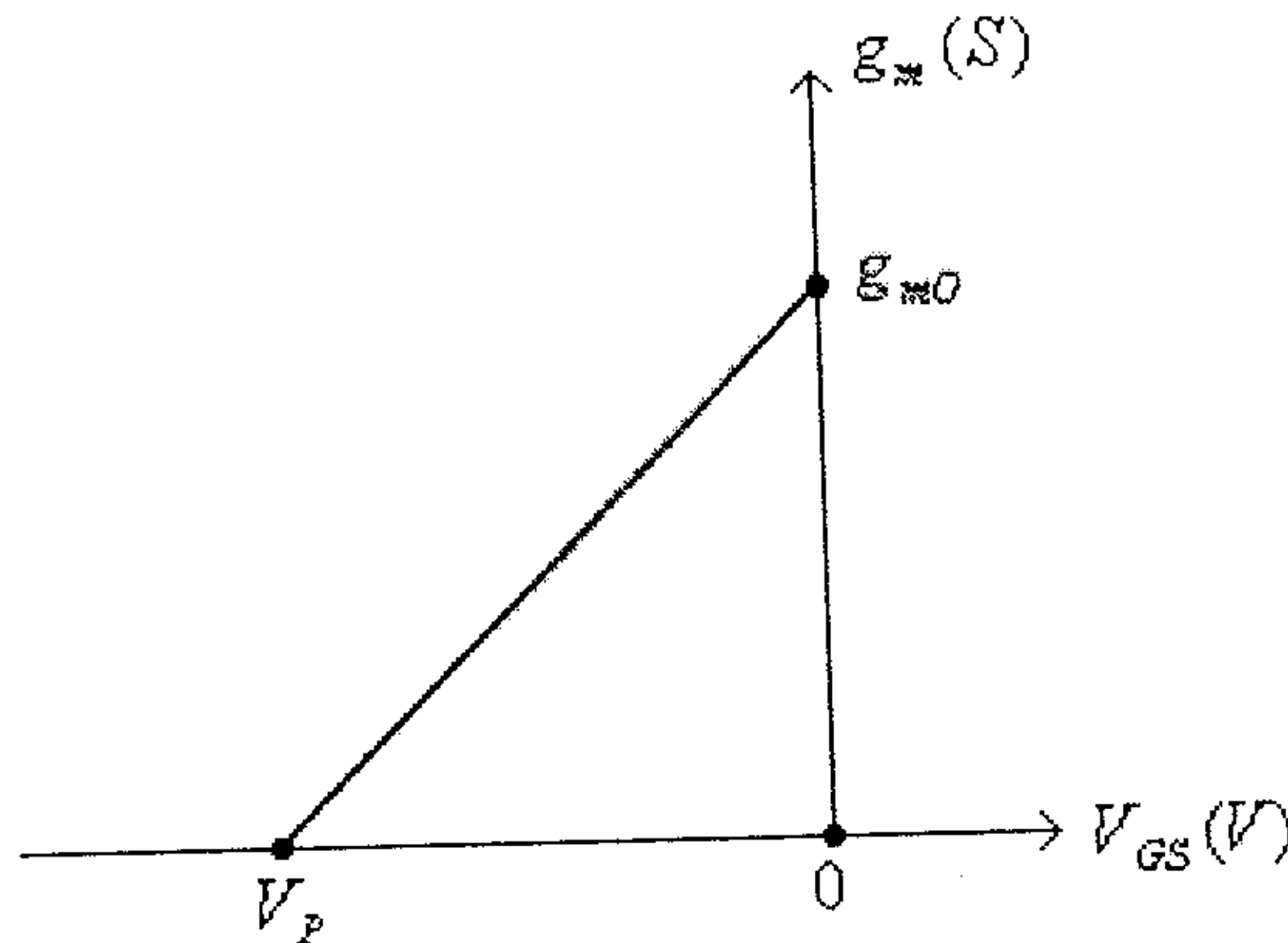
تلاحظ أن قيمة  $g_m$  ليست ثابتة وإنما تتغير بتغير قيمة فولتية الإنحياز بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ )، وأن القيمة العظمى لـ  $g_m$  تكون عندما تكون قيمة  $V_{GS}$  تساوي صفراً. أي أن القيمة العظمى لـ  $g_m$ ، والتي يرمز لها عادةً بالرمز  $g_{m0}$ ، تساوي:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

وبالتالي، فإن:

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \dots\dots\dots(7)$$

وهذه المعادلة تبين كيفية تغير  $g_m$  بتغير فولتية الإنحياز  $V_{GS}$ . وهذه العلاقة مبينة بالشكل التالي.



شكل (4)

لاحظ كذلك أنه وعندما تكون فولتية الإنحياز  $V_{GS}$  تساوي قيمة  $V_P$  للترانزستور فإن قيمة  $g_m$  تساوي صفراً.

وبالعودة الى معادلة Shockley والتي تصف العلاقة بين تيار المصرف ( $I_D$ ) والفولتية بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ ) لهذا الترانزستور، وهي:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد أن:

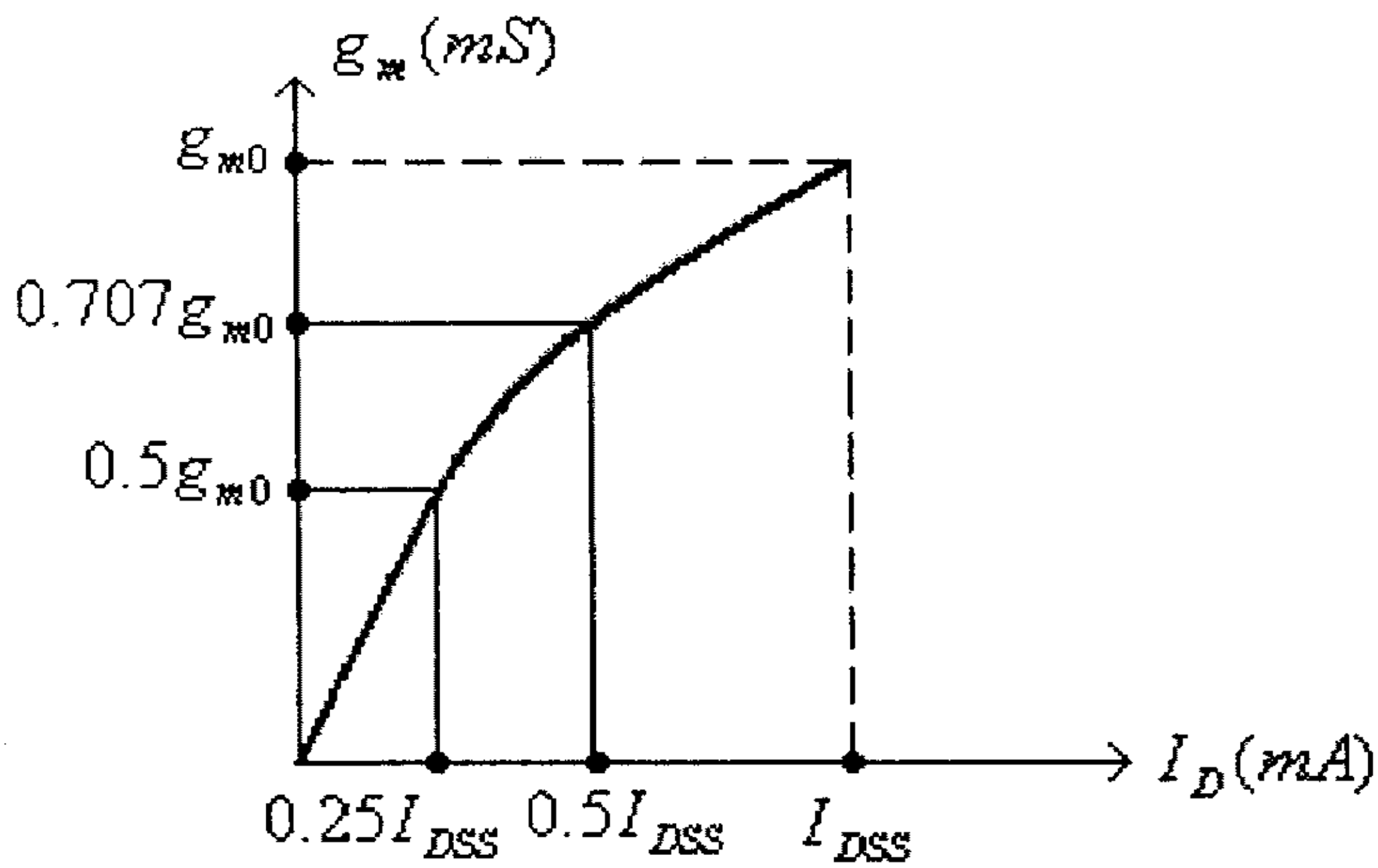
$$1 - \frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \dots\dots\dots (8)$$

وبتعويض القيمة  $\left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$  من هذه المعادلة في المعادلة (7) السابقة، نجد أن:

$$g_m = g_{m0} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

وهذه المعادلة تبين كيفية تغير  $g_m$  بتغير تيار الإنحياز  $I_D$ . وهذه

العلاقة مبينة بالشكل التالي:



شكل (5)

لاحظ كذلك أنه عند  $I_D = 0$ ، فإن  $g_m = 0$ ،

وعند  $I_D = I_{DSS}$ ، فإن  $g_m = g_{m0}$ ،

وعند  $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ، فإن  $g_m = \frac{g_{m0}}{\sqrt{2}} = 0.707 g_{m0}$ ،

وعند  $I_D = \frac{I_{DSS}}{4}$ ، فإن  $g_m = \frac{g_{m0}}{2} = 0.5 g_{m0}$ ،

## مثال (1):

للترانزيستور من النوع n-channel JFET، وإذا علمت أنه لهذا

الترانزيستور  $I_{DSS} = 10mA$  و  $V_P = -4V$  ،  $r_d = 100k\Omega$  :

(أ) أرسم دالة النقل (transfer function) لهذا الترانزيستور

(ب) أوجد القيمة العظمى للـ (transconductance factor) لهذا الترانزيستور

(ج) أرسم العلاقة بين  $V_{GS}$  و  $g_m$  لهذا الترانزيستور.

(د) أرسم العلاقة بين  $I_D$  و  $g_m$  لهذا الترانزيستور.

(هـ) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور.

**الحل:**

(أ) لهذا الترانزيستور:

- عند  $V_{GS} = V_P = -4V$  فإن  $I_D = 0A$

- عند  $V_{GS} = 0V$  فإن  $I_D = I_{DSS} = 10mA$

- عند  $V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2V$  فإن:

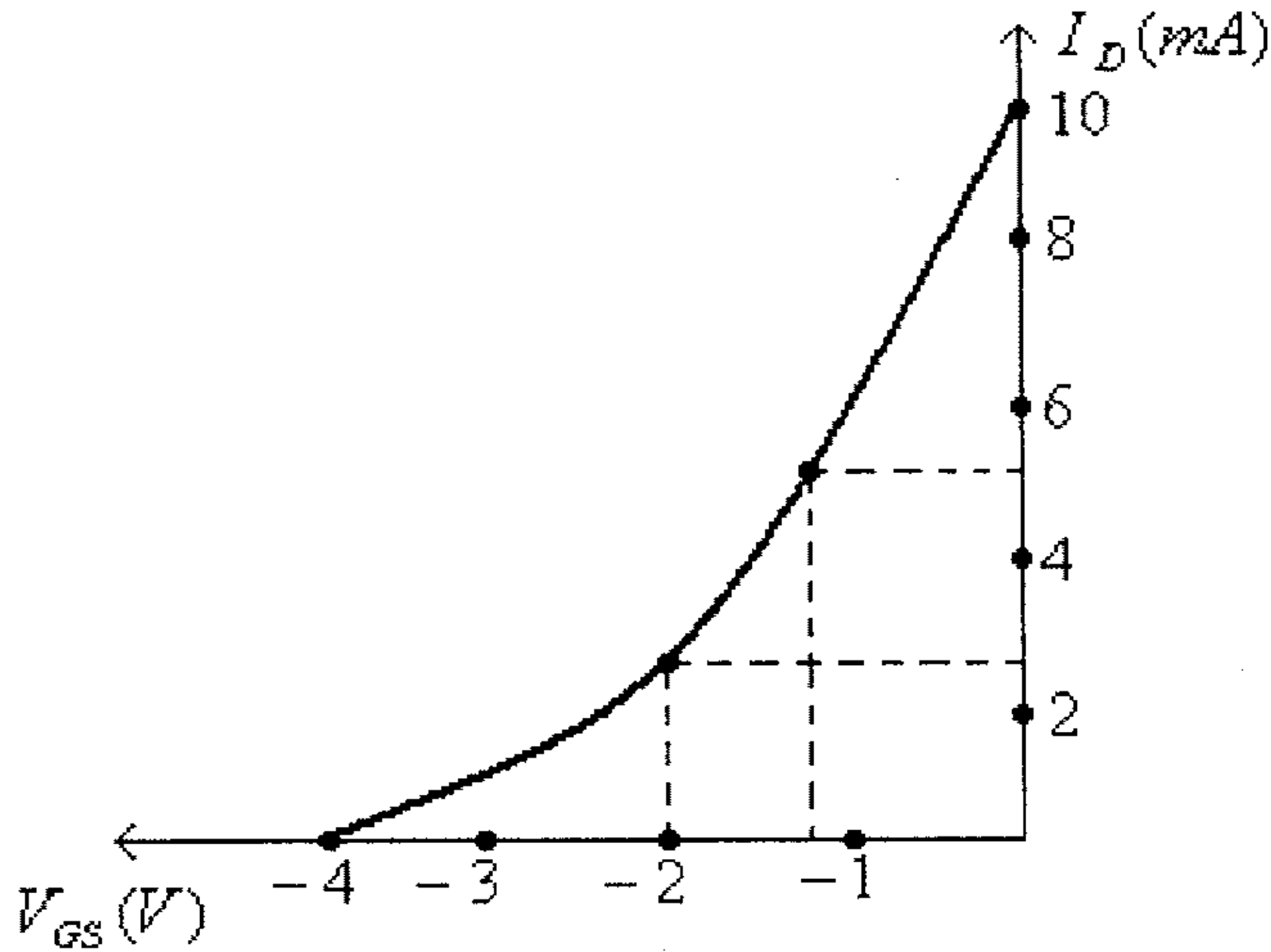
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 0.25I_{DSS} = 2.5mA$$

- عند  $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$  فإن:

$$V_{GS} = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293V_P \approx 0.3V_P = -1.2V$$

والشكل التالي يبين دالة النقل (transfer function) المرسومة

باستخدام هذه النقاط.



شكل (6)

(ب) من المعادلة:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

نجد:

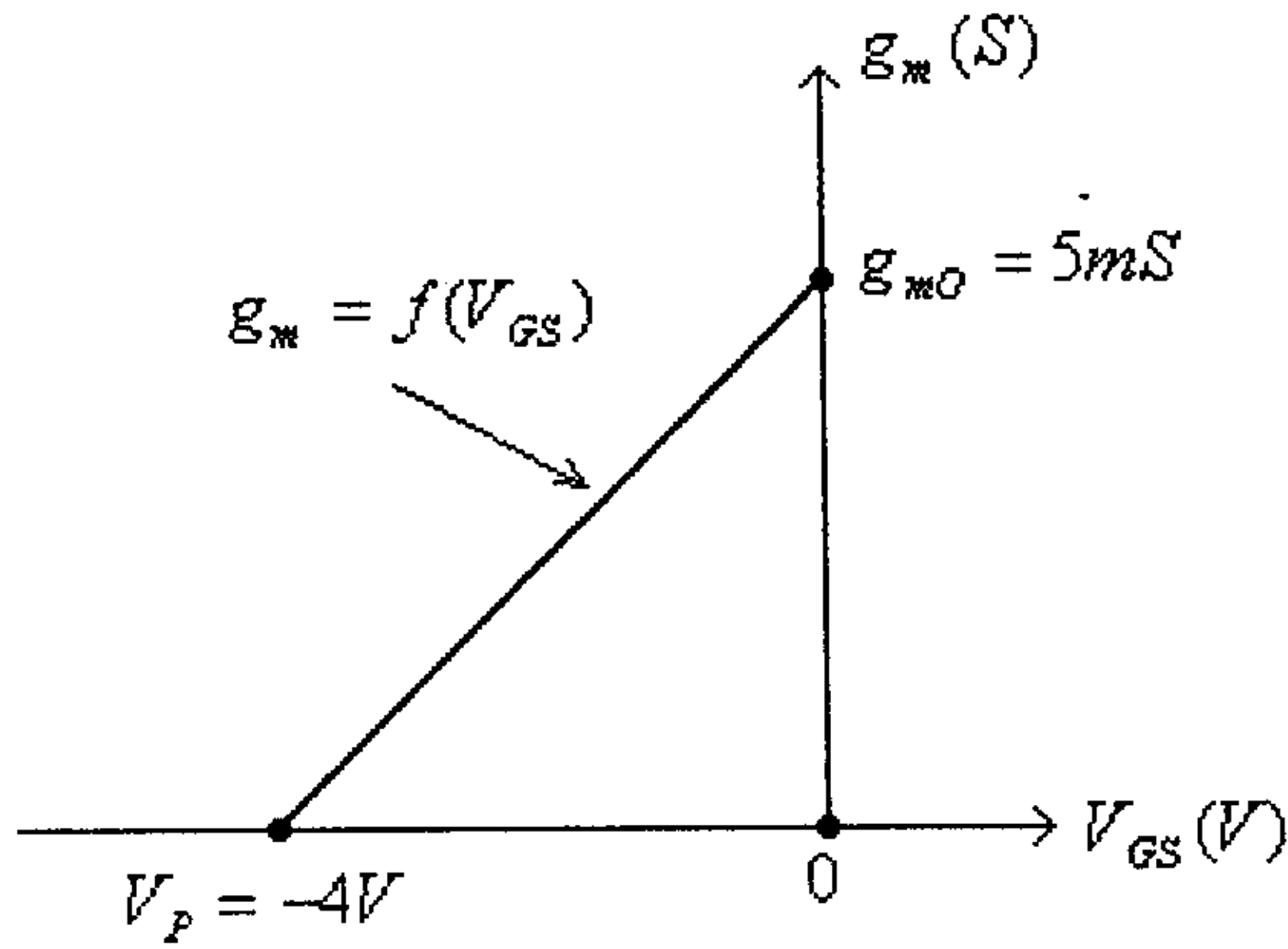
$$g_{m0} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{|-4|} = 5 \times 10^{-3} S = 5 mS$$

(ج) من المعادلة:

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

نجد أنه، عند  $V_{GS} = 0$ ، فإن  $g_m = g_{m0} = 5 mS$ ،وعند  $V_{GS} = V_P = -4V$ ، فإن  $g_m = 0$ .

وهاتين النقطتين كافيتين لرسم العلاقة بين  $g_m$  و  $V_{GS}$ ، وذلك لأنها علاقة خطية، وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي.



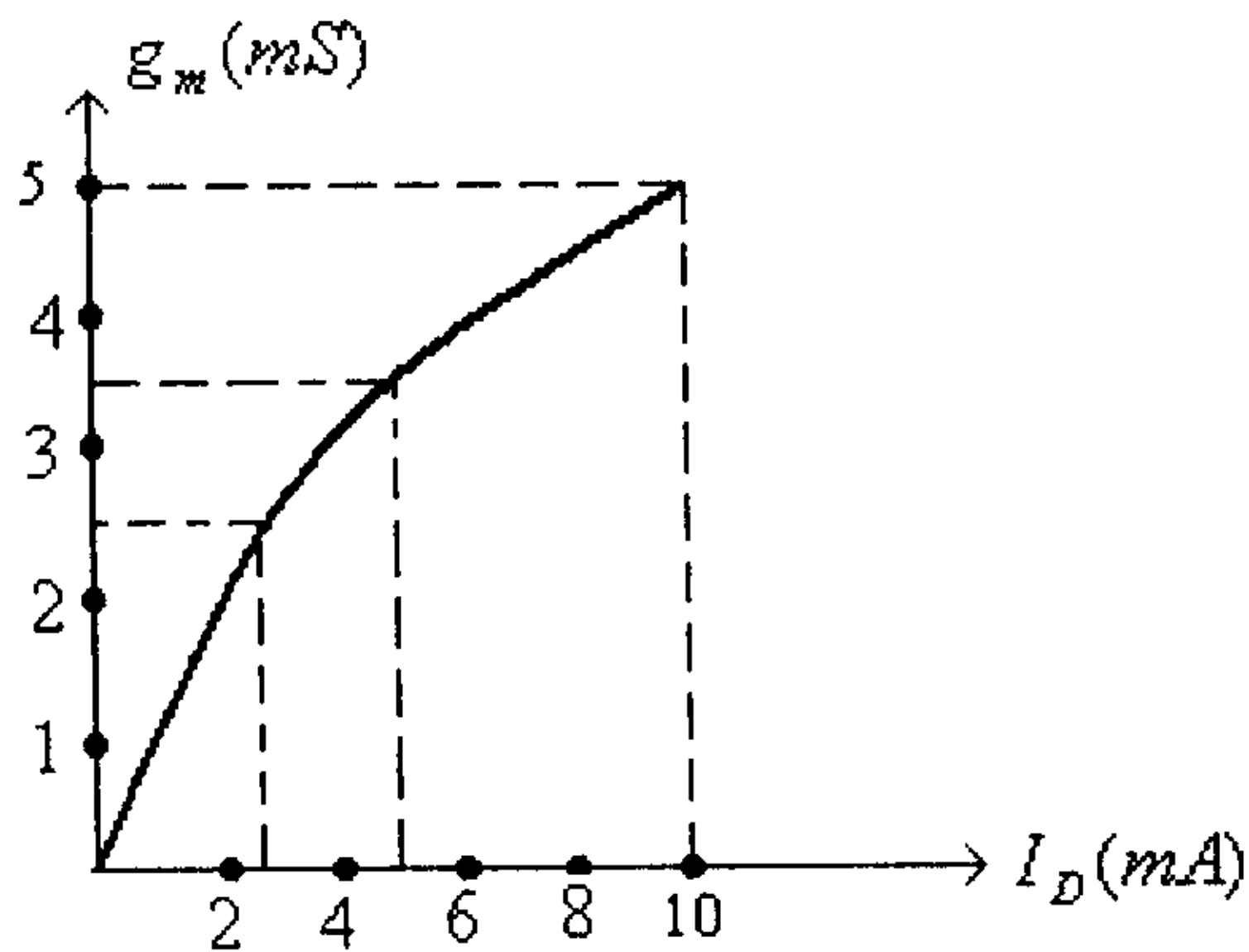
شكل (7)

(د) من المعادلة:

$$g_m = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

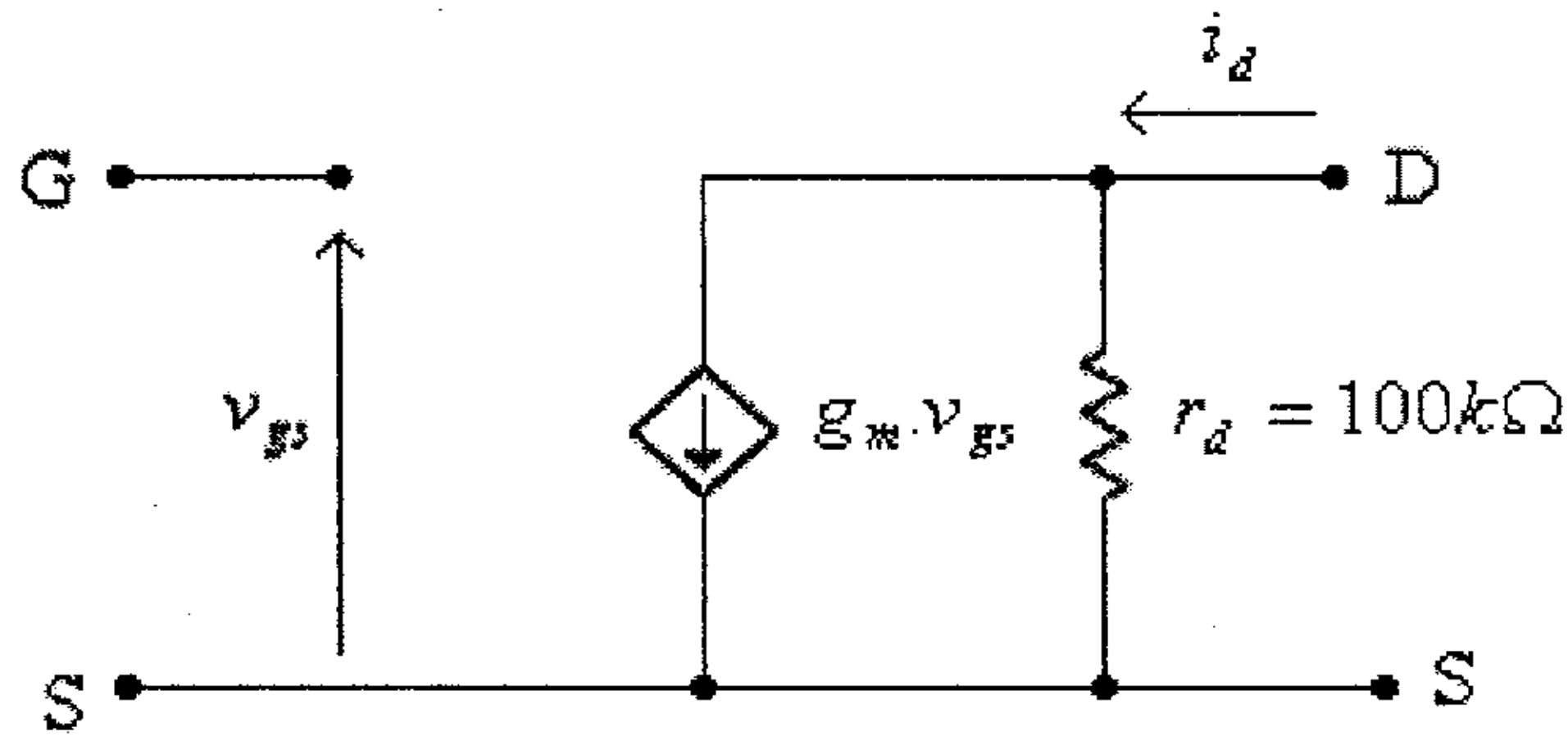
نجد أنه عند  $I_D = 0$ ، فإن  $g_m = 0$ ،وعند  $I_D = I_{DSS} = 10mA$ ، فإن  $g_m = g_{m0} = 5mS$ ،وعند  $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$ ، فإن  $g_m = 0.707g_{m0} = 3.535mS$ ،وعند  $I_D = \frac{I_{DSS}}{4} = 2.5mA$ ، فإن  $g_m = \frac{g_{m0}}{2} = 2.5mS$ ،

وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي:



الشكل (8)

هـ) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (9)

لاحظ في هذا الشكل أن قيمة  $g_m$  يتم تحديدها من المعادلة:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

بعد تحديد قيمة  $V_{GS}$  من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

### 3.3 الدائرة المكافئة لترانزيستور الـ Depletion-type MOSFET.

من كون أن معادلة Shockley والتي إستخدمت لوصف العلاقة بين تيار المصرف،  $I_D$ ، والفولطية بين البوابة والمصدر،  $V_{GS}$ ، في ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، وهي:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

يُمكن تطبيقها أيضاً لترانزيستور تأثير المجال معدن-أكسيد-شبه موصل من النوع الإستنزافي (depletion-type MOSFET)، فإن الدائرة المكافئة لهذا النوع من الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، والمبينة في شكل (3) السابق. والفارق الوحيد هو أن قيمة  $g_m$  لهذا النوع من الترانزيستورات يمكن أن تكون أكبر من القيمة  $g_{m0}$ .

## مثال (2):

إذا علمت أن  $I_{DSS} = 10mA$  و  $V_P = -4V$  ،  $r_d = 100k\Omega$  ، لأحد

الترانزستورات من النوع (n-channel depletion-type MOSFET):

(أ) أوجد قيمة  $g_{m0}$  لهذا الترانزستور.

(ب) أرسم العلاقة بين  $g_m$  و  $V_{GS}$  لهذا الترانزستور.

(ج) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزستور.

الحل:

(أ) من المعادلة:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}$$

نجد:

$$g_{m0} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{|-4|} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS$$

(ب) من المعادلة:

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

نجد أنه، عند  $V_{GS} = 0$  ، فإن  $g_m = g_{m0} = 5mS$  ،

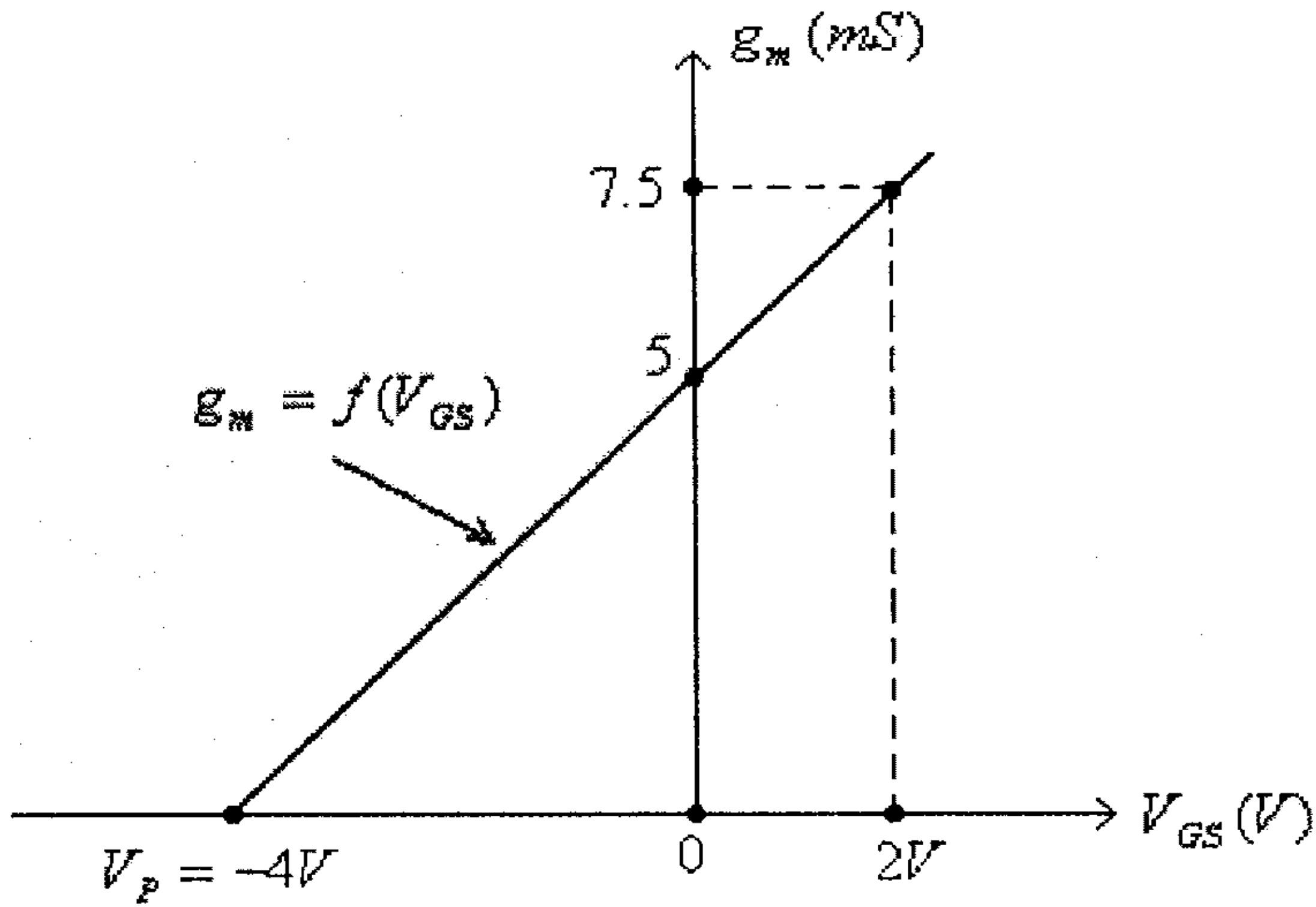
وعند  $V_{GS} = V_P = -4V$  ، فإن  $g_m = 0$  .

وعند  $V_{GS} = 2V$  ، فإن  $g_m = 1.5g_{m0} = 7.5 \times 10^{-3} = 7.5mS$

وباستخدام هذه النقاط يمكن رسم العلاقة بين  $g_m$  و  $V_{GS}$  ، وهذه العلاقة

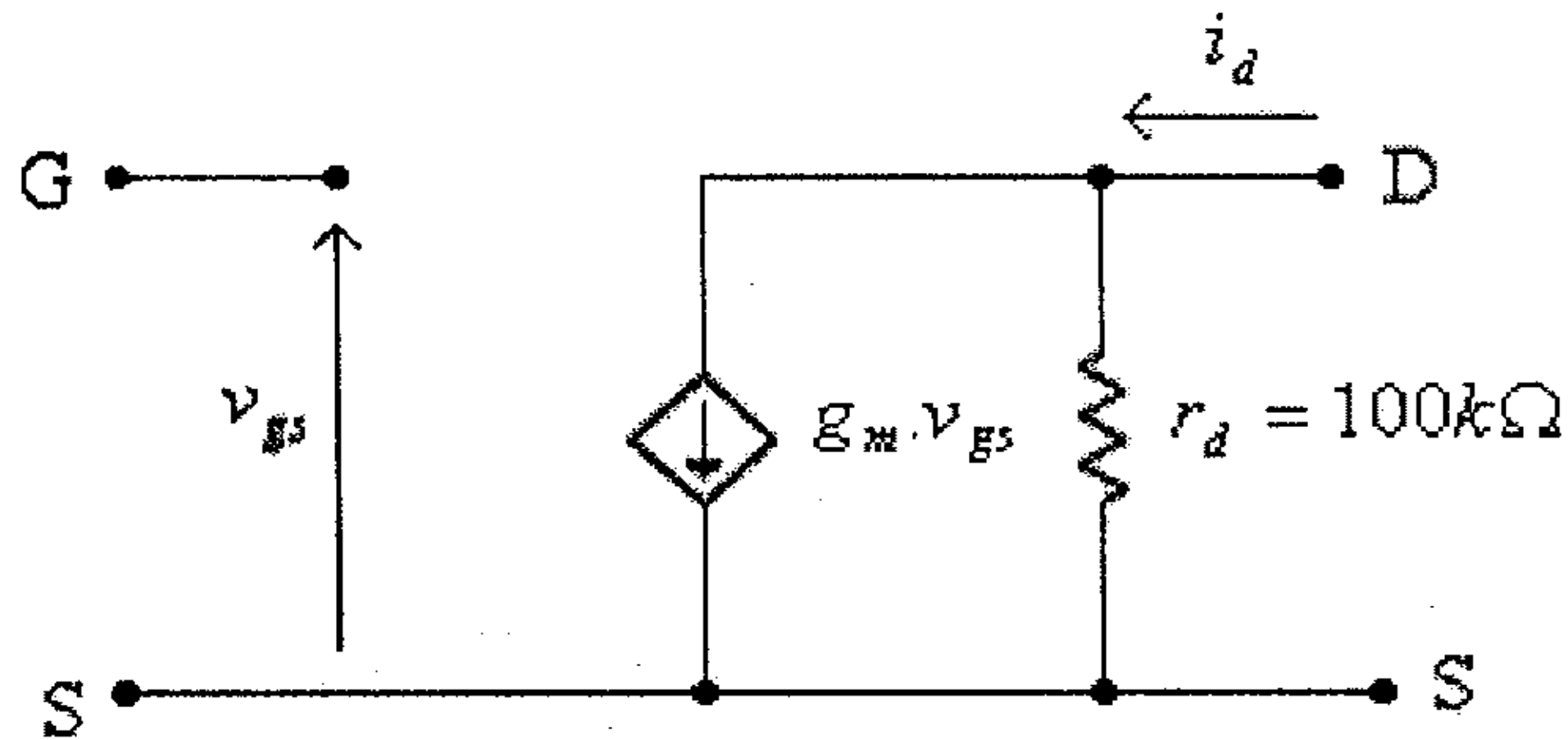
مبينة في الشكل التالي.





شكل (10)

ج) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (11)

وكما في حالة ترانزيستور الـ JFET، فإن قيمة  $g_m$  يتم تحديدها من المعادلة:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

بعد تحديد قيمة  $V_{GS}$  من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

### 3.4 الدائرة المكافئة للترانزيستور الـ Enhancement-type MOSFET

عرفت من الجزء الأول من هذا الكتاب (الوحدة الخامسة) أنه يُمكن وصف العلاقة بين تيار المصرف،  $I_D$ ، والفولطية بين البوابة والمصدر،  $V_{GS}$ ، عند  $V_{GS} > V_T$ ، بالصيغة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

وكما في حالة ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، فبإيجاد مشتقة تيار المصرف ( $I_D$ ) بالنسبة للفولطية بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ )، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

ولكون:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

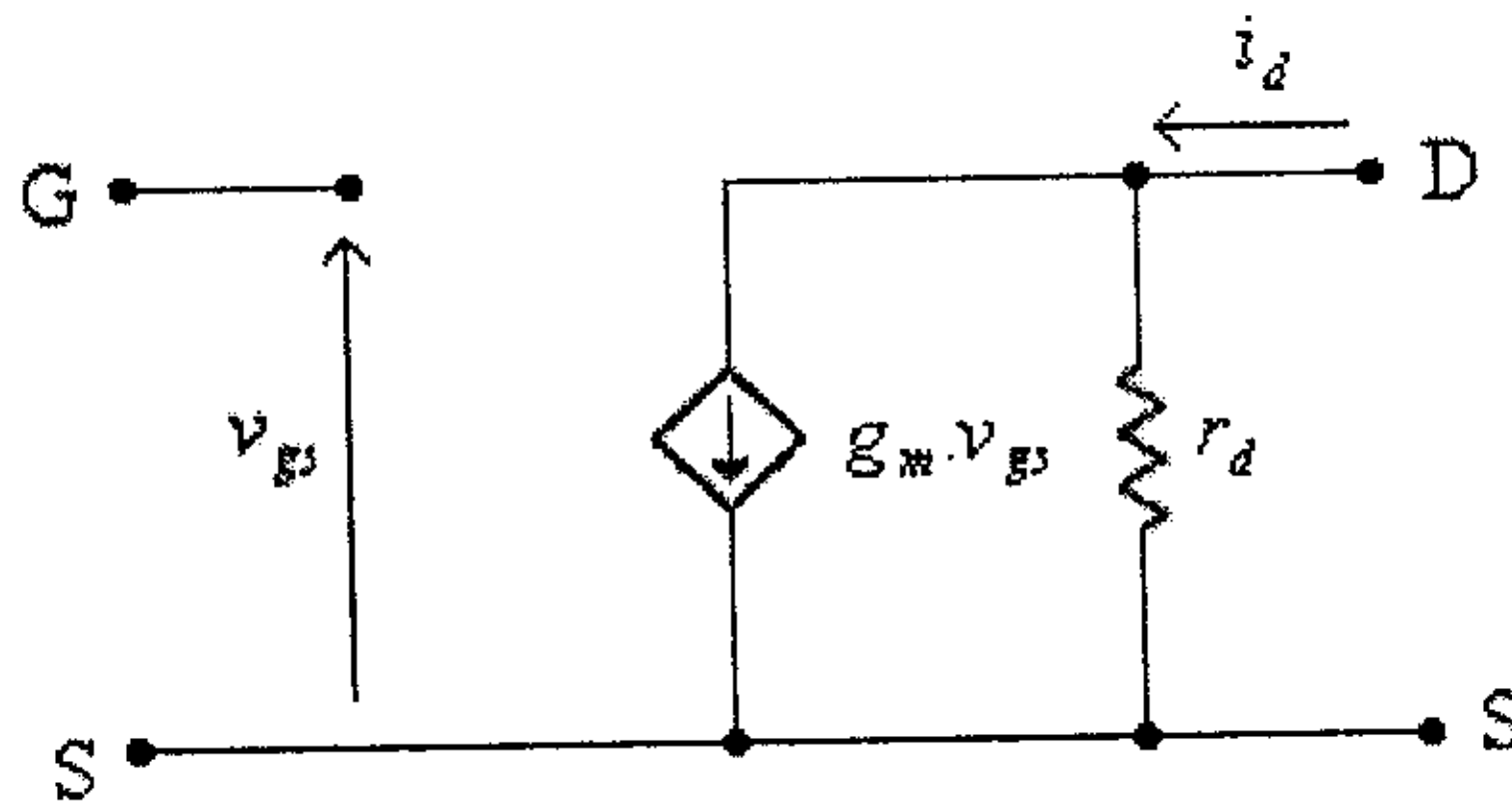
فإن:

$$\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS}$$

حيث:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

والدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور هي كتلك التي لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET)، والمبينة في الشكل التالي.



شكل (12)

## مثال (3):

إذا علمت أن  $k = 3 \times 10^{-4} A/V^2$  ،  $V_T = 3V$  و  $r_d = 100k\Omega$  ، لأحد الترانزستورات من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET):

(أ) أرسم العلاقة بين  $V_{GS}$  و  $g_m$  لهذا الترانزستور.

(ب) ارسم الدائرة المكافئة لهذا الترانزستور.

الحل:

(أ) من المعادلة:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

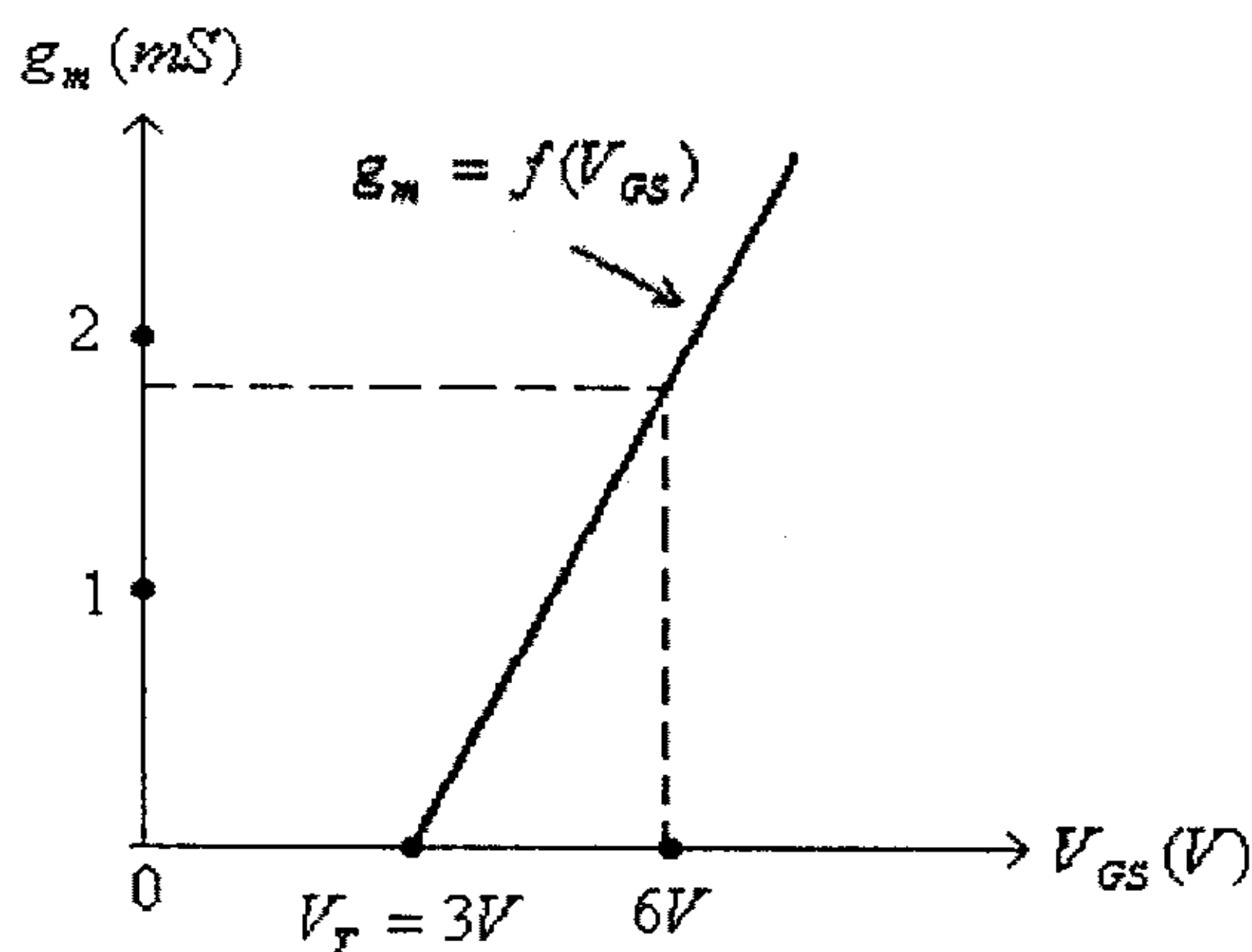
نجد:

$$g_m = 6 \times 10^{-4} .(V_{GS} - 3)$$

عند  $V_{GS} = V_T = 3V$  ، فإن  $g_m = 0$  ،

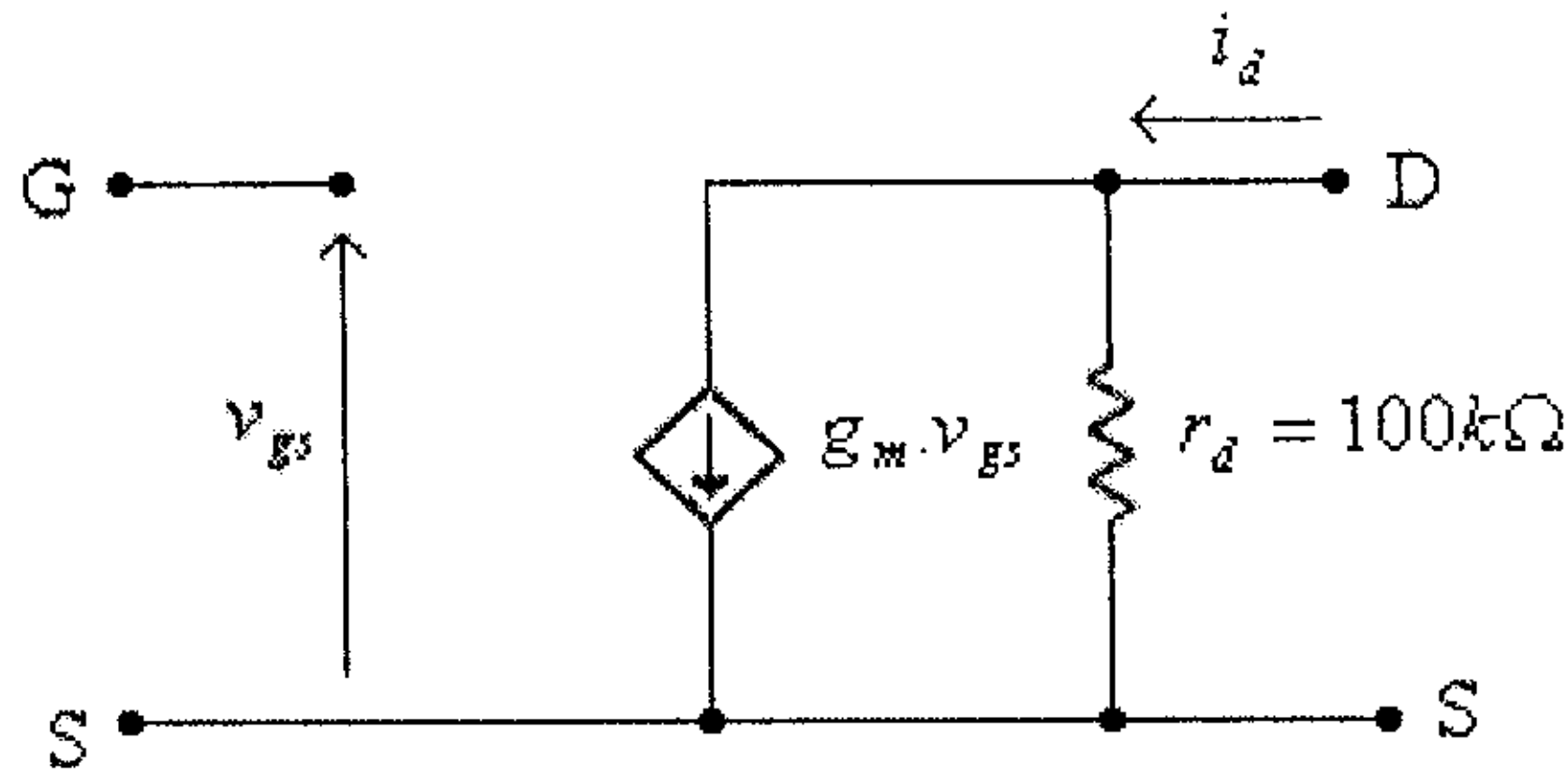
وعند  $V_{GS} = 6V$  ، فإن  $g_m = 1.8 \times 10^{-3} S = 1.8mS$  .

وهاتين النقطتين كافيتين لرسم العلاقة بين  $V_{GS}$  و  $g_m$  ، وذلك لأنها علاقة خطية، وهذه العلاقة مبينة في الشكل التالي.



شكل (13)

(ب) الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (14)

حيث:

$$g_m = 6 \times 10^{-4} \cdot (V_{GS} - 3)$$

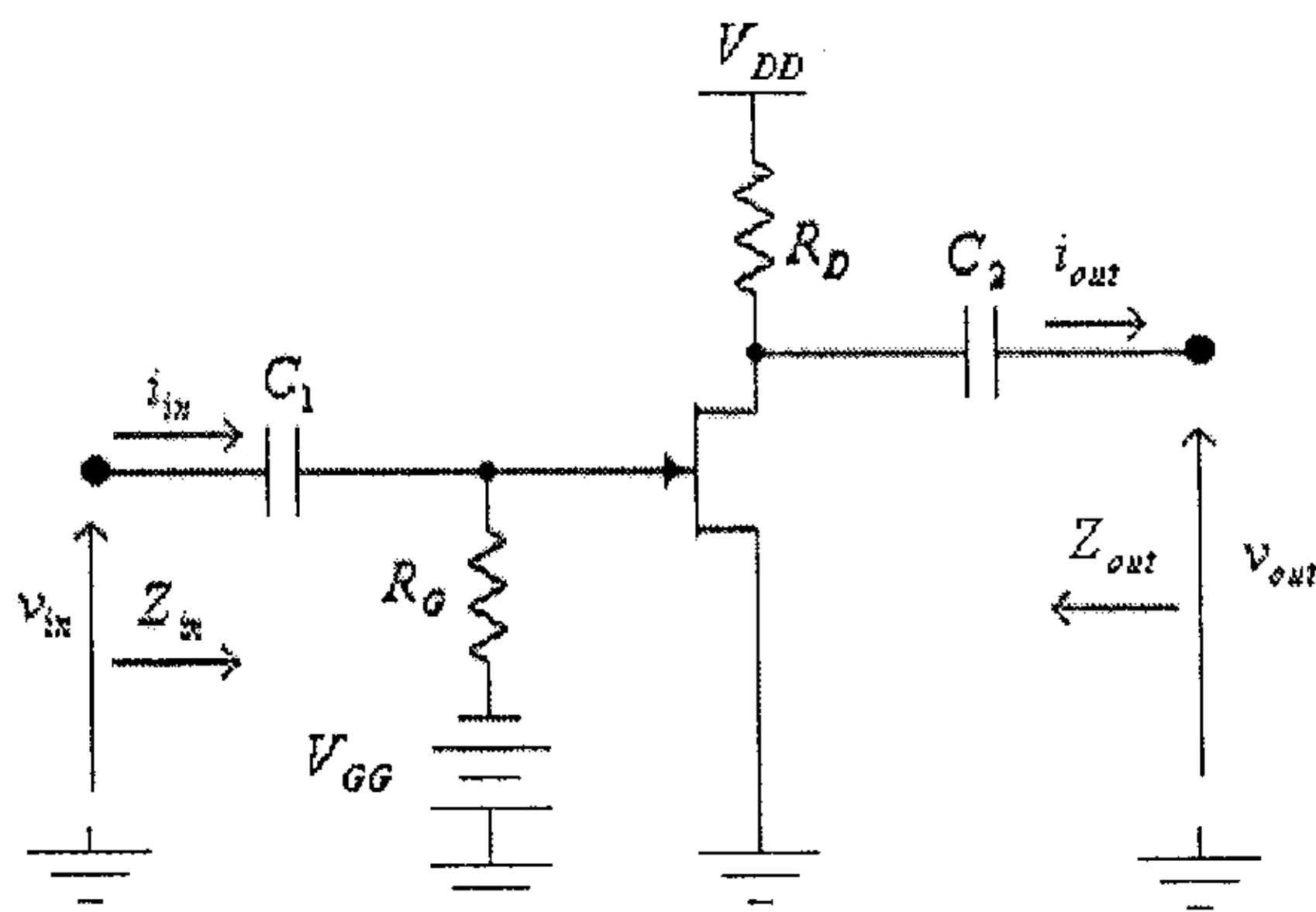
و  $V_{GS}$  يتم تحديدها من دائرة الإنحياز لهذا الترانزيستور.

وبعد أن تعرفنا على الدوائر المكافئة لترانزيستورات تأثير المجال المختلفة، سنقوم الآن بدراسة الدوائر المختلفة لهذه الترانزيستورات.

### 3.5 دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستور الـ JFET.

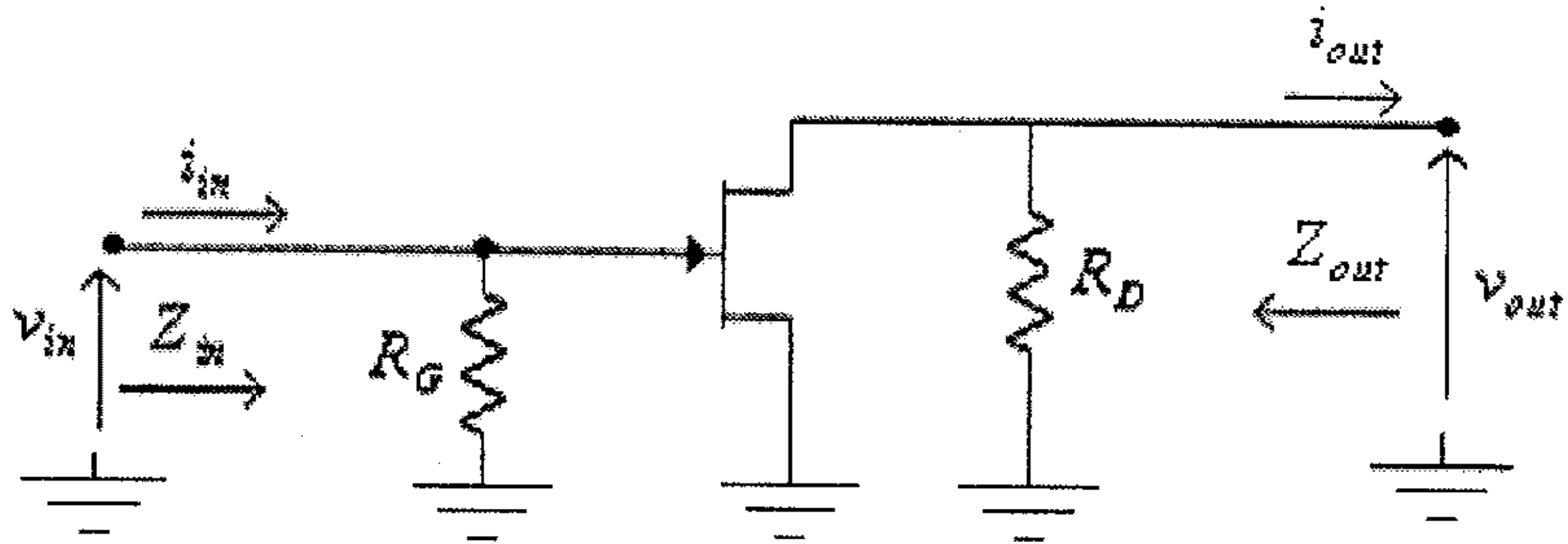
الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت باستخدام ترانزيستور من

النوع n-channel JFET.



شكل (15)

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.

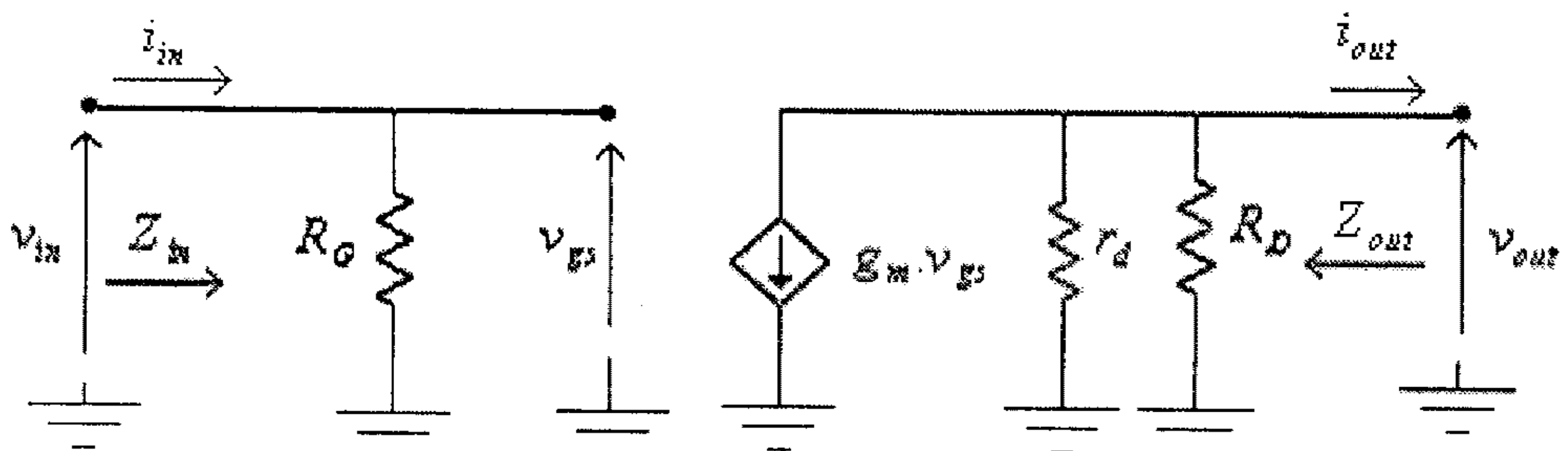


شكل (16)

لاحظ أنه، في هذه الدائرة، قد تم إستبدال كل من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  بدارة قصر (short circuit) كما تم حذف مصدري الفولطية المغذيين لدائرة الإنحياز.

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في

الشكل التالي.



شكل (17)

والآن من هذه الدائرة تستطيع إيجاد جميع القيم المطلوبة. فمن هذه

الدائرة تجد أن:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_G$$

## - الممانعة المخرجة:

ولأن الممانعة المخرجة يتم ايجادها عندما تكون  $v_{in} = v_{gs} = 0$  ، ولأن الممانعة المدخلة لمصدر التيار  $(g_m \cdot v_{gs})$  تساوي مالانهاية، فإن:

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجة للترانزيستور  $r_d$  ، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف  $R_D$  ، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_D$$

## - معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

يمكن من الدائرة المكافئة أن تلاحظ أن الفولطية المخرجة تنشأ نتيجة مرور التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  في المقاومتين  $r_d$  و  $R_D$  والموصولتين على التوازي، وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot (R_D \parallel r_d) = -\frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} \dots\dots\dots(1)$$

ومن مدخل الدائرة المكافئة تجد أن:

$$v_{gs} = v_{in} \dots\dots\dots(2)$$

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{in} \cdot (R_D \parallel r_d) = -\frac{g_m \cdot v_{in} \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} \dots\dots\dots(3)$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور،  $r_d$ ، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف،  $R_D$ ، وبالرجوع الى شكل (17) يمكنك أن تجد أن:

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D \dots\dots\dots(4)$$

وبتعويض قيمة  $v_{gs}$  من المعادلة (2) في هذه المعادلة، تجد أن:

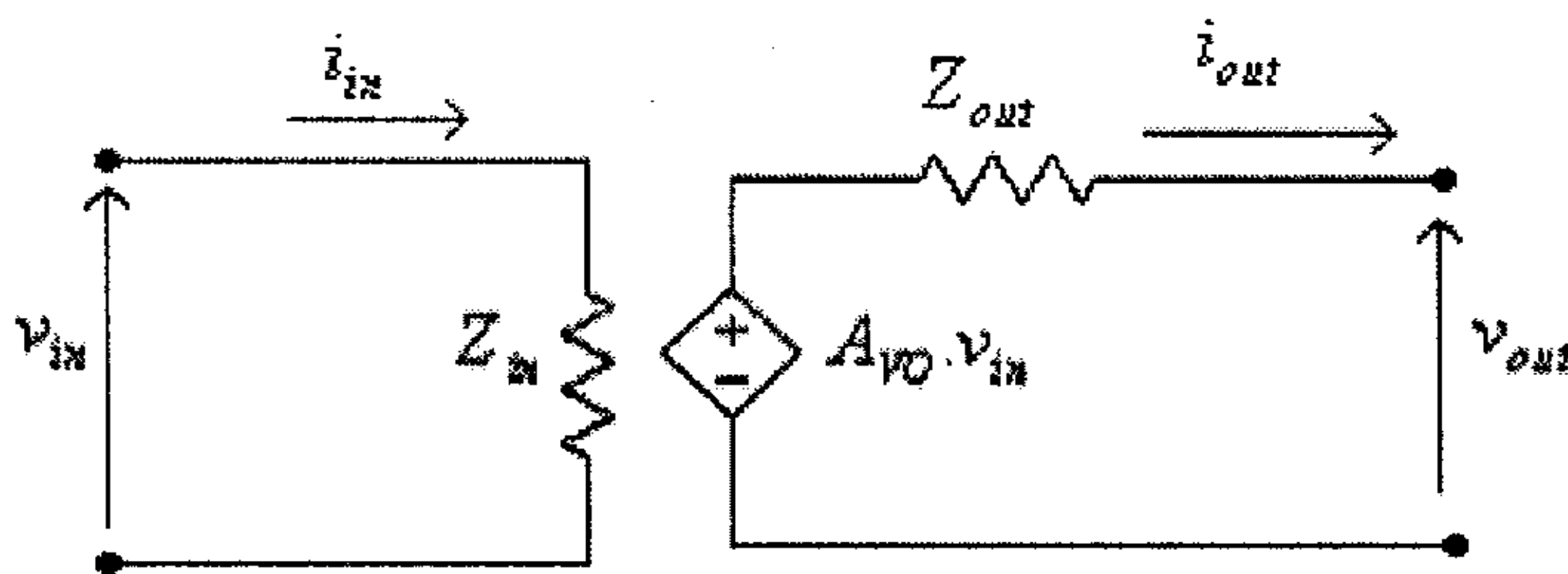
$$v_{out} = -g_m \cdot v_{in} \cdot R_D$$

ومنها:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D \dots\dots\dots(5)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره  $180^\circ$ .

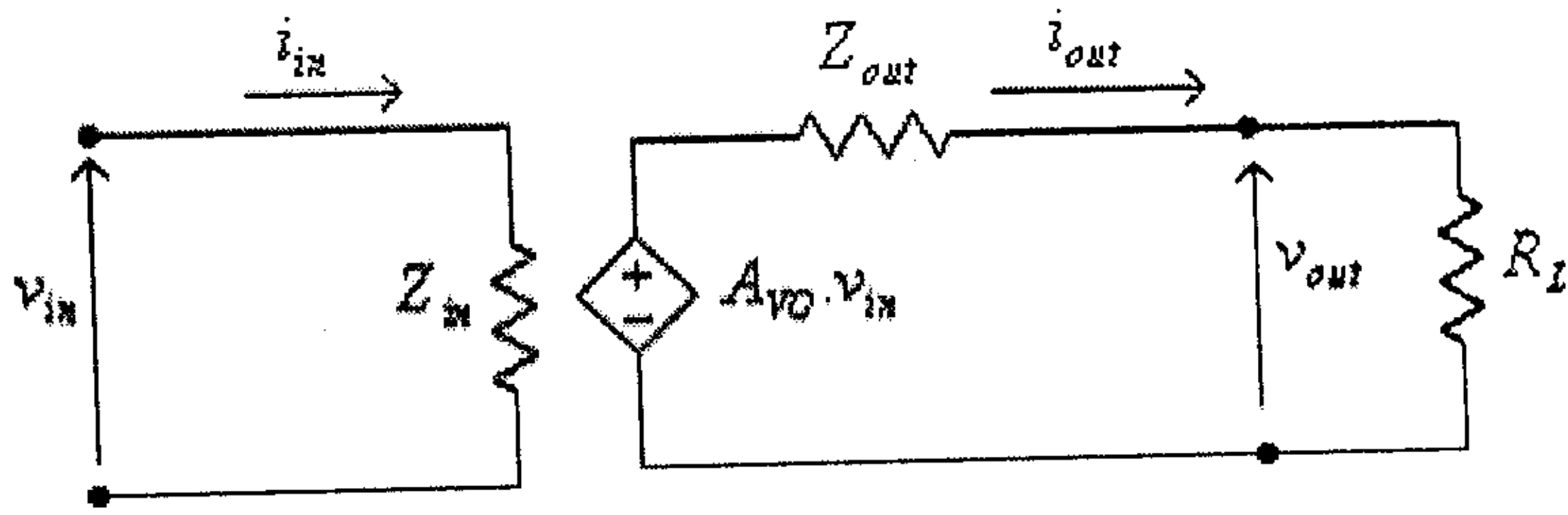
وبعد أن تم إيجاد كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$  يمكن رسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (18)

### - معامل تضخيم التيار

في حالة توصيل حمل، مقاومته  $R_L$ ، على مخرج الدائرة المكافئة، والمبينة في الشكل السابق، تصبح الدائرة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (19)

من هذا الشكل نجد أن:

$$i_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

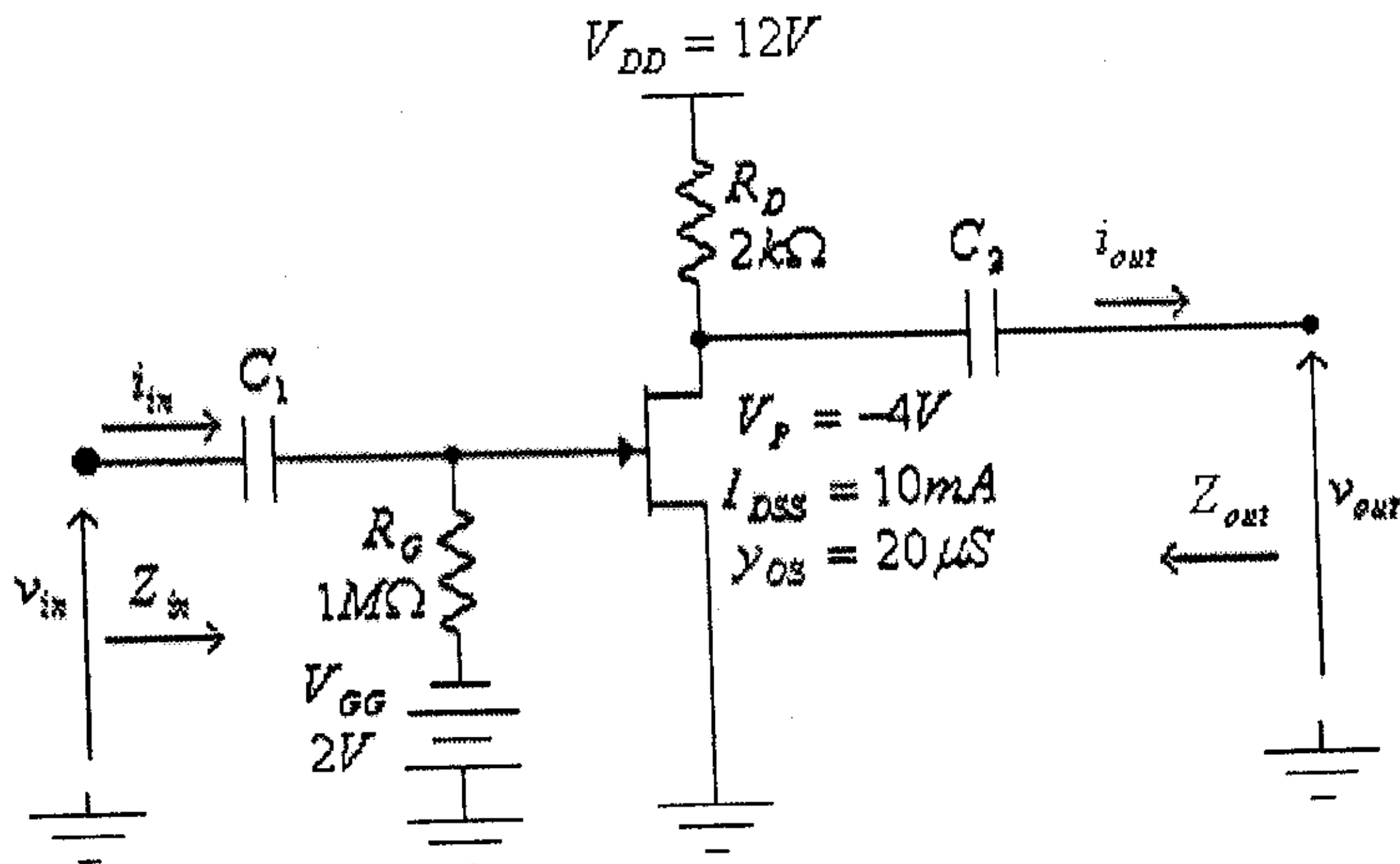
و:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}}$$

وبالتالي فإن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot Z_{in}}{Z_{out} + R_L}$$

مثال (4): لدائرة التضخيم التالية:



شكل (20)

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.



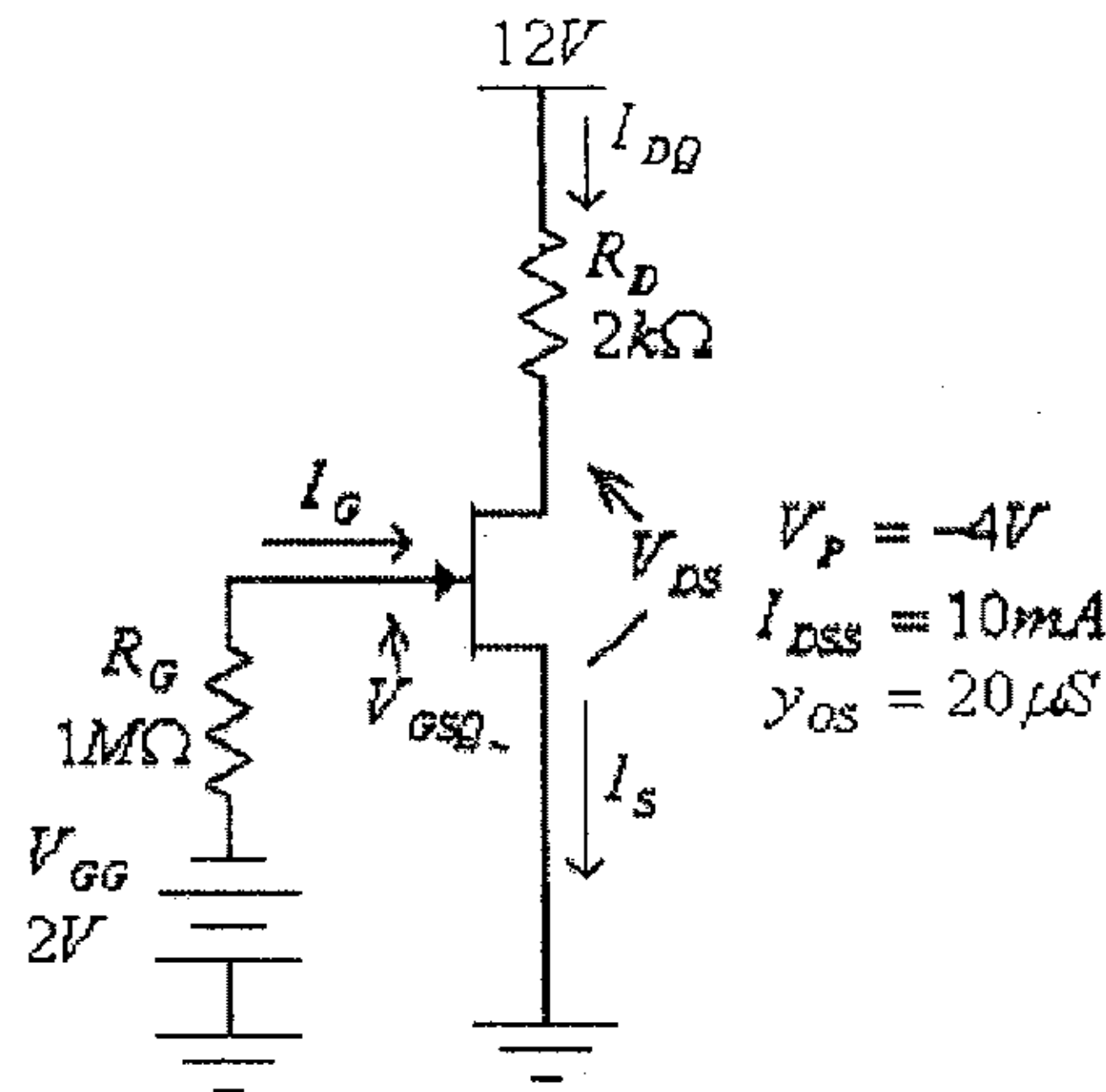
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .
- (د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، وإهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ .
- (هـ) وفي حالة توصيل حمل، مقاومته  $5k\Omega$ ، أوجد  $v_{out}$  إذا علمت أن  $v_{in} = \sin(2000\pi t)$

وأوجد كذلك معامل تضخيم الفولطية  $A_V$ ، ومعامل تضخيم التيار،  $A_i$ .

**الحل:**

(أ) تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$  منها.

دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (21)

من هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -V_{GG} = -2V$$

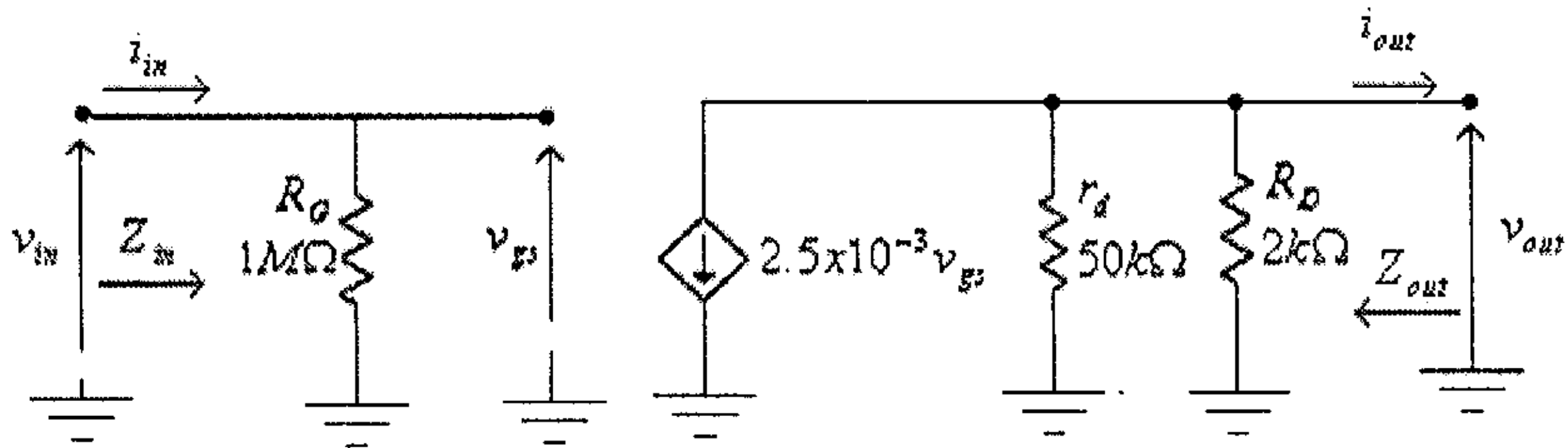
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = 5 \left(1 - \frac{-2}{-4}\right) = 2.5 \text{ mS}$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6}} = 50 \times 10^3 \Omega = 50 \text{ k}\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (22)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = 1.923 \times 10^3 \Omega = 1.923 \text{ k}\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx R_D = 2 \text{ k}\Omega$$

(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = -\frac{(2.5 \times 10^{-3}) \cdot (2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = -4.81$$

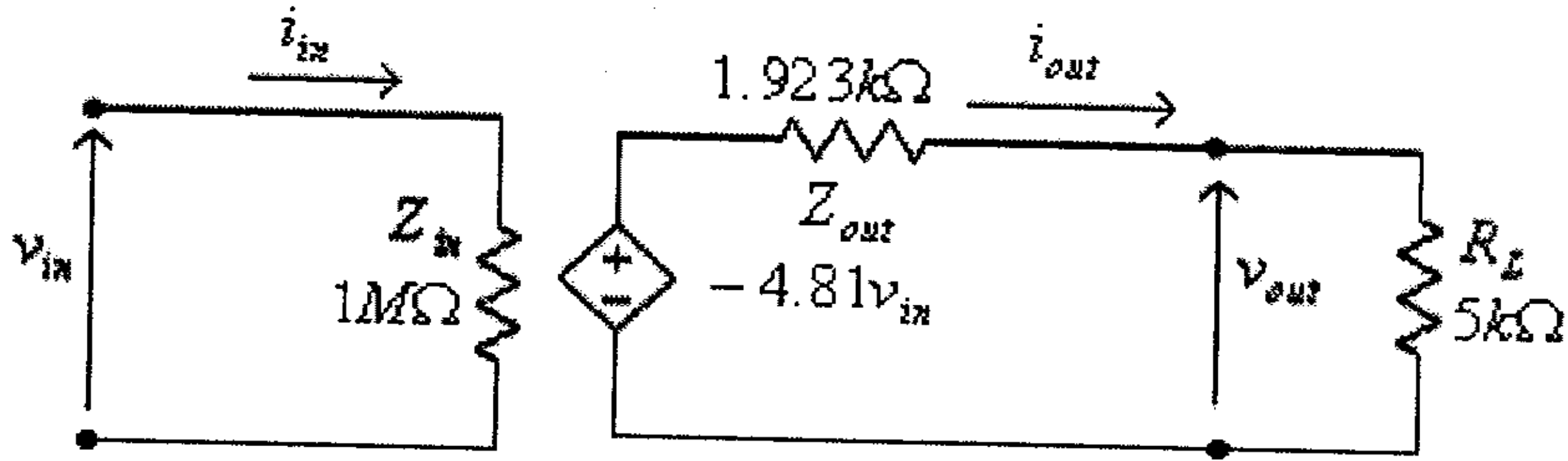
(د) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، وفي حالة إهمال تأثير الممانعة

المخرجة للترانزستور،  $r_d$ ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D = (-2.5 \times 10^{-3}) \cdot (2 \times 10^3) = -5$$

(هـ) الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم مع الحمل الموصول على مخرجها هي كما

في الشكل أدناه:



شكل (23)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = \frac{-4.81v_{in} \cdot R_L}{Z_{out} + R_L} = \frac{-4.81v_{in} \cdot (5 \times 10^3)}{1.923 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = -3.47v_{in}$$

معامل تضخيم الفولطية، عند هذا الحمل، هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -3.47$$

عند  $v_{in} = \sin(2000\pi t)$ ، فإن:

$$v_{out} = -3.47 \sin(2000\pi t)$$

معامل تضخيم التيار،  $A_i$ ، هو:

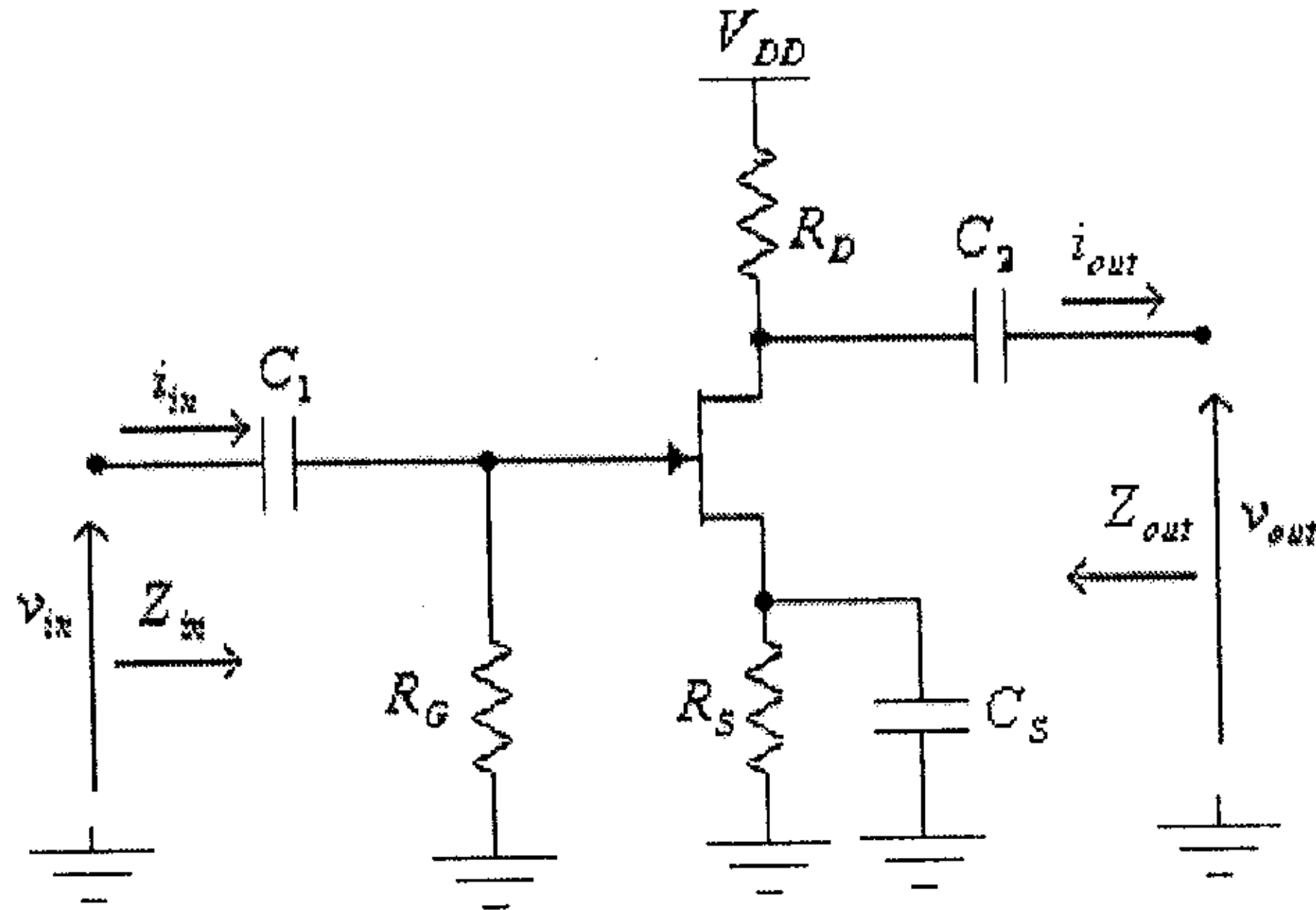
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{-4.81v_{in}}{Z_O + R_L}}{\frac{v_{in}}{Z_{in}}} = \frac{-4.81Z_{in}}{Z_O + R_L} = \frac{-4.81 \times 1 \times 10^6}{1.923 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = -695$$

لاحظ معامل تضخيم التيار الكبير لهذه الدائرة.

### 3.6 دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستور الـ JFET.

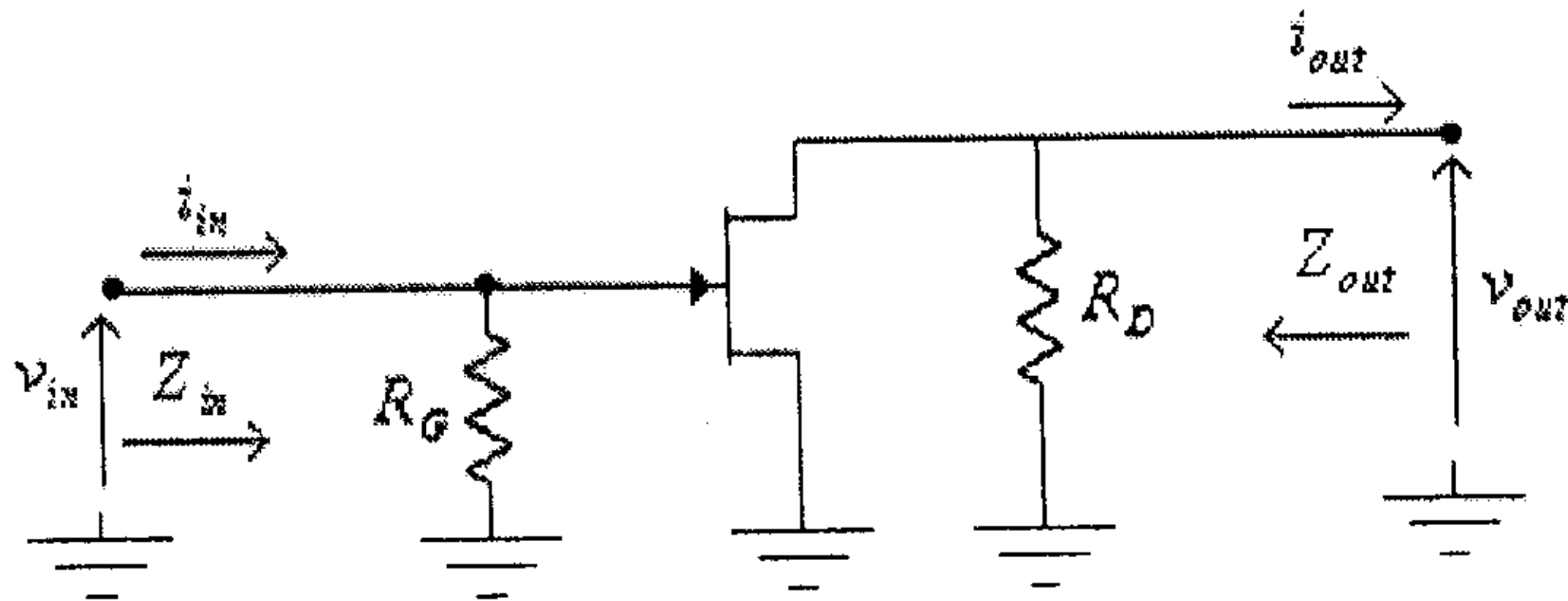
الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ذاتي، باستخدام ترانزيستور

من النوع n-channel JFET.



شكل (24)

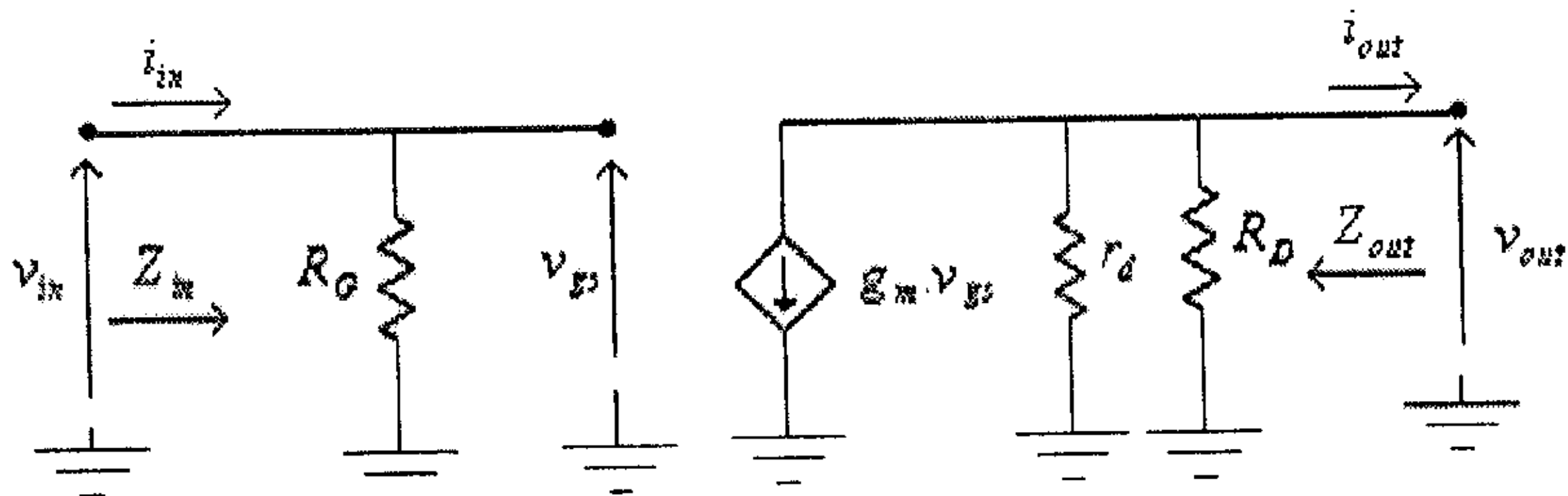
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (25)

لاحظ في هذه الدائرة أن كلاً من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  وكذلك المكثف  $C_S$  قد تم إستبداله بدارة قصر (short-circuit).

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (26)

لاحظ أن هذه الدائرة مشابهة للدائرة المكافئة لدائرة الإنحياز الثابت والمبينة في الشكل (17)، وبالتالي فإن جميع المعاملات لهذه الدائرة تشبه تلك لدائرة الإنحياز الثابت، أي أنه لهذه الدائرة:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_G$$

- الممانعة المخرجة:

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت، فإنه عادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجة للترانزستور  $r_d$ ، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصدر  $R_D$ ، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_D$$

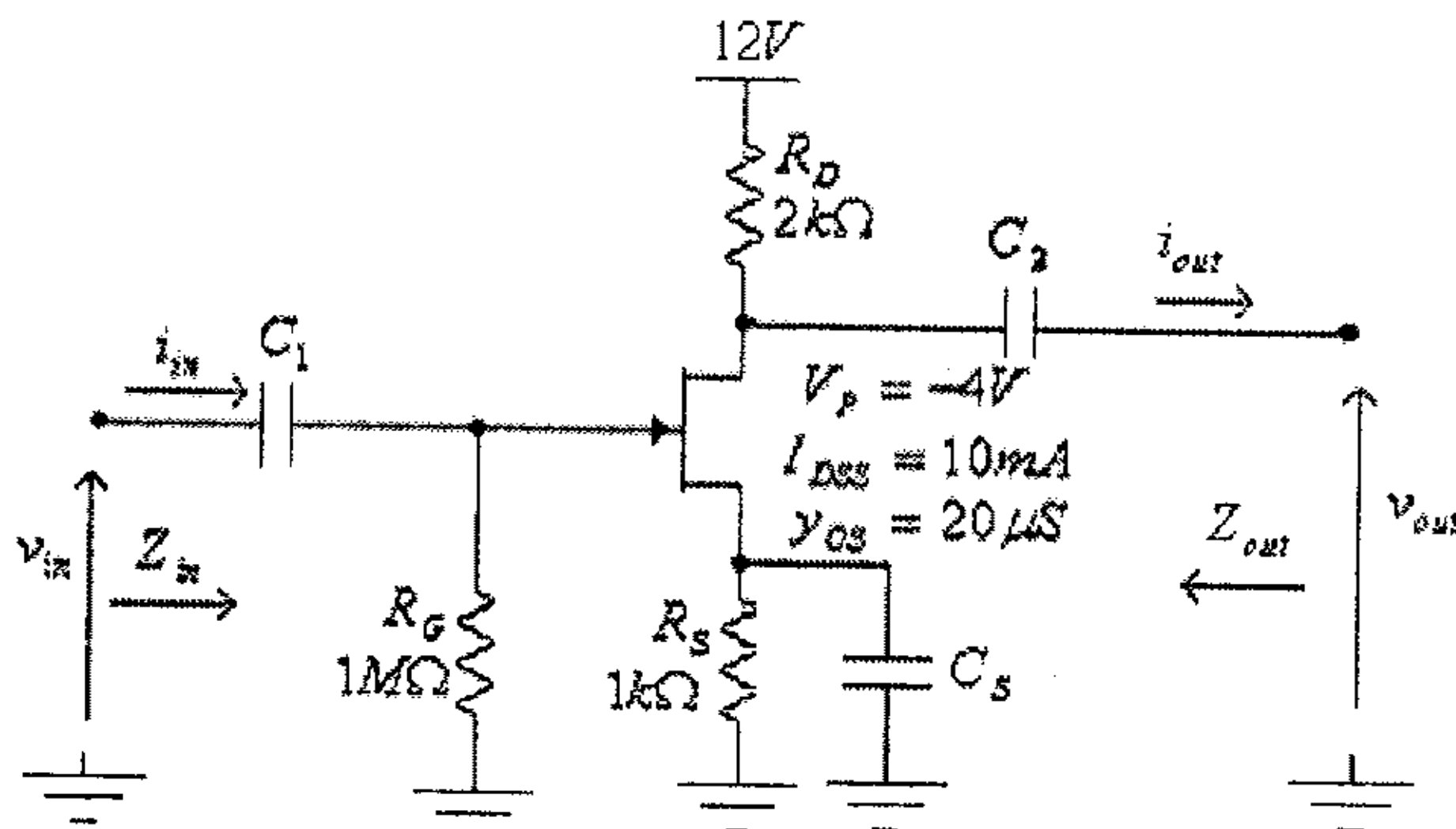
- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت، وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزستور  $r_d$ ، نجد أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D$$

مثال (5): لدائرة التضخيم التالية:

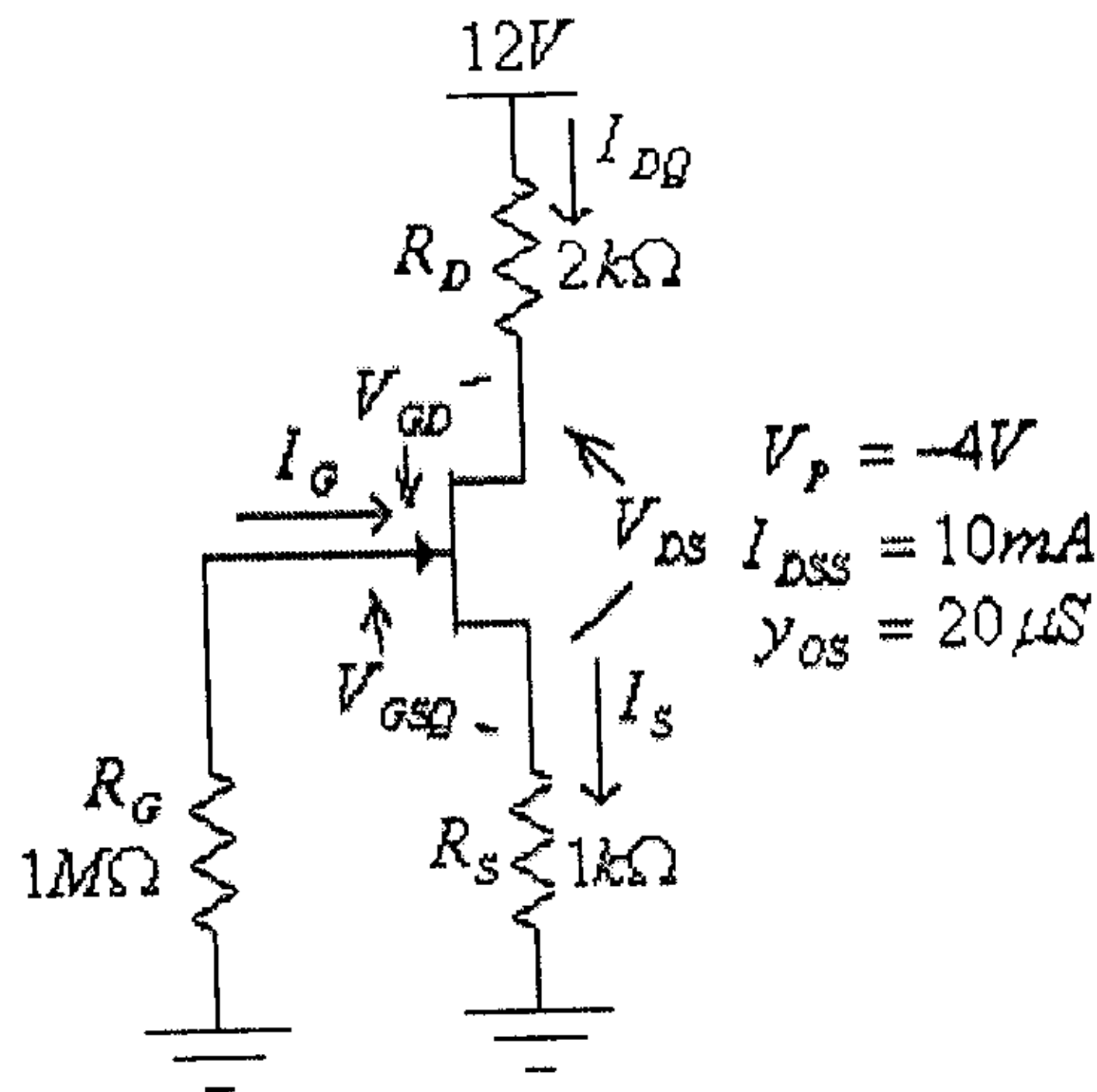


شكل (27)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .
- (د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ .

الحل:

- (أ) وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ . دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{1000 I_{DQ}}{4} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 250 I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 500 I_{DQ} + 62500 I_D^2)$$

أو:

$$625 I_{DQ}^2 - 6 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36 - 4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075 A = 7.5 mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021 A = 2.1 mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D \cdot R_S = -1000 \cdot I_D$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1} \cdot R_S = -1000 \cdot I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5 V$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_p$  ويكون الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصدر هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

و:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S = -2.1 \times 10^{-3} (1 \times 10^3) = -2.1V$$

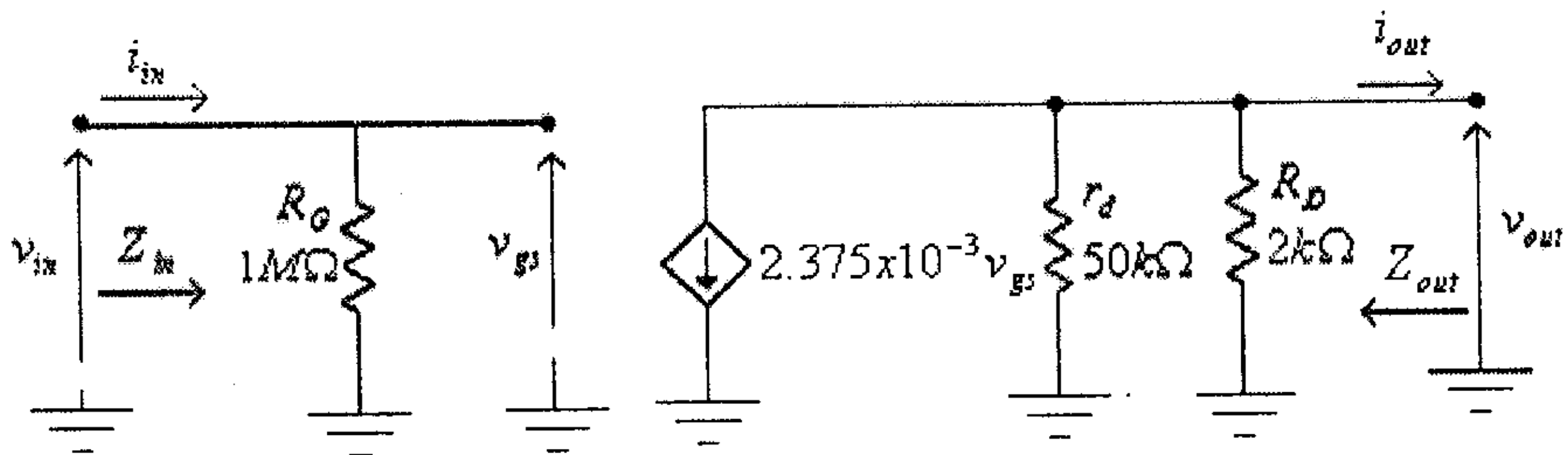
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = 5 \left(1 - \frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6}} = 50 \times 10^3 \Omega = 50k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = 1.923 \times 10^3 \Omega = 1.923k\Omega$$

لاحظ أن:

$$Z_{out} \approx R_D = 2k\Omega$$



(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، هو:

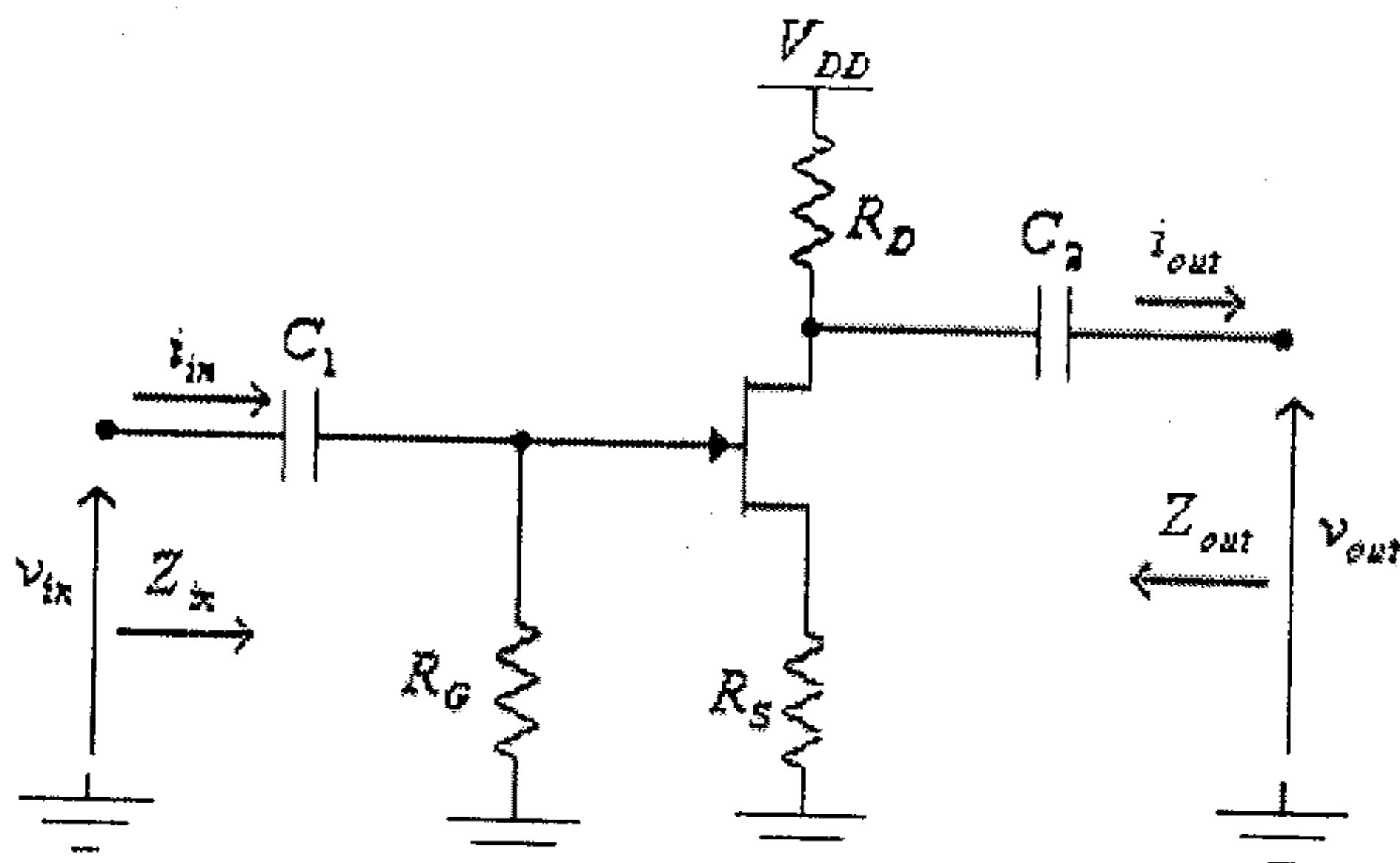
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = -\frac{(2.375 \times 10^{-3}) \cdot (2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = -4.567$$

(د) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل، وفي حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D = (-2.375 \times 10^{-3}) \cdot (2 \times 10^3) = -4.75$$

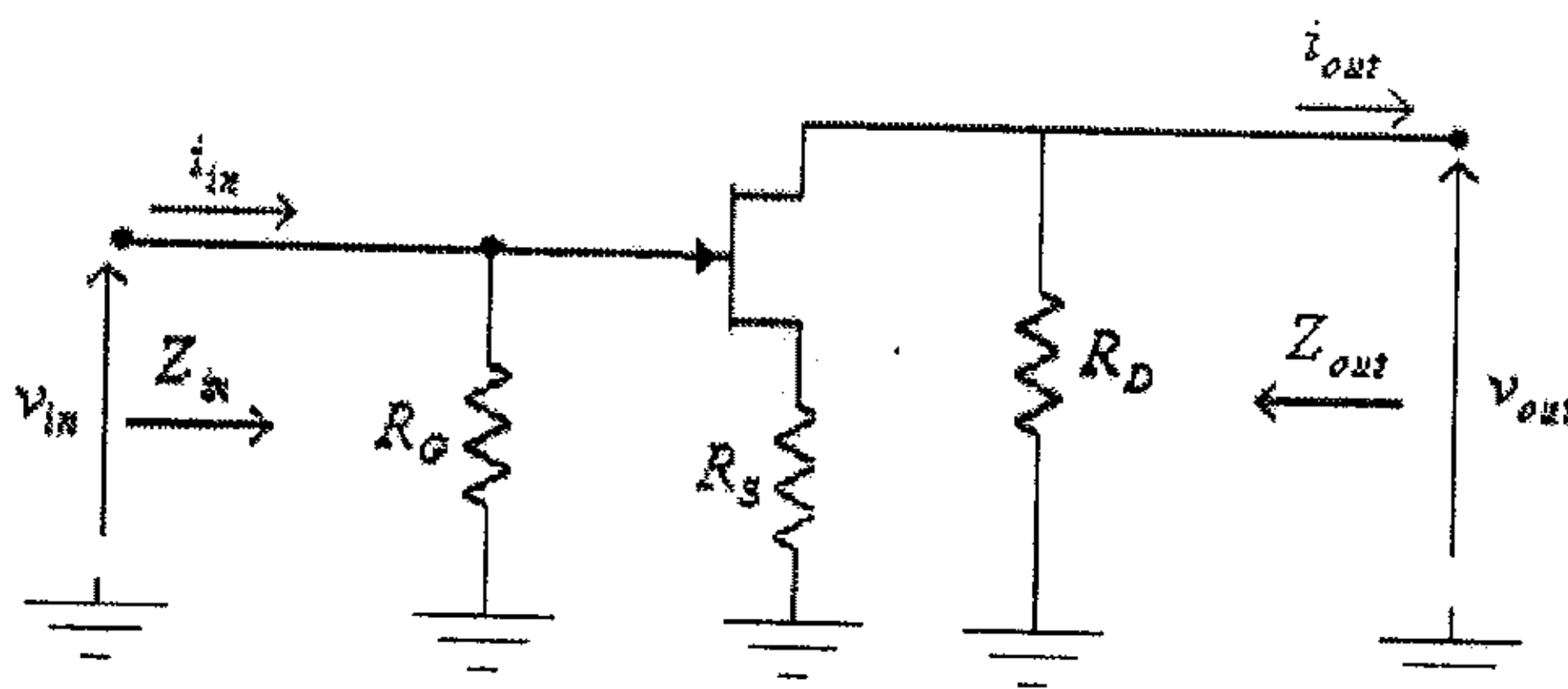
وفي حالة عدم وجود المكثف  $C_S$ ، كما في حالة دائرة التضخيم بإنحياز

ذاتي التالية.



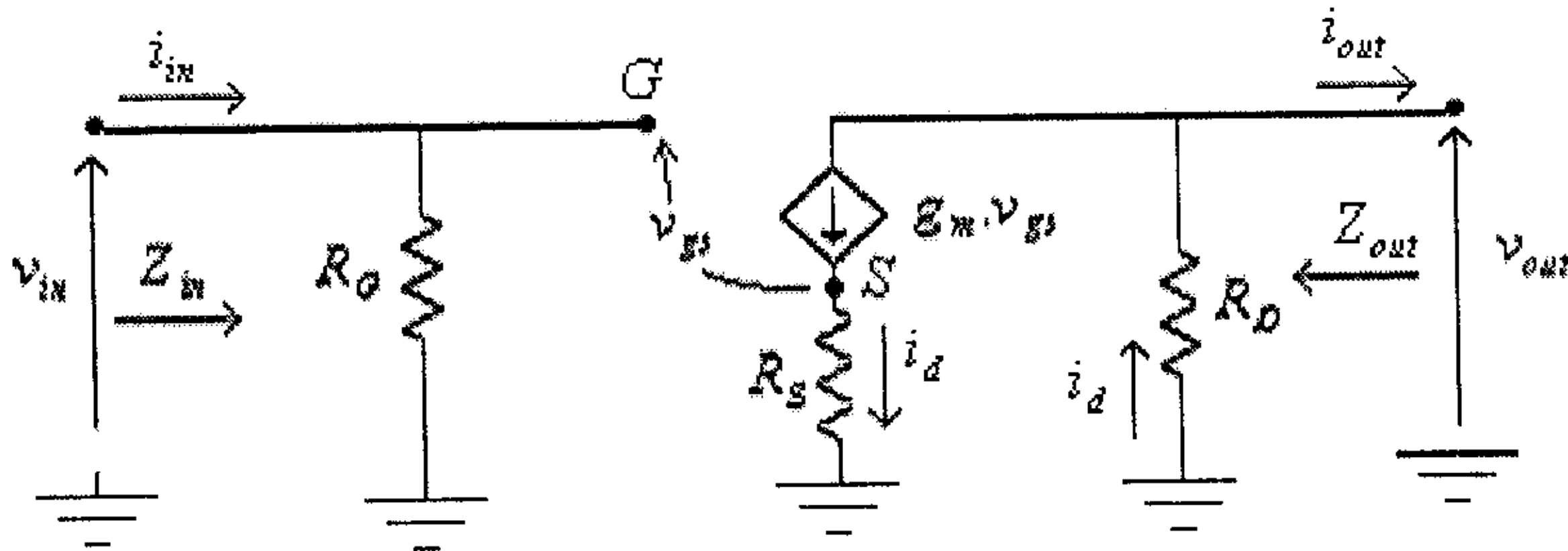
شكل (30)

فإن الدائرة المكافئة للتيار المتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (31)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة (مع إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور) تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (32)

من هذه الدائرة، نجد:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_G$$

- الممانعة المخرجة:

وحيث أن الممانعة المخرجة يتم إيجادها عندما تكون قيمة  $v_{in}$  تساوي صفراً، أي أن  $v_{gs}$  تساوي صفراً. وبالتالي قيمة مصدر التيار  $(g_m \cdot v_{gs})$  تساوي صفراً.

وحيث أن الممانعة المدخلية لمصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  تساوي ما لانهاية فهو يكافئ دائرة مفتوحة (open-circuit) وبالتالي فإن:

$$Z_{out} = R_D$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

من الدائرة، أعلاه:

$$v_{in} = i_d \cdot R_S + v_{gs} \dots \dots \dots (1)$$

ولكن:

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} \quad \dots\dots\dots(2)$$

من المعادلتين (1) و (2)، نجد:

$$v_{in} = g_m \cdot v_{gs} \cdot R_S + v_{gs} = v_{gs} (g_m \cdot R_S + 1) \quad \dots\dots\dots(3)$$

وكذلك:

$$v_{out} = -i_d \cdot R_D \quad \dots\dots\dots(4)$$

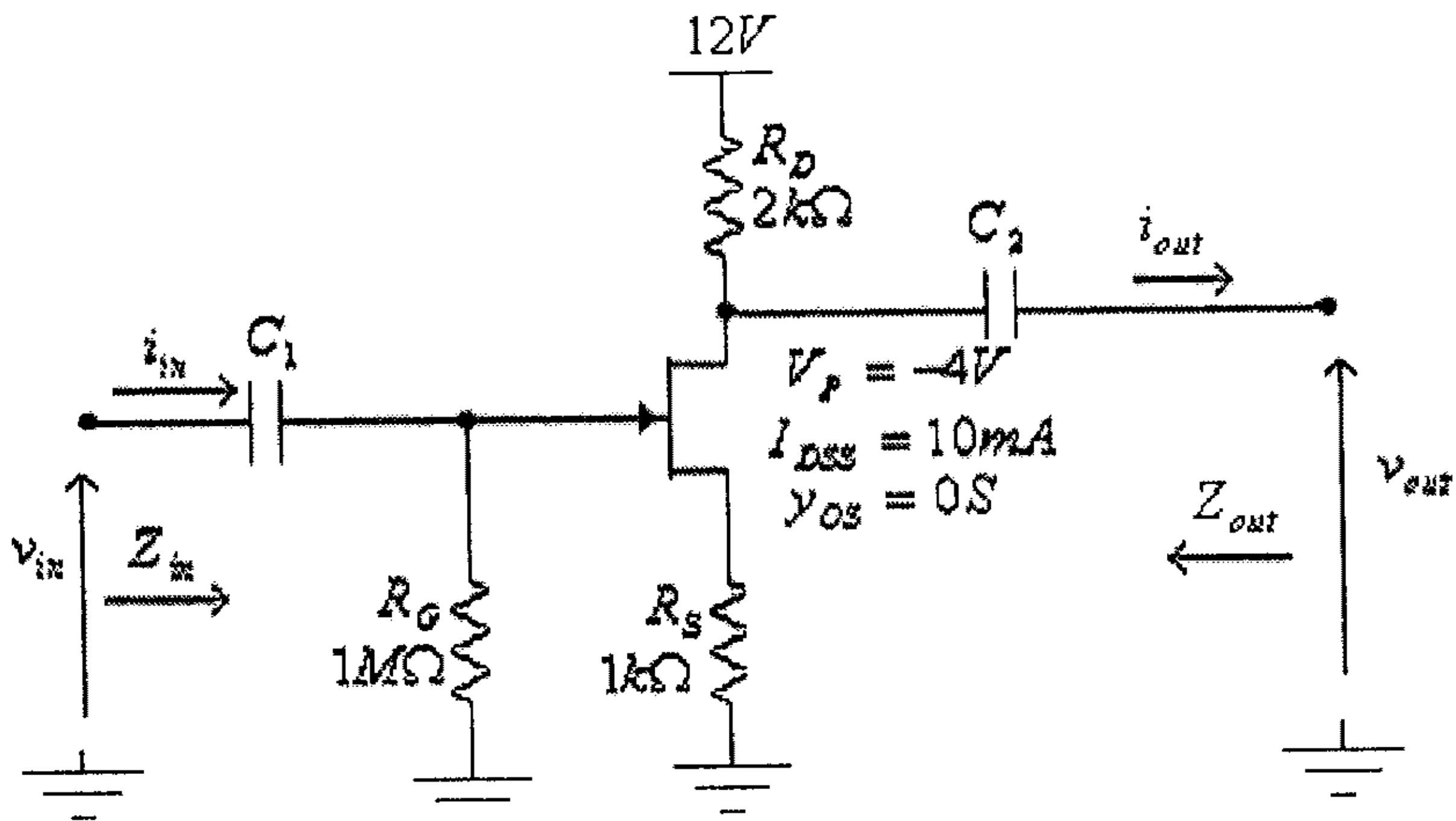
من المعادلتين (2) و (4)، نجد:

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D \quad \dots\dots\dots(5)$$

من المعادلتين (3) و (5)، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D}{v_{gs} (g_m \cdot R_S + 1)} = -\frac{g_m \cdot R_D}{g_m \cdot R_S + 1}$$

مثال (6): لدائرة التضخيم التالية:



شكل (33)

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .(ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

الحل:

(أ) ما يميز هذه الدائرة عن الدائرة في المثال السابق هو عدم وجود المكثف  $C_s$ . ولما كان هذا المكثف يتم حذفه عند دراسة إنحياز الترانزيستور فإن دائرة الإنحياز في هذا المثال هي كما في حالة المثال السابق. أي أن:

$$V_{GSQ} = -2.1V$$

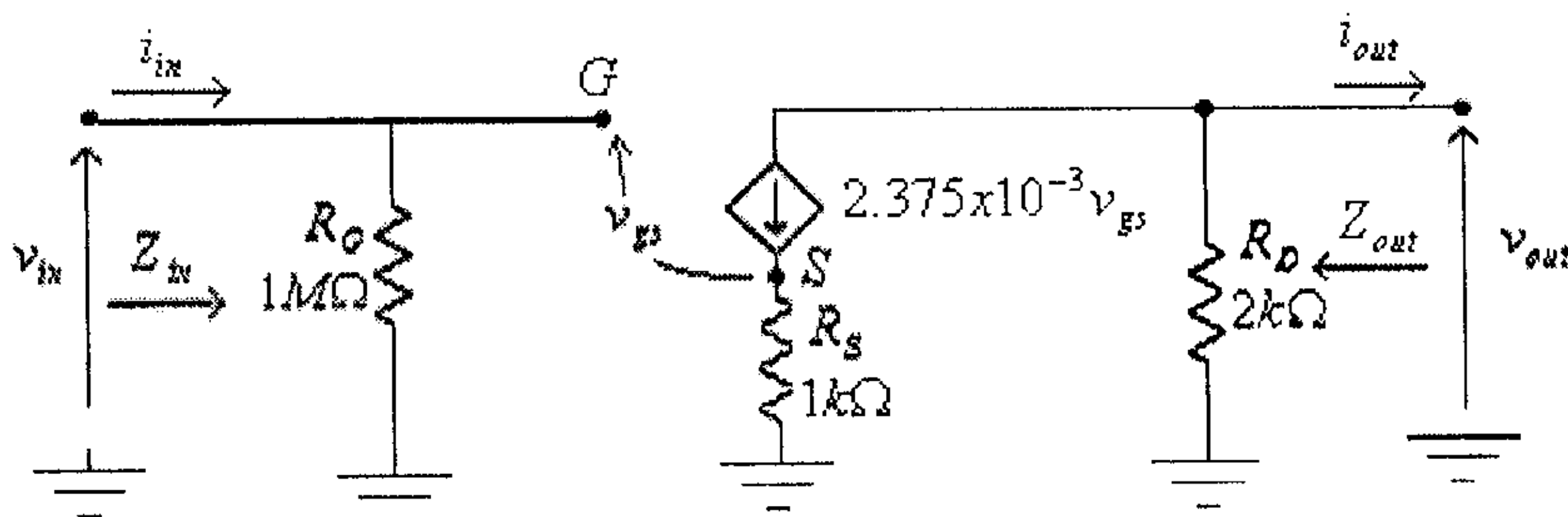
و:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) = 5 \left( 1 - \frac{-2.1}{-4} \right) = 2.375mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \infty$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

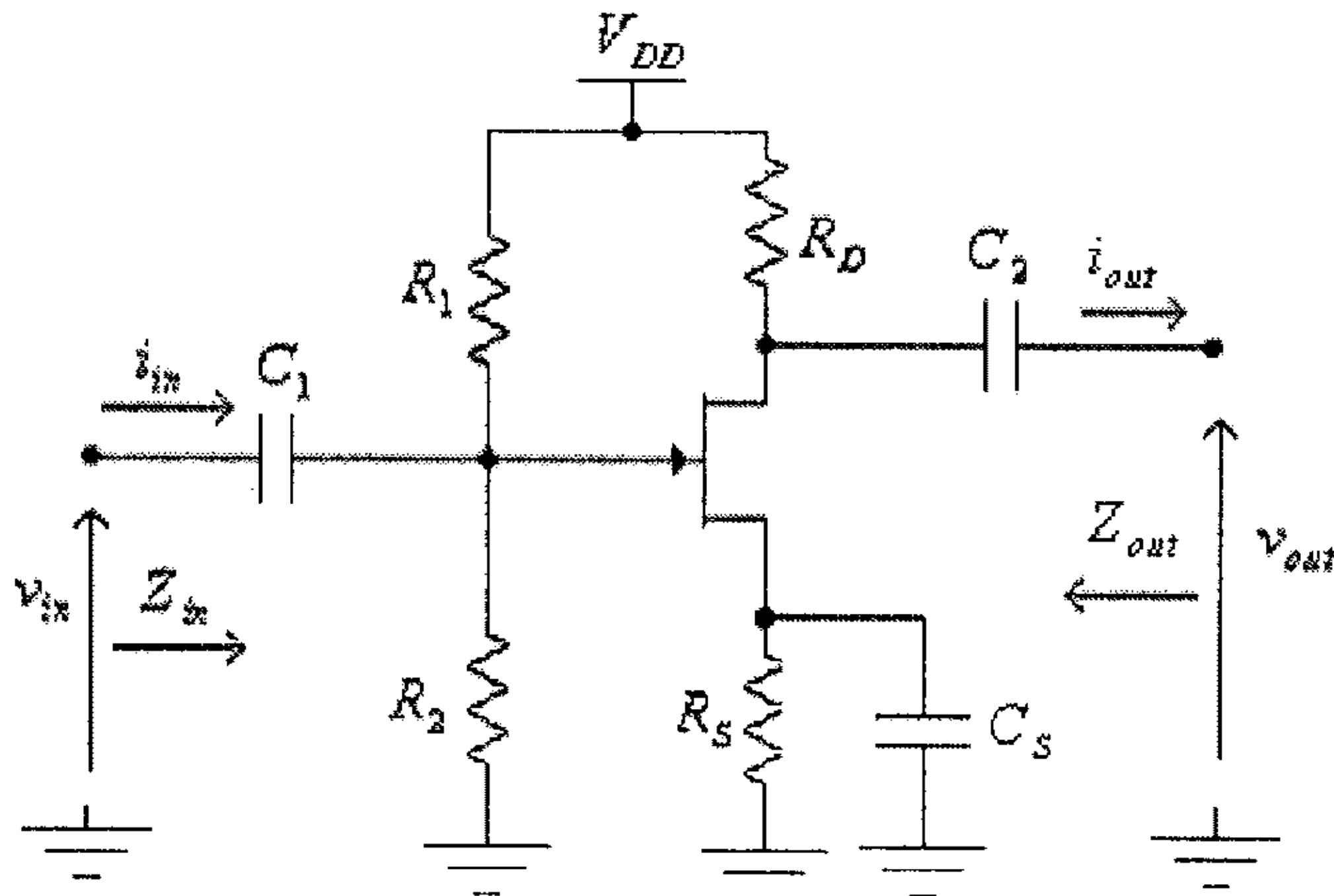
$$Z_{out} = R_D = 2k\Omega$$

(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D}{g_m \cdot R_S + 1} = \frac{-2.375 \times 10^{-3} (2 \times 10^3)}{2.375 \times 10^{-3} \times (1000) + 1} = 1.4074$$

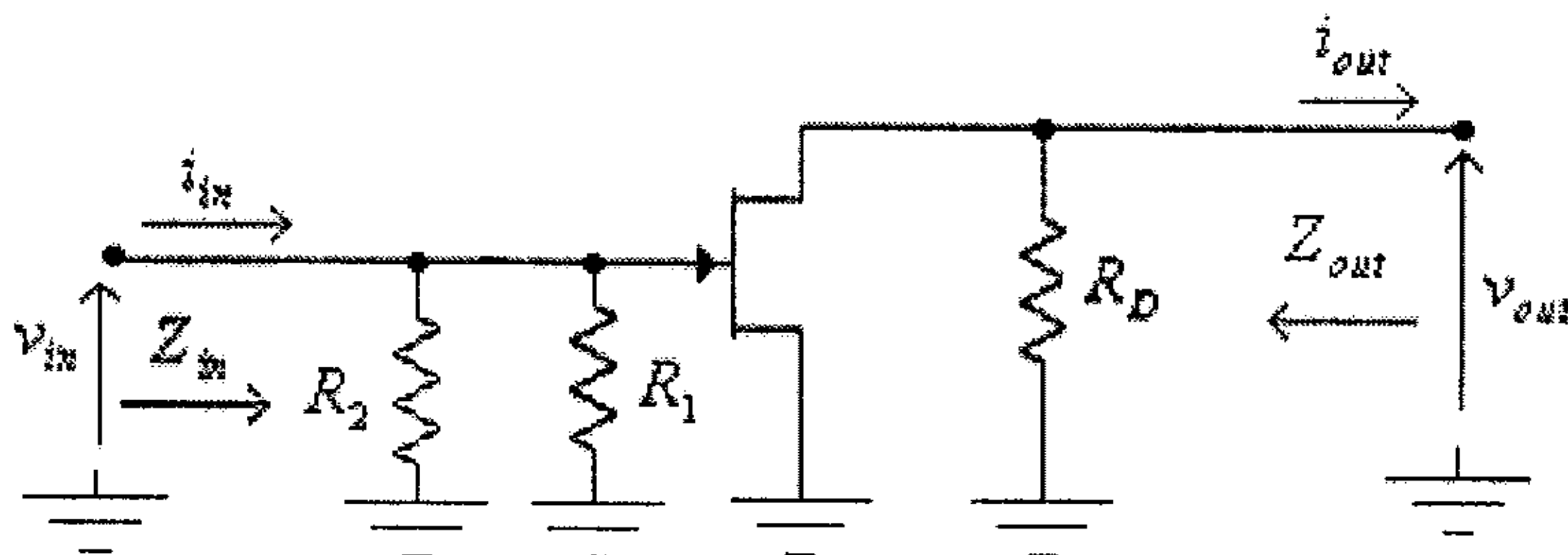
### 3.7 دائرة إنحياز مجزئ الفولطية لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزئ الفولطية (voltage-divider) باستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (35)

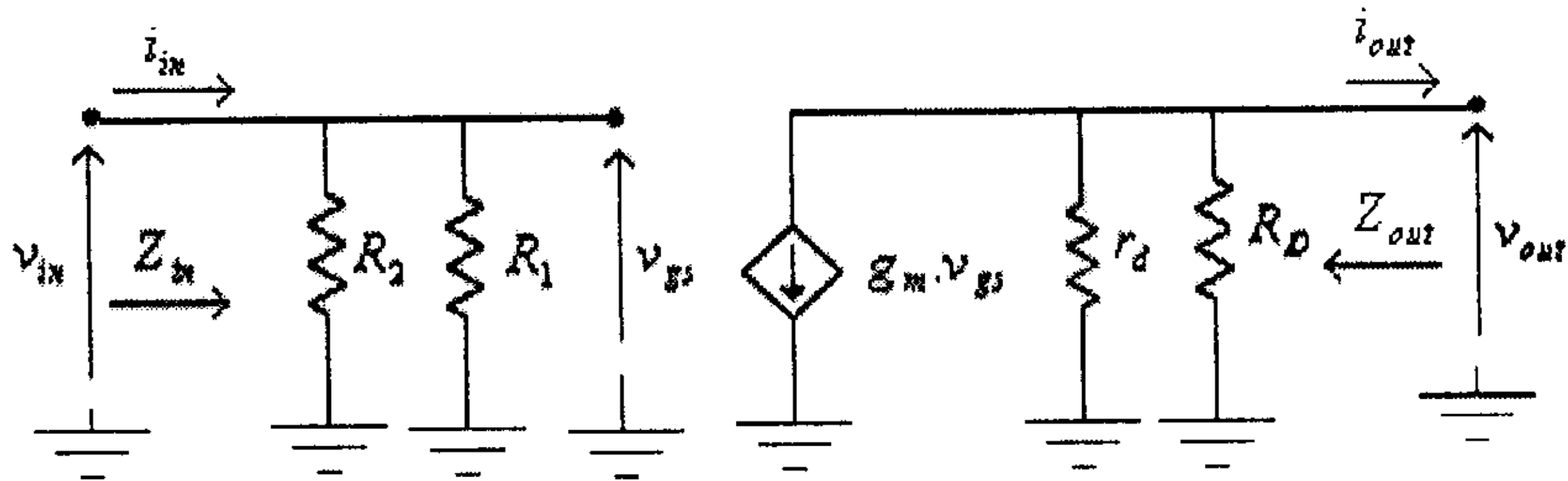
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (36)

لاحظ في هذه الدائرة أن كلاً من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  وكذلك المكثف  $C_S$  قد تم إستبداله بدارة قصر (short-circuit).

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (37)

من هذه الدائرة:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

- الممانعة المخرجة:

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة المخرجة للترانزيستور ،  $r_d$  ، أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف ،  $R_D$  ، أي أن:

$$Z_{out} \approx R_D$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot (R_D \parallel r_d) = -\frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

و:

$$v_{in} = v_{gs}$$

من هاتين المعادلتين، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ ، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المصرف،  $R_D$ ، نجد أن:

$$v_{out} = -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D$$

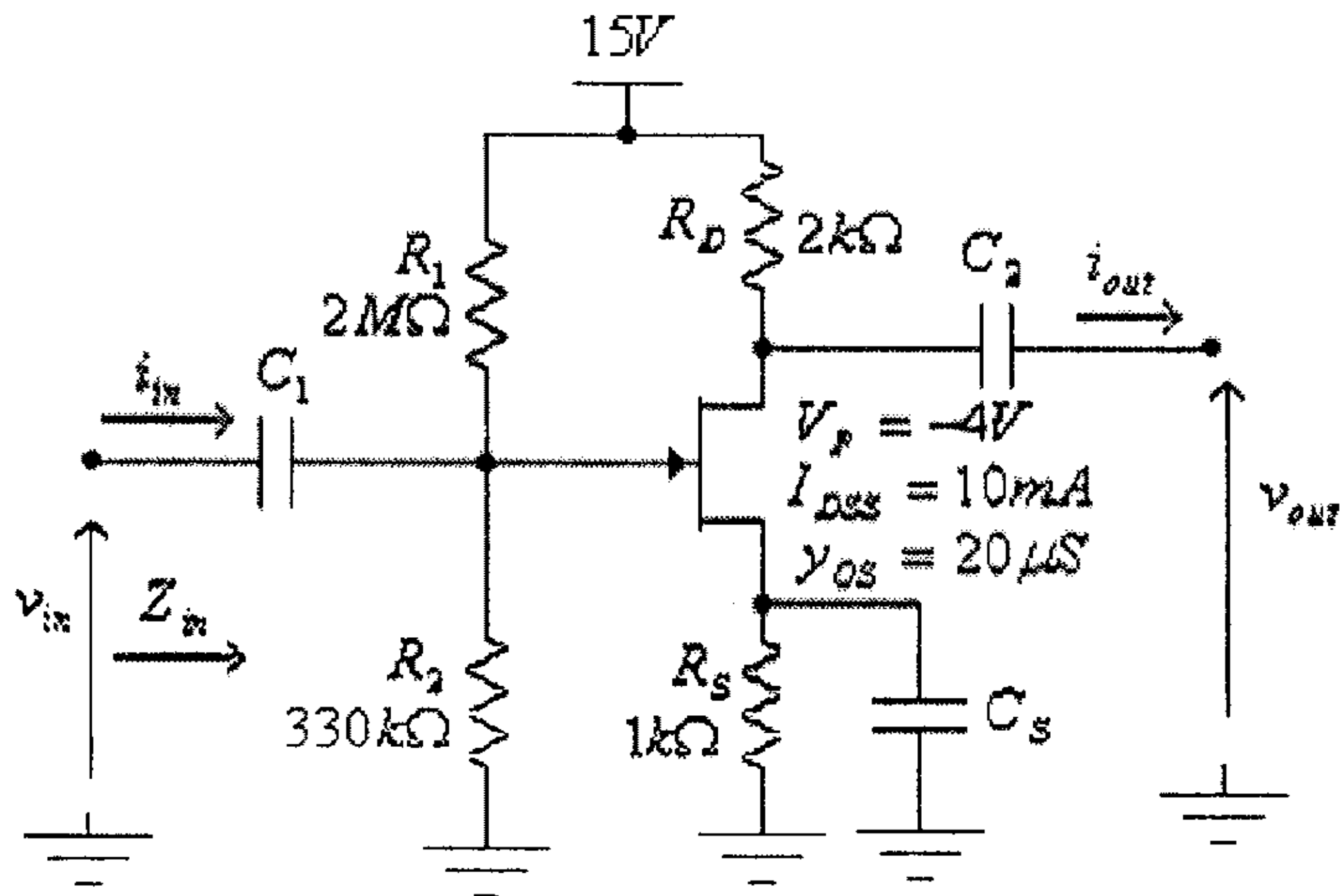
وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D$$

لاحظ أن الإشارة السالبة لمعامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة تعني وجود فرق في الطور بين إشارتي المدخل والمخرج مقداره  $180^\circ$ .

مثال (7):

لدائرة التضخيم التالية:

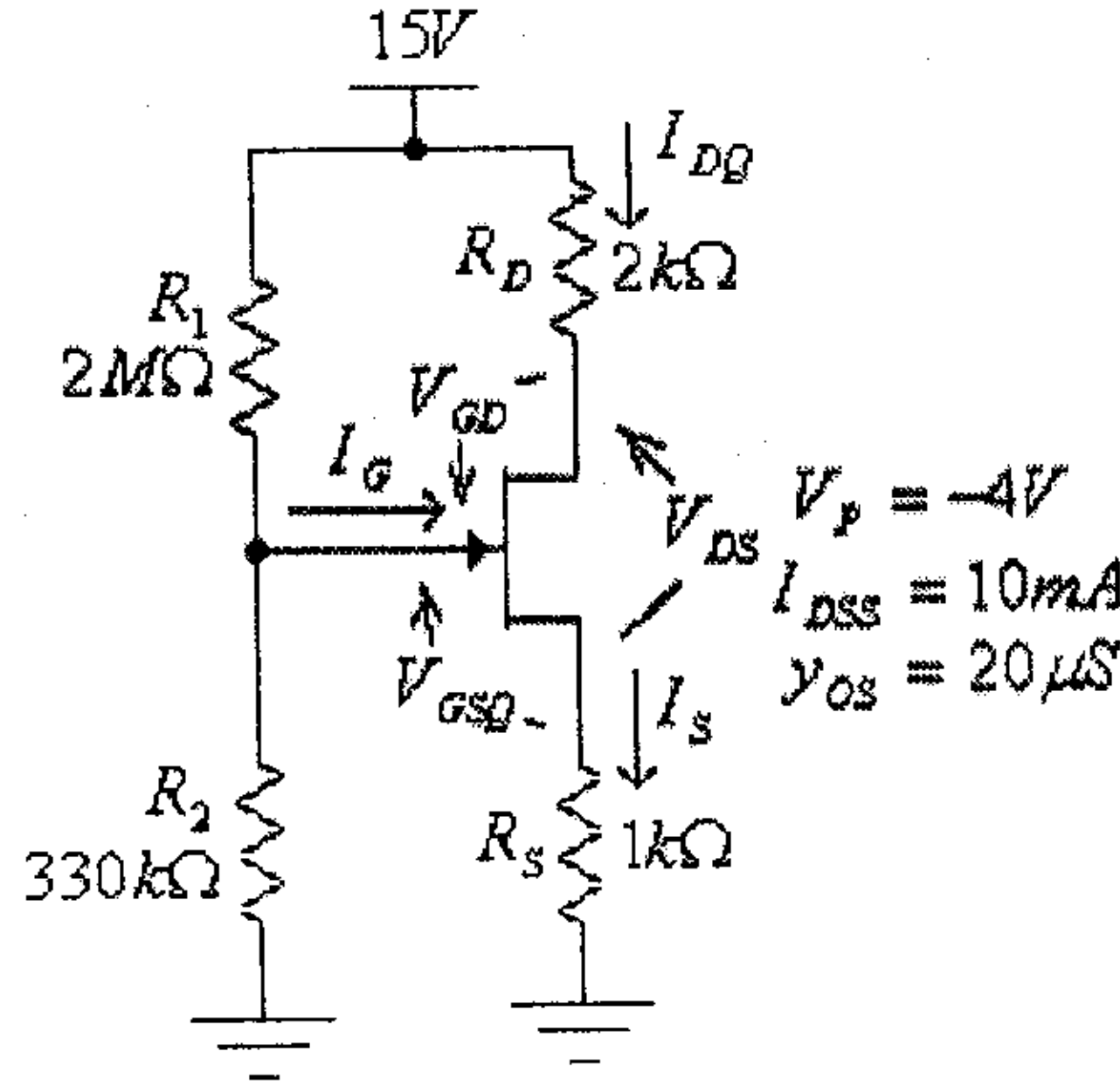


شكل (38)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

الحل:

أ) تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ .  
دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (39)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(15) \cdot (330 \times 10^3)}{330 \times 10^3 + 2 \times 10^6} = 2.125V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D \cdot R_S = 2.125 - 1000 I_D$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{2.125 - 1000 I_{DQ}}{4} \right)^2$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{2.125}{4} - \frac{1000 I_{DQ}}{4} \right)^2$$



أو:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1.531 - 250 I_{DQ})^2$$

$$625 I_D^2 - 8.655 I_D + 0.0234 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 10.15 \text{ mA}$$

$$I_{DQ2} = 3.7 \text{ mA}$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D \cdot R_S = 2.125 - 1000 I_D$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_D \cdot R_S = 2.125 - 1000 I_{DQ1} = 2.125 - 1000 (10.15 \times 10^{-3}) = -8.03 \text{ V}$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_p$  ويكون الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصدر هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.7 \text{ mA}$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ} \cdot R_S = 2.125 - 1000 (3.7 \times 10^{-3}) = -1.575 \text{ V}$$

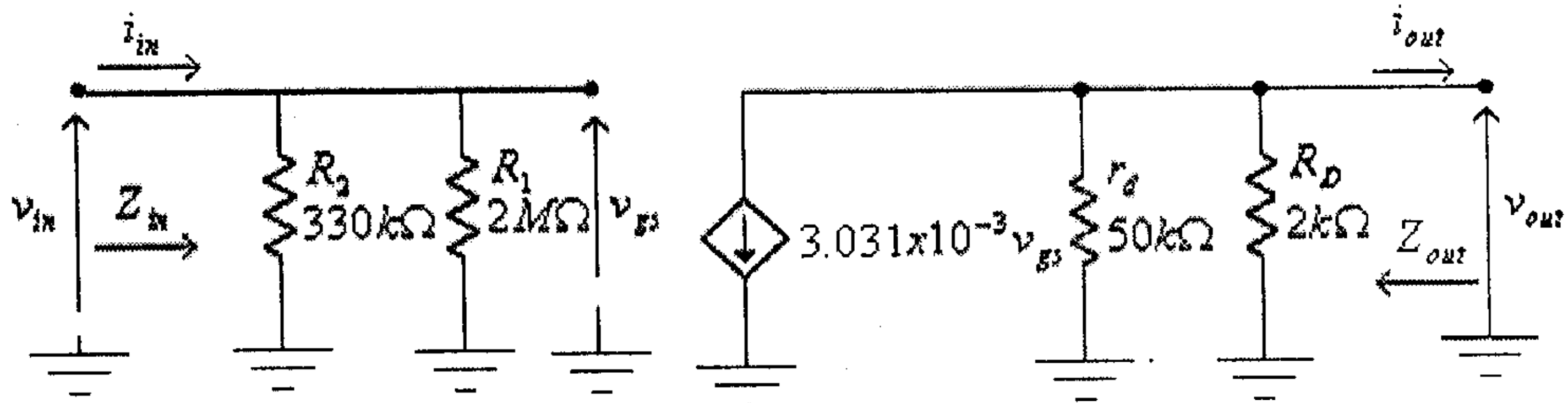
وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2 I_{DSS}}{|V_p|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} \text{ S} = 5 \text{ mS}$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) = 5 \left( 1 - \frac{-1.575}{-4} \right) = 3.031 \text{ mS}$$

$$r_d = \frac{1}{y_{os}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6}} = 50 \times 10^3 \Omega = 50 \text{ k}\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (40)

ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(2 \times 10^6) \cdot (330 \times 10^3)}{2 \times 10^6 + 330 \times 10^3} = 283.26 \times 10^3 \Omega = 283.26 k\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = 1.923 \times 10^3 \Omega = 1.923 k\Omega$$

ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل :

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = -\frac{3.031 \times 10^{-3} (2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = -5.83$$

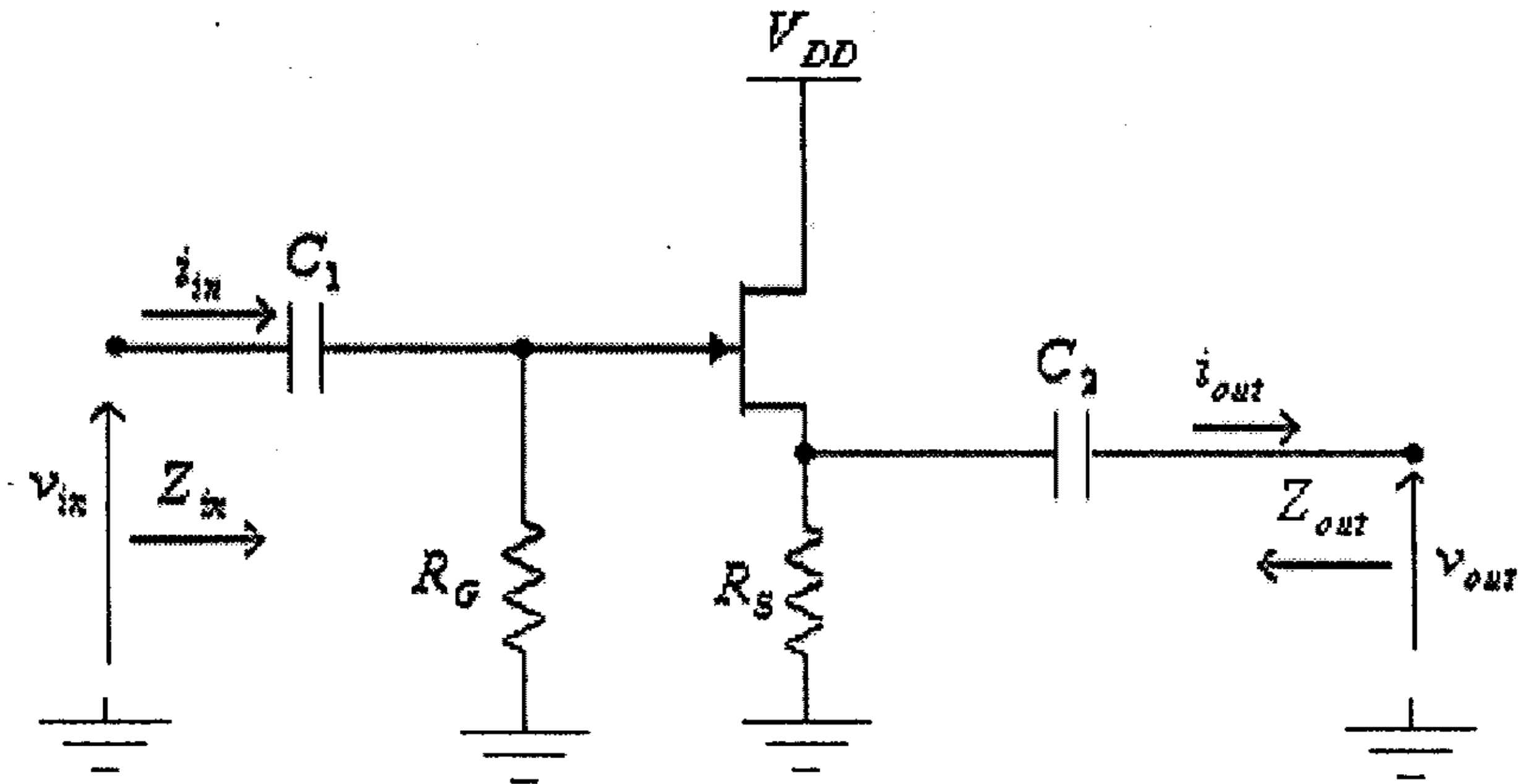
وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور، نجد أن:

$$A_{VO} = -g_m \cdot R_D = -3.031 \times 10^{-3} (2 \times 10^3) = -6.06$$

### 3.8 دائرة تابع المصدر (المصرف المشترك) لترانزيستور الـ JFET.

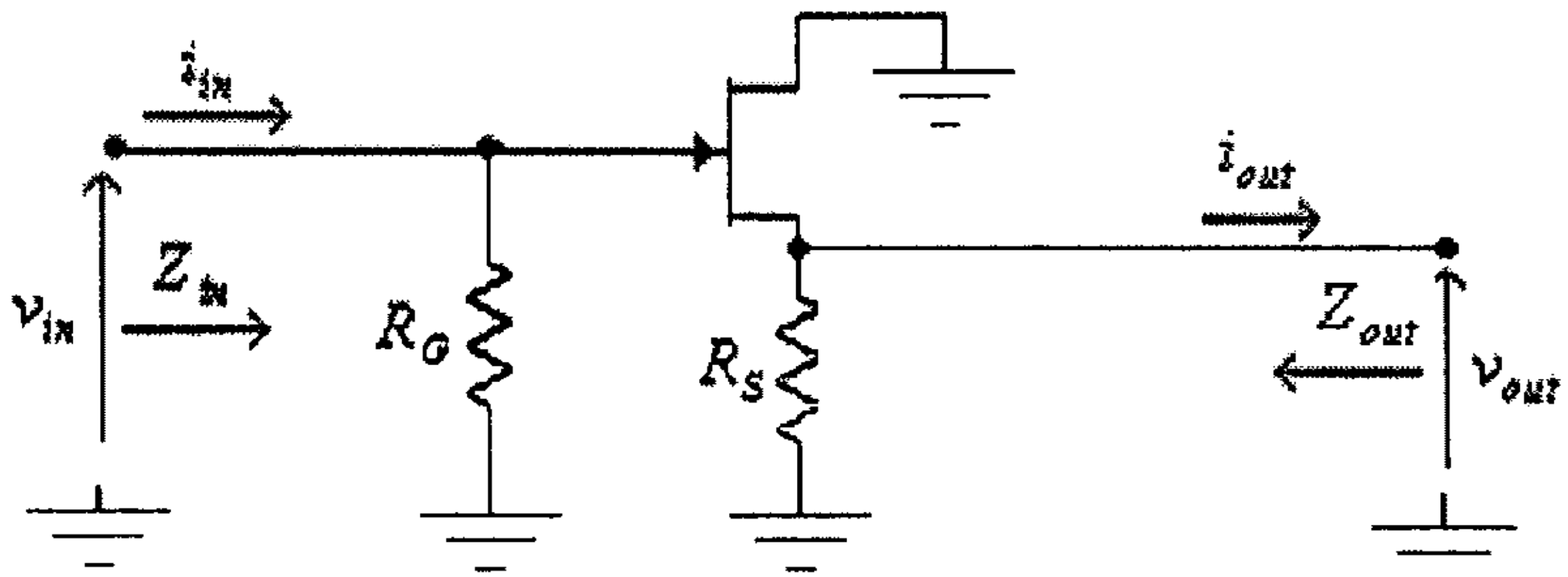
الدائرة التالية تبين دائرة تابع المصدر (المصرف المشترك)، باستخدام

ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (41)

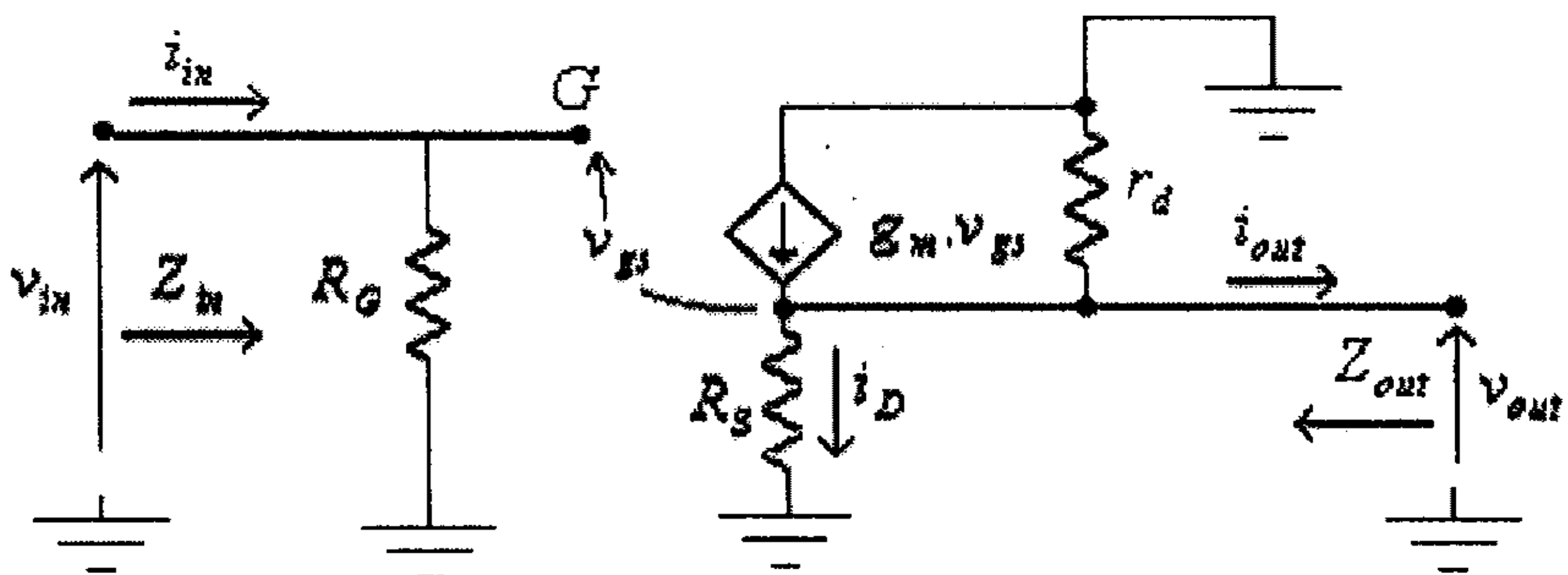
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (42)

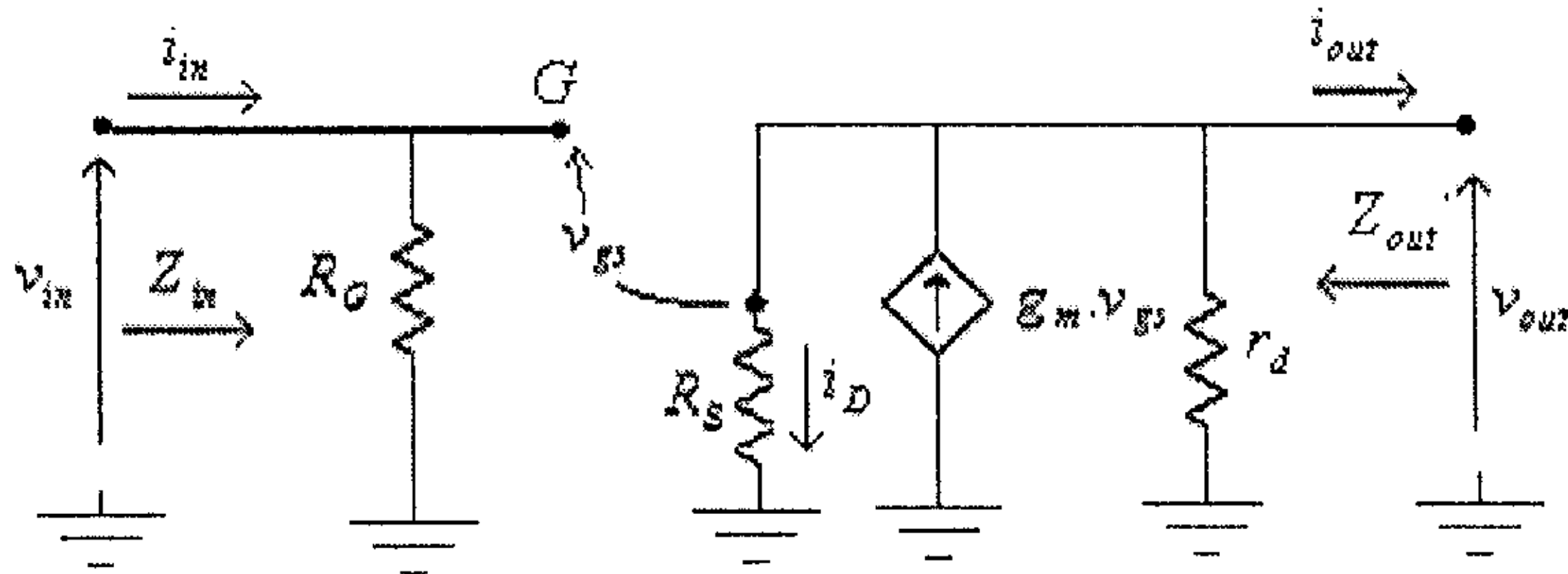
وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في

الشكل التالي.



شكل (43)

وهذه الدائرة يمكن إعادة رسمها بشكل أوضح لتصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (44)

من هذه الدائرة، نجد:

- الممانعة المدخلية:

$$Z_{in} = R_G$$

- الممانعة المخرجة:

وكما هو معروف فإن الممانعة المخرجة يتم إيجادها عندما تكون قيمة  $v_{in}$  تساوي صفراً، أي أن  $v_{gs}$  تساوي صفراً. وبالتالي قيمة مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  تساوي صفراً.

وحيث أن الممانعة المدخلية لمصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  تساوي ما لانهاية، فهو يكافئ دارة مفتوحة (open-circuit) وبالتالي تبقى المقاومتان  $R_S$  و  $r_d$  المتوصلتين على التوازي لتشكّلان الممانعة المخرجة لهذه الدائرة، أي أن:

$$Z_{out} = R_S \parallel r_d = \frac{R_S \cdot r_d}{R_S + r_d}$$

- معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

من الدائرة، أعلاه:

$$v_{in} = v_{out} + v_{gs}$$

ومنها:

$$v_{gs} = v_{in} - v_{out} \quad \dots\dots\dots(1)$$

وكذلك:

$$v_{out} = g_m v_{gs} (R_S \parallel r_d) \quad \dots\dots\dots(2)$$

وبتعويض (1) في (2)، نجد:

$$v_{out} = g_m (v_{in} - v_{out}) \cdot (R_S \parallel r_d)$$

ومنها:

$$v_{out} [1 + g_m \cdot (R_S \parallel r_d)] = g_m v_{in} \cdot (R_S \parallel r_d)$$

أي أن:

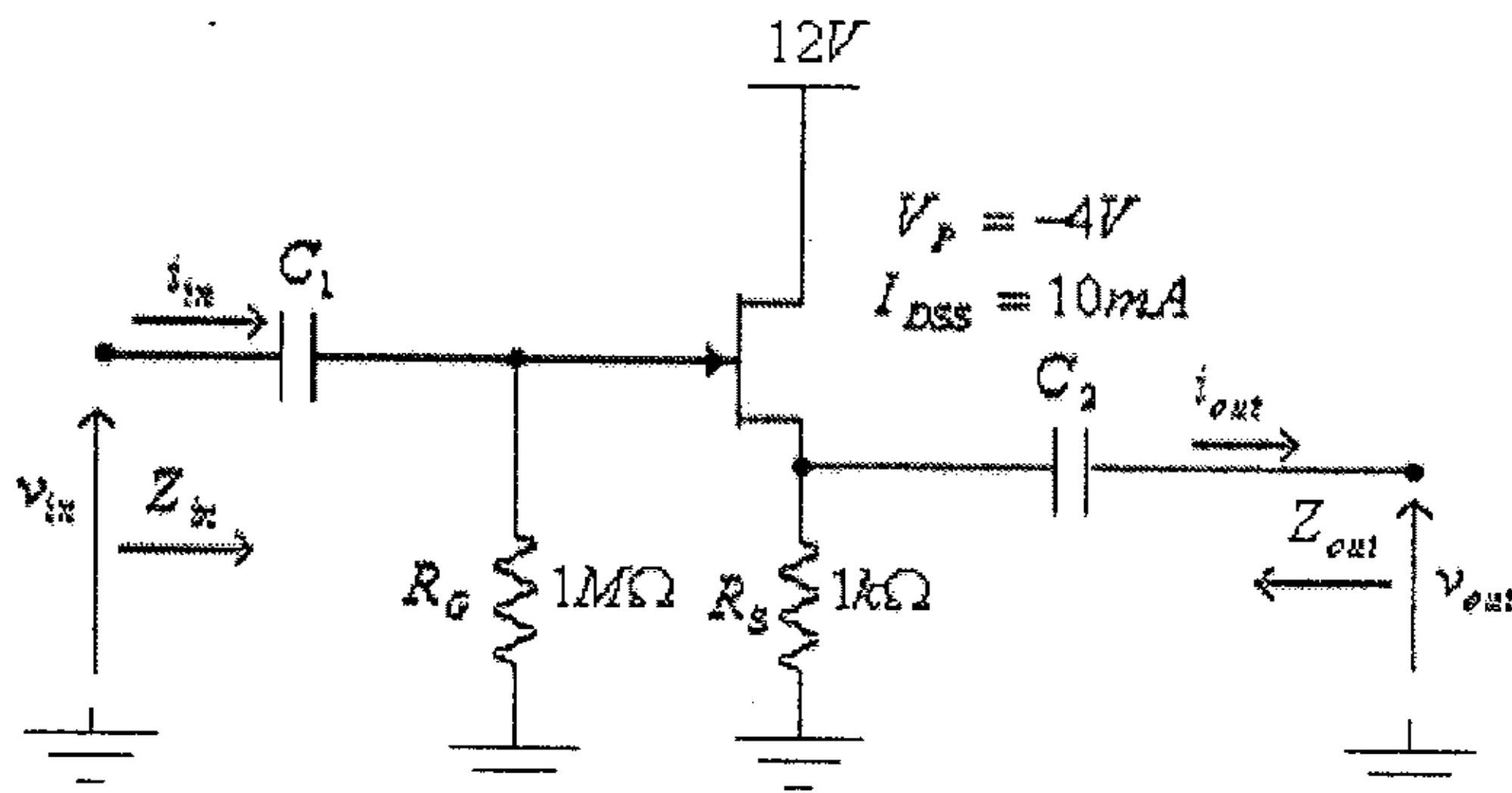
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m \cdot (R_S \parallel r_d)}{1 + g_m \cdot (R_S \parallel r_d)}$$

وعادةً ما تكون  $r_d \gg R_S$ ، أي أن  $R_S \parallel r_d \approx R_S$ ، وبالتالي فإن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S}$$

لاحظ أن هذه الدائرة لا تقدم أي تضخيم للفولطية، بل على العكس من ذلك فإن  $A_{VO} < 1$  وهذا يعني أن  $v_{out} < v_{in}$ . والميزة الوحيدة لهذه الدائرة هي ممانعتها المدخلية العالية.

مثال (8): لدائرة تابع المصدر التالية:

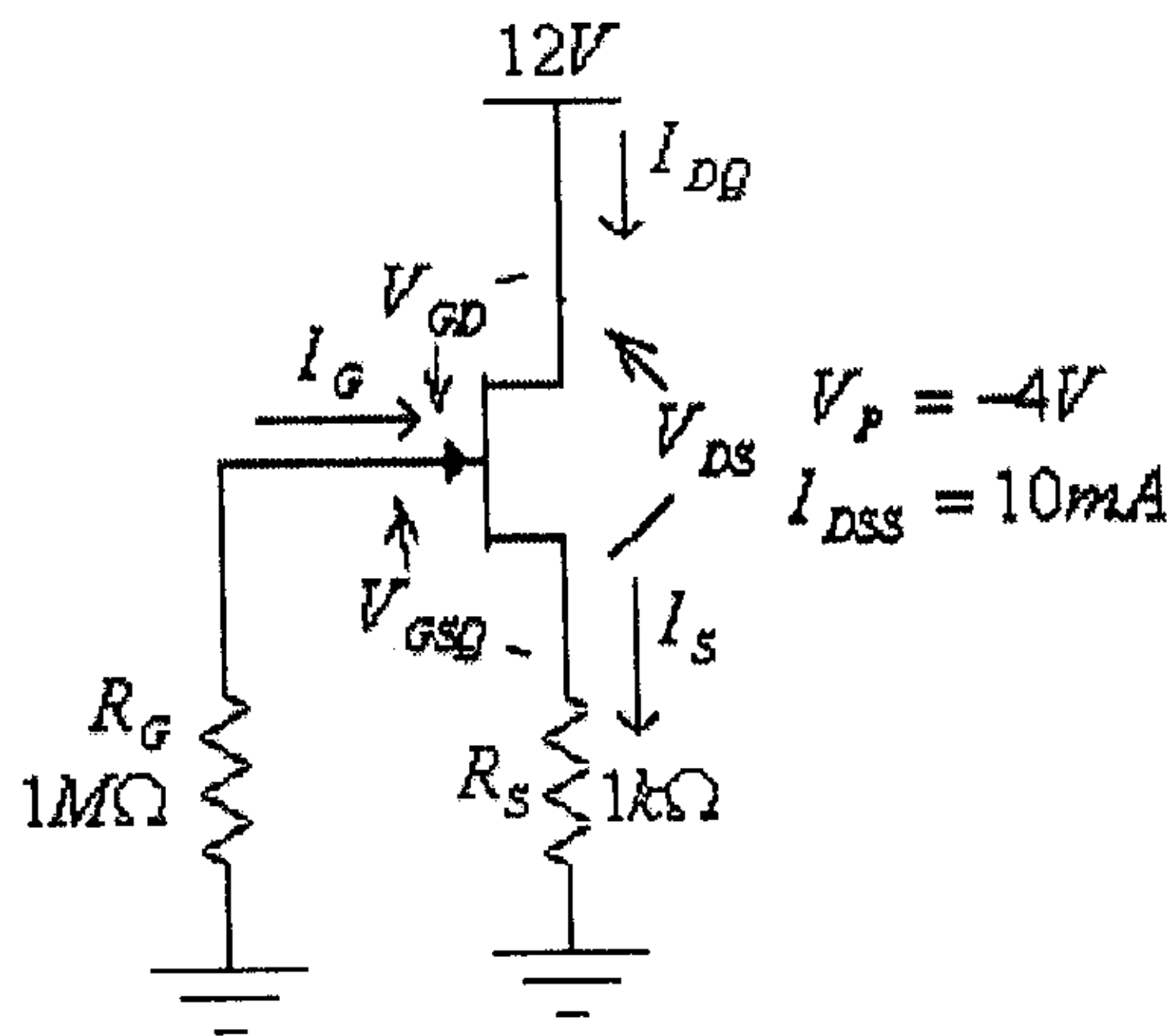


شكل (45)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

الحل:

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ . دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (46)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{1000 I_{DQ}}{4} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 250 I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 500 I_{DQ} + 62500 I_{DQ}^2)$$

أو:

$$625 I_{DQ}^2 - 6 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36 - 4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075 A = 7.5 mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021 A = 2.1 mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D \cdot R_S = -1000 \cdot I_D$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1} \cdot R_S = -1000 \cdot I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_P$  ويكون الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1 mA$$

وبالتالي، فإن:

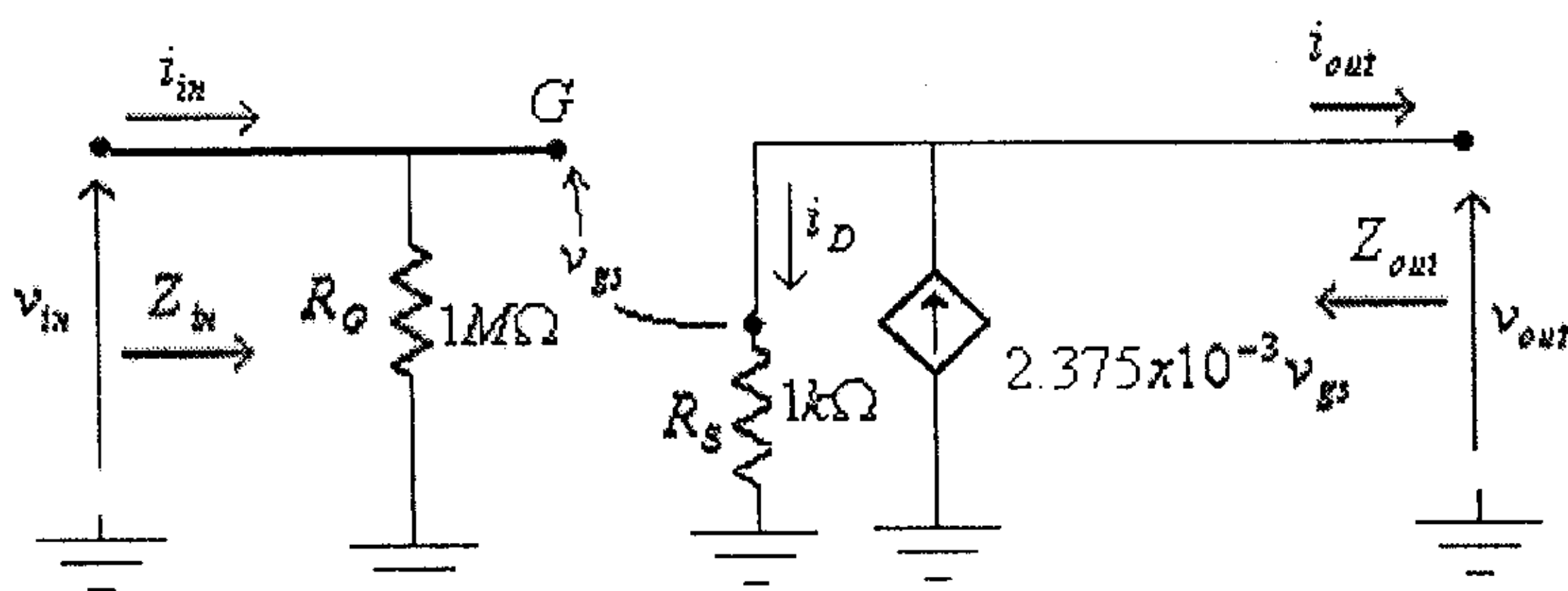
$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S = -2.1 \times 10^{-3} (1 \times 10^3) = -2.1V$$

وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5 \left(1 - \frac{-2.1}{-4}\right) = 2.375mS$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (47)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_S = 1k\Omega$$

(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

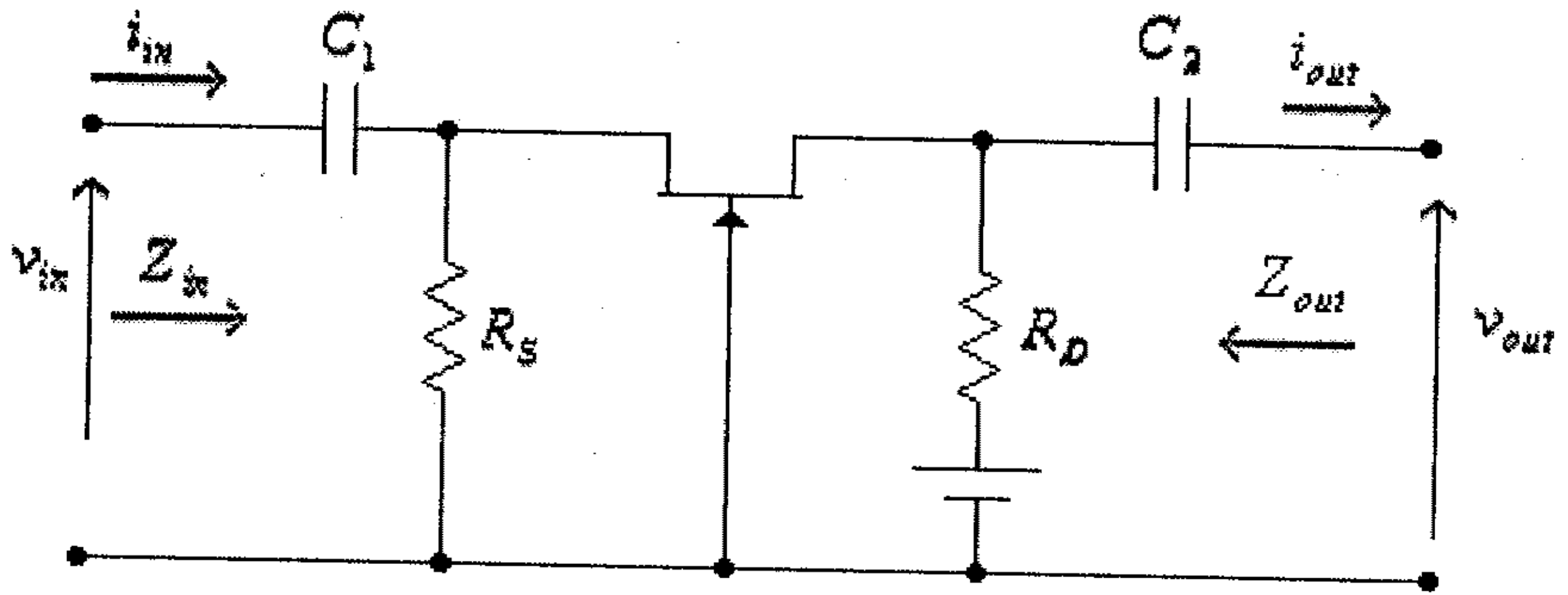
$$A_{VO} = \frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S} = \frac{2.375 \times 10^{-3} \times 1000}{1 + 2.375 \times 10^{-3} \times 1000} = 0.704$$

### 3.9 دائرة البوابة المشتركة لترانزيستور الـ JFET.

الدائرة التالية تبين ترانزيستور تأثير المجال الوصلي من النوع n-

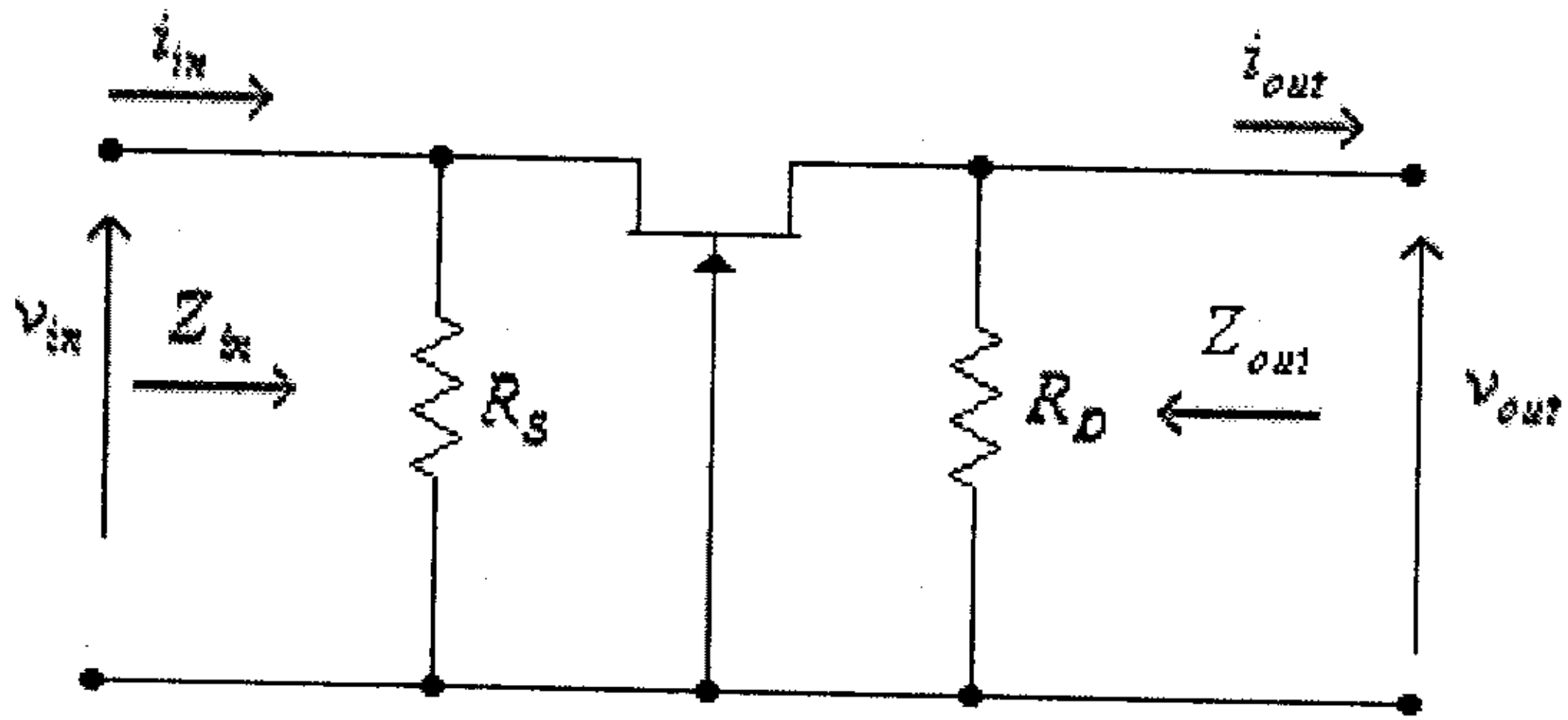
channel JFET موصول بدائرة البوابة المشتركة.





شكل (48)

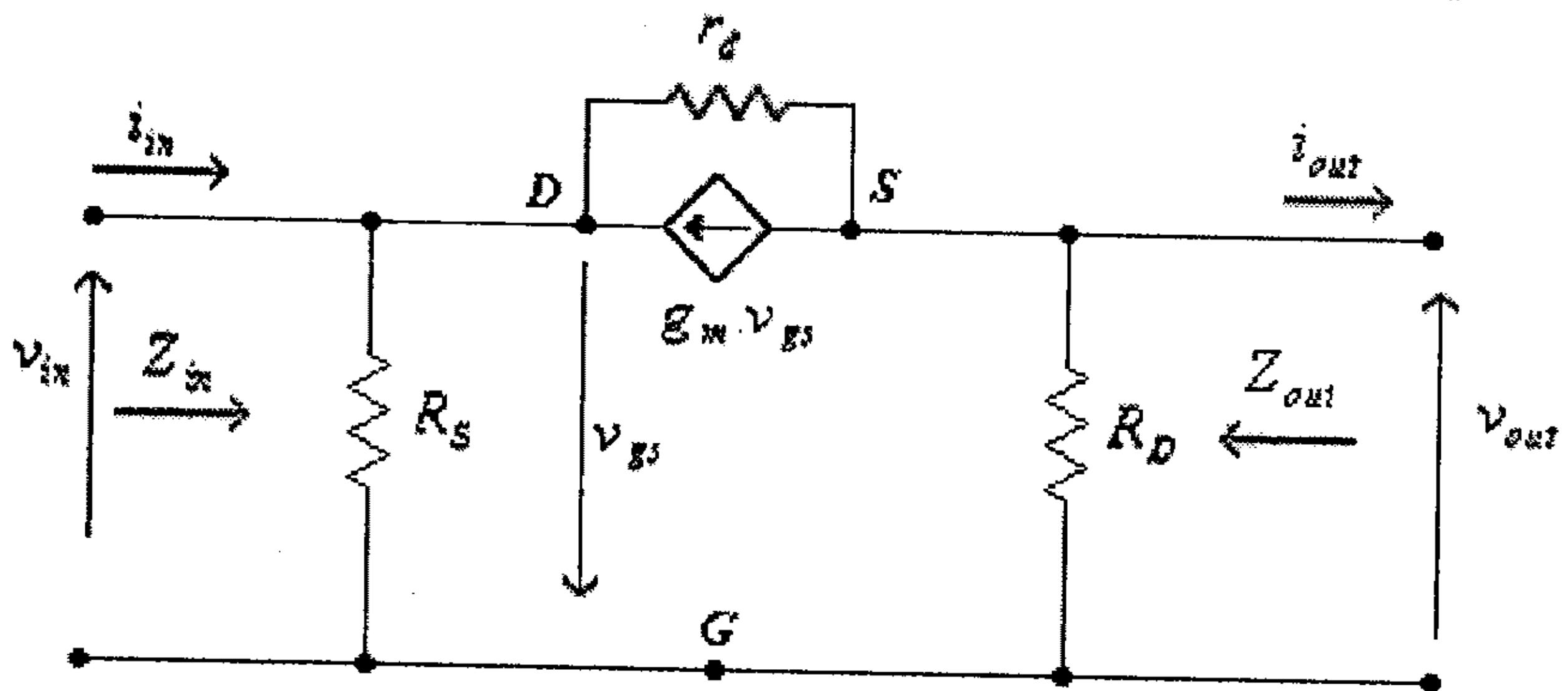
الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (49)

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في

الشكل التالي.



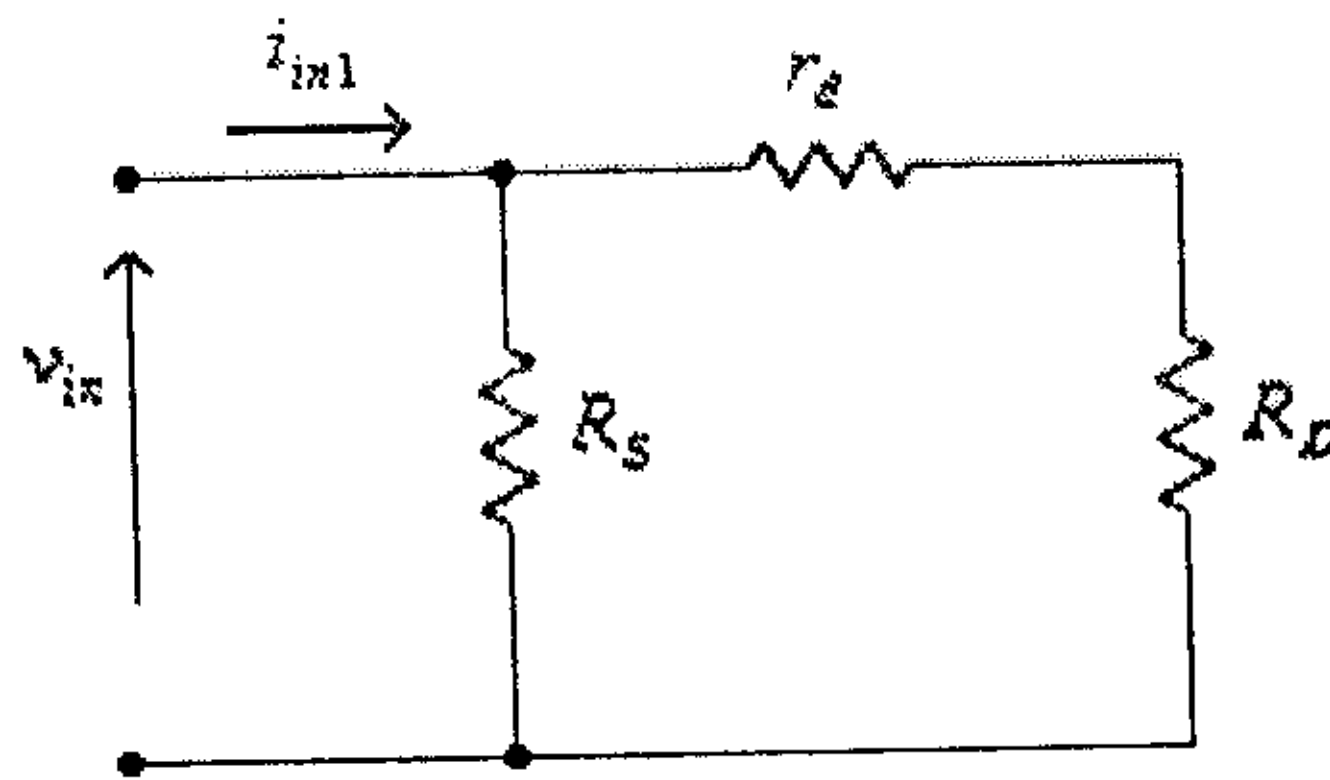
شكل (50)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{gs} = -v_{in} \dots\dots\dots(1)$$

التيار المدخلي ( $i_{in}$ ) يمكن إيجاده باستخدام قانون التراكب (superposition law)، حيث تلاحظ أن هذا التيار مكون من مركبتين هما المركبة  $i_{in1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية  $v_{in}$  والمركبة  $i_{in2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$ .

المركبة  $i_{in1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية، والتي تأخذ بعين الاعتبار الفولطية المدخلية،  $v_{in}$ ، فقط.

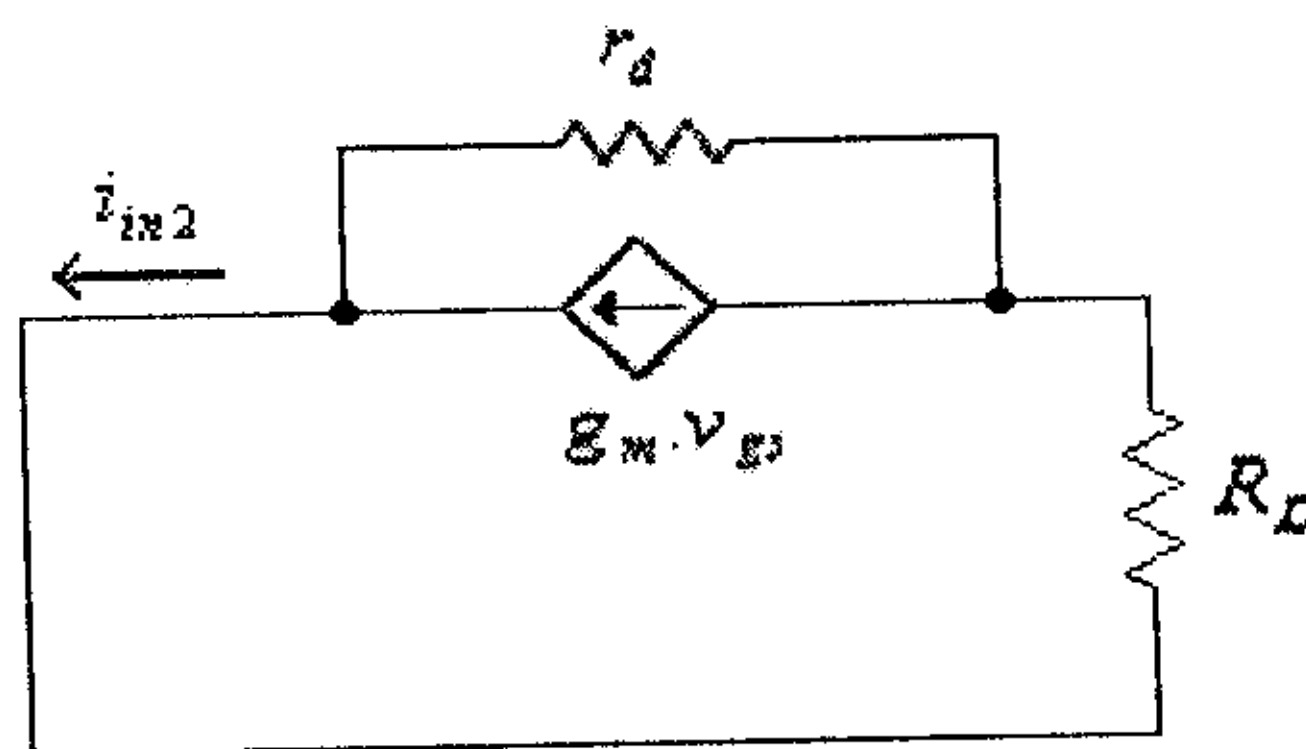


شكل (51)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in1} = \frac{v_{in} \cdot (R_S + r_d + R_D)}{R_S (r_d + R_D)} \dots\dots\dots(2)$$

المركبة  $i_{in2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  يتم تحديدها من الدائرة التالية، والتي تأخذ بعين الاعتبار مصدر التيار،  $g_m \cdot v_{gs}$ ، فقط.



شكل (52)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in2} = \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d}{r_d + R_D} \dots \dots \dots (3)$$

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law)، فإن:

$$i_{in} = i_{in1} - i_{in2} \dots \dots \dots (4)$$

وبتعويض قيمة كل من  $i_{in2}$  و  $i_{in1}$  من المعادلتين (2) و (3) في المعادلة

(4)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in} \cdot (R_S + r_d + R_D)}{R_S (r_d + R_D)} - \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d}{r_d + R_D} \dots \dots \dots (5)$$

وبتعويض قيمة  $v_{gs}$  من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in} \cdot (R_S + r_d + R_D)}{R_S (r_d + R_D)} + \frac{g_m \cdot v_{in} \cdot r_d}{r_d + R_D} \dots \dots \dots (6)$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in} \cdot (R_S + r_d + R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S)}{R_S (r_d + R_D)} \dots \dots \dots (7)$$

من هذه المعادلة، نجد:

$$\frac{i_{in}}{v_{in}} = \frac{R_S + r_d + R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S}{R_S (r_d + R_D)}$$

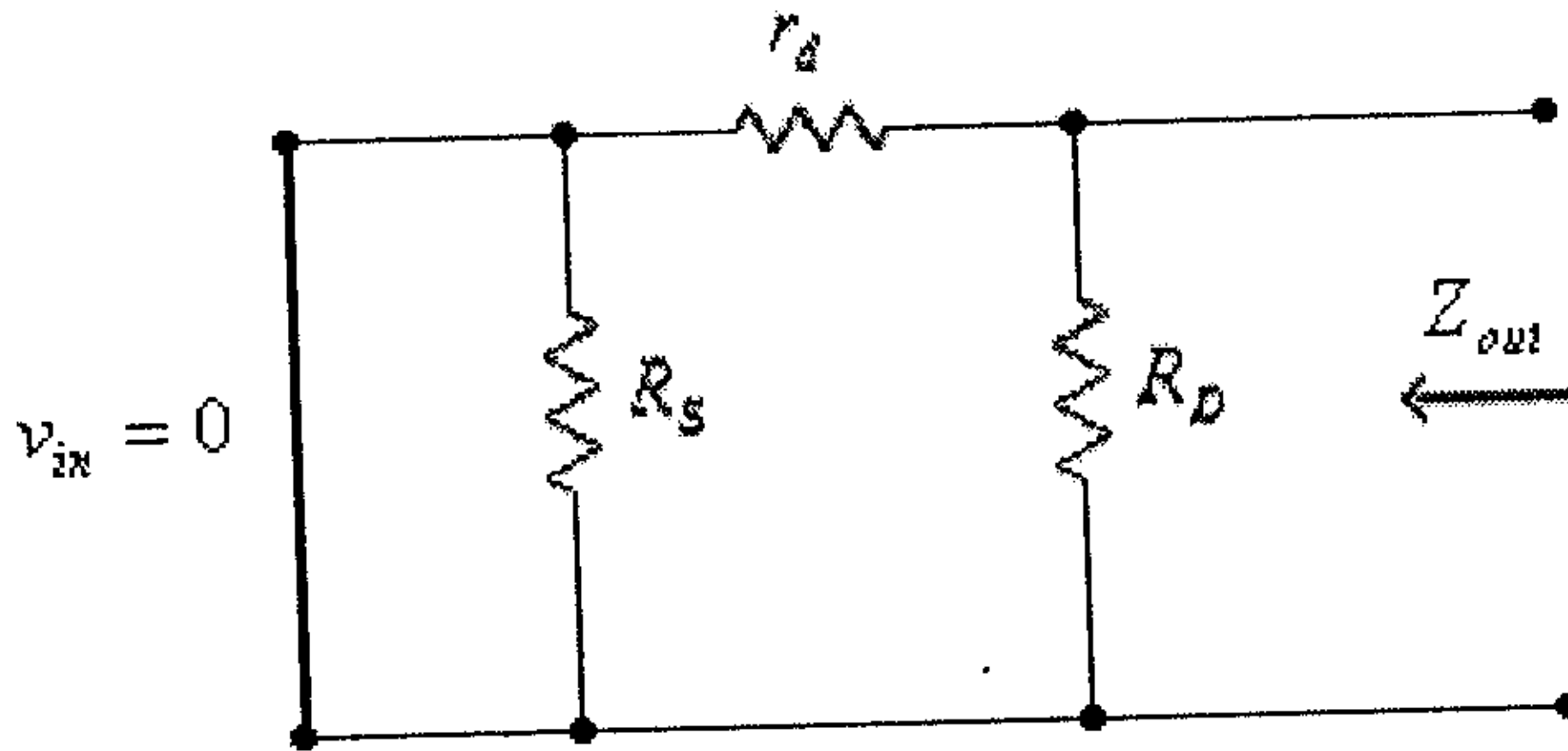
أي أن:

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_S (r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S} \dots \dots \dots (8)$$

وبإهمال تأثير المقاومة  $r_d$  ، أي عندما تؤول قيمة  $r_d$  الى ما لانهاية، نجد أن:

$$z_{in} = \lim_{r_d \rightarrow \infty} \frac{R_S (r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S} = \frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S} \dots (9)$$

الممانعة المخرجة لهذه الدائرة يمكن إيجادها من الدائرة المكافئة والمبينة في شكل (50)، وذلك بعد جعل قيمة  $v_{in}$  تساوي صفراً، أي من الدائرة التالية.



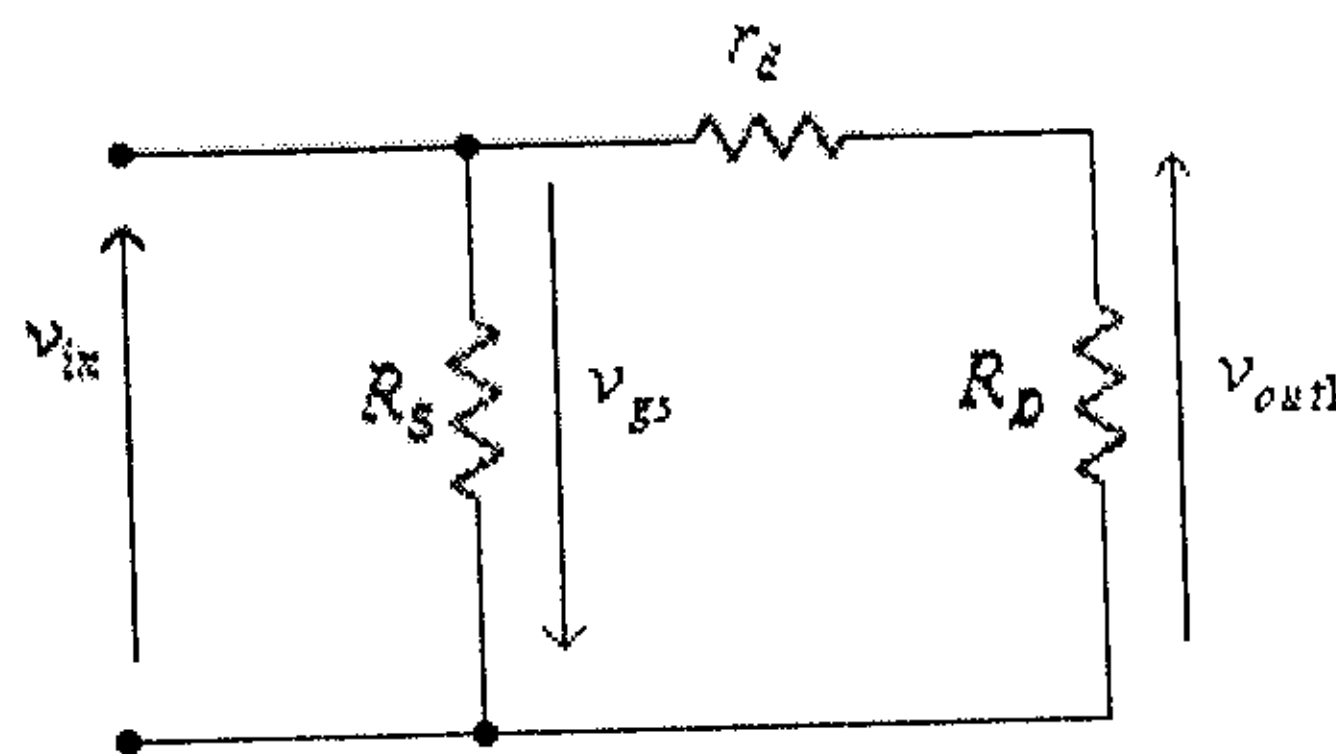
شكل (53)

من هذه الدائرة، نجد أن:

$$Z_{out} = \frac{r_d \cdot R_D}{r_d + R_D}$$

معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$  يتم ايجاده من الدائرة المكافئة المبينة في شكل (50) السابق. فمن الشكل (50) تلاحظ أن الفولطية المخرجة لهذه الدائرة مكونة من مركبتين هما المركبة  $v_{out1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية  $v_{in}$  والمركبة  $v_{out2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$ .

المركبة  $v_{out1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية. (والتي تأخذ بعين الاعتبار الفولطية المدخلية،  $v_{in}$ ، فقط).

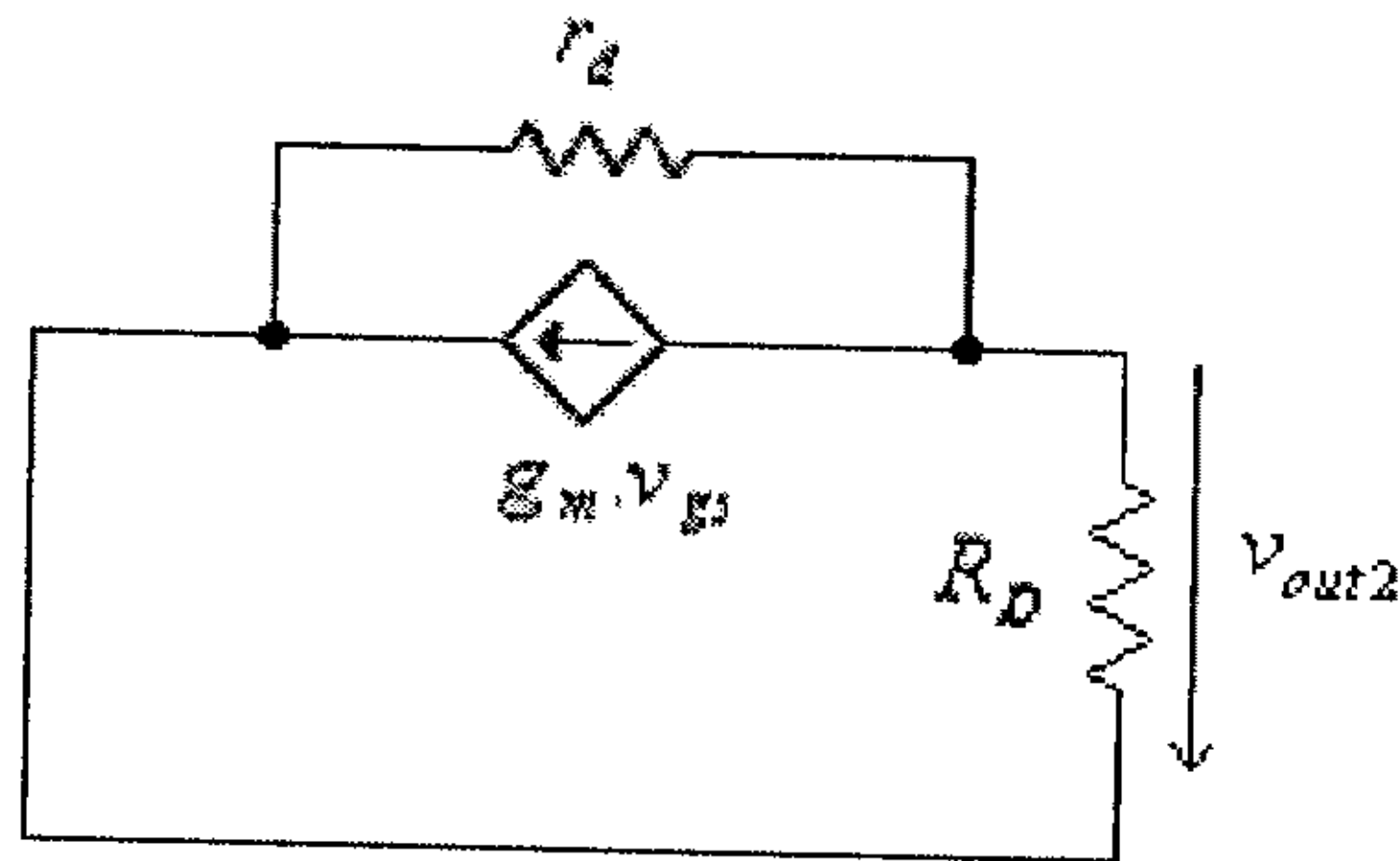


شكل (54)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out1} = \frac{v_{in} \cdot R_D}{r_d + R_D} \dots\dots\dots (10)$$

المركبة  $v_{out2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  يتم تحديدها من الدائرة التالية. (والتي تأخذ بعين الإعتبار مصدر التيار،  $g_m \cdot v_{gs}$ ، فقط).



شكل (55)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out2} = g_m \cdot v_{gs} \cdot \frac{r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} \dots\dots\dots (11)$$

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law)، فإن:

$$v_{out} = v_{out1} - v_{out2} \dots\dots\dots (12)$$

وبتعويض قيمة كل من  $v_{out2}$  و  $v_{out1}$  من المعادلتين (10) و (11) في

المعادلة (12)، نجد:

$$v_{out} = \frac{v_{in} \cdot R_D}{r_d + R_D} - \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} \dots\dots\dots (13)$$

وبتعويض قيمة  $v_{gs}$  من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

$$v_{out} = \frac{v_{in} \cdot R_D}{r_d + R_D} + \frac{g_m \cdot v_{in} \cdot r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} \dots \dots \dots (14)$$

أي أن:

$$v_{out} = \frac{v_{in} \cdot (R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_D)}{r_d + R_D} \dots \dots \dots (15)$$

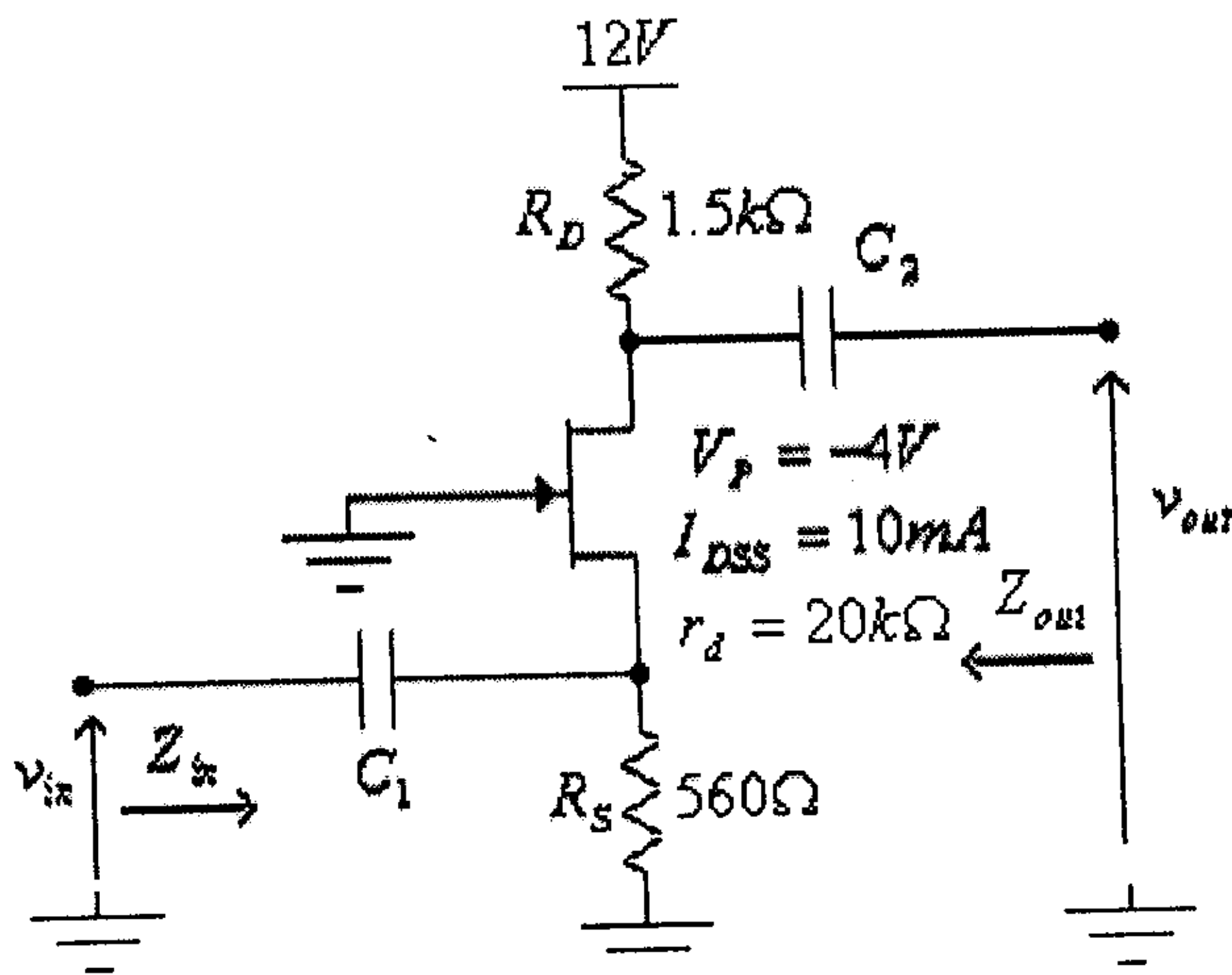
من هذه المعادلة، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_D}{r_d + R_D}$$

وبإهمال تأثير المقاومة  $r_d$  ، أي عندما تؤول قيمة  $r_d$  الى ما لانهاية، نجد أن:

$$A_{VO} = \lim_{r_d \rightarrow \infty} \frac{R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} = g_m \cdot R_D \dots (16)$$

مثال (9): للدائرة التالية:

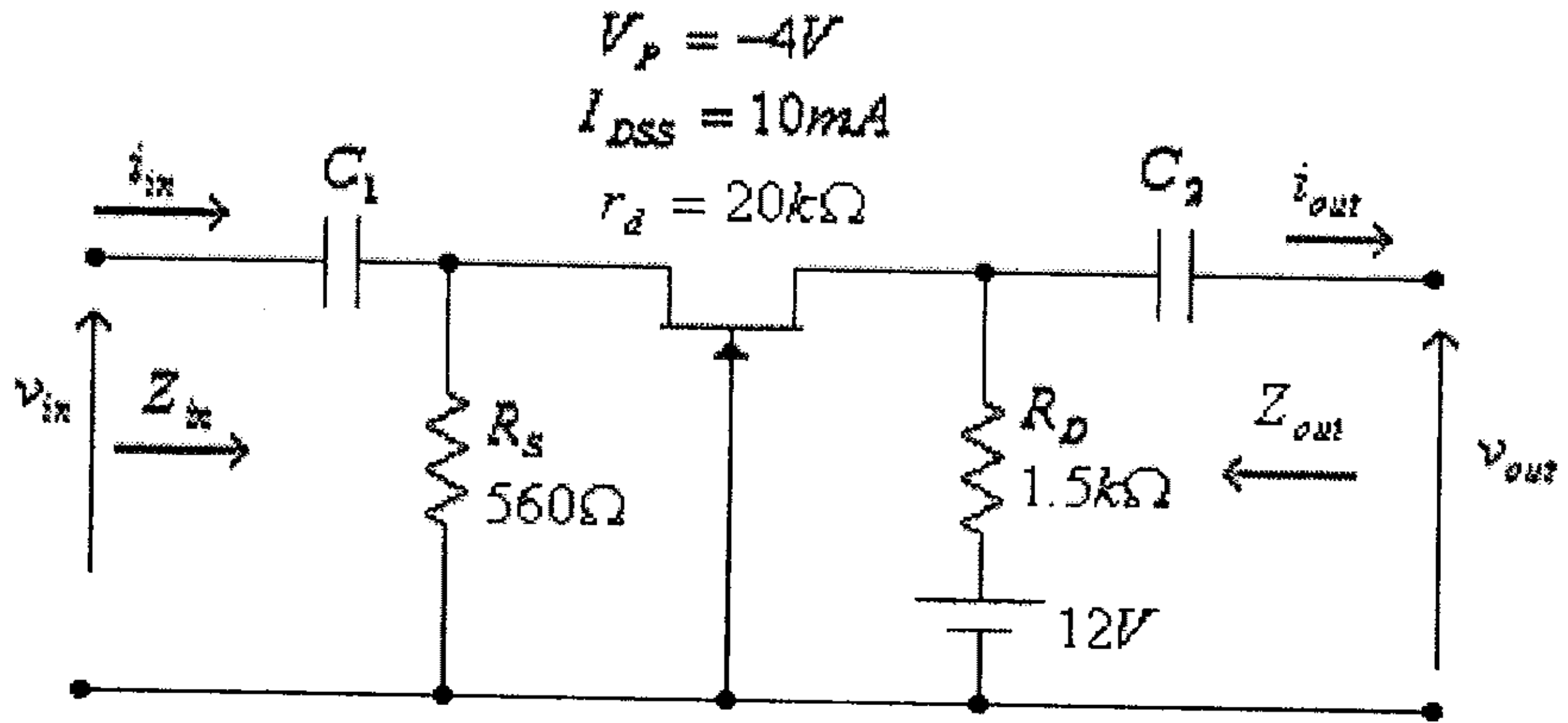


شكل (56)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

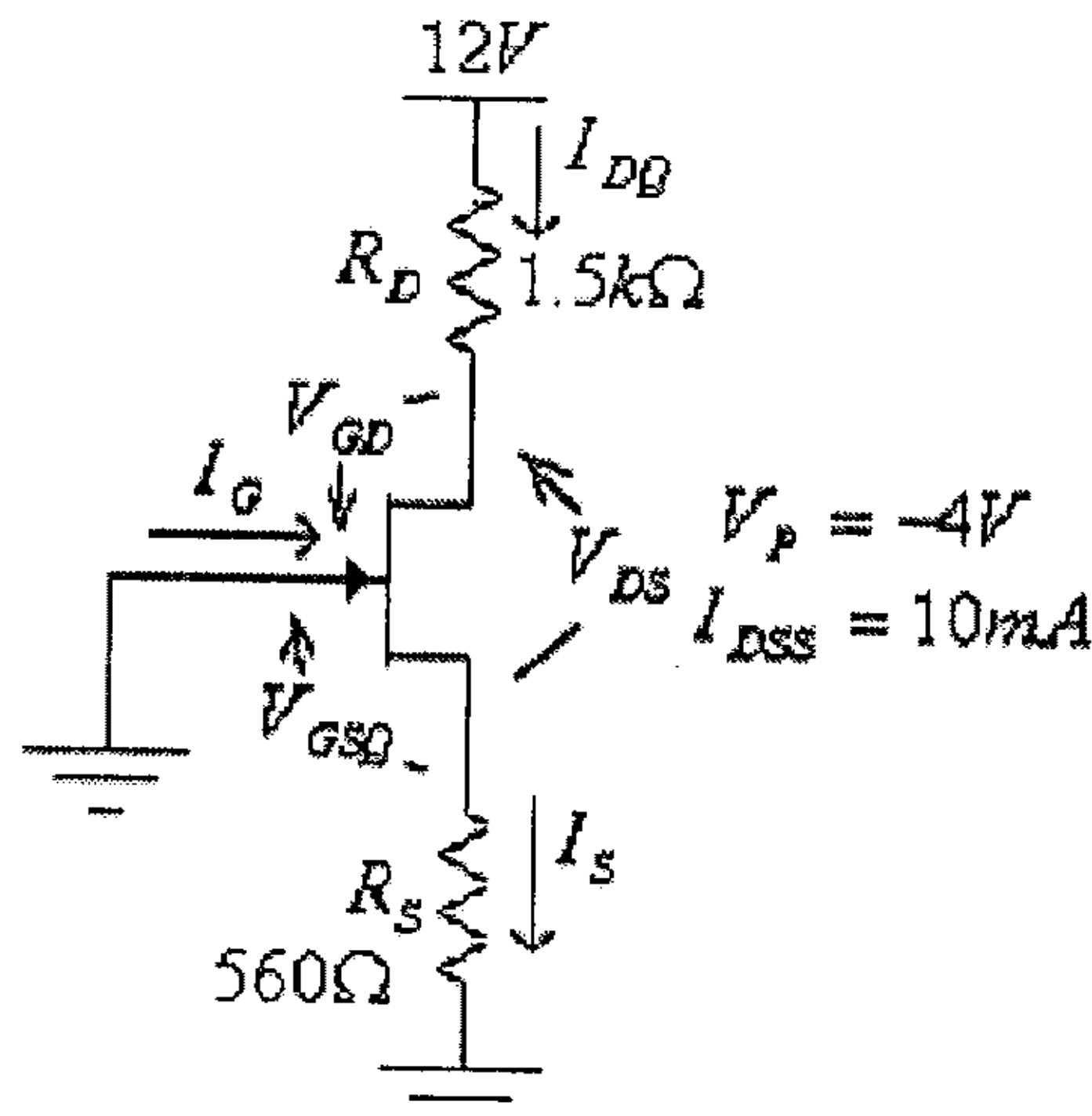
## الحل:

في هذه الدائرة الترانزيستور موصول بطريقة البوابة المشتركة، وذلك لأن مدخل هذه الدائرة موصول مع المصدر ومخرجها موصول مع المصرف، وهي نفسها الدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (57)

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ .  
دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (58)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة، في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{560 I_{DQ}}{4} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 140 I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 280 I_{DQ} + 19600 I_D^2)$$

أو:

$$196 I_{DQ}^2 - 3.8 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{3.8 \pm \sqrt{(3.8)^2 - 4(196)(0.01)}}{(2)(196)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0162 A = 16.2 mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0031 A = 3.1 mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:



$$V_{GSQ1} = -I_{DQ1} \cdot R_S = -16.2 \times 10^{-3} (560) = -9.07V$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_P$  ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصدر هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.1mA$$

أي أن:

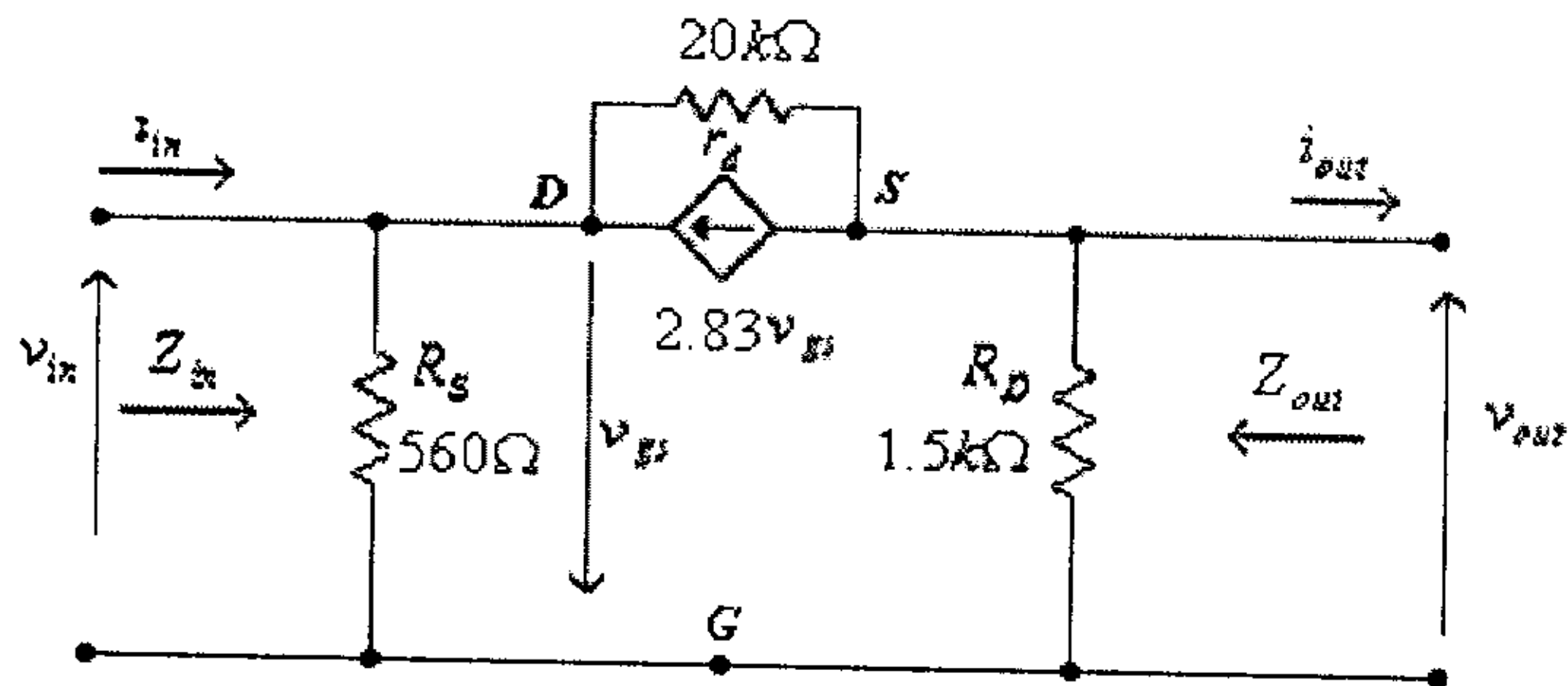
$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S = -3.1 \times 10^{-3} (560) = -1.736V$$

وبالتالي، فإن:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2 \times 10 \times 10^{-3}}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS.$$

$$g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = 5 \left( 1 - \frac{-1.736}{-4} \right) = 2.83mS$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (59)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_S (r_d + R_D)}{R_S + r_d + R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S}$$

$$= \frac{560(20 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3)}{560 + 20 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3 + 2.83 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^3 \times 560} = 224 \Omega$$

وبإهمال تأثير  $r_d$ ، فإن:

$$Z_{in} = \frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S} = \frac{560}{1 + 2.83 \times 10^{-3} \times 560} = 216.7 \Omega$$

$$Z_{out} = \frac{r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} = \frac{20 \times 10^3 \times 1.5 \times 10^3}{20 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3} = 1.395 \times 10^3 \Omega = 1.395 k\Omega$$

(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_D}{r_d + R_D} = \frac{1.5 \times 10^3 + 2.83 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^3 \times 1.5 \times 10^3}{20 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3} = 4.02$$

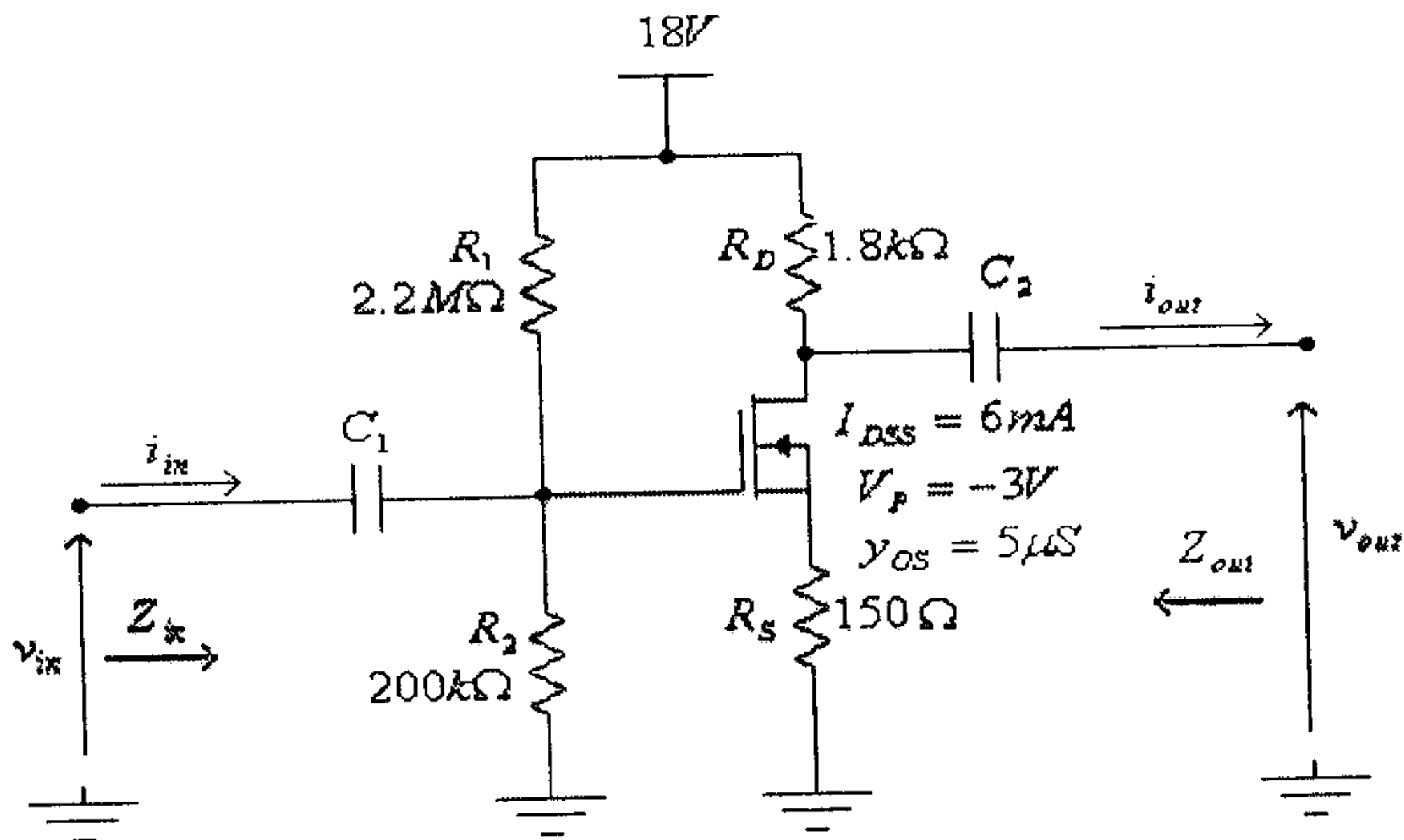
وبإهمال تأثير  $r_d$ ، فإن:

$$A_{VO} = g_m \cdot R_D = 2.83 \times 10^{-3} \times 1.5 \times 10^3 = 4.25$$

### 3.10 دوائر الترانزيستورات من النوع Depletion-type MOSFET

لقد عرفت في بداية هذه الوحدة أن الدائرة المكافئة لهذا النوع من الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET)، وبالتالي فإن ما تم شرحه سابقاً من الدوائر المختلفة لترانزيستورات الـ JFET يمكن تطبيقه على هذه الترانزيستورات مع الأخذ بعين الاعتبار أن قيمة  $g_m$  لترانزيستورات Depletion-type MOSFET يمكن أن تكون أكبر من القيمة  $g_{m0}$ .

مثال (10): للدائرة التالية:

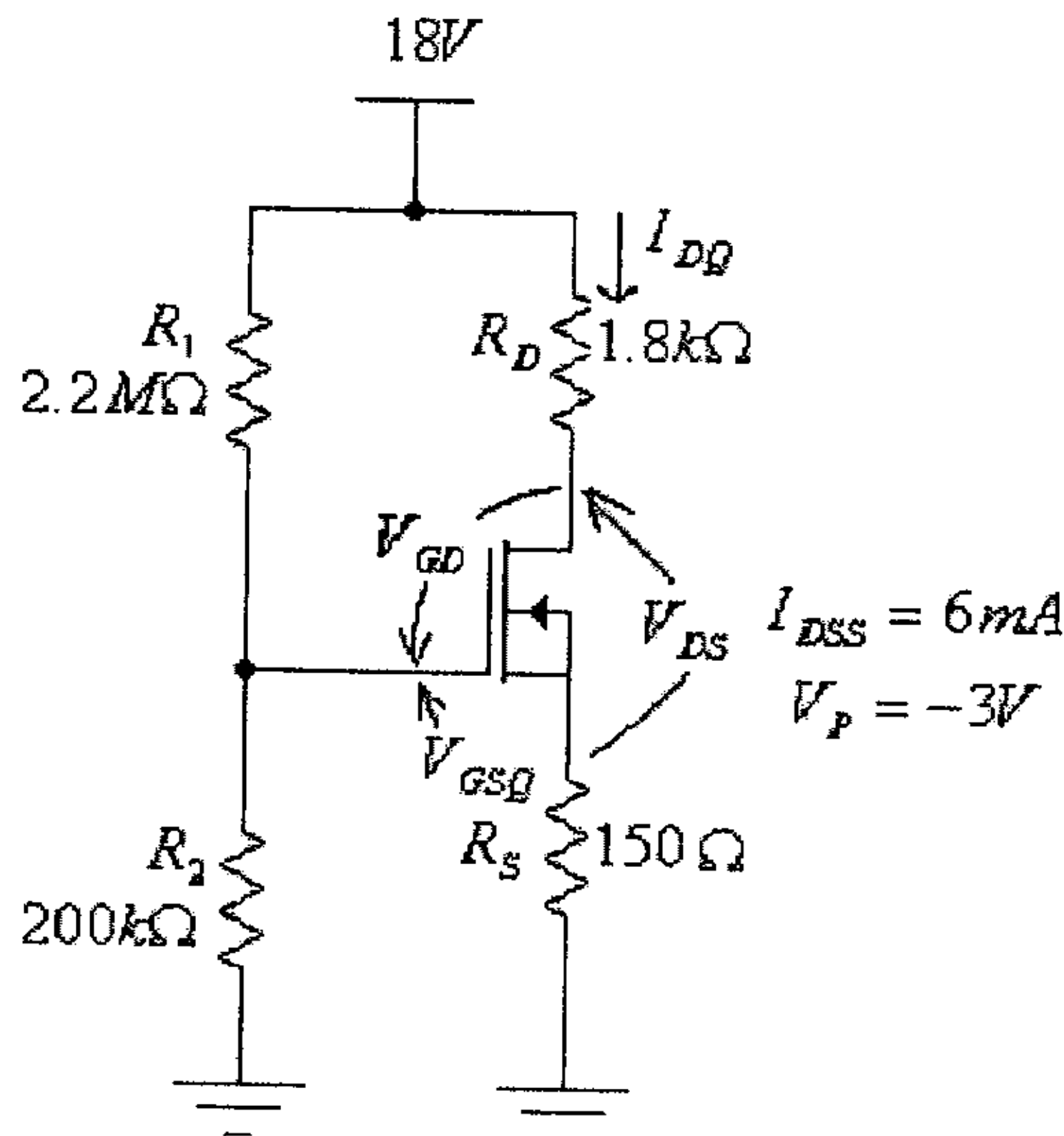


شكل (60)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

**الحل:**

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ . دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (61)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(18) \cdot (200 \times 10^3)}{2.2 \times 10^6 + 200 \times 10^3} = 1.5V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D \cdot R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = 6 \times 10^{-3} \left( 1 + \frac{1.5 - 150I_{DQ}}{3} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 6 \times 10^{-3} \left( 1 + \frac{1.5}{3} - \frac{150I_{DQ}}{3} \right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 6 \times 10^{-3} (1.5 - 50I_{DQ})^2$$

$$15I_{DQ}^2 - 1.9I_{DQ} + 0.0135 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 119.1 \text{ mA}$$

$$I_{DQ2} = 7.6 \text{ mA}$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D \cdot R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1} \cdot R_S = 1.5 - 119.1 \times 10^{-3} (150) = -16.36 \text{ V}$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_p$  ويكون الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 7.6 \text{ mA}$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ} \cdot R_S = 1.5 - 7.6 \times 10^{-3} (150) = 0.36 \text{ V}$$

وبالتالي، فإن:

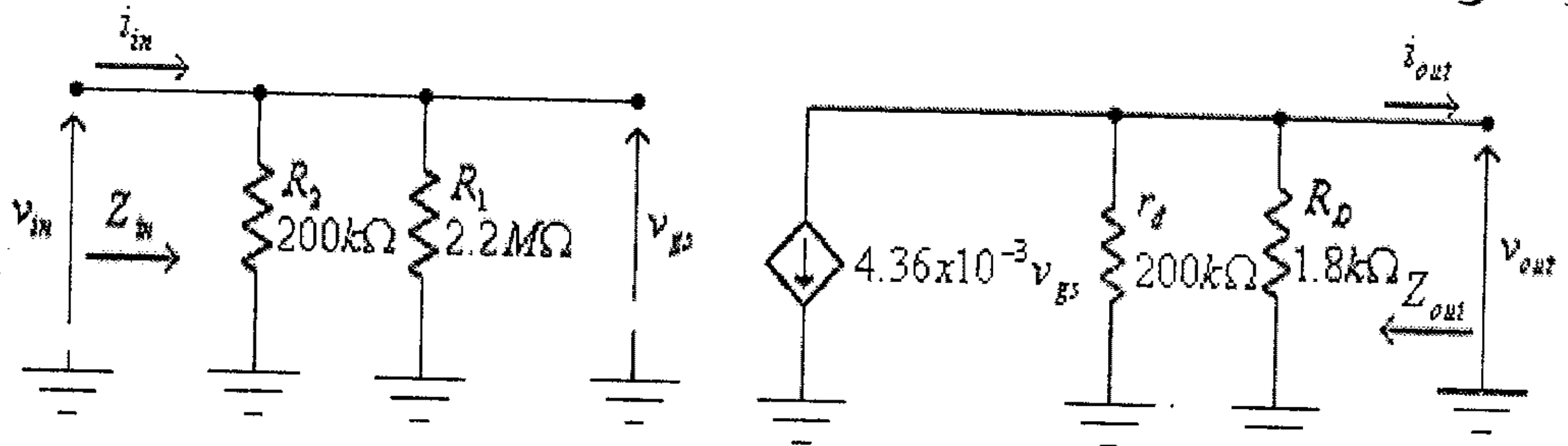
$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2 \times 6 \times 10^{-3}}{3} = 4 \times 10^{-3} \text{ S} = 4 \text{ mS}.$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = 4 \left(1 - \frac{0.36}{-4}\right) = 4.36 \text{ mS}$$

و:

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{5 \times 10^{-6}} = 200 \times 10^3 \Omega = 200 \text{ k}\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (62)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(2.2 \times 10^6) \cdot (200 \times 10^3)}{2.2 \times 10^6 + 200 \times 10^3} = 183.33 \times 10^3 \Omega = 183.33 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(1.8 \times 10^3) \cdot (200 \times 10^3)}{1.8 \times 10^3 + 200 \times 10^3} = 1.78 \times 10^3 \Omega = 1.78 \text{ k}\Omega$$

(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = -\frac{4.36 \times 10^{-3} (1.8 \times 10^3) \cdot (200 \times 10^3)}{1.8 \times 10^3 + 200 \times 10^3} = -7.78$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور، نجد أن:

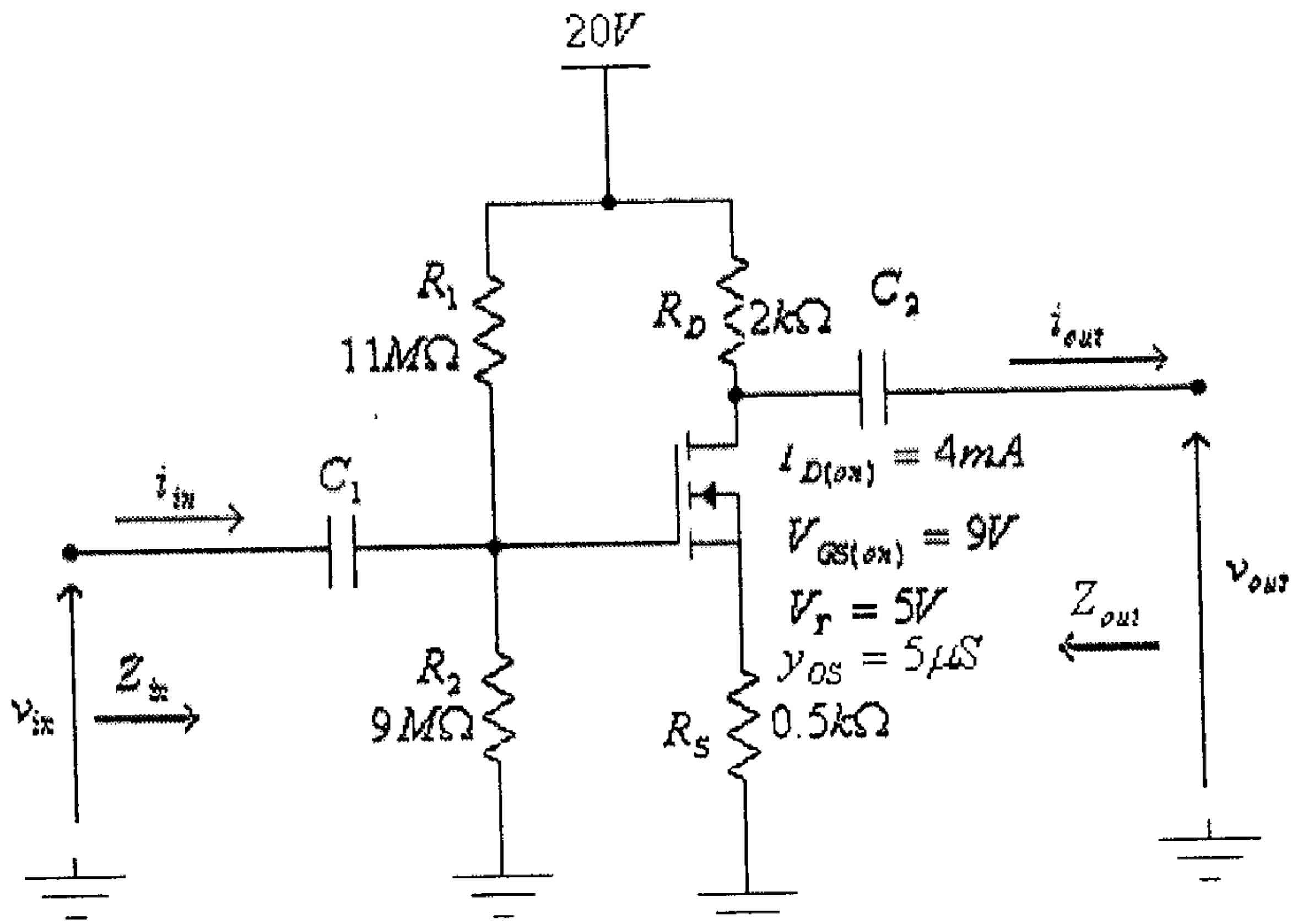
$$A_{VO} = -g_m \cdot R_D = -4.36 \times 10^{-3} (1.8 \times 10^3) = -7.84$$

### 3.11 دوائر الترانزيستورات من النوع Enhancement-type MOSFET

لقد عرفت في بداية هذه الوحدة أن الدائرة المكافئة لهذا النوع من الترانزيستورات تشبه تلك التي لترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET)، وبالتالي فإن ما تم شرحه سابقاً من الدوائر المختلفة لترانزيستورات الـ JFET يمكن تطبيقه على هذه الترانزيستورات مع الأخذ بعين الاعتبار أن قيمة  $g_m$  لهذه الترانزيستورات يتم حسابها من المعادلة:

$$g_m = 2k.(V_{GS} - V_T)$$

مثال (11): للدائرة التالية:



شكل (63)

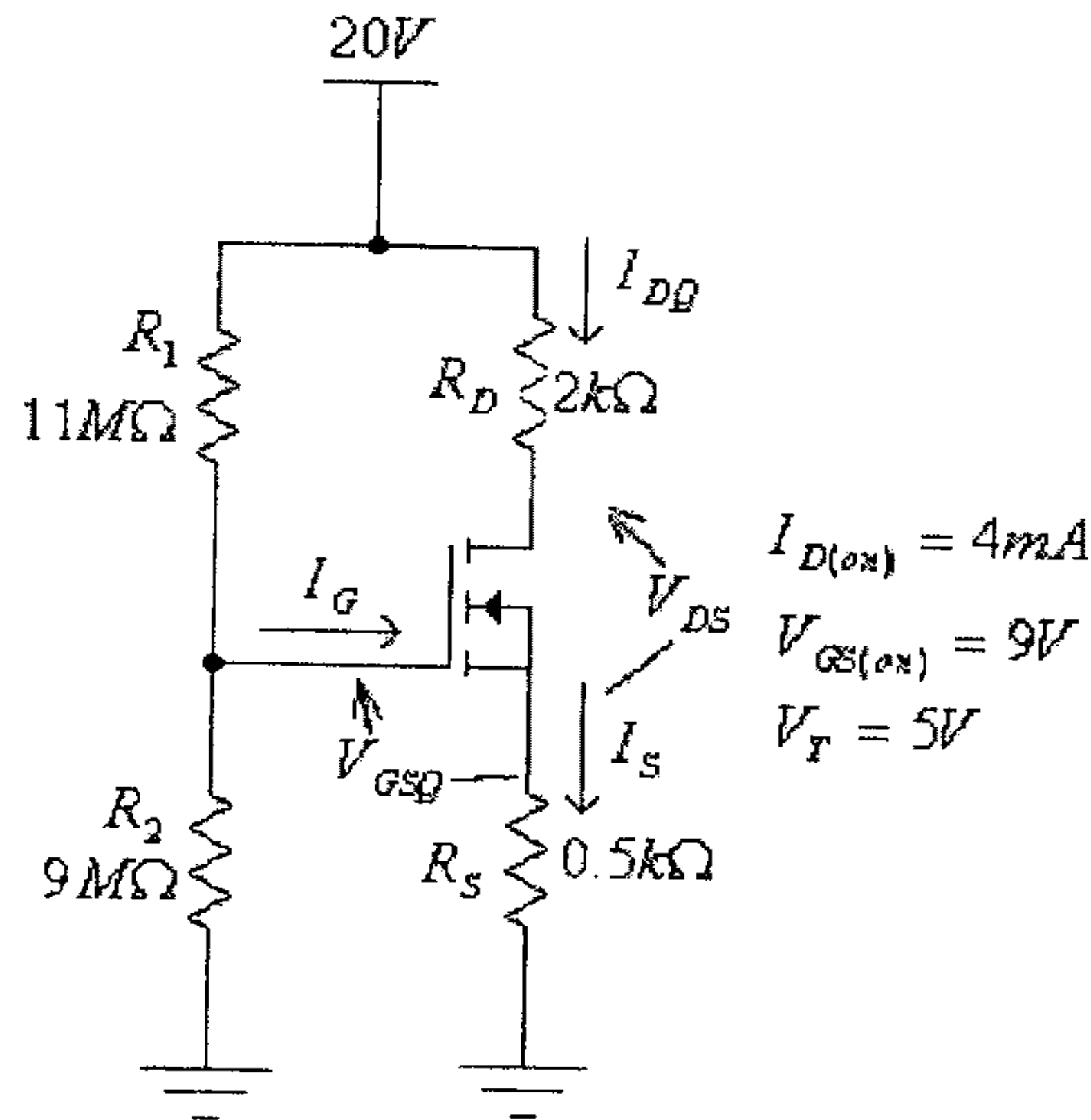
(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$ ، والمخرجة،  $Z_{out}$ .

(ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

الحل:

وكما هو عادةً، تبدأ دراسة هذه الدائرة برسم دائرة الإنحياز وتحديد قيمة  $V_{GSQ}$ . دائرة الإنحياز لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (64)

من معطيات الترانزيستور، نستطيع تحديد قيمة المعامل  $k$  له. فمن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

وبتعويض معطيات الترانزيستور المبينة في الشكل في هذه المعادلة، نجد:

$$k = \frac{4 \times 10^{-3}}{(9 - 5)^2} = 2.5 \times 10^{-4} \text{ A/V}^2$$

أي أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = 2.5 \times 10^{-4} (V_{GS} - 5)^2$$

في الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20(9 \times 10^6)}{11 \times 10^6 + 9 \times 10^6} = 9V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500I_D$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في خاصية النقل المذكورة أعلاه، نجد:

$$I_D = 2.5 \times 10^{-4} (9 - 500I_D - 5)^2$$

أو:

$$I_D = 2.5 \times 10^{-4} (4 - 500I_D)^2$$

ومنها:

$$62.5I_D^2 - 2I_D + 0.004 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 29.9mA$$

$$I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في المعادلة التي تصف قيمة  $V_{GS}$ ، وهي :

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500I_D$$

نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1} R_S = 9 - 500I_D = 9 - 500(29.9 \times 10^{-3}) = -5.95V$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_T$  (بل حتى سالبة) ويكون الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

أي أن:

$$V_{GSQ} = V_G - I_{DQ} R_S = 9 - 500(2.1 \times 10^{-3}) = 7.95V$$

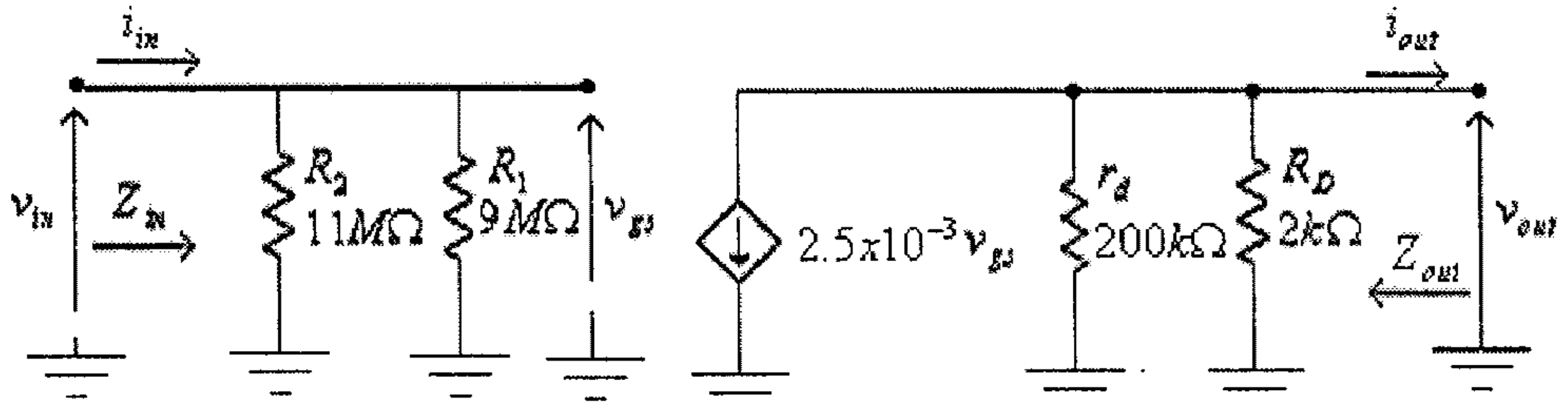


وبالتالي فإن:

$$g_m = 2k(V_{GSQ} - V_T) = 2 \times 2.5 \times 10^{-4} (7.95 - 5) = 2.5 \times 10^{-3} S = 2.5 mS$$

$$r_d = \frac{1}{y_{OS}} = \frac{1}{5 \times 10^{-6}} = 200 \times 10^3 \Omega = 200 k\Omega$$

والدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (65)

(ب) من هذه الدائرة نجد:

$$Z_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(11 \times 10^6) \cdot (9 \times 10^6)}{11 \times 10^6 + 9 \times 10^6} = 4.95 \times 10^6 \Omega = 4.95 M\Omega$$

$$Z_{out} = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2 \times 10^3) \cdot (200 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 200 \times 10^3} = 1.98 \times 10^3 \Omega = 1.98 k\Omega$$

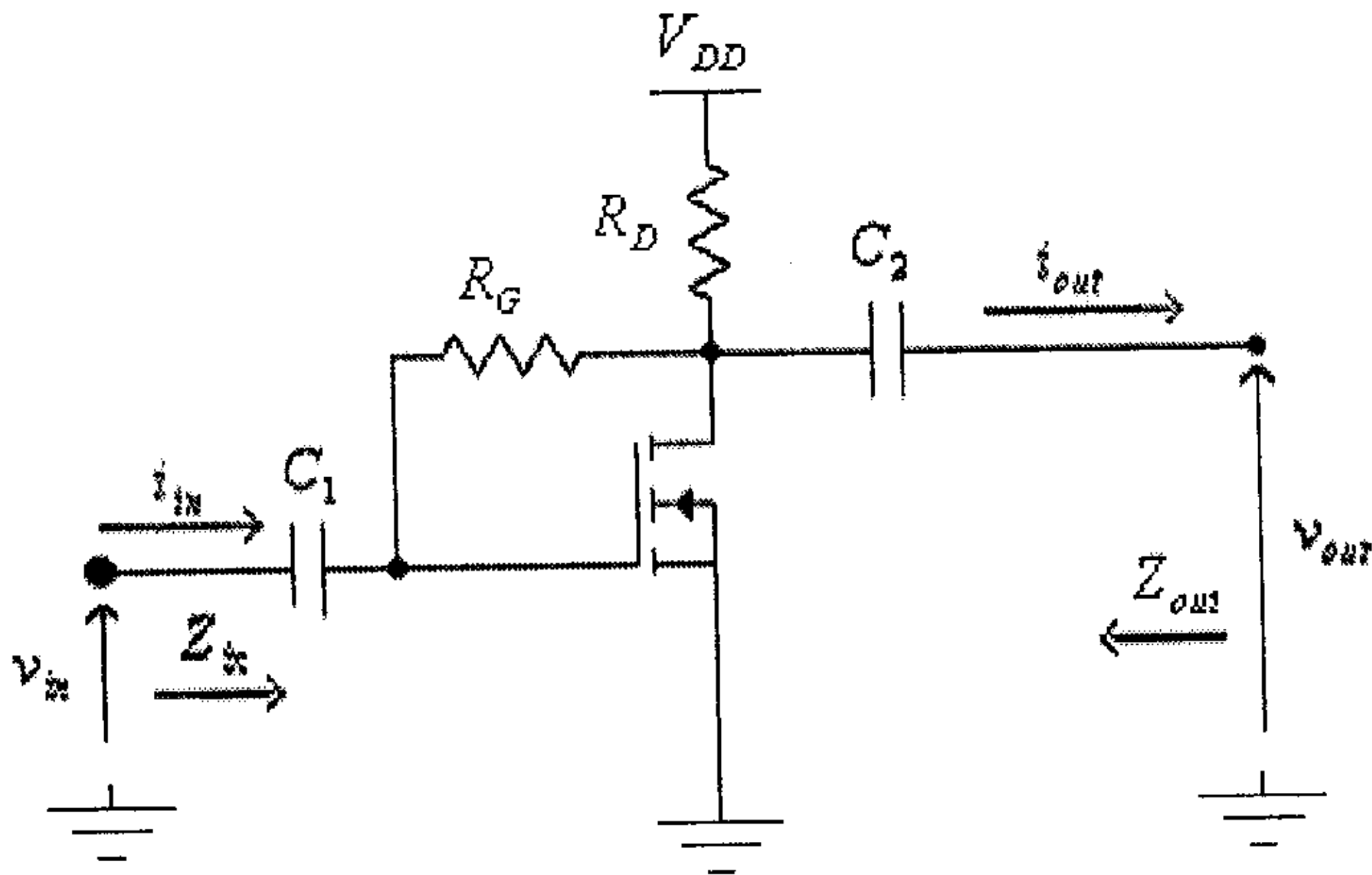
(ج) معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = -\frac{2.5 \times 10^{-3} (2 \times 10^3) \cdot (200 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 200 \times 10^3} = -4.95$$

وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور، نجد أن:

$$A_{VO} = -g_m \cdot R_D = -2.5 \times 10^{-3} (2 \times 10^3) = -5$$

مثال (12): للدائرة التالية:

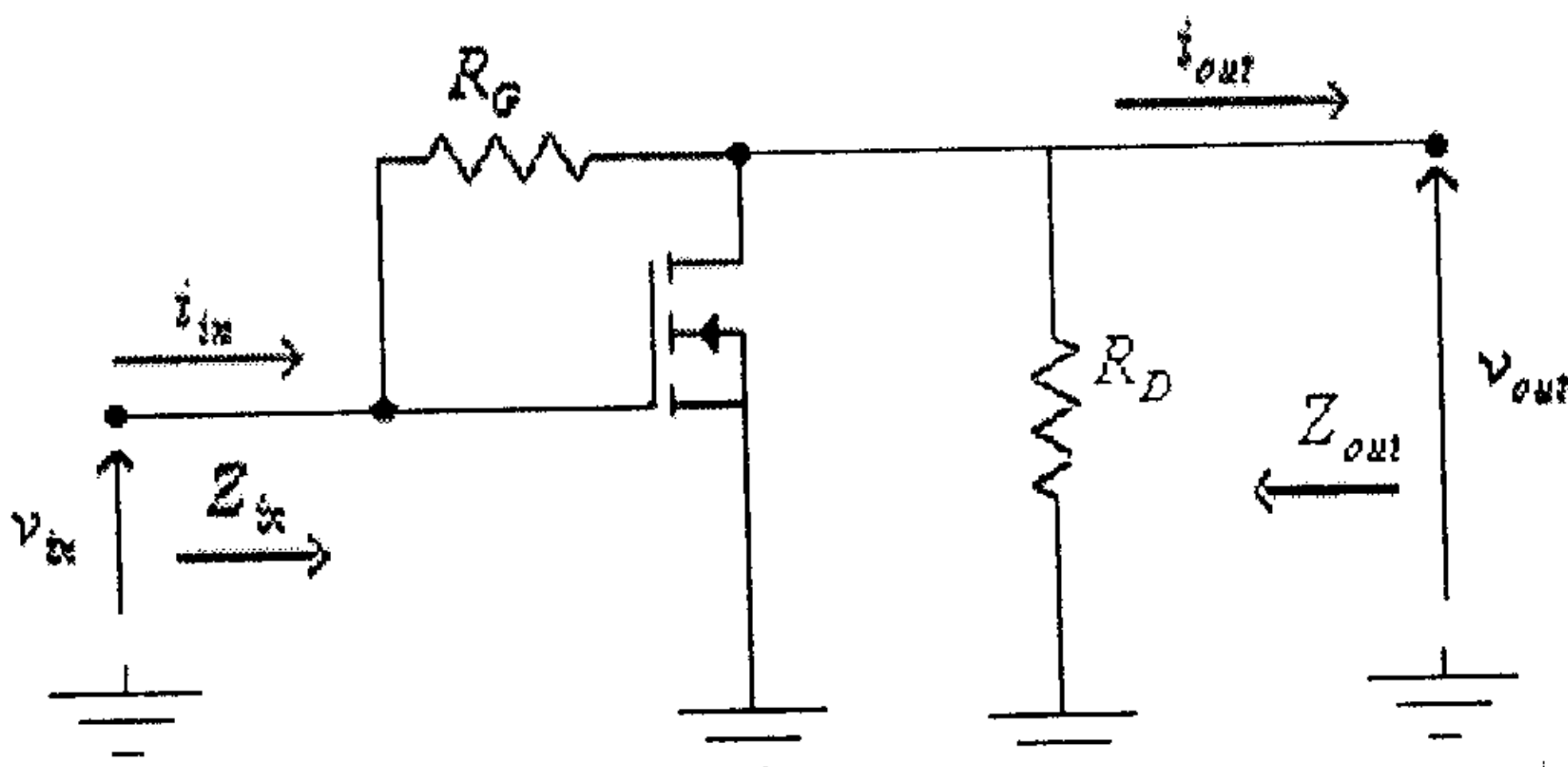


شكل (66)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .

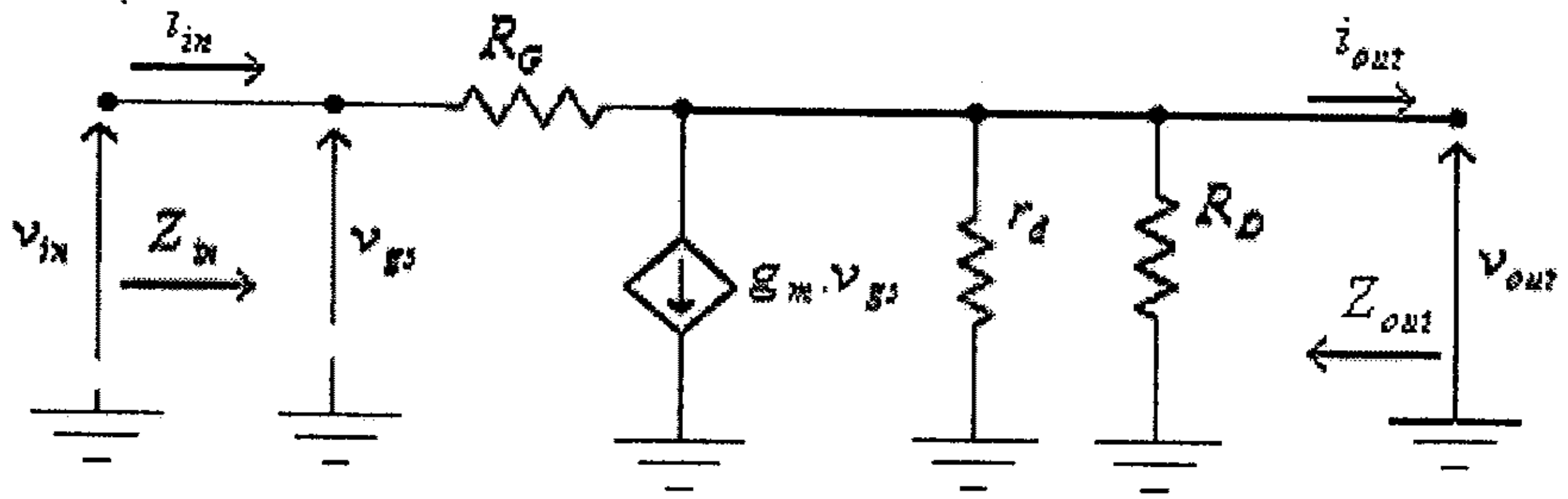
الحل:

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة.



شكل (67)

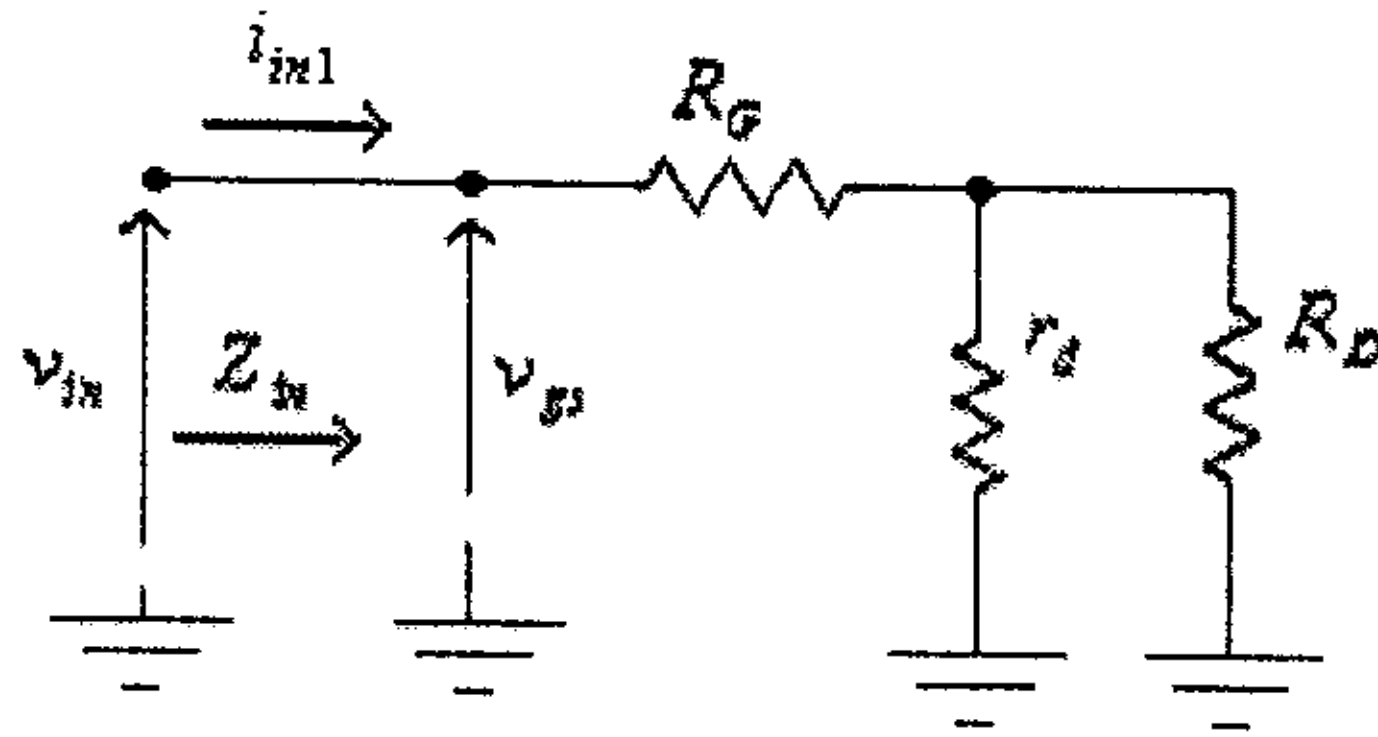
وبعد إستبدال الترانزستور بدائرتة المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (68)

من هذه الدائرة تلاحظ أن التيار المدخلي مكون من مركبتين هما المركبة  $i_{in1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية  $v_{in}$  والمركبة  $i_{in2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$ .

المركبة  $i_{in1}$  والمُسببة من الفولطية المدخلية يتم تحديدها من الدائرة التالية.

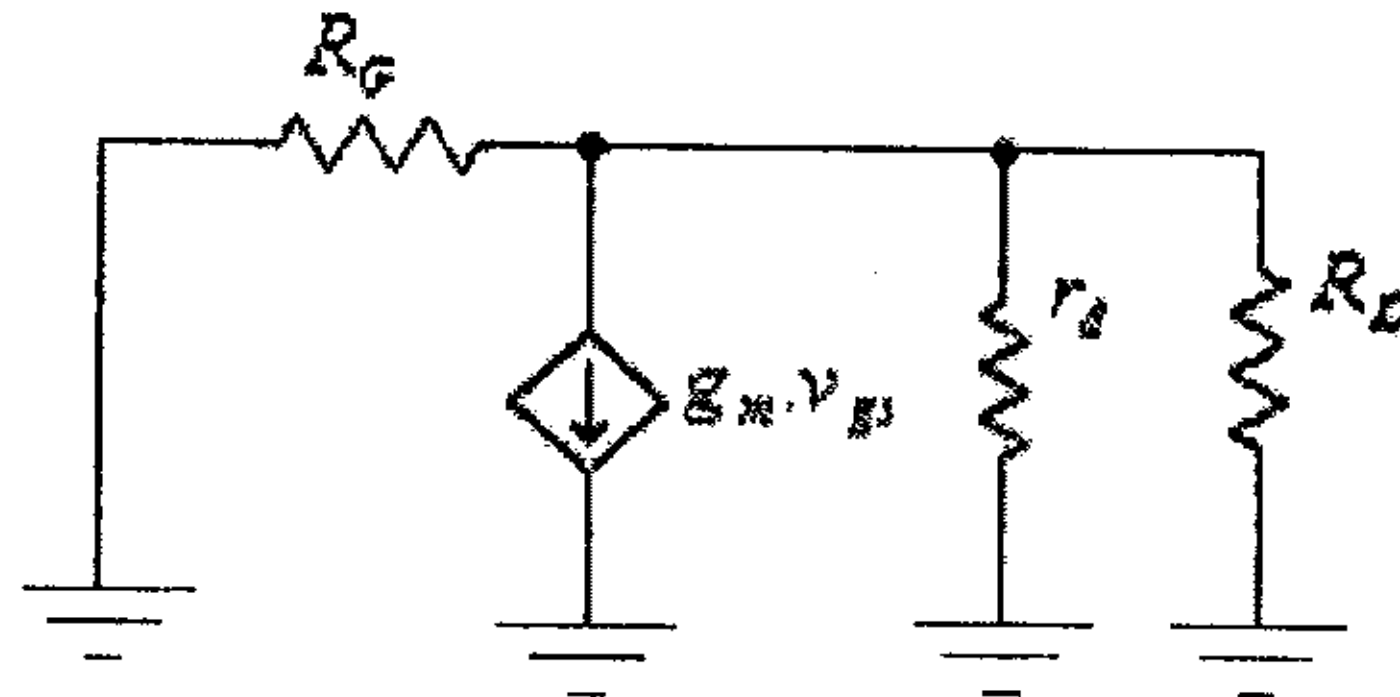


شكل (69)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in1} = \frac{v_{in}}{R_G + r_d \parallel R_D} \dots\dots\dots (1)$$

المركبة  $i_{in2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  يتم تحديدها من الدائرة التالية.



شكل (70)

من هذه الدائرة، نجد:

$$i_{in2} = \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} \dots\dots\dots (2)$$

وبالتالي، فإن:

$$i_{in} = i_{in1} + i_{in2} \dots\dots\dots (3)$$

وبتعويض قيمة كل من  $i_{in2}$  و  $i_{in1}$  من المعادلتين (1) و (2) في المعادلة (3)، نجد:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_G + r_d \parallel R_D} + \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} \dots\dots\dots (4)$$

ولكن:

$$v_{gs} = v_{in}$$

أي أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in} (1 + g_m \cdot r_d \parallel R_D)}{R_G + r_d \parallel R_D} \dots\dots\dots (5)$$

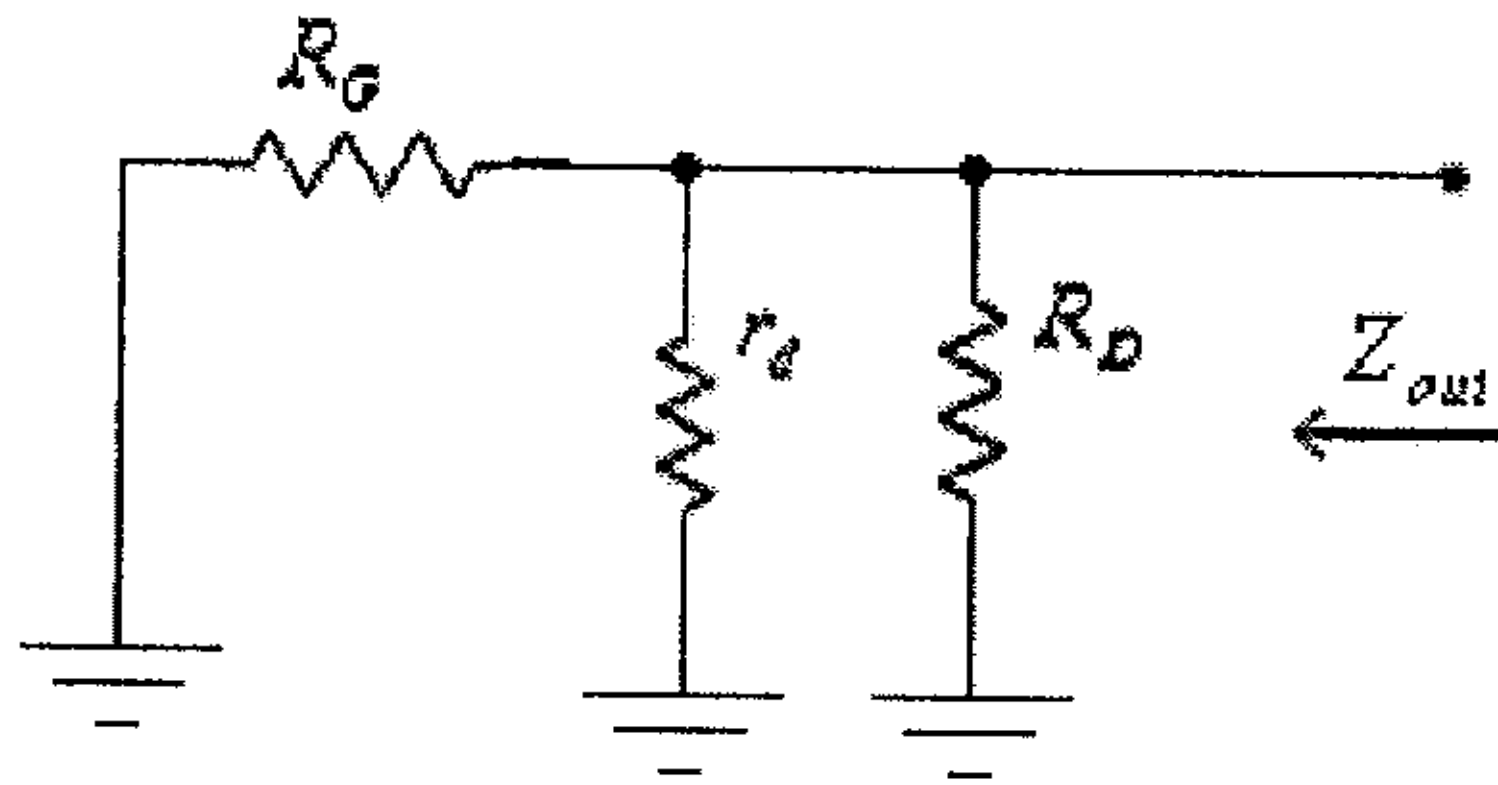
أي أن:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_G + r_d \parallel R_D}{1 + g_m \cdot r_d \parallel R_D} \dots\dots\dots (6)$$

وبإهمال تأثير المقاومة  $r_d$  ، أي عندما تؤول قيمة  $r_d$  الى مالانهاية، نجد أن:

$$z_{in} = \lim_{r_d \rightarrow \infty} \frac{R_G + R_D}{1 + g_m \cdot R_D} \dots\dots\dots (7)$$

المانعة المخرجة يمكن إيجادها من الدائرة المكافئة والمبينة في شكل (68)، وبعد جعل قيمة  $v_{in}$  تساوي صفراً، أي من الدائرة التالية.



شكل (71)

من هذه الدائرة، نجد أن:

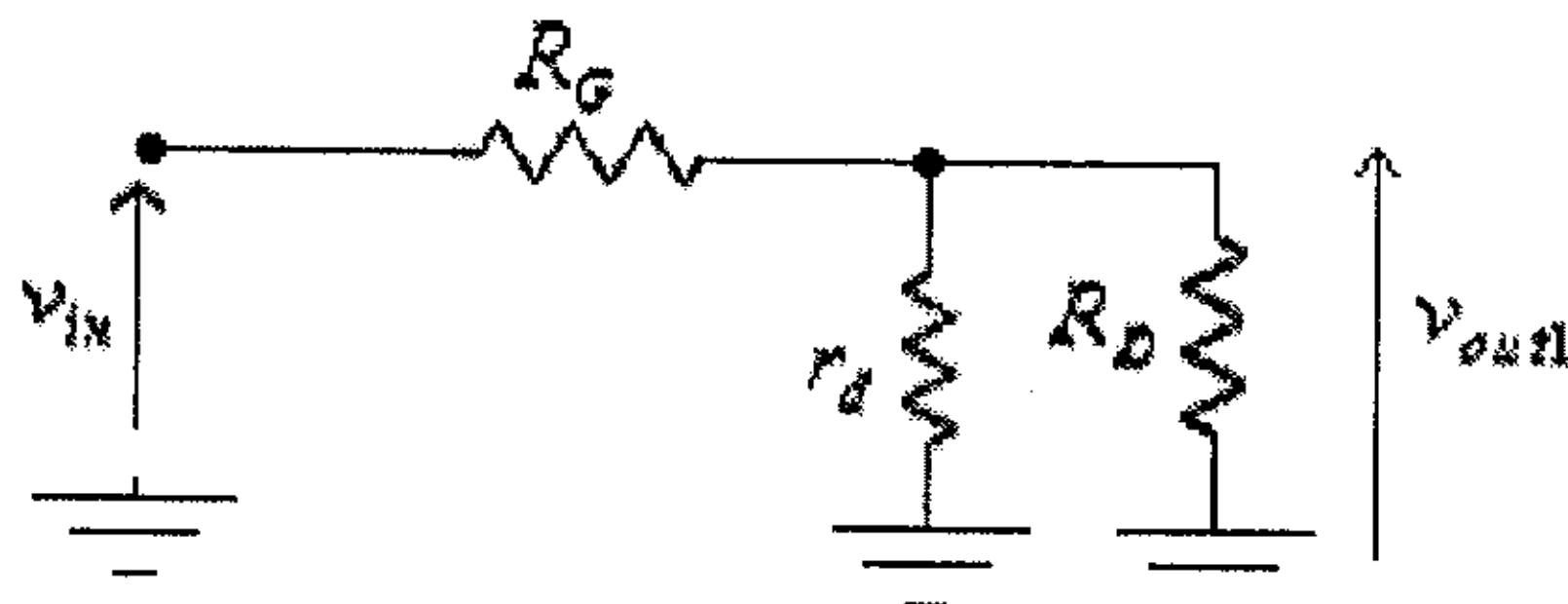
$$Z_{out} = R_G \parallel r_d \parallel R_D$$

وعادةً ما تكون قيمة المقاومة  $R_G$  أكبر كثيراً من قيمة محصلة المقاومتين المتوازيتين  $r_d$  و  $R_D$ ، أي أن:

$$Z_{out} = r_d \parallel R_D$$

معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$  يتم ايجاده من الدائرة المكافئة المبينة في شكل (68) السابق، حيث تلاحظ أن الفولطية المخرجة لهذه الدائرة مكونة من مركبتين هما المركبة  $v_{out1}$  والمسببة من الفولطية المدخلة  $v_{in}$  والمركبة  $v_{out2}$  والمسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$ .

المركبة  $v_{out1}$  والمسببة من الفولطية المدخلة يتم تحديدها من الدائرة التالية.

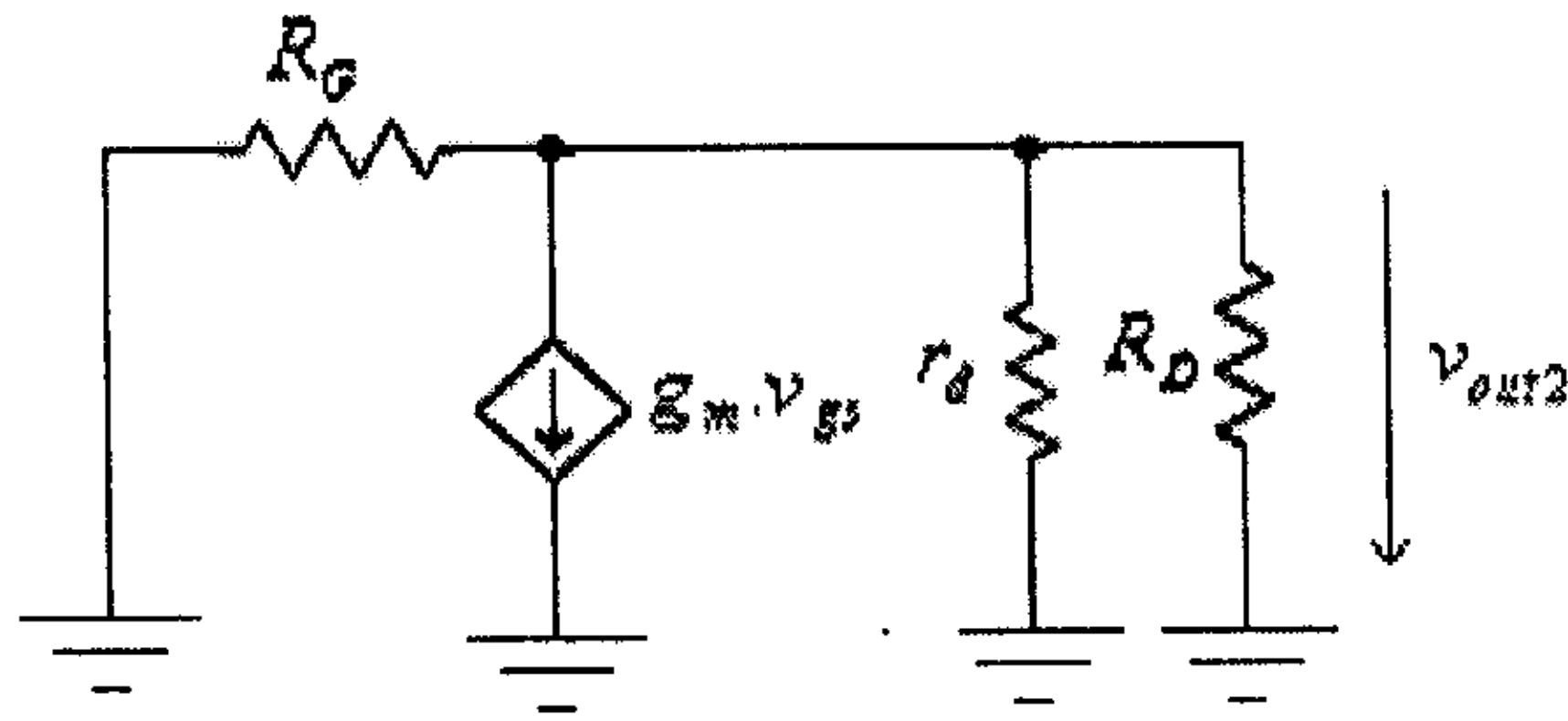


شكل (72)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out1} = \frac{v_{in} \cdot r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} \dots \dots \dots (8)$$

المركبة  $v_{out2}$  والمُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  يتم تحديدها من الدائرة التالية.



شكل (73)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out2} = g_m \cdot v_{gs} \cdot R_G \parallel r_d \parallel R_D \quad \dots \quad (9)$$

وبالتالي، فإن:

$$v_{out} = v_{out1} - v_{out2} \quad \dots \quad (10)$$

وبتعويض قيمة كل من  $v_{out2}$  و  $v_{out1}$  من المعادلتين (8) و (9) في المعادلة (10)، نجد:

$$v_{out} = \frac{v_{in} \cdot r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} - g_m \cdot v_{gs} \cdot R_G \parallel r_d \parallel R_D \quad \dots \quad (11)$$

ولكن:

$$v_{gs} = v_{in}$$

أي أن:

$$v_{out} = v_{in} \left( \frac{r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} - g_m \cdot R_G \parallel r_d \parallel R_D \right) \quad \dots \quad (12)$$

أي أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{r_d \parallel R_D}{R_G + r_d \parallel R_D} - g_m \cdot R_G \parallel r_d \parallel R_D \quad \dots \quad (13)$$

وبإهمال تأثير المقاومة  $r_d$  ، أي عندما تؤول قيمة  $r_d$  الى مالانهاية، نجد أن:

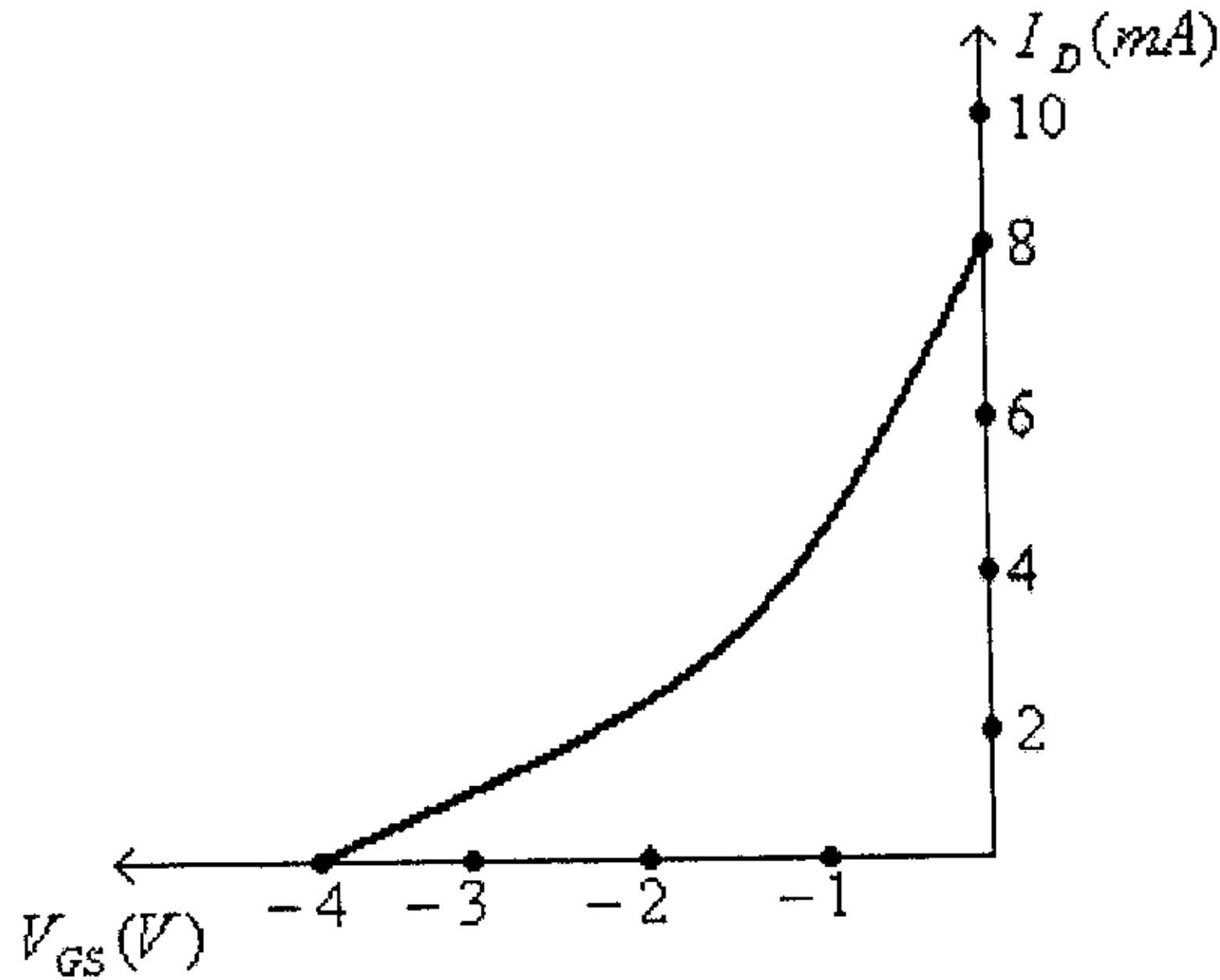
$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_D}{R_G + R_D} - g_m \cdot R_G \parallel R_D \dots (14)$$

وعادة ما تكون قيمة المقاومة  $R_G$  أكبر كثيراً من المقاومة  $R_D$  ، أي أن:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m \cdot R_D$$

## 3.12 تمارين:

1) لترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) المُبينة خاصية النقل له في الشكل التالي.



شكل (74)

- أ) أوجد قيمة كل من:  $I_{DSS}$ ،  $V_P$  و  $g_{m0}$
- ب) ما هي صيغة خاصية النقل  $I_D = f(V_{GS})$  لهذا الترانزيستور.
- ج) أرسم العلاقة  $g_m = f(V_{GS})$ .
- د) أرسم العلاقة  $g_m = f(I_D)$ .
- هـ) ما هي قيمة  $g_m$  لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = -2V$ .
- و) ما هي قيمة  $g_m$  لهذا الترانزيستور عند  $I_D = 5mA$ .
- ز) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = -2V$ ، علماً بأنه لهذا الترانزيستور  $r_d = 200k\Omega$ .

2) إذا علمت أنه ولأحد الترانزيستورات من النوع (-n-channel depletion-

(type MOSFET  $I_{DSS} = 12mA$ ،  $V_P = -5V$  و  $r_d = 100k\Omega$ :

أ) أوجد صيغة خاصية النقل  $I_D = f(V_{GS})$  لهذا الترانزيستور وأرسمها.

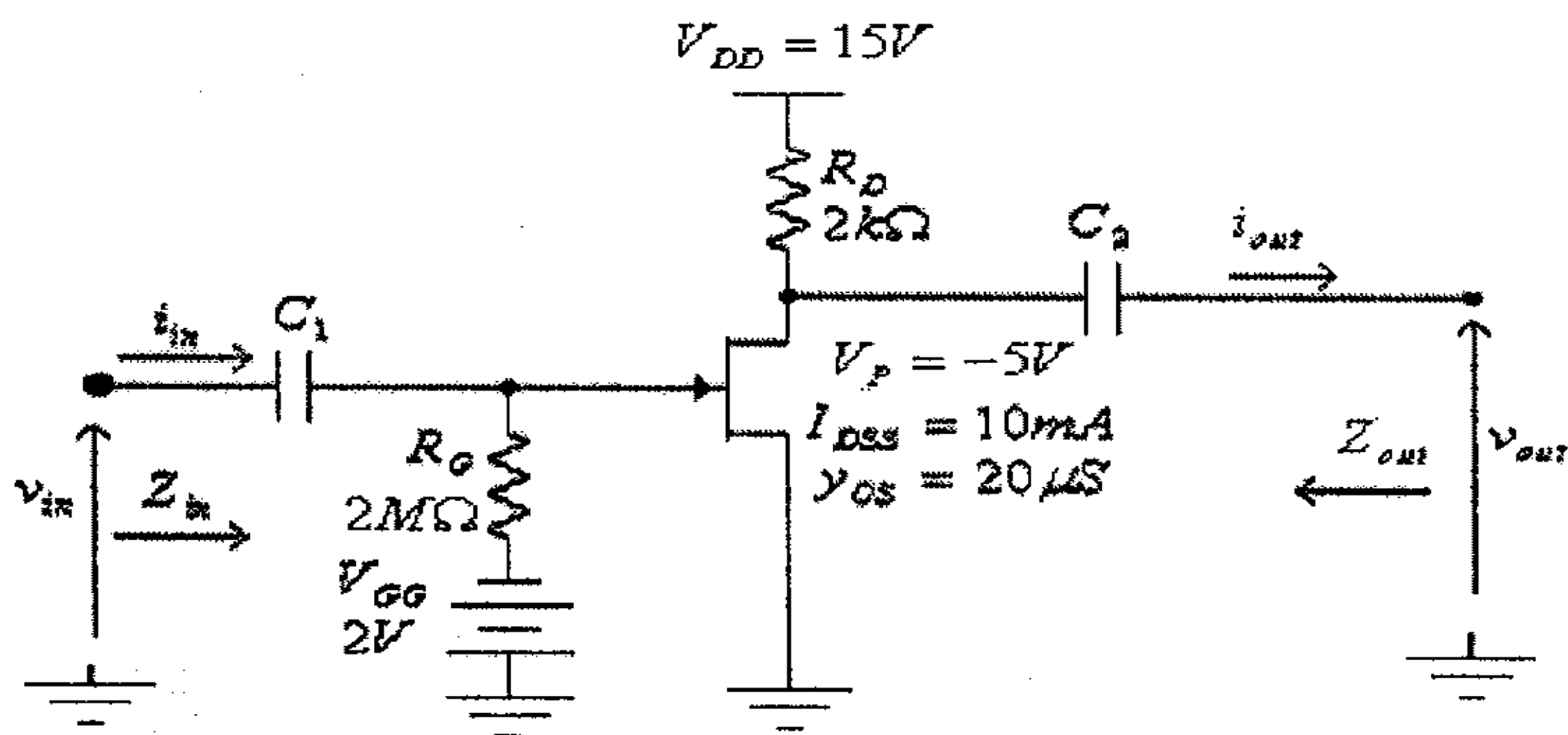


- (ب) أوجد قيمة  $g_{m0}$  لهذا الترانزيستور.
- (ج) أرسم العلاقة  $g_m = f(V_{GS})$  لهذا الترانزيستور.
- (د) أرسم العلاقة  $g_m = f(I_D)$  لهذا الترانزيستور.
- (هـ) ما هي قيمة  $g_m$  لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = 1V$ .
- (و) ما هي قيمة  $g_m$  لهذا الترانزيستور عند  $I_D = 8mA$ .
- (ز) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = 1V$ ،  
علماً بأنه لهذا الترانزيستور  $r_d = 200k\Omega$ .

(3) للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)،  
إذا علمت أن  $I_D = 10mA$  عند  $V_{GS} = 5V$ ، وأن  $V_T$  لهذا الترانزيستور  
تساوي  $4V$ .

- (أ) أوجد قيمة المعامل  $k$  لهذا الترانزيستور.
- (ب) أوجد صيغة خاصية النقل  $I_D = f(V_{GS})$  لهذا الترانزيستور وأرسمها.
- (ج) أرسم العلاقة  $g_m = f(V_{GS})$  لهذا الترانزيستور.
- (د) ما هي قيمة  $g_m$  لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = 7V$ .
- (هـ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا الترانزيستور عند  $V_{GS} = 7V$ ،  
علماً بأنه لهذا الترانزيستور  $r_d = 100k\Omega$ .

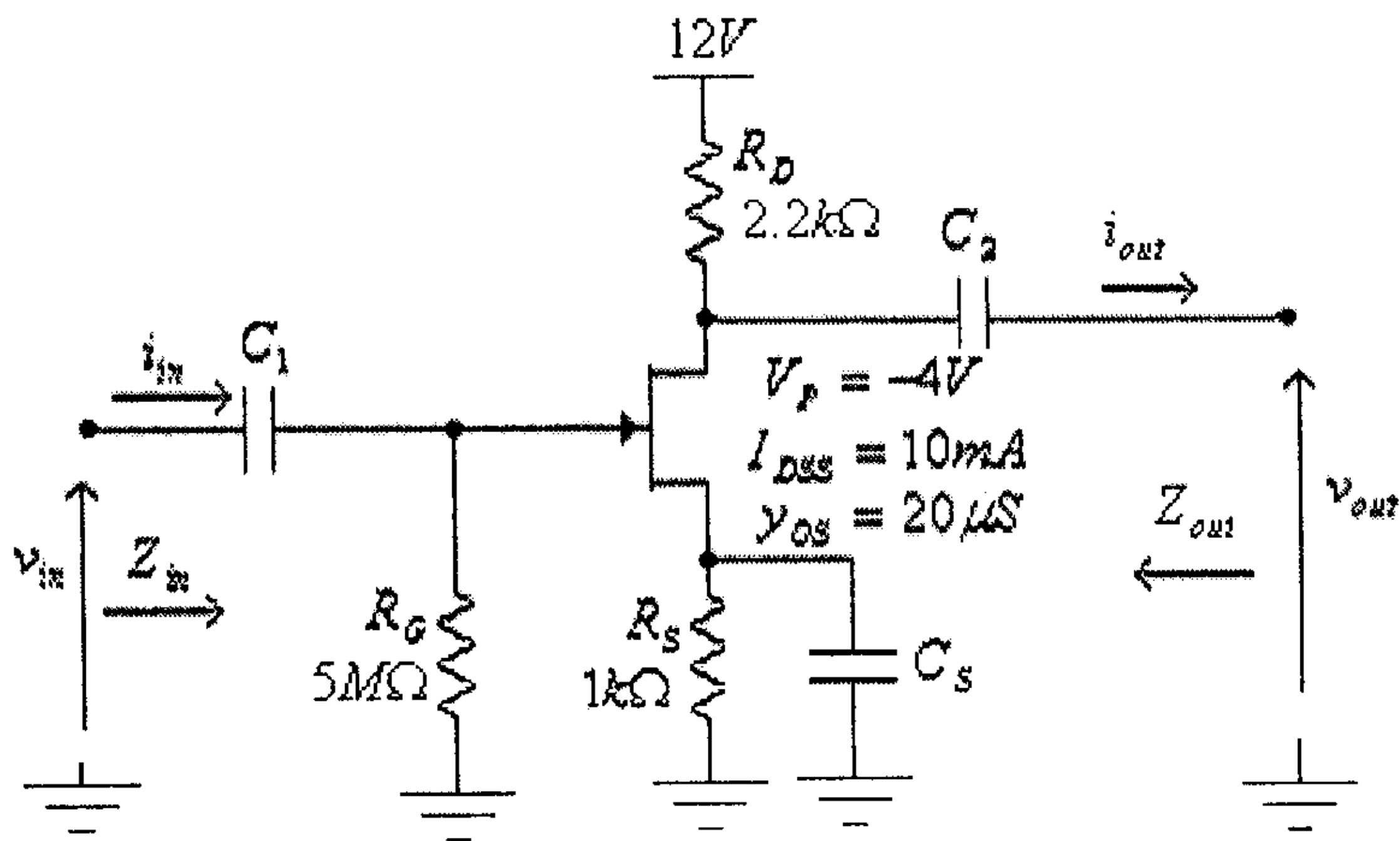
(4) لدائرة التضخيم التالية:



شكل (75)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .
- (د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، وإهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ .
- (هـ) وفي حالة توصيل حمل، مقاومته  $4k\Omega$ ، أوجد  $v_{out}$  إذا علمت أن  $v_{in} = 0.5 \sin(2000\pi t)$
- وأوجد كذلك معامل تضخيم الفولطية  $A_V$ ، ومعامل تضخيم التيار،  $A_i$ .

(5) لدائرة التضخيم التالية:

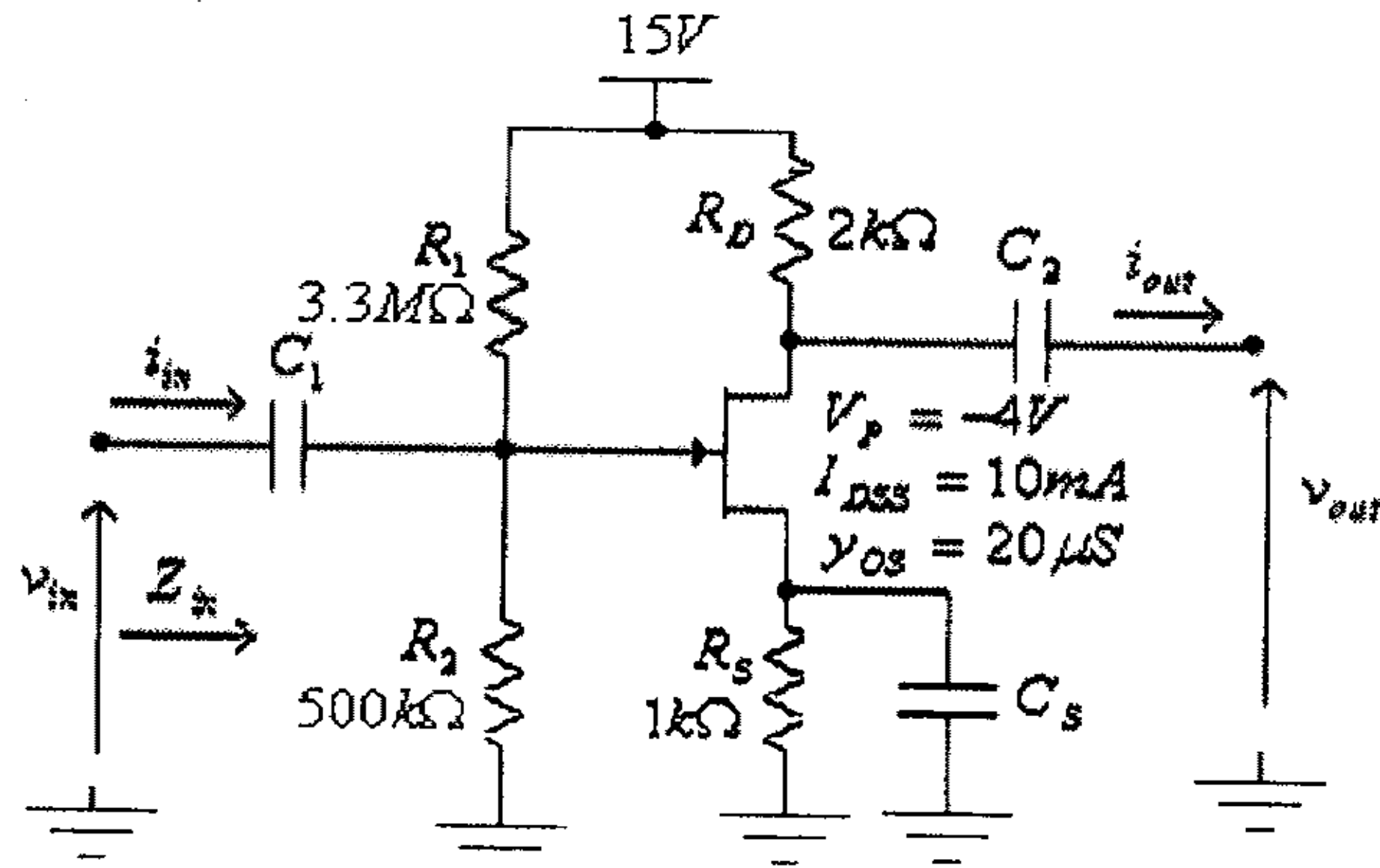


شكل (76)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية،  $Z_{in}$  والمخرجة،  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ .
- (د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزستور،  $r_d$ .

(6) أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف  $C_S$ .

(7) لدائرة التضخيم التالية:

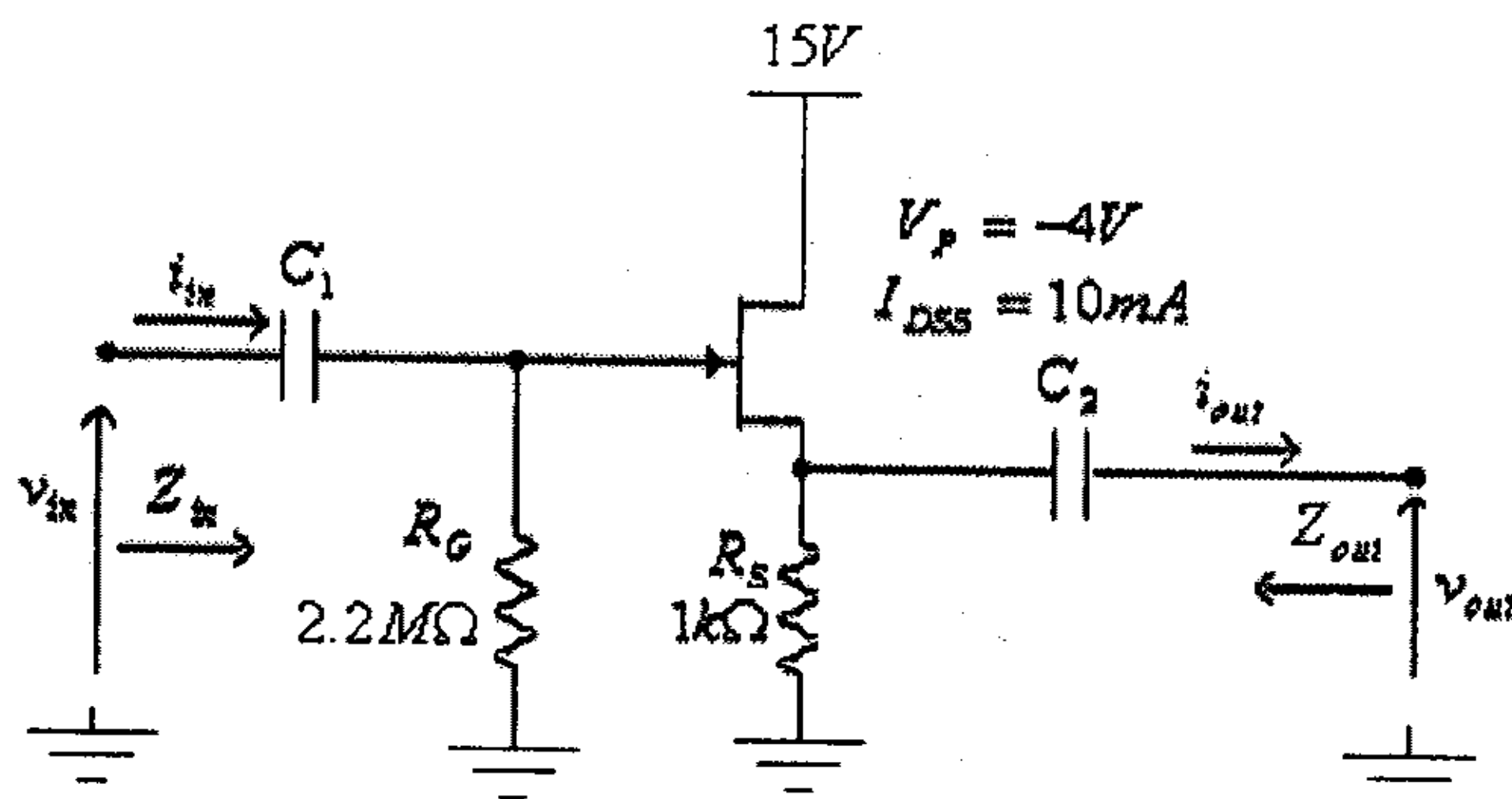


شكل (77)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .  
 (د) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ ، في حالة إهمال تأثير الممانعة المخرجة للترانزيستور  $r_d$ .

(8) أعد حل السؤال السابق في حالة حذف المكثف  $C_S$ .

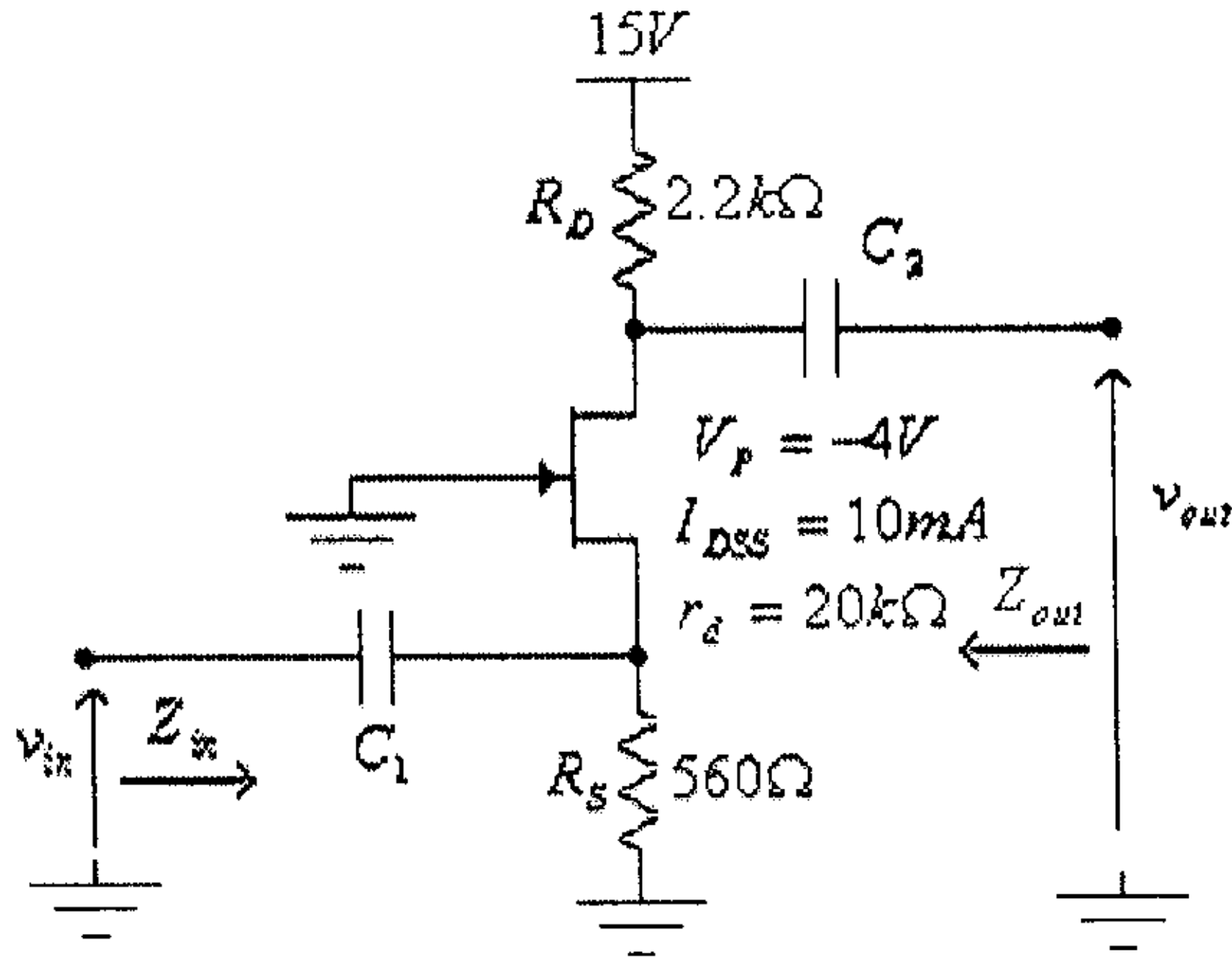
(9) للدائرة التالية:



شكل (78)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

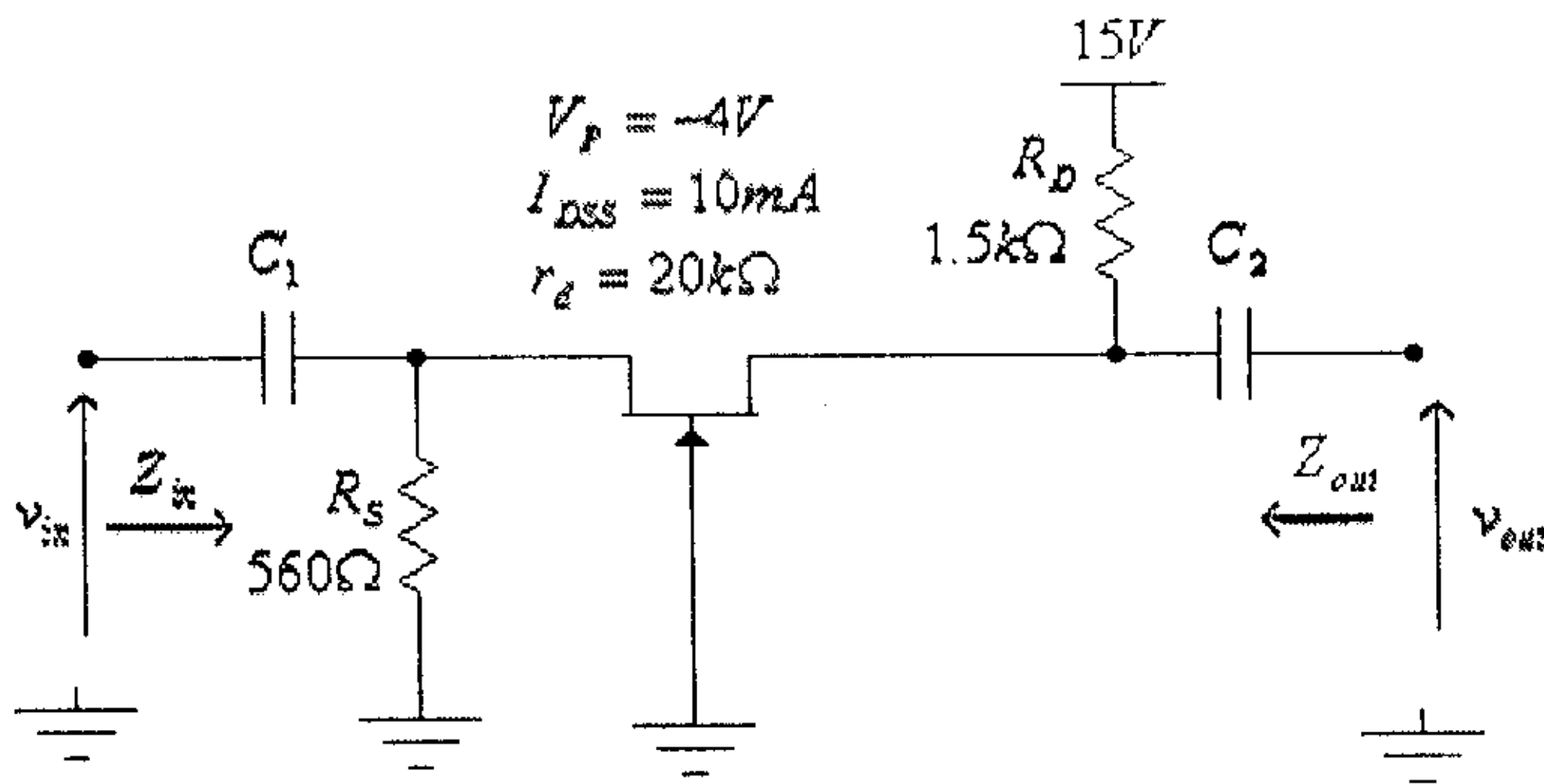
(10) للدائرة التالية:



شكل (79)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

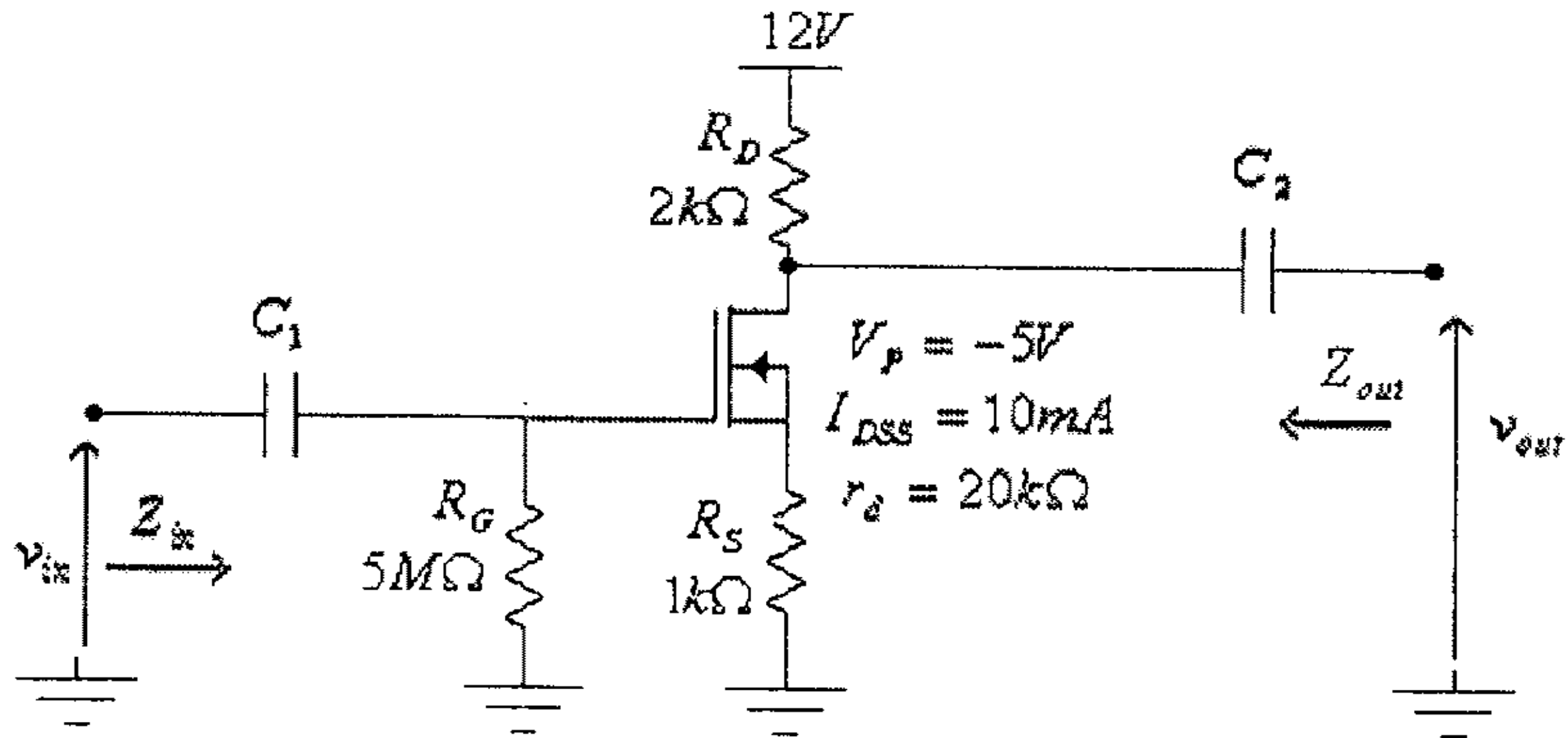
(11) للدائرة التالية:



شكل (80)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

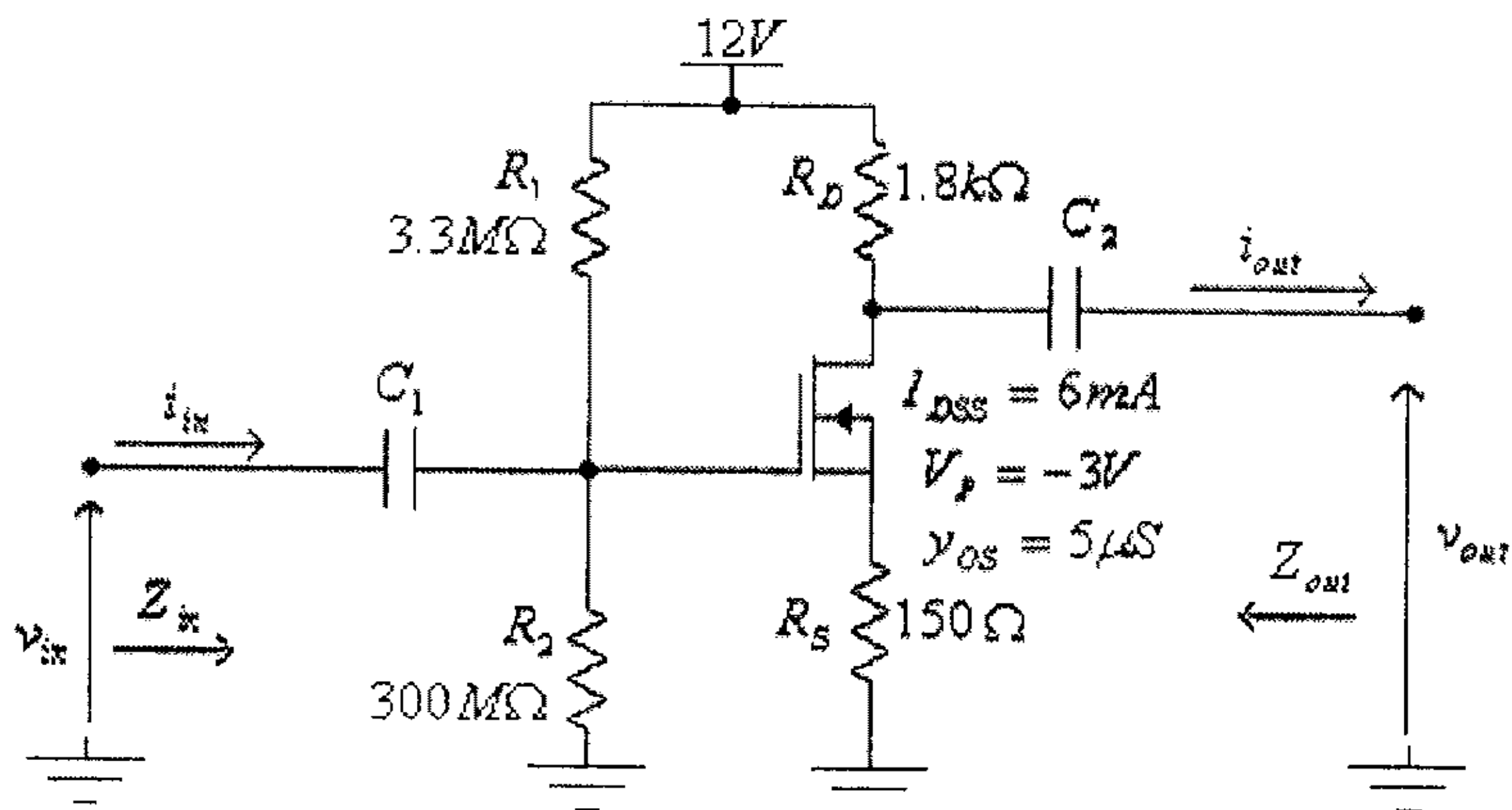
(12) للدائرة التالية:



شكل (81)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

(13) للدائرة التالية:



شكل (82)

(أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

(ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .

(ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

(14) الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم باستخدام ترانزيستور تأثير المجال من

النوع enhancement-type MOSFET، إذا علمت أنه في هذه الدائرة

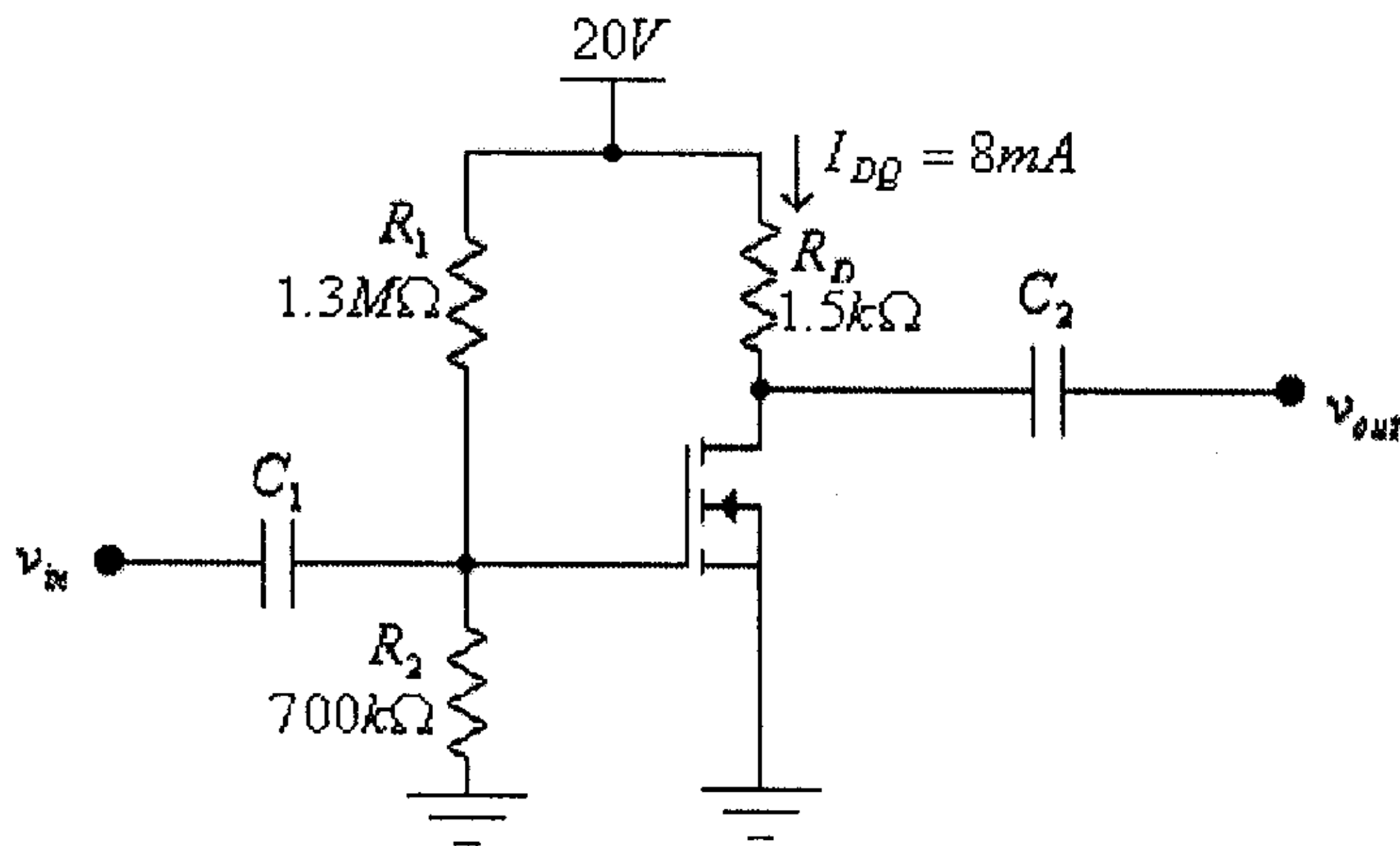
$$I_{DQ} = 8mA, V_T = 4V \text{ و } K = 1mA/V^2$$

- أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.

- أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية  $A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$  والممانعتين

المدخلية والمخرجة للدائرة.

- إذا علمت أن  $v_{in} = \sin(2000\pi t)$ ، أوجد  $v_{out}$



شكل (83)

الحل:

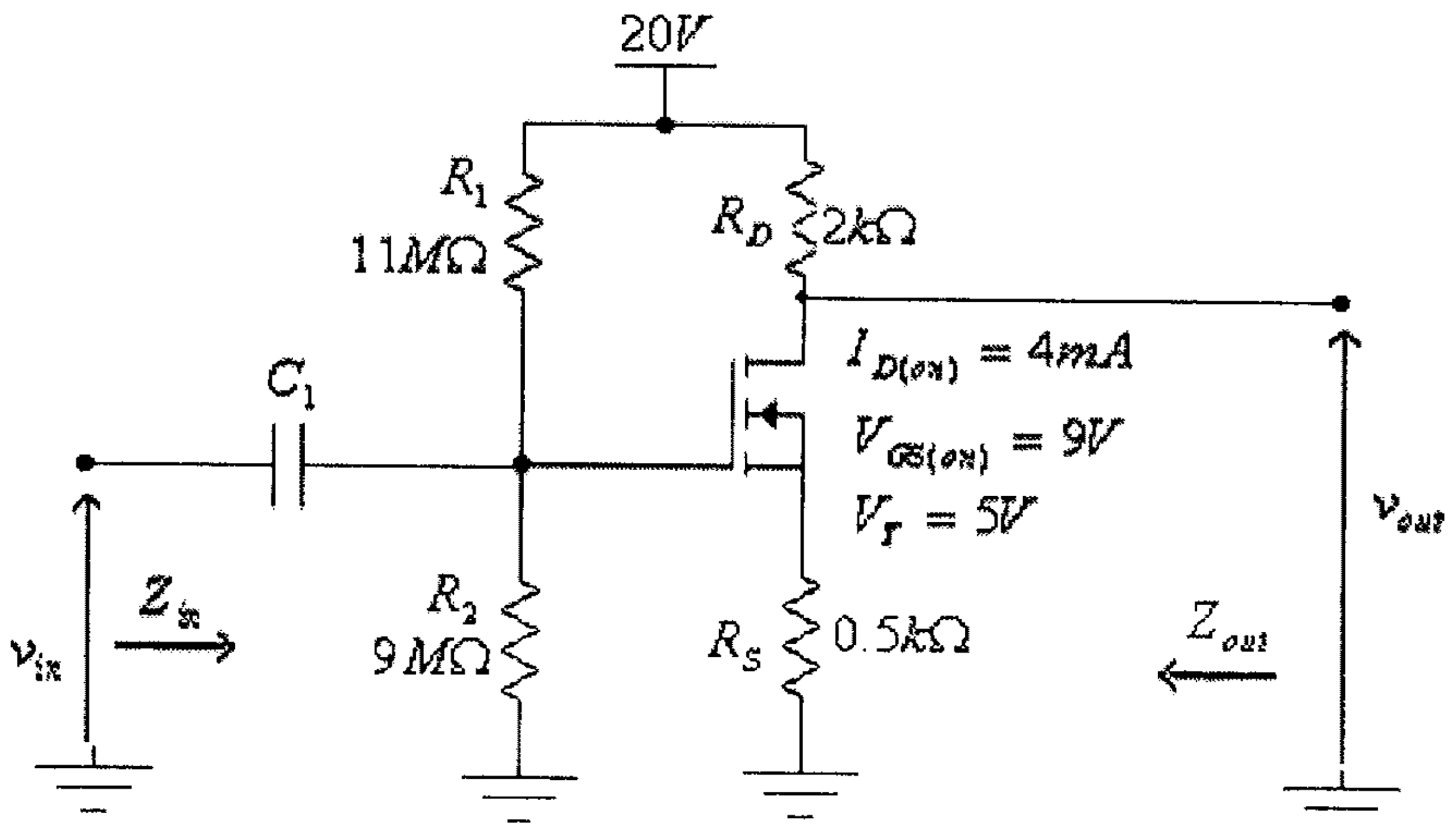
$$A_V = 9$$

$$R_{in} = 455k\Omega$$

$$R_O = 1.5k\Omega$$

$$v_O = 9 \sin(2000\pi t)$$

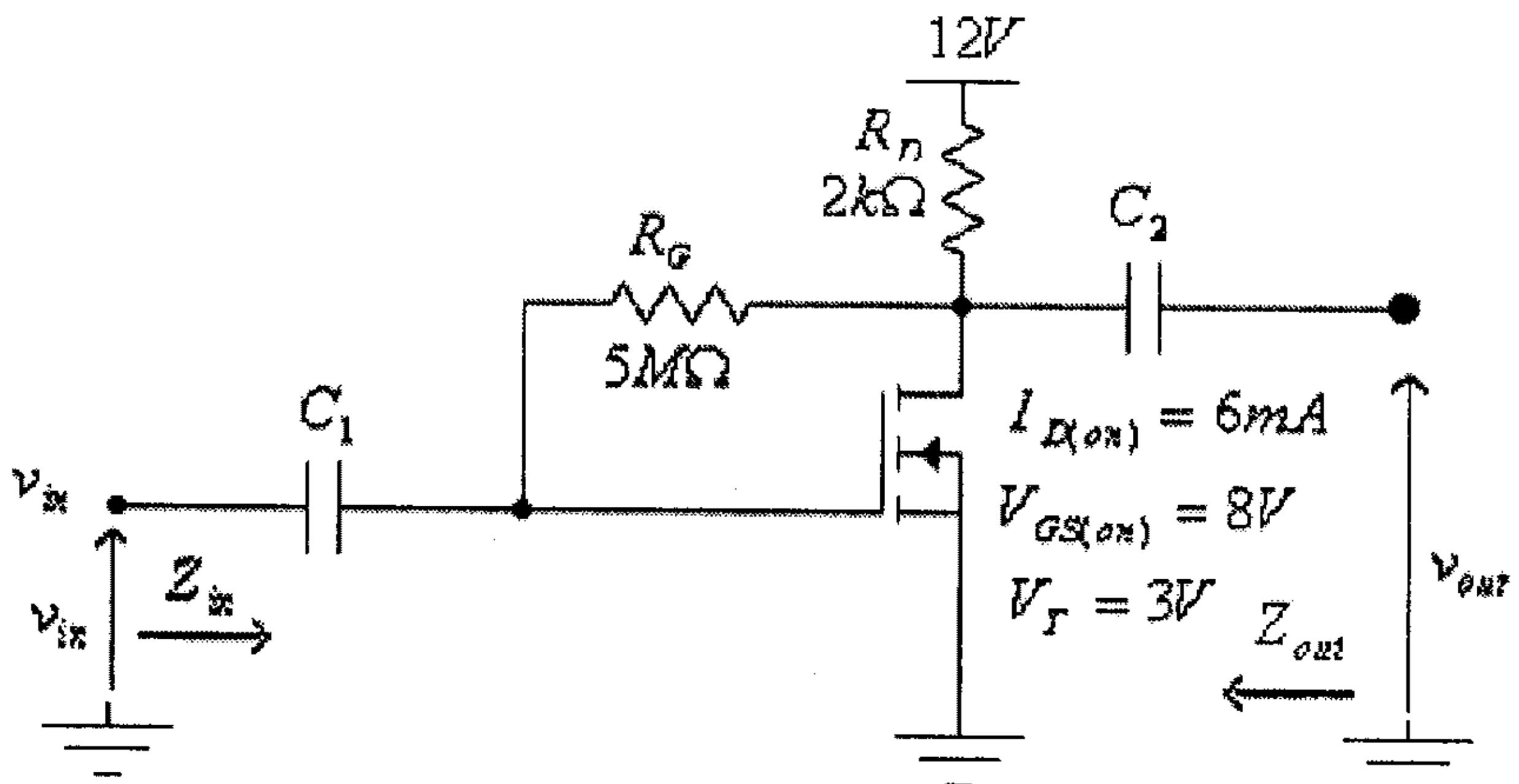
## (15) للدائرة التالية:



شكل (84)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.  
 (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .  
 (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .

## (16) للدائرة التالية:



شكل (85)

- (أ) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد.
- (ب) أوجد قيمة كل من الممانعتين المدخلية  $Z_{in}$  والمخرجة  $Z_{out}$ .
- (ج) أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ .



# الوحدة الرابعة





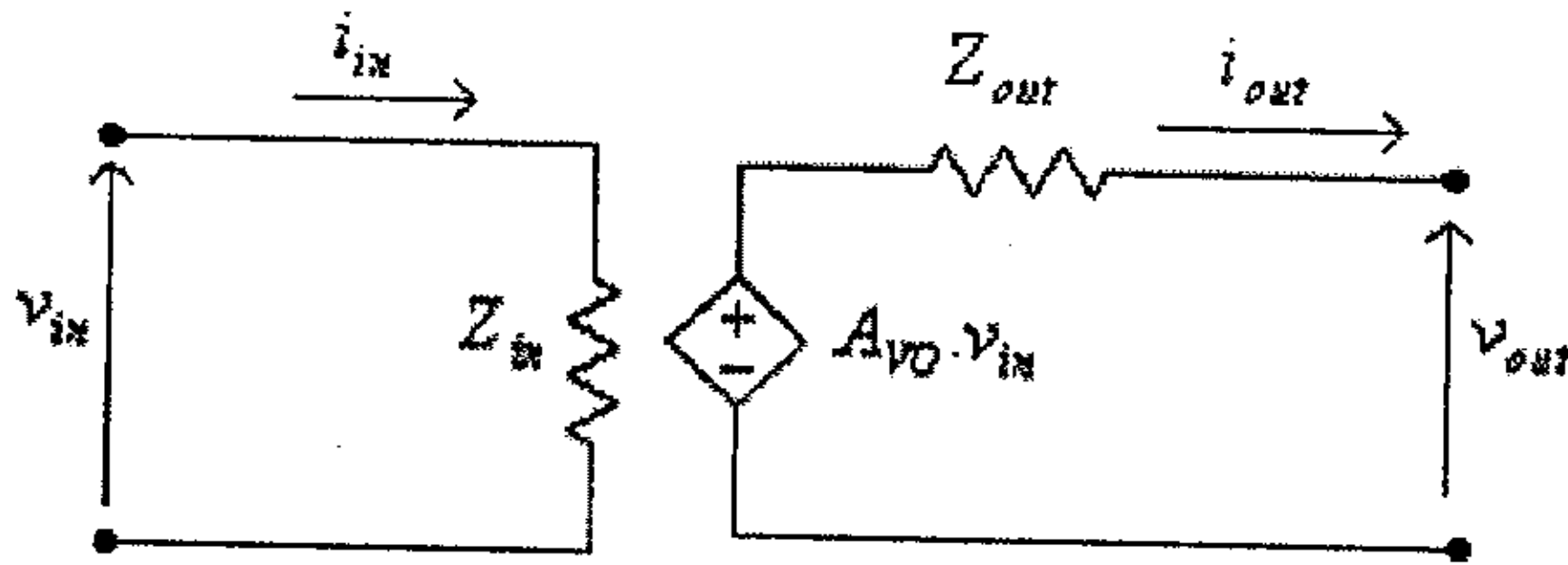
## الوحدة الرابعة

### المضخمات: المواصفات والخواص

#### 4.1 مدخل

درسنا في الوجدتين السابقتين دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال المختلفة، والتي تُستخدم بشكل عام كدوائر لتضخيم الإشارات الكهربائية. وبينما أن كل من دوائر الترانزيستورات المختلفة يتم وصفها بمجموعة من المعاملات مثل الممانعة المدخلية  $Z_{in}$  والممانعة المخرجة  $Z_{out}$  ومعامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$  ومعامل تضخيم التيار  $A_i$ .

وعرفنا كذلك أن الدائرة المكافئة لكل من الدوائر الإلكترونية المختلفة التي تم دراستها، وباستخدام المعاملات التي تم ذكرها، هي كما في الشكل التالي.



شكل (1)

وتفيدنا الدائرة المكافئة أعلاه، والتي تأخذ شكل دائرة رباعية الأطراف، في دراسة وتحليل الدوائر الإلكترونية المختلفة المبنية باستخدام عناصر منفردة (discrete components) أو الدوائر الإلكترونية المبنية باستخدام الدارات المتكاملة (integrated circuits) مثل دوائر مضخمات العمليات التي سنتعرض لشرحها لاحقاً.

ولما كانت المضخمات إحدى أهم الدوائر الالكترونية فإننا سنتعرض فيما يلي لتحليل دوائر المضخمات وتأثير المعاملات المختلفة على أدائها.

## 4.2 أنواع المضخمات

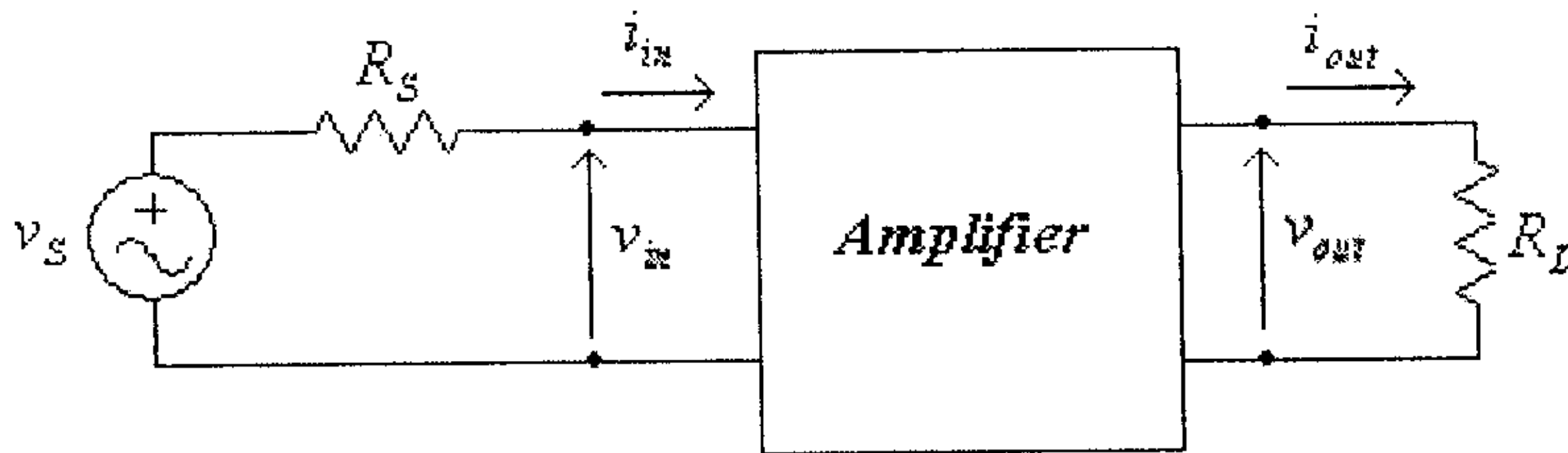
تُستخدم المضخمات لإنتاج إشارة مخرجة بسعة (amplitude) أكبر من الإشارة المدخلة. وحسب القيمة المراد تضخيمها يمكن تقسيم المضخمات إلى:

- مضخمات فولتية (voltage amplifiers) وتقوم بتضخيم الفولطية المدخلة وإنتاج فولطية مخرجة بسعة أكبر.
- مضخمات التيار (current amplifiers) وتقوم بتضخيم التيار المدخلي وتغذية الحمل بتيار مخرجي بسعة أكبر من التيار المدخلي.
- مضخمات القدرة (power amplifiers) وتقوم بتضخيم القدرة المدخلة وتغذية الحمل بقدرة أكبر من القدرة المدخلة للمضخم.

والمضخم المثالي يقوم بتضخيم سعة الإشارة المدخلة وإنتاج صورة مكبرة لها على مخرج المضخم دون إحداث تشويه على شكل تلك الإشارة.

الشكل (2) يبين الدائرة المكافئة لمضخم موصول على مدخله

مصدر الإشارة  $v_s$  بمقاومته الداخلية  $R_s$  والحمل بمقاومته المكافئة  $R_L$ .



شكل (2)

ومما يجدر ذكره أن الإشارة المدخلية للمضخم يمكن أن تكون مأخوذة من أي مصدر إشارة مثل ميكروفون أو هوائي أو مخرج مضخم آخر. أمّا الحمل فيمكن أن يكون سماعة (لإنتاج الصوت) أو مدخل مضخم آخر.

ويوصف المضخم عادةً بعدد من معاملات التضخيم، وهي:

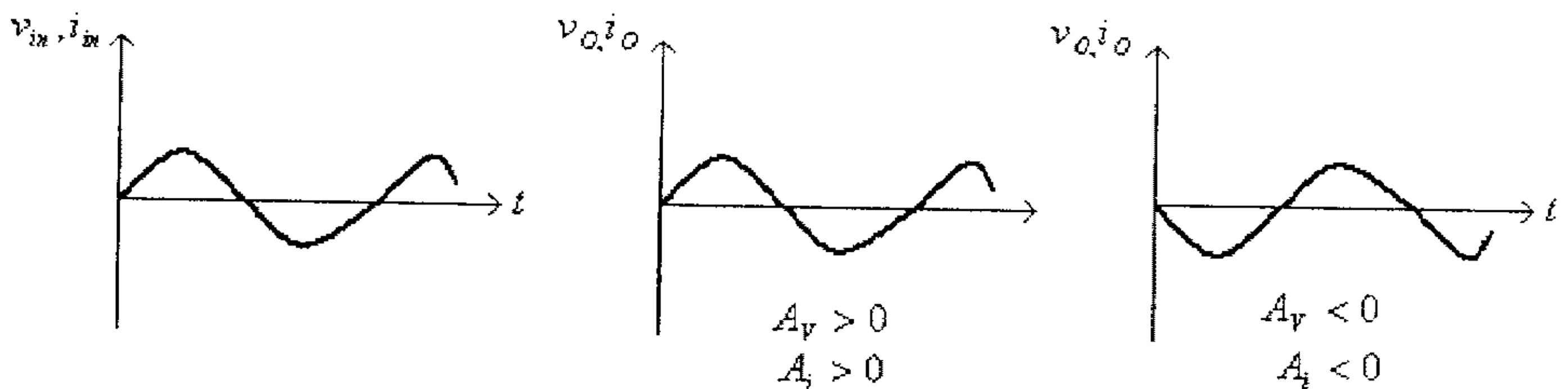
- معامل تضخيم الفولطية،  $A_v$ ، وهو النسبة بين القيم اللحظية لفولطية الإشارتين المخرجة والمدخلة، أي أن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

- معامل تضخيم التيار،  $A_i$ ، وهو النسبة بين القيم اللحظية للتيارين المخرجي  $i_{out}$  والمدخلي،  $i_{in}$ ، أي أن:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

ويمكن لكل من معاملي تضخيم الفولطية والتيار أن يكون موجباً أو سالباً. وكون إشارة معامل تضخيم الفولطية (أو معامل تضخيم التيار) موجبةً تعني أن موجتي الفولطية (التيار) المدخلة والمخرجة متطابقتان بالطور، أما الإشارة السالبة فتعني وجود فرق بالطور بين الإشارتين مقداره  $180^\circ$ . أنظر الشكل أدناه.



شكل (3)

- معامل تضخيم القدرة،  $A_p$ ، وهو النسبة بين القيم اللحظية للقدرة المخرجة  $P_{out}$  والقدرة المدخلة،  $P_{in}$ ، أي أن:

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

ويمكن إستنتاج العلاقة بين معامل تضخيم القدرة،  $A_p$ ، ومعامل تضخيم الفولطية والتيار، كما يلي:

من معرفة أن القدرة المخرجة للمضخم تساوي حاصل ضرب الفولطية المخرجة والتيار المخرجي للمضخم، أي أن:

$$P_{out} = v_{out} \cdot i_{out}$$

وأن القدرة المدخلة للمضخم تساوي حاصل ضرب الفولطية المدخلة والتيار المدخلي له، أي أن:

$$P_{in} = v_{in} \cdot i_{in}$$

نستنتج أن:

$$A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{v_{out} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{in}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{i_{out}}{i_{in}} = A_v \cdot A_i$$

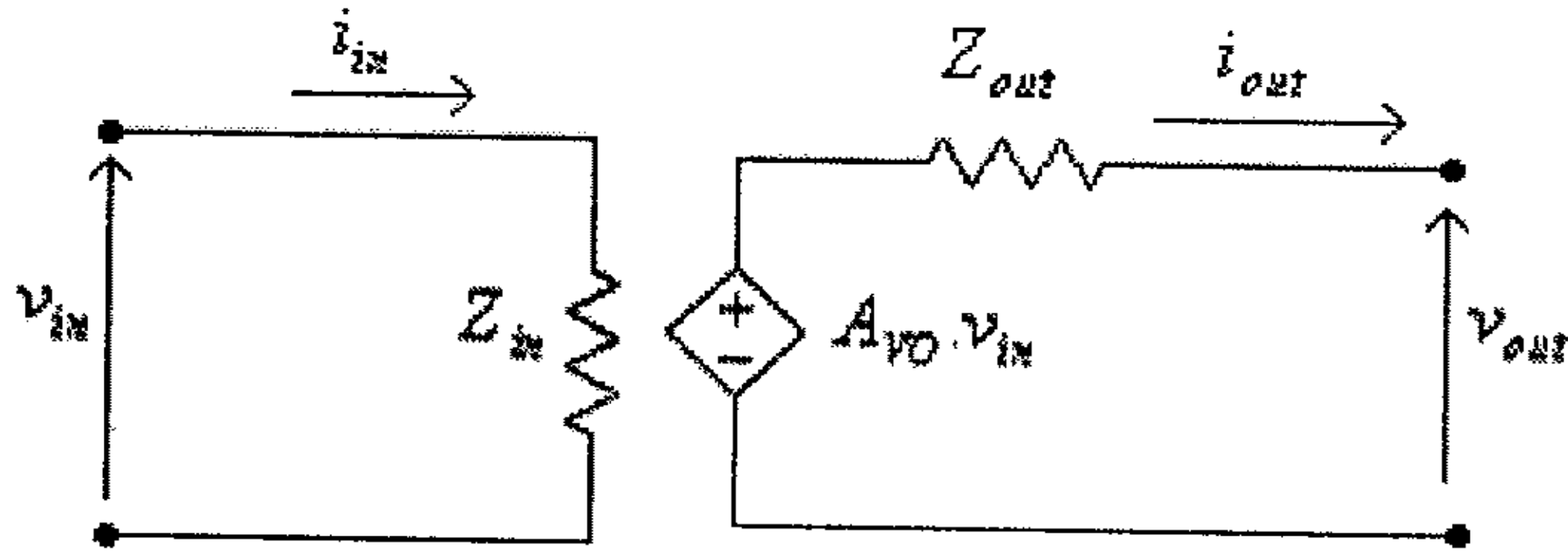
أي أن معامل تضخيم القدرة لمضخم يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم الفولطية والتيار له.

ولكون معاملي تضخيم الفولطية والتيار لهما دائماً نفس الإشارة، فإن معامل تضخيم القدرة دائماً موجباً.

ومما تجب ملاحظته أيضاً أن كون القدرة المخرجة للمضخم أكبر من القدرة المدخلة له لا تعني أن المضخم يقوم بإنتاج القدرة ولكن ذلك يعود لتحويل جزء من القدرة المستهلكة من مصدر تغذية المضخم إلى قدرة يتم تغذيتها للحمل المربوط على مخرجه.

## 4.3 الدائرة المكافئة للمضخم

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لمضخم فولطية. لاحظ في هذه الدائرة أن الإشارتين المدخلية والمخرجة هما إشارتي فولطية.



شكل (4)

في هذه الدائرة:

$Z_{in}$  هي الممانعة المدخلية للمضخم والتي عادةً ما تشبه مقاومة مادية.

$Z_{out}$  هي الممانعة المخرجة للمضخم وهي أيضاً تشبه مقاومة مادية.

$A_{vo}$  معامل تضخيم اللاحمل للمضخم، وهو النسبة بين القيم اللحظية

لفولطيتي الأشارتين المخرجة والمدخلية، عندما لا يكون هناك حمل

موصول على مخرج المضخم، أي أن :

$$A_{vo} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{no-load}$$

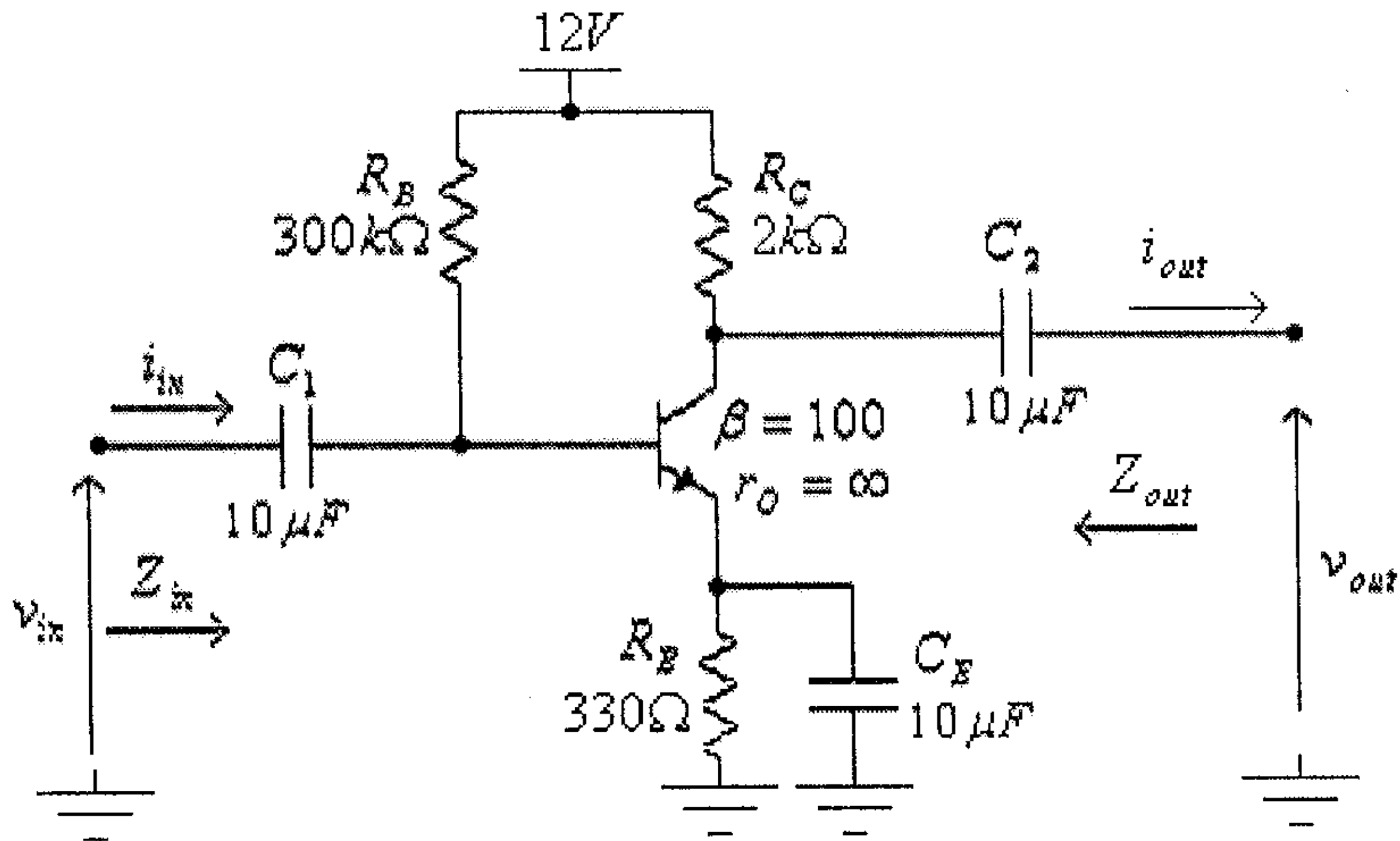
لاحظ في هذا الشكل أن مصدر الجهد  $A_{vo} \cdot v_{in}$  هو مصدر جهد يتم

التحكم به بمصدر جهد آخر (voltage-controlled-voltage source). ومصدر

الجهد  $A_{vo} \cdot v_{in}$  هذا هو الذي يعكس تأثير تغير الفولطية المدخلية  $v_{in}$  على تغير

الفولطية المخرجة  $v_{out}$ .

مثال (1): أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (5)

الحل:

لقد تم تحليل هذه الدائرة في الوحدة الثانية من هذا الكتاب (مثال 5) وتم

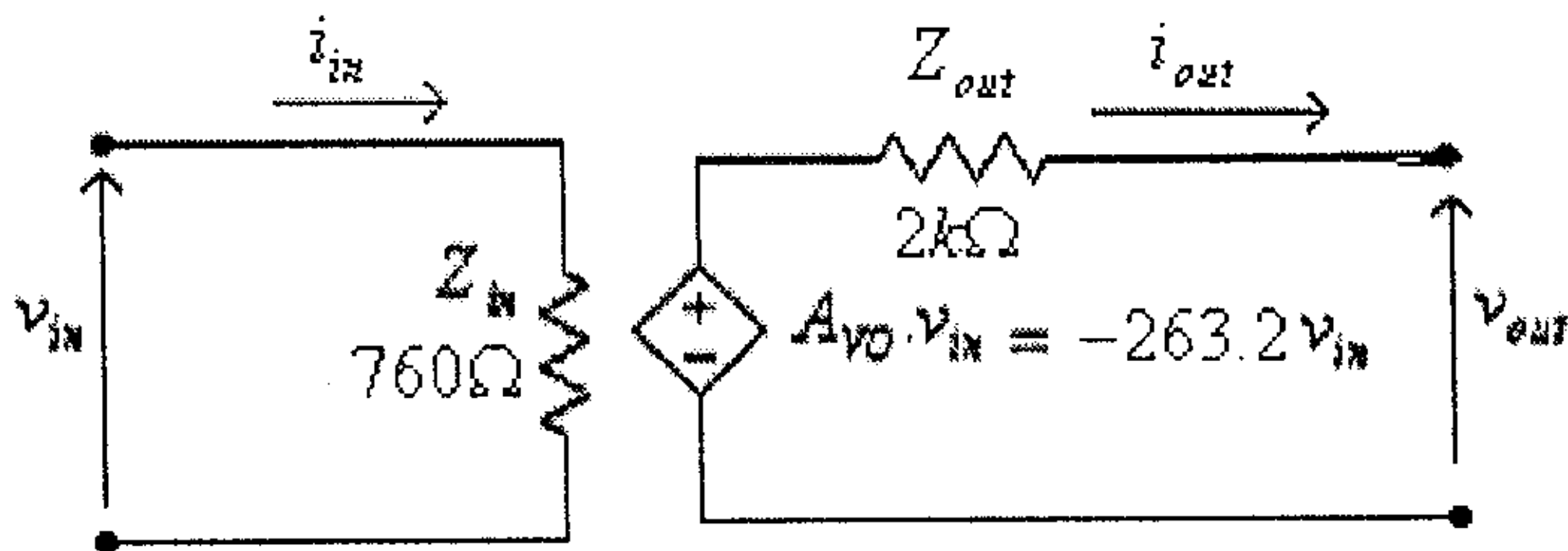
أيجاد أن:

$$Z_{in} = 760\Omega$$

$$Z_{out} = 2k\Omega$$

$$A_{VO} = -263.2$$

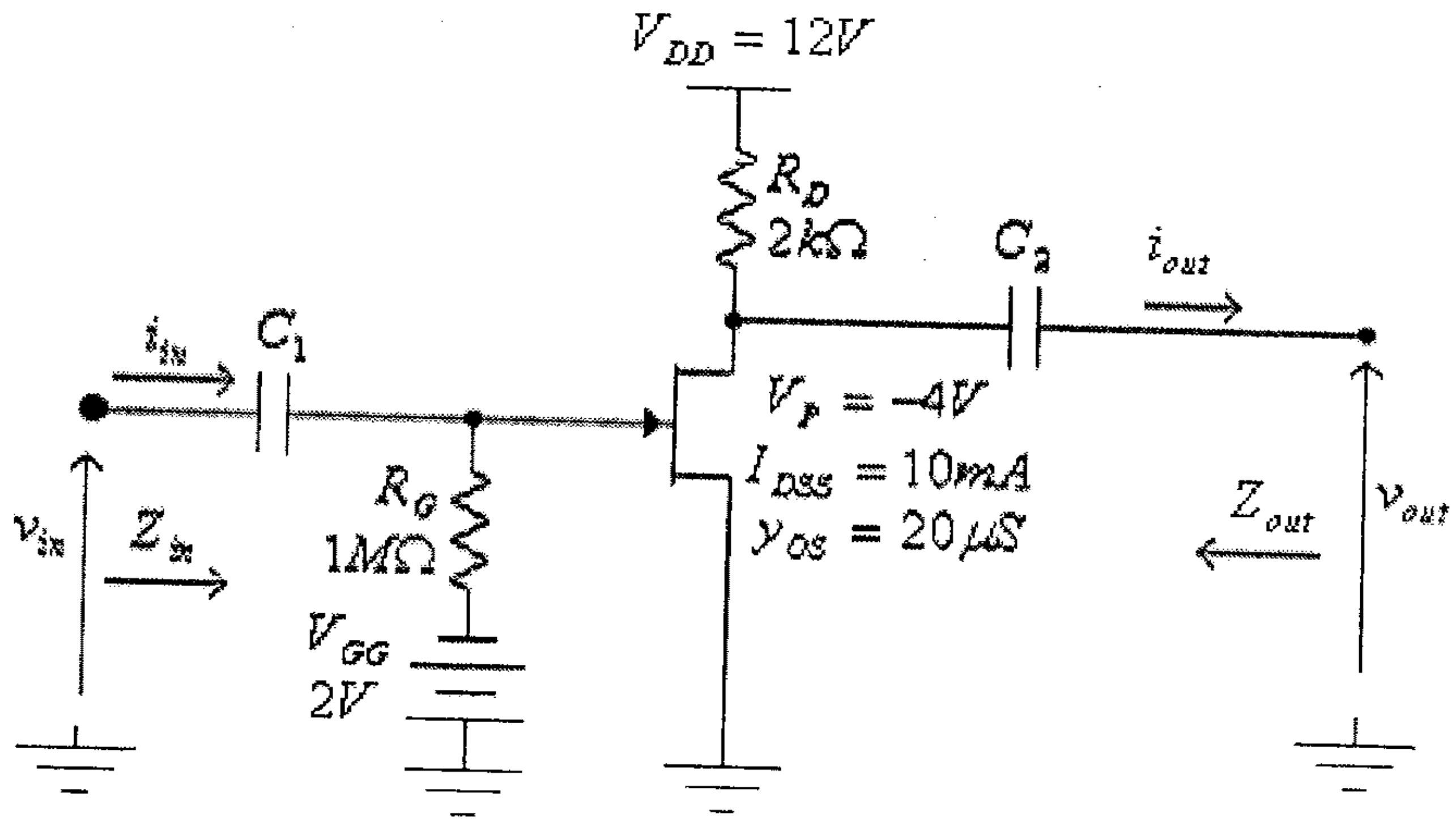
أي أن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (6)



مثال (2): أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (7)

لقد تم تحليل هذه الدائرة في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب (مثال 4) وتم

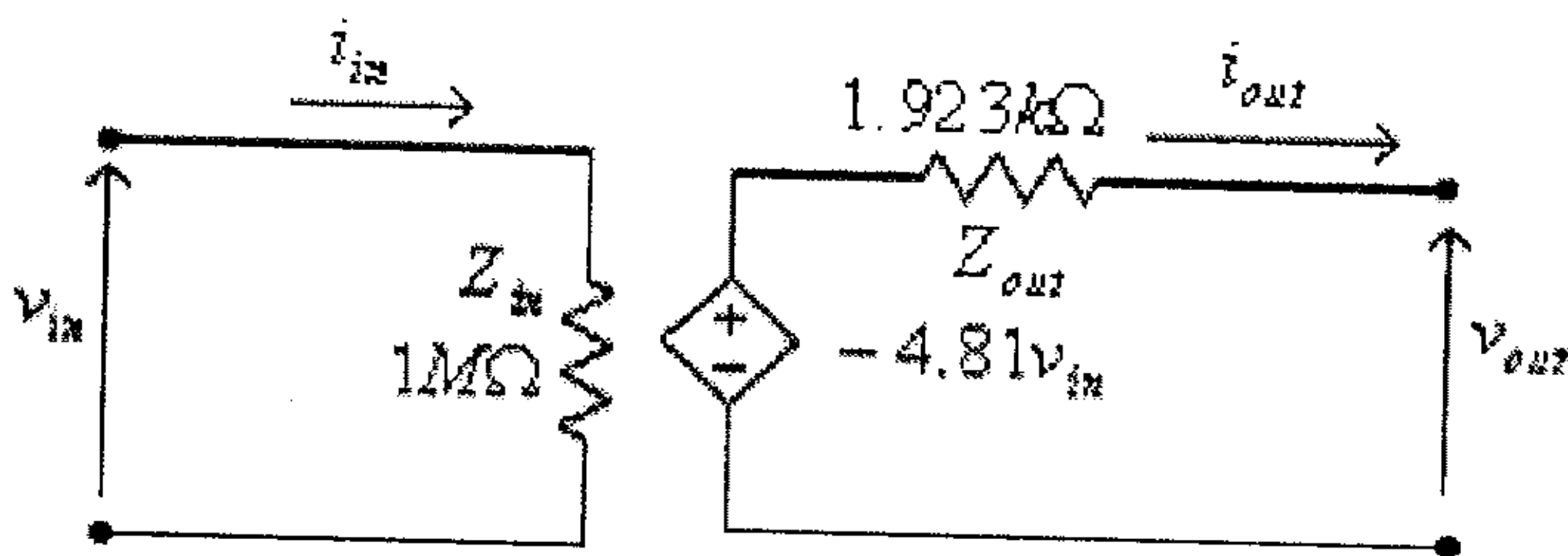
أيجاد أن:

$$Z_{in} = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = 1.923k\Omega$$

$$A_{v'o} = -4.81$$

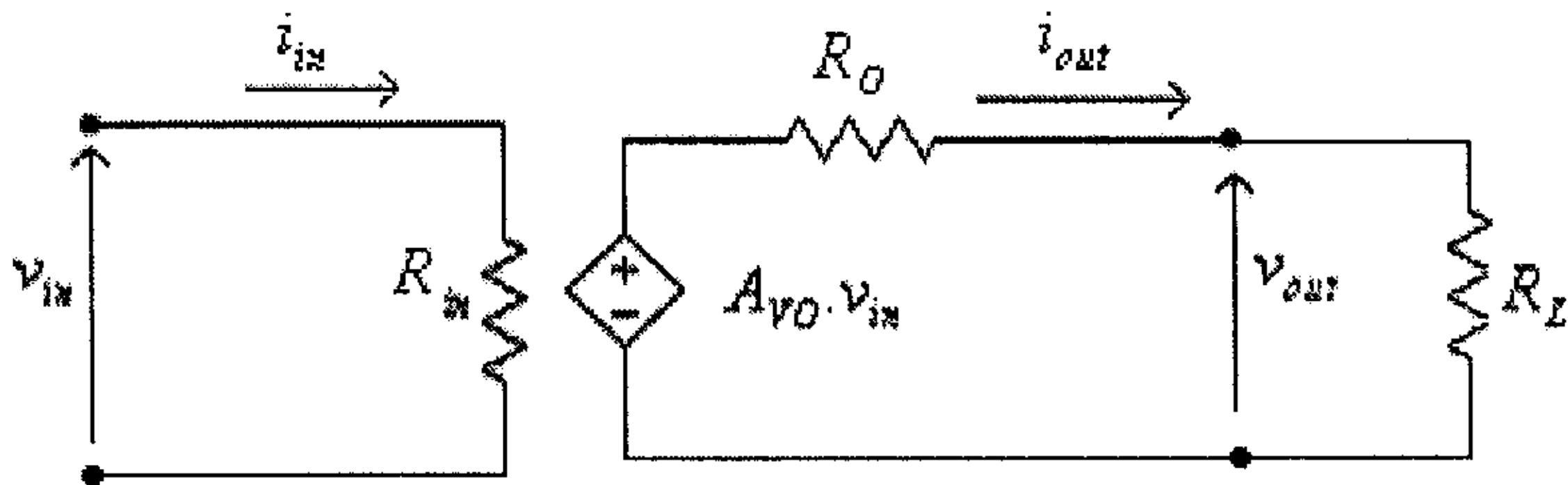
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي كما في الشكل أدناه.



شكل (8)

#### 4.4 تأثير المقاومة المخرجة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لمضخم فولطية، مقاومته المخرجة  $R_o$ ، موصل على مخرجه حمل مقاومته  $R_L$ .



شكل (9)

لاحظ في هذا الشكل أن كلا من الممانعتين المخرجة  $Z_{out}$ ، والمدخلية  $Z_{in}$ ، للمضخم قد تم إستبدالها بالمقاومتين الماديتين  $R_o$  و  $R_{in}$ ، وذلك لأنه، وكما ذكر سابقاً، فإن لهاتين الممانعتين صفة المقاومة المادية.

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن:

$$v_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in} \cdot R_L}{R_o + R_L}$$

وبالتالي فإن معامل تضخيم الفولطية  $A_v$ ، هو:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}}{v_{in}} = A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

أما معامل تضخيم التيار فهو:

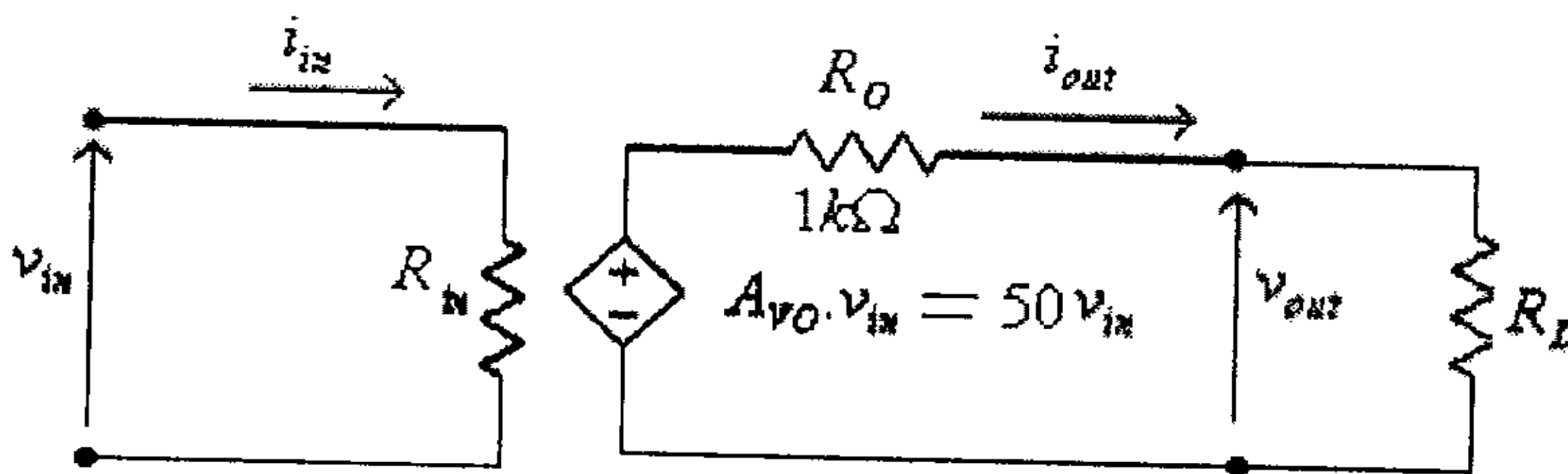
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{v_{out}}{R_L}}{\frac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_L}$$

## مثال (3):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، يساوي 50 ومقاومته المخرجة تساوي  $1k\Omega$ ، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية لهذا المضخم في حالة توصيل أحمال مقاومتها  $100\Omega$ ،  $200\Omega$ ،  $500\Omega$ ،  $1k\Omega$ ،  $10k\Omega$  و  $100k\Omega$  على مخرج هذا المضخم.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع الحمل الموصول على مخرجه هي كما في الشكل التالي.



شكل (10)

من كون أن:

$$A_V = A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O} = 50 \cdot \frac{R_L}{R_L + 1000}$$

نجد أنه:

- عند  $R_L = 100\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{100}{100 + 1000} = 4.55$$

- عند  $R_L = 200\Omega$ ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{200}{200 + 1000} = 8.33$$

- عند  $R_L = 500\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{500}{500 + 1000} = 16.66$$

- عند  $R_L = 1k\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 1000} = 25$$

- عند  $R_L = 10k\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{10000}{10000 + 1000} = 45.45$$

- عند  $R_L = 100k\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{100000}{100000 + 1000} = 49.5$$

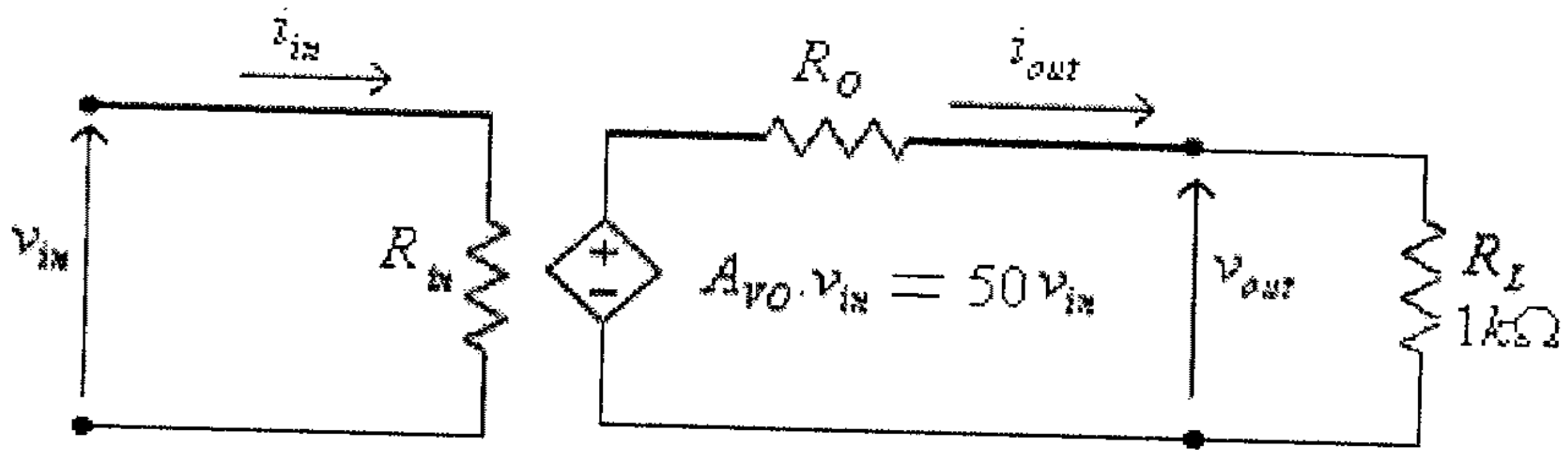
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية للمضخم يزداد بزيادة قيمة مقاومة الحمل الموصول على مخرجه.

**مثال (4):**

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$  ، يساوي 50 ، موصول على مخرجه حمل مقاومته  $1k\Omega$  . أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية لهذا المضخم إذا علمت أن المقاومة المخرجية للمضخم هي على التوالي:  $0\Omega, 100\Omega, 200\Omega, 500\Omega, 1k\Omega, 10k\Omega, 100k\Omega$ .

**الحل:**

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع الحمل الموصول على مخرجه هي كما في الشكل التالي.



شكل (11)

من كون أن:

$$A_V = A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + R_O}$$

نجد أنه:

- عند  $R_O = 0\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 0} = 50$$

- عند  $R_O = 100\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 100} = 45.45$$

- عند  $R_O = 200\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 200} = 41.67$$

- عند  $R_O = 500\Omega$  ، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 500} = 33.33$$

- عند  $R_O = 1k\Omega$  ، فإن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 1000} = 25$$

- عند  $R_o = 10k\Omega$  ، فإن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 10000} = 4.55$$

- عند  $R_L = 100k\Omega$  ، فإن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 100000} = 0.495$$

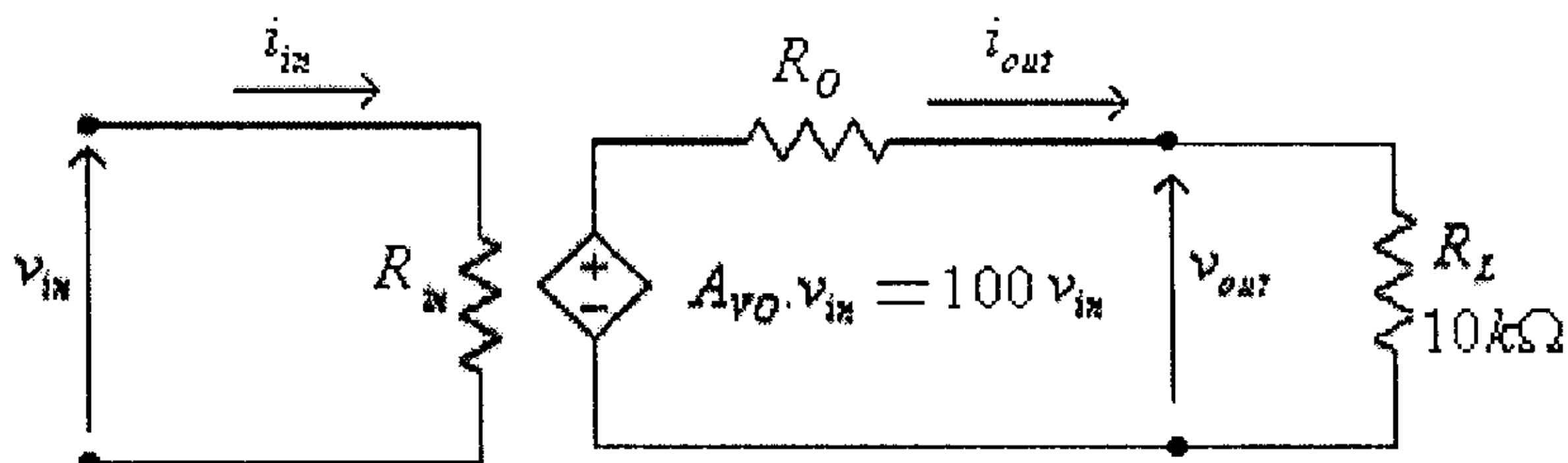
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية للمضخم يقل بزيادة قيمة مقاومته المخرجة.

مثال (5):

مضخم فولطية له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل يساوي 100، وعند توصيل حمل مقاومته  $10k\Omega$  على مخرج هذا المضخم أصبح معامل التضخيم يساوي 90، أوجد قيمة المقاومة المخرجة لهذا المضخم.

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (12)

في هذه الدائرة:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}}{v_{in}}$$

$$= A_{VO} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ومنها:

$$R_O + R_L = \frac{A_{VO} \cdot R_L}{A_V}$$

أي أن:

$$R_O = \frac{A_{VO} \cdot R_L}{A_V} - R_L = \frac{(100) \cdot (10 \times 10^3)}{90} - 10 \times 10^3 = 1.11 \times 10^3 \Omega = 1.11 k\Omega$$

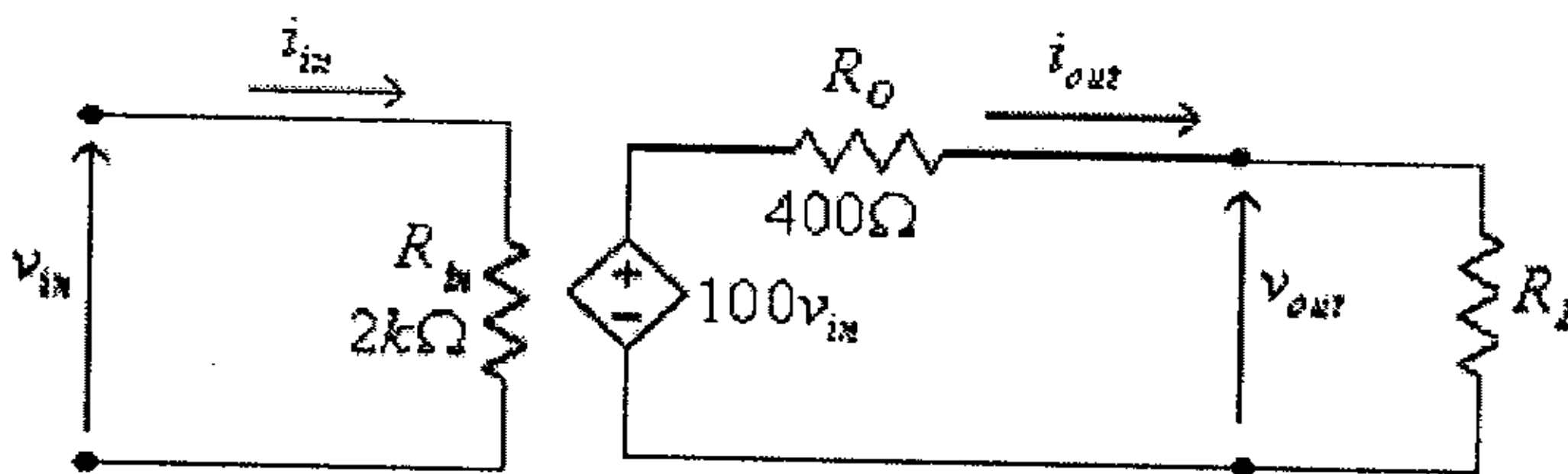
مثال (6):

مضخم فولطية له معامل تضخيم فولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ ،  
يساوي 100، ومقاومة مدخلية تساوي  $2k\Omega$  ومقاومة مخرجة تساوي  $400\Omega$ ،  
أوجد قيمة مقاومة الحمل  $R_L$  والتي عندها تصبح قيمة معامل تضخيم الفولطية  
 $A_V$  تساوي 80 وأوجد قيمة معامل تضخيم التيار عند مقاومة الحمل هذه.

الحل:

بعد إستبدال المضخم بدائرته المكافئة تصبح الدائرة كما هو مبين في

الشكل التالي.



شكل (13)

من هذه الدائرة:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{100v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}}{v_{in}} = 80$$

ومنها:

$$\frac{100R_L}{400 + R_L} = 80$$

ومنها:

$$R_L = 1600\Omega$$

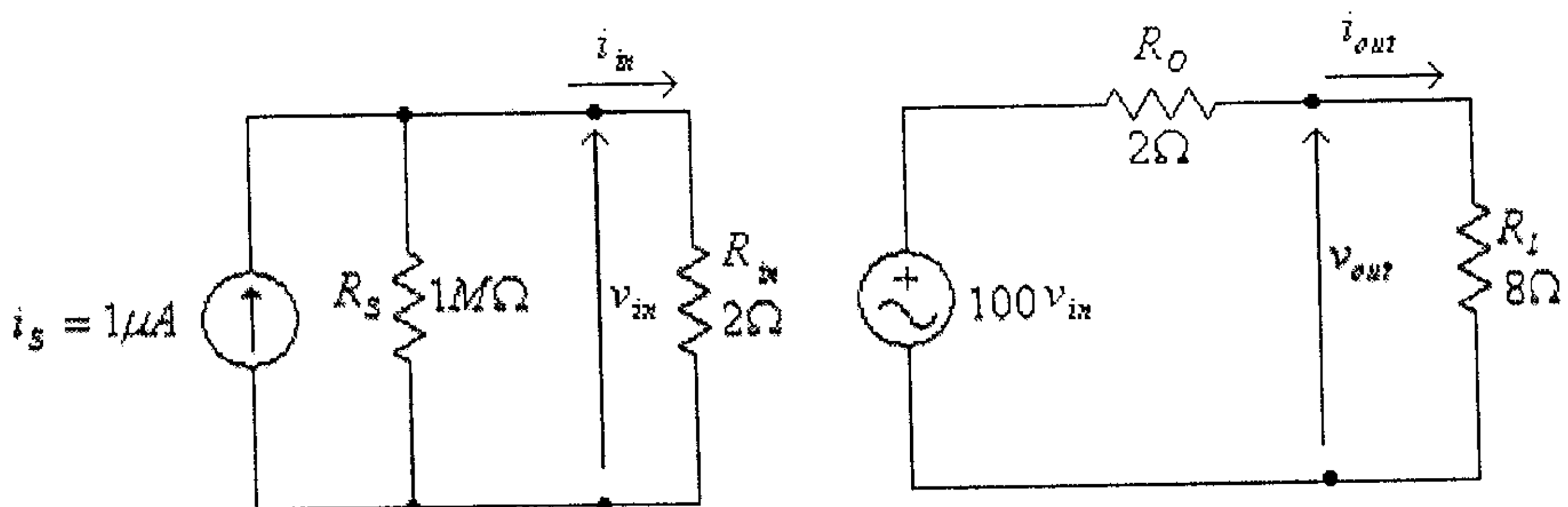
وكذلك:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{v_{out}}{R_L}}{\frac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = A_V \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = (80) \cdot \frac{2000}{1600} = 100$$

مثال (7):

أوجد معامل تضخيم الفولطية،  $A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}}$  ومعامل تضخيم التيار،

$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$  للمضخم المبينة دائرته المكافئة في الشكل التالي.



شكل (14)



الحل:

$$v_{out} = 100v_{in} \frac{R_L}{R_O + R_L} = 100v_{in} \frac{8}{2+8} = 80v_{in}$$

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{80v_{in}}{v_{in}} = 80$$

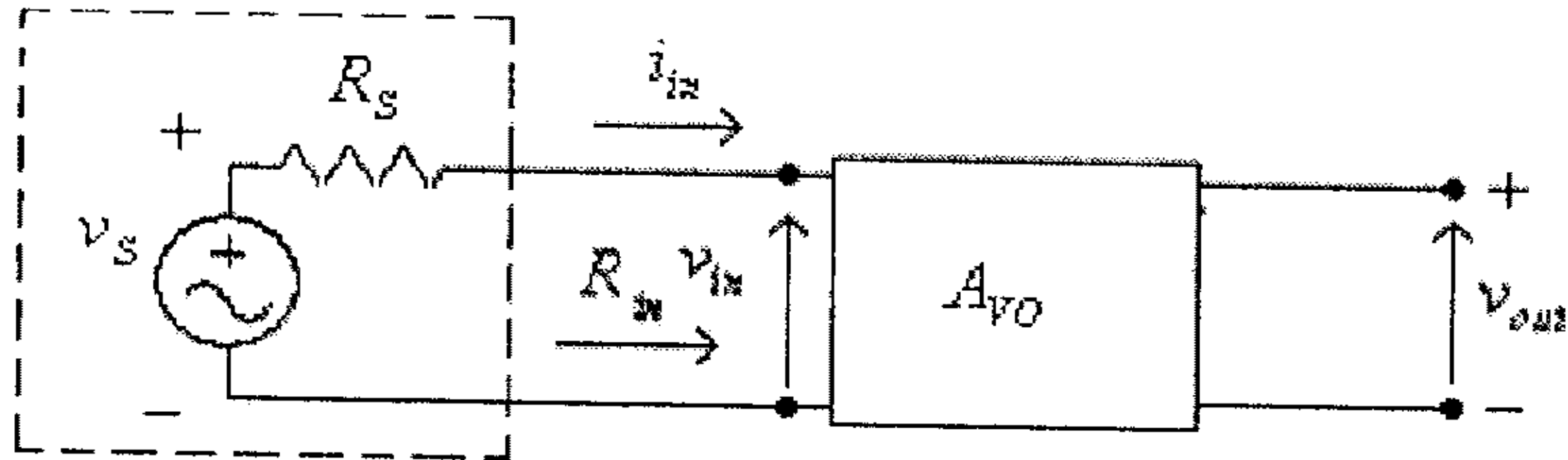
$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{\frac{v_{out}}{R_L}}{\frac{v_{in}}{R_{in}}} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = A_V \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = 80 \left( \frac{2}{8} \right) = 20$$

#### 4.5 تأثير المقاومة المدخلة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل أدناه يمثل دائرة تضخيم تُستخدم لتضخيم إشارة مأخوذة من

مصدر إشارة دائرته المكافئة (حسب نظرية *Thevenin*) ممثله بالمقاومة  $R_S$

ومصدر الجهد  $v_S$ .



شكل (15)

في هذه الدائرة:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \dots \dots \dots (1)$$

ولكن:

$$v_{in} = \frac{v_S \cdot R_{in}}{R_S + R_{in}} \dots \dots \dots (2)$$

حيث  $R_{in}$  هي المقاومة المدخلية لدائرة التضخيم.

وبتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد:

$$A_{VO} = \frac{v_{out} \cdot (R_S + R_{in})}{v_S \cdot R_{in}} \dots\dots\dots(3)$$

ومنها:

$$\frac{v_{out}}{v_S} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \cdot A_{VO} \dots\dots\dots(4)$$

وعادةً ما يرمز للقيمة  $\frac{v_{out}}{v_S}$  بالرمز  $A_{VS}$  ، أي أن:

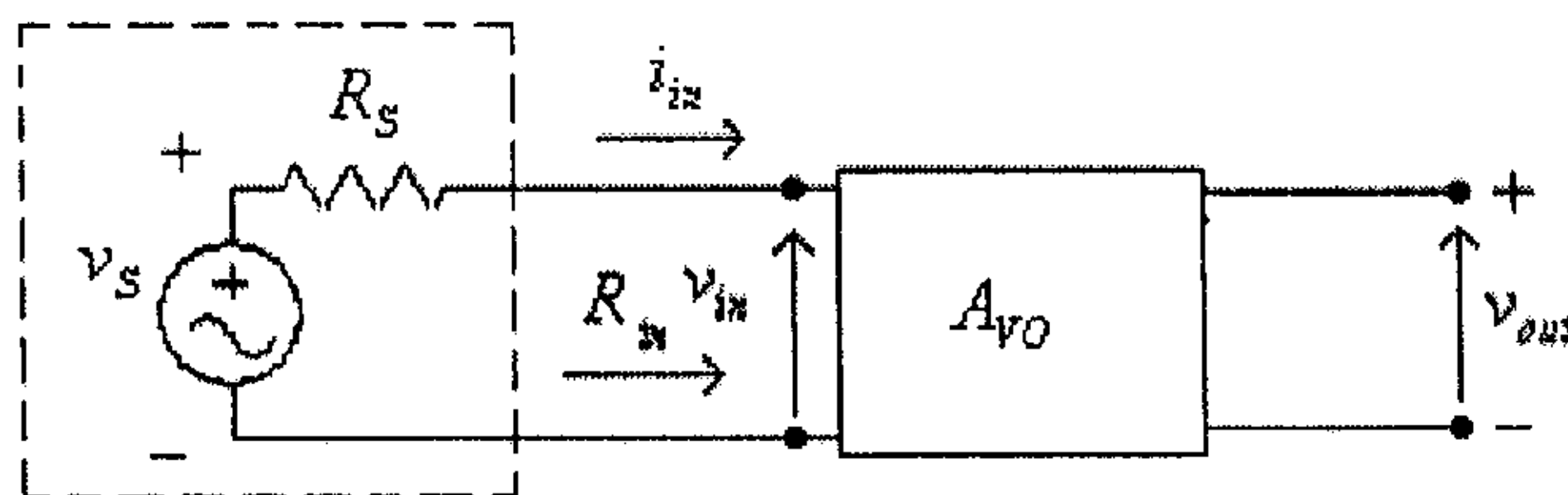
$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \cdot A_{VO}$$

**مثال (8):**

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$  ، يساوي 50 ،  
موصول مع مصدر إشارة مقاومته الداخلية تساوي  $1k\Omega$  . أوجد قيمة معامل  
تضخيم الفولطية  $A_{VS}$  إذا علمت أن المقاومة المدخلية للمضخم هي على  
التوالي:  $100\Omega$  ,  $200\Omega$  ,  $500\Omega$  ,  $1k\Omega$  ,  $10k\Omega$  و  $100k\Omega$  .

**الحل:**

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع مصدر الإشارة الموصول على مدخله  
هي كما في الشكل التالي.



شكل (16)

من كون أن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{R_{in}}{1000 + R_{in}}$$

نجد أنه:

- عند  $R_{in} = 100\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{100}{1000 + 100} = 4.55$$

- عند  $R_{in} = 200\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{200}{1000 + 200} = 8.33$$

- عند  $R_{in} = 500\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{500}{1000 + 500} = 16.67$$

- عند  $R_{in} = 1k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 1000} = 25$$

- عند  $R_{in} = 10k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{10000}{1000 + 10000} = 45.45$$

- عند  $R_{in} = 100k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = 50 \cdot \frac{100000}{1000 + 100000} = 49.5$$

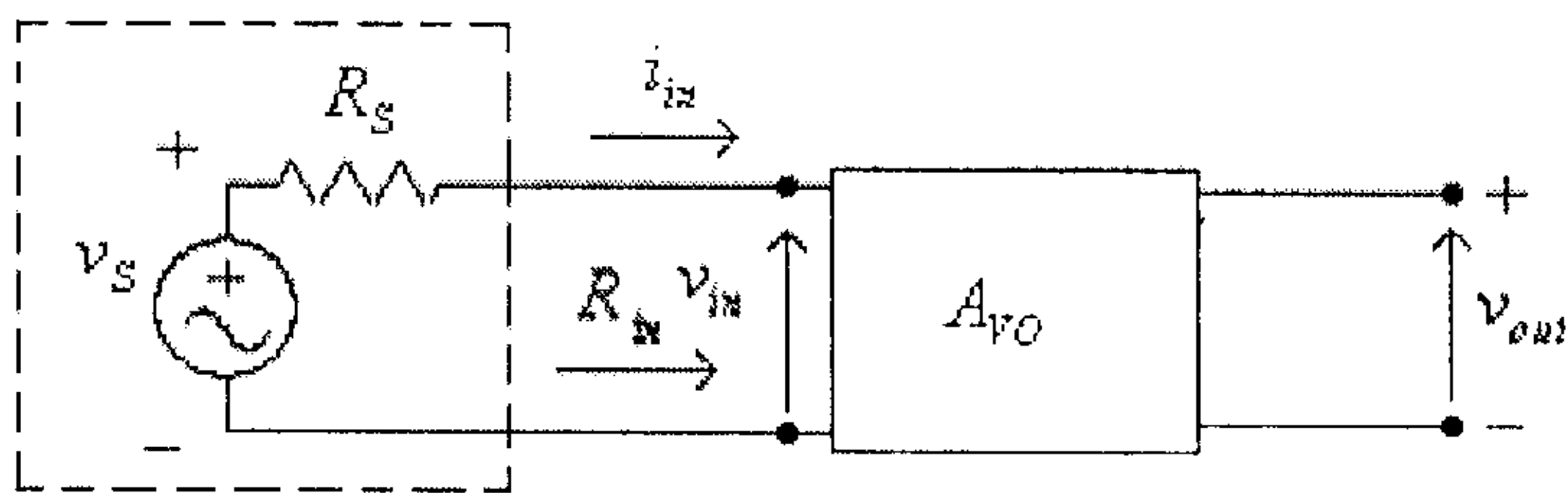
من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية يزداد بزيادة قيمة المقاومة المدخلة للمضخم.

مثال (9):

مضخم له معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل  $A_{VO}$ ، يساوي 50، ومقاومته المدخلة تساوي  $1k\Omega$ . أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية  $A_{VS}$  إذا علمت أن المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة الموصول مع مدخل هذا المضخم هي على التوالي:  $100\Omega$ ,  $200\Omega$ ,  $500\Omega$ ,  $1k\Omega$ ,  $10k\Omega$  و  $100k\Omega$ .

الحل:

الدائرة المكافئة لهذا المضخم مع مصدر الإشارة الموصول على مدخله هي كما في الشكل التالي.



شكل (17)

من كون أن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{R_S + 1000}$$

نجد أنه:

- عند  $R_S = 100\Omega$ ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{100 + 1000} = 45.45$$

- عند  $R_S = 200\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{200 + 1000} = 41.67$$

- عند  $R_S = 500\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{500 + 1000} = 33.33$$

- عند  $R_S = 1k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{1000 + 1000} = 25$$

- عند  $R_S = 10k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{10000 + 1000} = 4.55$$

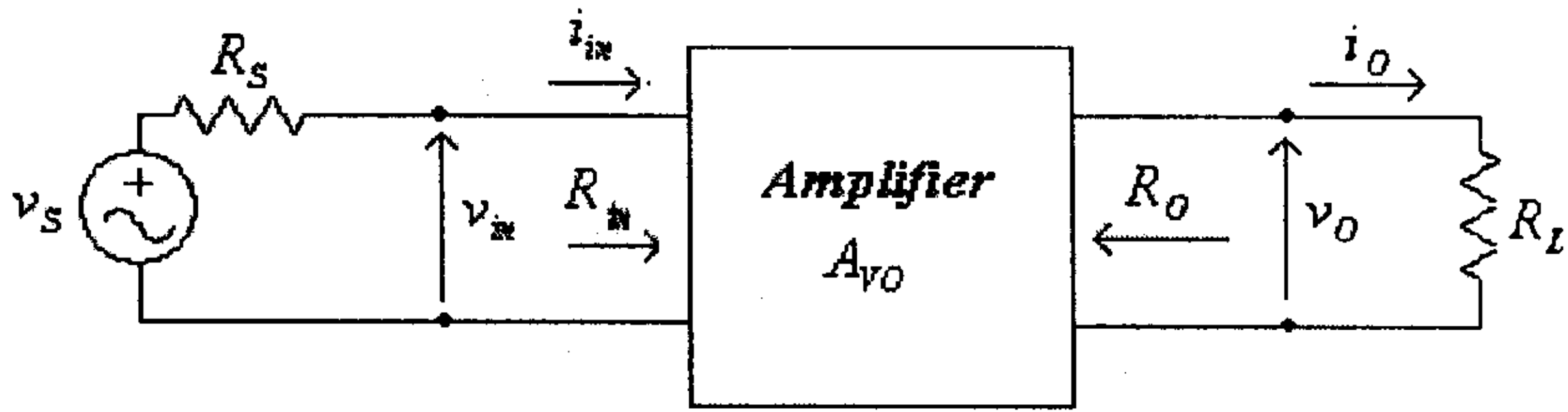
- عند  $R_S = 100k\Omega$  ، فإن:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = A_{VO} \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = 50 \cdot \frac{1000}{100000 + 1000} = 0.495$$

من هذا المثال يستنتج أن معامل تضخيم الفولطية يقل بزيادة قيمة المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة.

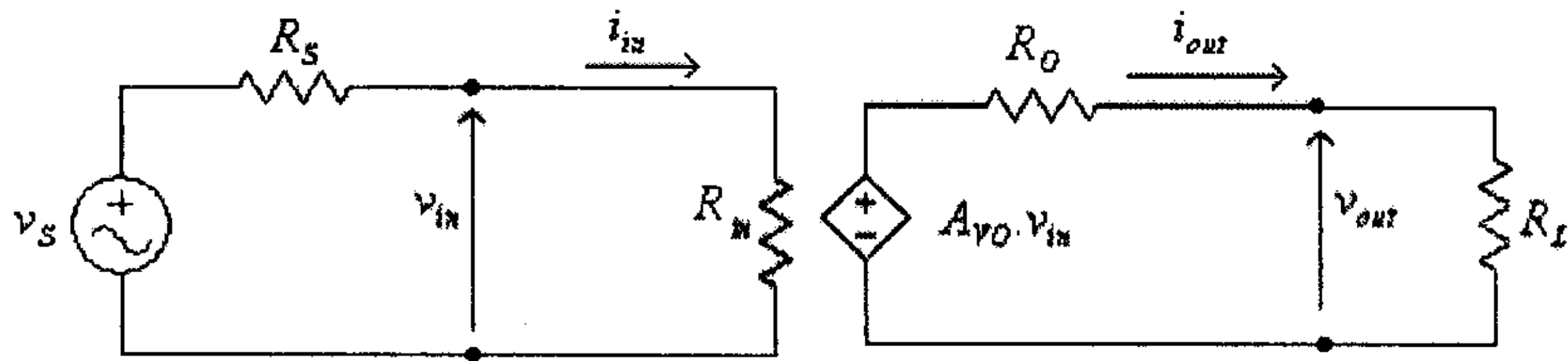
#### 4.6 التأثير المشترك للمقاومتين المدخلية والمخرجة للمضخم على معامل تضخيم الفولطية.

الشكل التالي يبين مضخم مقاومته المدخلية  $R_{in}$  ومقاومته المخرجة  $R_o$  ومعامل تضخيم الفولطية في حالة الاحمل  $A_{VO}$  ، موصول مع مدخل هذا المضخم مصدر إشارة فولطية داخلية  $v_S$  ومقاومته الداخلية  $R_S$  وموصول على مخرجه حمل مقاومته  $R_L$ .



شكل (18)

وبعد إستبدال المضخم بدائرتة المكافئة تصبح هذه الدائرة كمايلي.



شكل (19)

من هذه الدائرة، نجد:

$$v_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in} \cdot R_L}{R_o + R_L} \dots \dots \dots (1)$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية بين مدخل المضخم ومخرجه هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot R_L}{R_o + R_L} \dots \dots \dots (2)$$

وكذلك:

$$v_{in} = \frac{v_s \cdot R_{in}}{R_s + R_{in}} \dots \dots \dots (3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (1)، نجد:

$$v_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_s \cdot R_L \cdot R_{in}}{(R_o + R_L) \cdot (R_s + R_{in})} \dots \dots (4)$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية بين الفولطية الداخلية لمصدر الإشارة

ومخرج المضخم هو:

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A_{VO} \cdot R_L \cdot R_{in}}{(R_O + R_L) \cdot (R_S + R_{in})} \dots (5)$$

وكذلك:

$$i_{out} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in}}{R_O + R_L} \dots (6)$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} \dots (7)$$

أي أن معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot v_{in}}{R_O + R_L} \cdot \frac{R_{in}}{v_{in}} = \frac{A_{VO} \cdot R_{in}}{R_O + R_L} = A_V \cdot \frac{R_{in}}{R_L} \dots (8)$$

**مثال (10):**

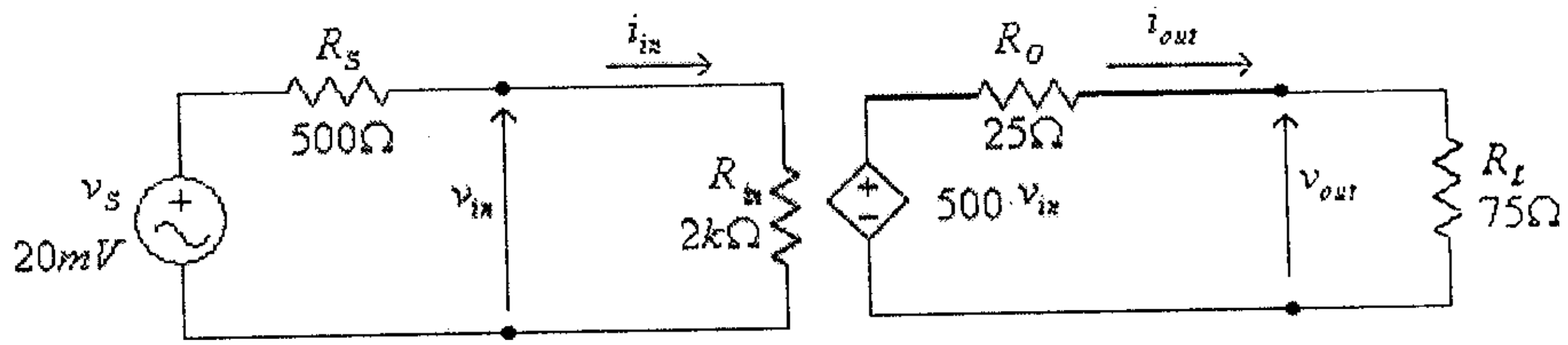
مضخم فولطية له مقاومة مدخلة قيمتها  $2k\Omega$  ومقاومة مخرجة قيمتها  $25\Omega$  ومعامل تضخيم فولطية في حالة الاحمل مقداره 500، يستخدم هذا المضخم لتضخيم إشارة مصدر فولطية له مقاومة داخلية مقدارها  $500\Omega$  وفولطية داخلية مقدارها  $20mV$ ، موصل على مخرج هذا المضخم حمل مقاومته  $75\Omega$ . أوجد معامل تضخيم الفولطية  $A_V = \frac{v_O}{v_{in}}$ ، ومعامل تضخيم

$$A_{VS} = \frac{v_O}{v_S} \text{ ، وكذلك معامل تضخيم التيار } A_i = \frac{i_O}{i_{in}} .$$

**الحل:**

الدائرة المكافئة للمضخم ومصدر الإشارة والاحمل، هي كما في الشكل

التالي.



شكل (20)

من هذه الدائرة:

$$v_{in} = \frac{v_s \cdot R_{in}}{R_s + R_{in}} = \frac{20 \times 10^{-3} (2000)}{500 + 2000} = 16 \times 10^{-3} V = 16 mV$$

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} = (500) \cdot (16 \times 10^{-3}) \cdot \frac{75}{25 + 75} = 6V$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{6}{16 \times 10^{-3}} = 375$$

$$A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{6}{20 \times 10^{-3}} = 300$$

التيار المخرجي هو:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L} = \frac{6}{75} = 0.08 A = 80 mA$$

التيار المدخلي هو:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_{in}} = \frac{16 \times 10^{-3}}{2000} = 8 \times 10^{-6} A = 8 \mu A$$

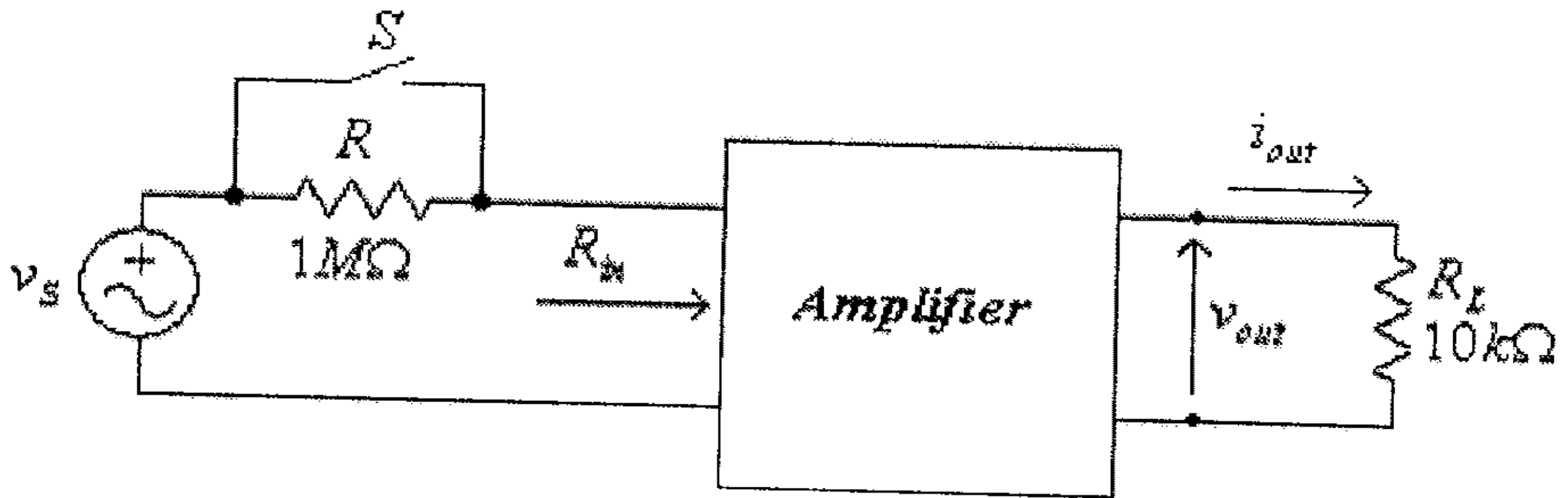
وبالتالي، فإن معامل تضخيم التيار هو:

$$A_i = \frac{i_o}{i_{in}} = \frac{80 \times 10^{-3}}{8 \times 10^{-6}} = 10000$$



## مثال (11):

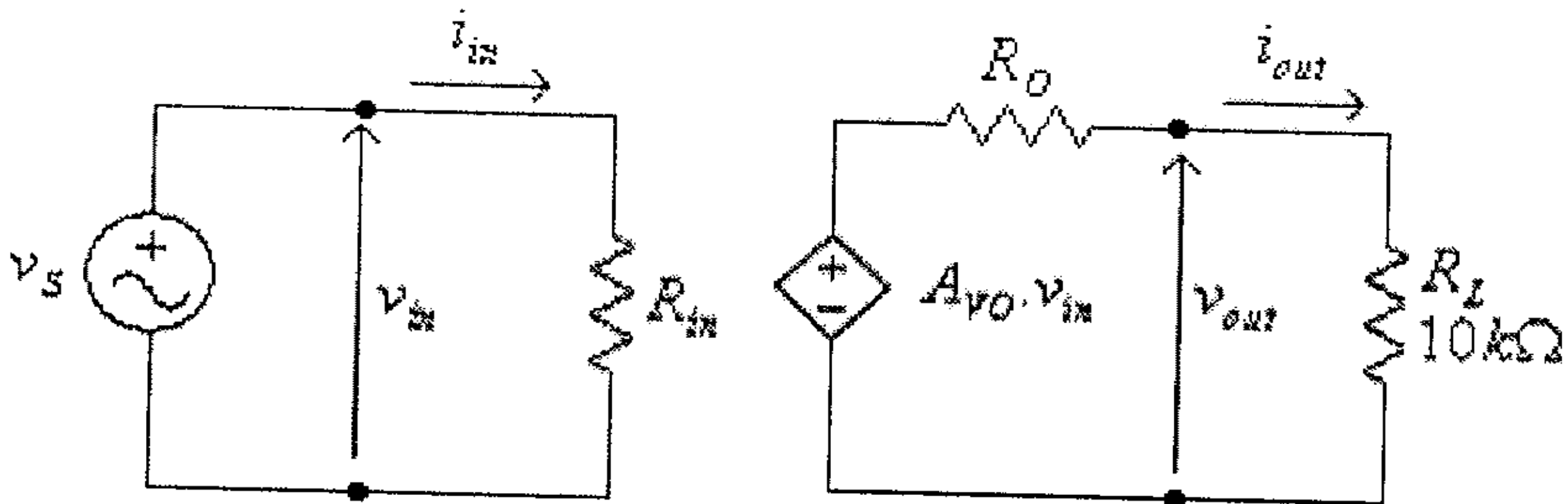
للدائرة التالية، وإذا علمت أن الفولطية المخرجة تساوي  $100mV$  عندما يكون المفتاح  $S$  مغلقاً وأن هذه الفولطية تصبح  $50mV$  عندما يكون المفتاح مفتوحاً، أوجد قيمة المقاومة المدخلية لهذا المضخم.



شكل (21)

الحل:

عندما يكون المفتاح مغلقاً فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (22)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ولكن:

$$v_{in} = v_S$$

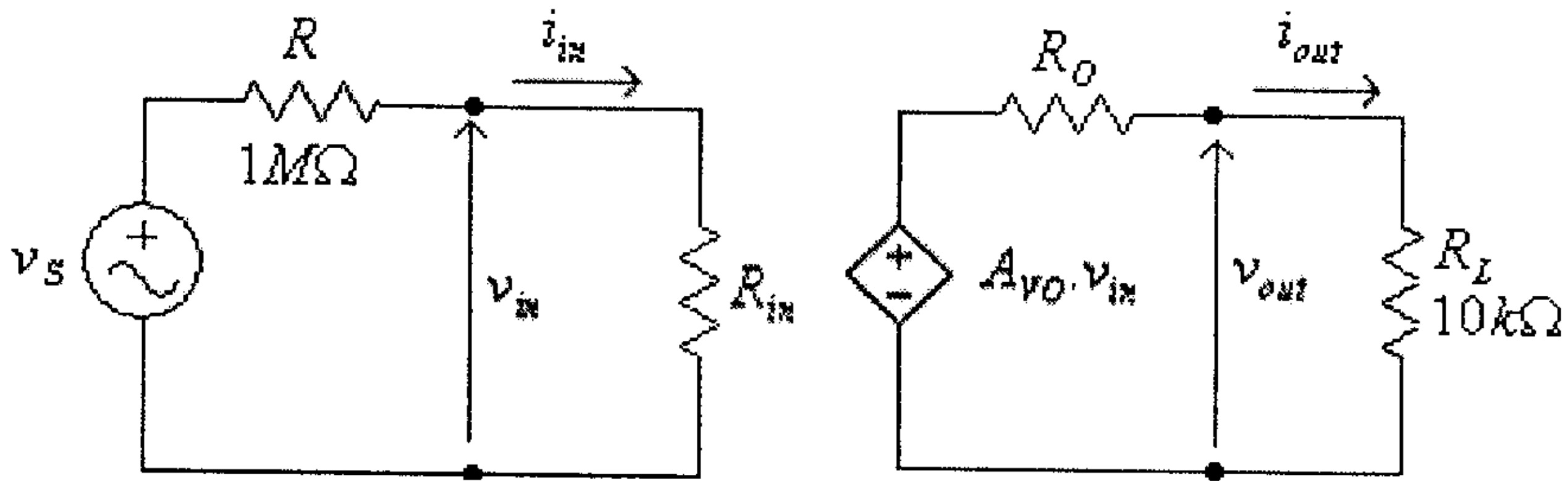
وبالتالي فإن:

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L}$$

ومنها:

$$100 \times 10^{-3} = A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3} \dots\dots\dots(1)$$

عندما يكون المفتاح مفتوحاً فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (23)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{R_L}{R_O + R_L} = A_{VO} \cdot v_{in} \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3}$$

ولكن:

$$v_{in} = v_S \cdot \frac{R_{in}}{R + R_{in}} = v_S \cdot \frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}}$$

وبالتالي فإن:

$$v_{out} = A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}} \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3}$$

ومنها:

$$50 \times 10^{-3} = A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}} \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3} \dots\dots\dots(2)$$

وبقسمة المعادلتين (1) و (2)، نجد:

$$\frac{100 \times 10^{-3}}{50 \times 10^{-3}} = \frac{A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3}}{A_{VO} \cdot v_S \cdot \frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}} \cdot \frac{10 \times 10^3}{R_O + 10 \times 10^3}}$$

ومنها:

$$2 = \frac{1}{\frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}}}$$

أي أن:

$$\frac{R_{in}}{1 \times 10^6 + R_{in}} = \frac{1}{2}$$

ومنها:

$$1 \times 10^6 + R_{in} = 2R_{in}$$

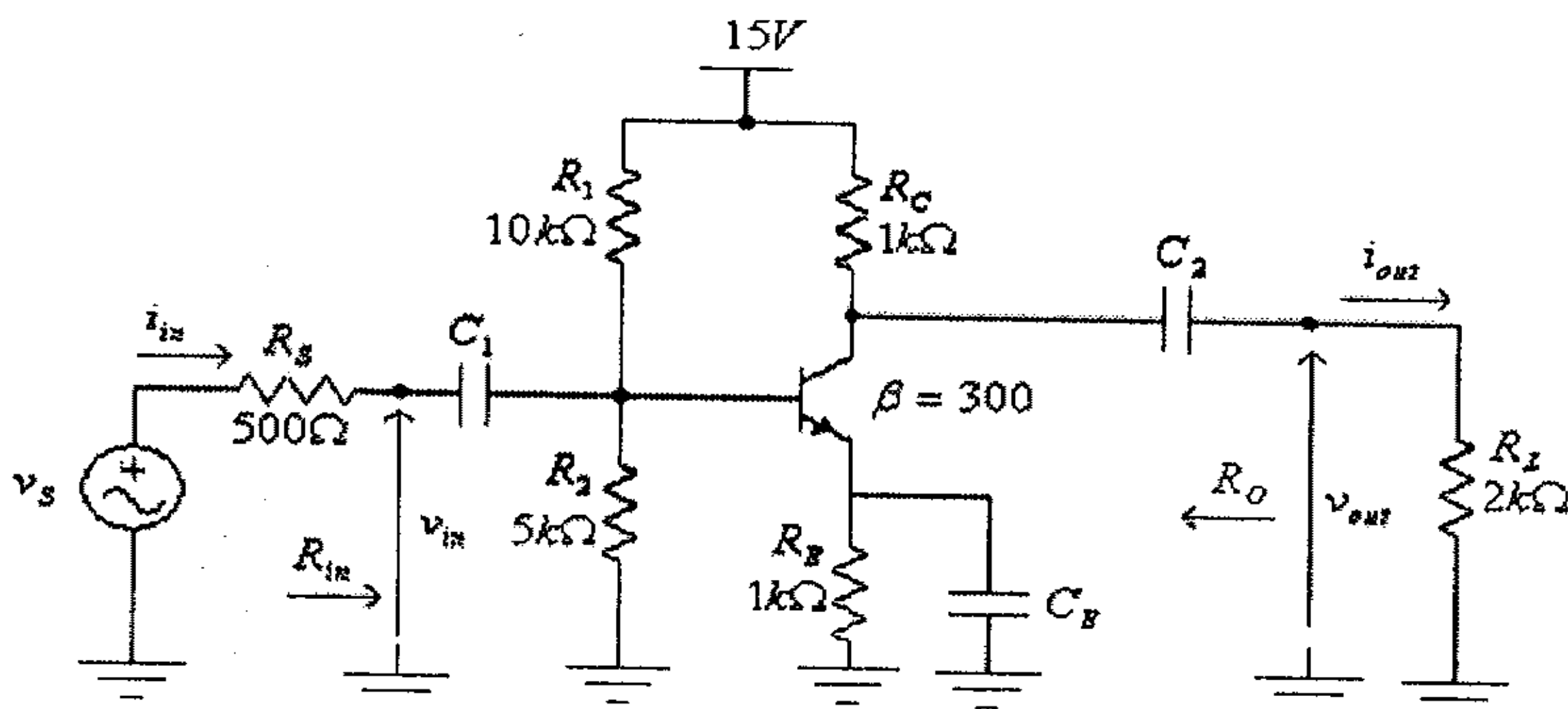
أي أن:

$$R_{in} = 1 \times 10^6 \Omega = 1M\Omega$$

مثال (12):

لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $A_V$ ،  $A_{VO}$ ،  $R_O$ ،  $R_{in}$  و  $A_i$ .

وإذا علمت أن  $v_S(t) = 0.001 \sin(\omega t)$  أرسم موجة الفولطية المخرجة.



شكل (24)

الحل:

بعد فصل الحمل  $R_L$  ومصدر الإشارة تصبح هذه الدائرة نفس الدائرة التي تم دراستها في مثال (7) من الوحدة الثانية من هذا الكتاب، والتي تم لها إيجاد أن:

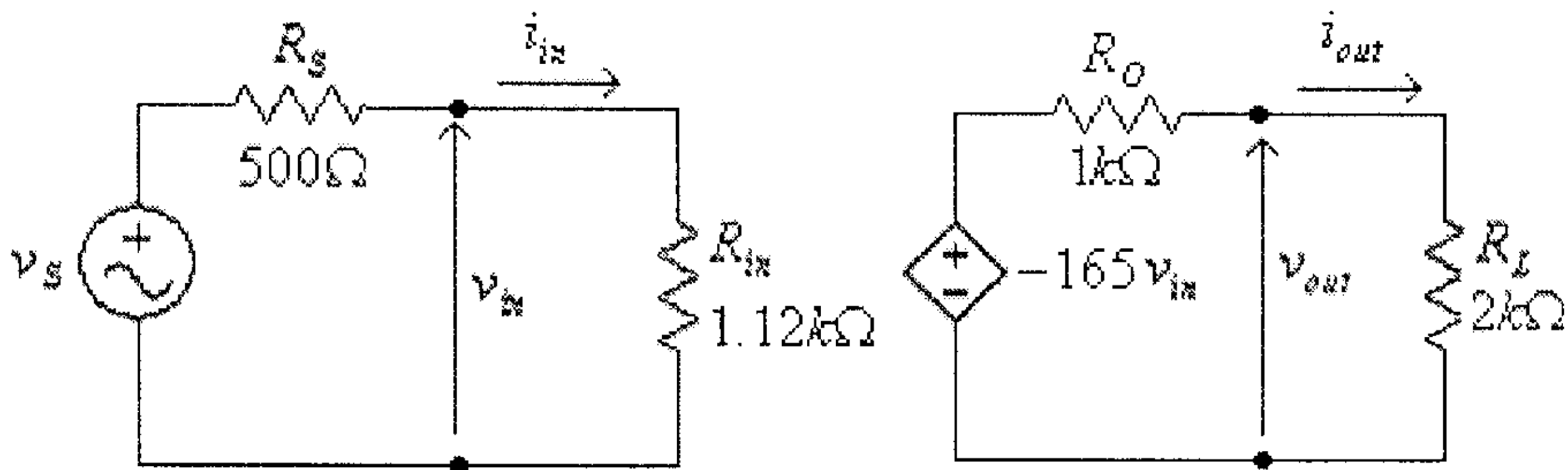
$$R_{in} = 1.12k\Omega$$

و:

$$R_O = R_C = 1k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

أي أن الدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (25)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = \frac{-165v_{in} \cdot R_L}{R_O + R_L}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{165 \cdot R_L}{R_O + R_L} = -\frac{165 \cdot (2000)}{1000 + 2000} = -110$$

و:

$$A_i = A_v \cdot \frac{R_{in}}{R_L} = -(110) \cdot \frac{1120}{2000} = -61.5$$

و:

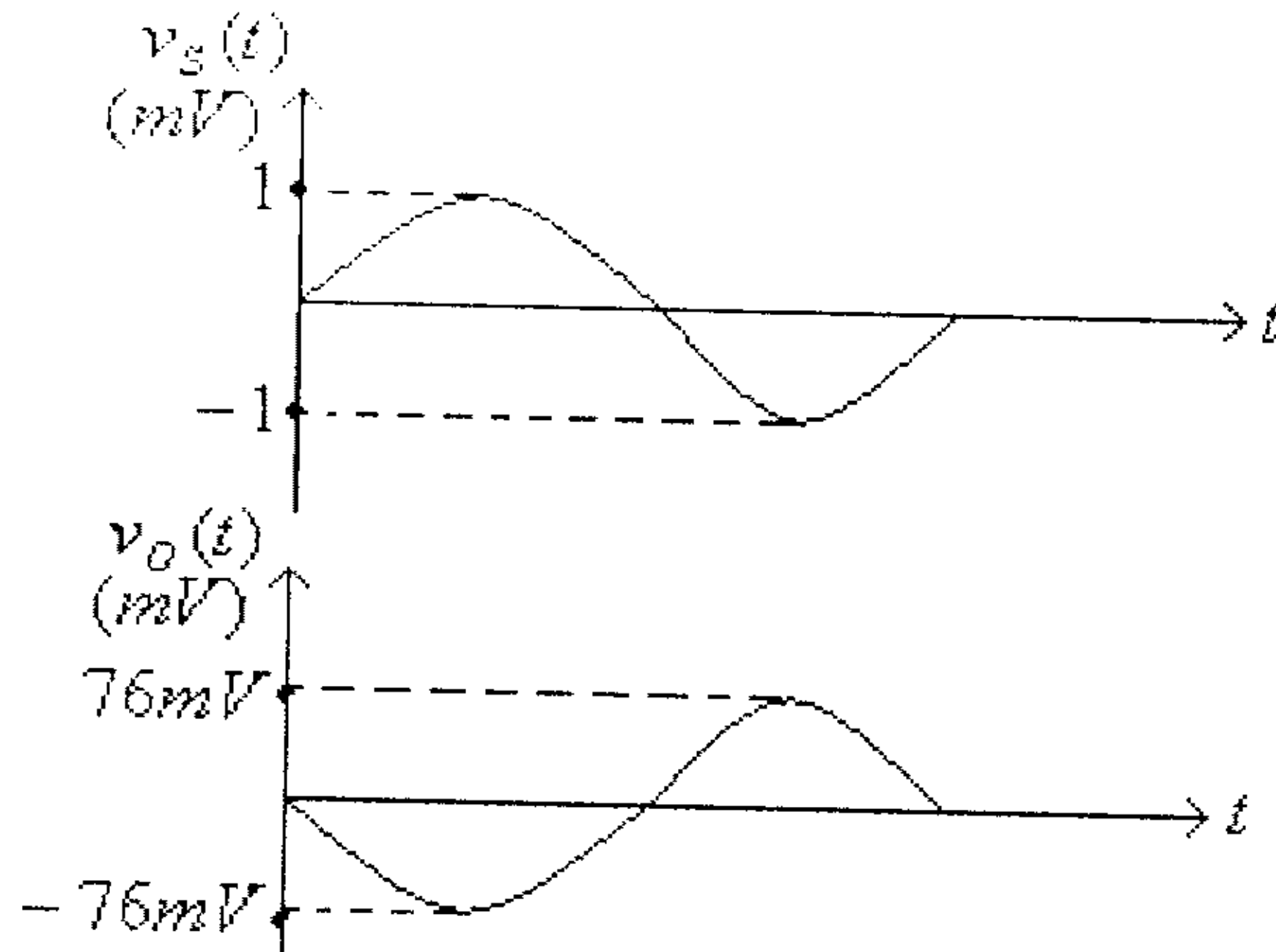
$$v_{in} = v_S \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} = v_S \cdot \frac{1120}{1120 + 500} = 0.691v_S$$

$$= 0.000691 \sin(\omega t)$$

و

$$v_{out} = A_v \cdot v_{in} = -110(0.000691 \sin(\omega t)) = -0.076 \sin(\omega t)$$

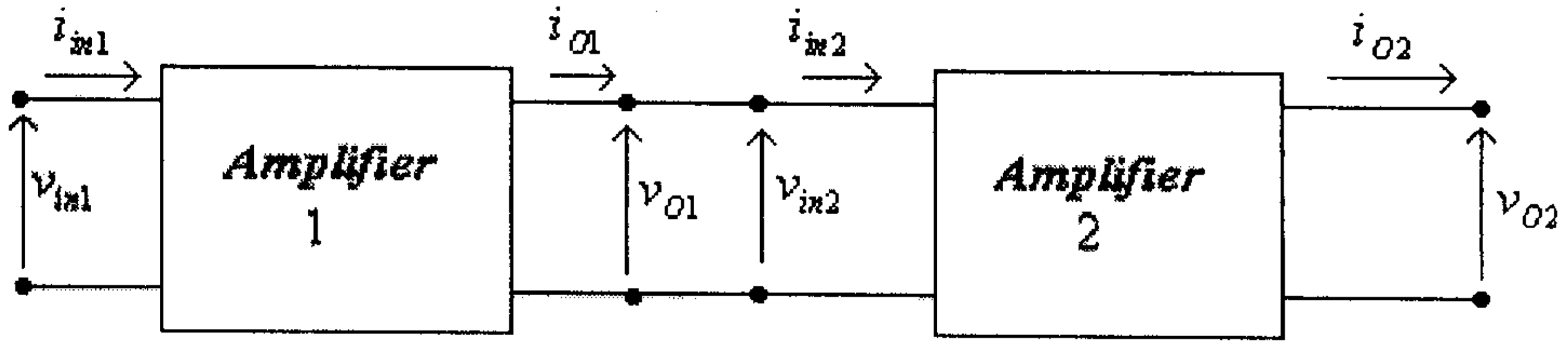
الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجة لهذه الدائرة:



شكل (26)

#### 4.7 التوصيل التسلسلي للمضخمات

كثيراً، ولزيادة قيمة معامل التضخيم أو حتى لتغيير إشارته، ما يتم توصيل مضخمين أو أكثر بشكل متسلسل، أي أن مخرج المضخم الأول يوصل مع مدخل المضخم الثاني، وهكذا، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (27)

في هذه الحالة، فإن معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_V = \frac{v_{O2}}{v_{in1}} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} \cdot \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = A_{V1} \cdot A_{V2}$$

حيث  $A_{V1}$  و  $A_{V2}$  هما معاملتا تضخيم الفولطية للمضخمين الأول والثاني على التوالي.

وبنفس الطريقة فإن معامل تضخيم التيار هو:

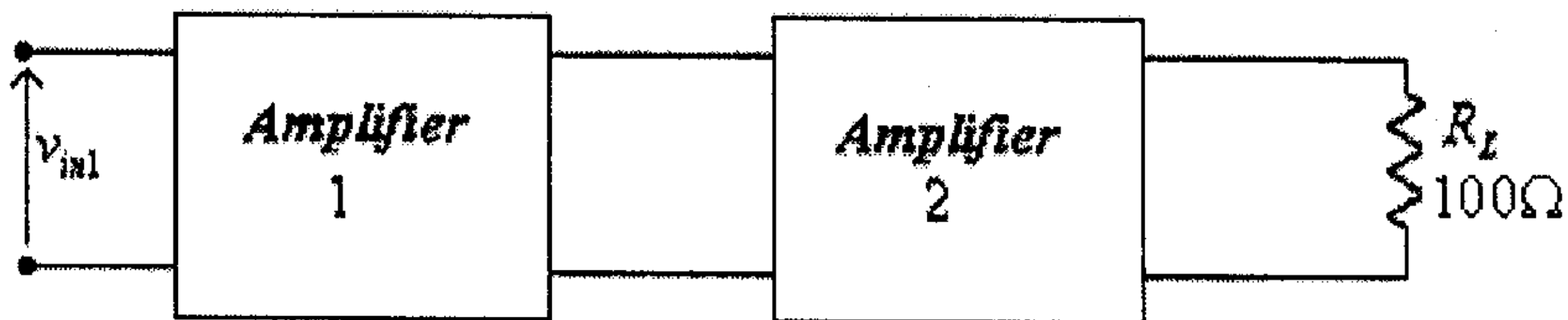
$$A_i = \frac{i_{O2}}{i_{in1}} = \frac{i_{O1}}{i_{in1}} \cdot \frac{i_{O2}}{i_{in2}} = A_{i1} \cdot A_{i2}$$

حيث  $A_{i1}$  و  $A_{i2}$  هما معاملتا تضخيم التيار للمضخمين الأول والثاني على التوالي.

مثال (13):

دائرة تضخيم تتكون من مرحلتين (مضخمين) موصولين على

التسلسل كما في الشكل التالي.



شكل (28)

وإذا علمت أنه:

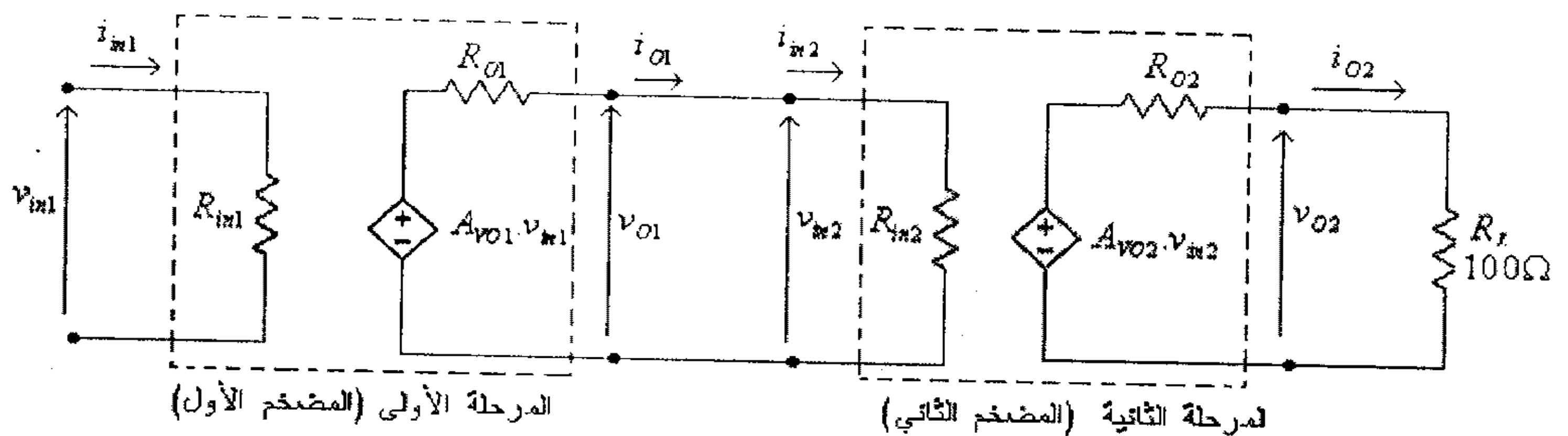
- للمرحلة الأولى (المضخم الأول):  $A_{VO1} = 200$  ،  $R_{in1} = 1M\Omega$  ،  
 $R_{O1} = 500\Omega$

- للمرحلة الثانية (المضخم الثاني):  $A_{VO2} = 100$  ،  $R_{in2} = 1.5k\Omega$  ،  
 $R_{O2} = 100\Omega$

أوجد معامل تضخيم الفولطية ومعامل تضخيم التيار لكل من  
المرحلتين وكذلك معامل تضخيم الفولطية الكلي ومعامل تضخيم التيار  
الكلي.

الحل:

الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

من هذه الدائرة:

معامل تضخيم الفولطية للمرحلة الأولى هو:

$$A_{V1} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1} \cdot v_{in1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}} = (200) \cdot \frac{1500}{500 + 1500} = 150$$

معامل تضخيم الفولطية للمرحلة الثانية هو:

$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2} \cdot v_{in2} \cdot \frac{R_L}{R_{O2} + R_L}}{v_{in2}} = A_{VO2} \cdot \frac{R_L}{R_{O2} + R_L} = (100) \cdot \frac{100}{100+100} = 50$$

معامل تضخيم الفولطية الكلي هو:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = (150) \cdot (50) = 7500$$

معامل تضخيم التيار للمرحلة الأولى هو:

$$A_{i1} = \frac{i_{O1}}{i_{in1}} = \frac{\frac{v_{O1}}{R_{in2}}}{\frac{v_{in1}}{R_{in1}}} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} \cdot \frac{R_{in1}}{R_{in2}} = A_{V1} \cdot \frac{R_{in1}}{R_{in2}} = (150) \cdot \frac{1 \times 10^6}{1500} = 10^5$$

معامل تضخيم التيار للمرحلة الثانية هو:

$$A_{i2} = \frac{i_{O2}}{i_{in2}} = \frac{\frac{v_{O2}}{R_L}}{\frac{v_{in2}}{R_{in2}}} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} \cdot \frac{R_{in2}}{R_L} = A_{V2} \cdot \frac{R_{in2}}{R_L} = (50) \cdot \frac{1500}{100} = 750$$

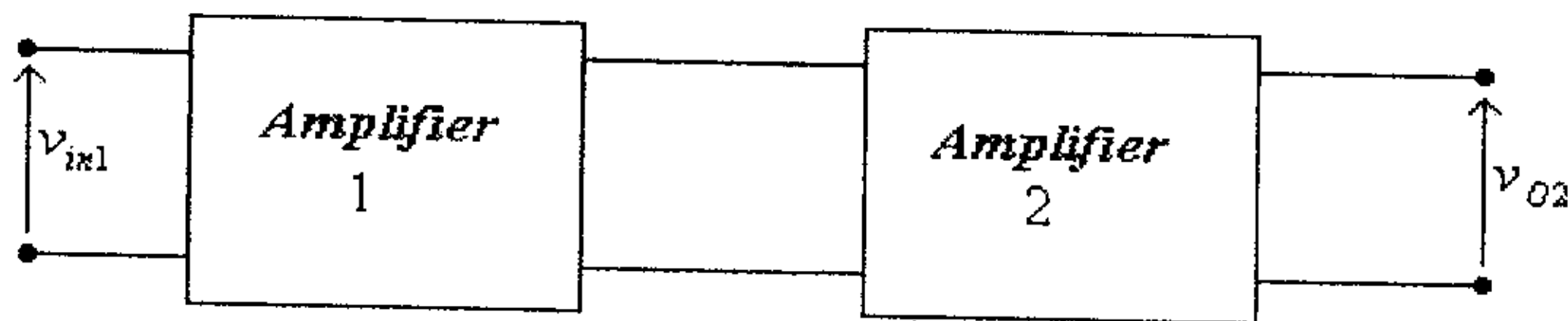
معامل تضخيم التيار الكلي هو:

$$A_i = A_{i1} \cdot A_{i2} = (10^5) \cdot (750) = 75 \times 10^6$$

مثال (14):

أوجد الدائرة المكافئة للمضخمين الموصولين على التسلسل والمبينين في

الشكل التالي.



شكل (30)



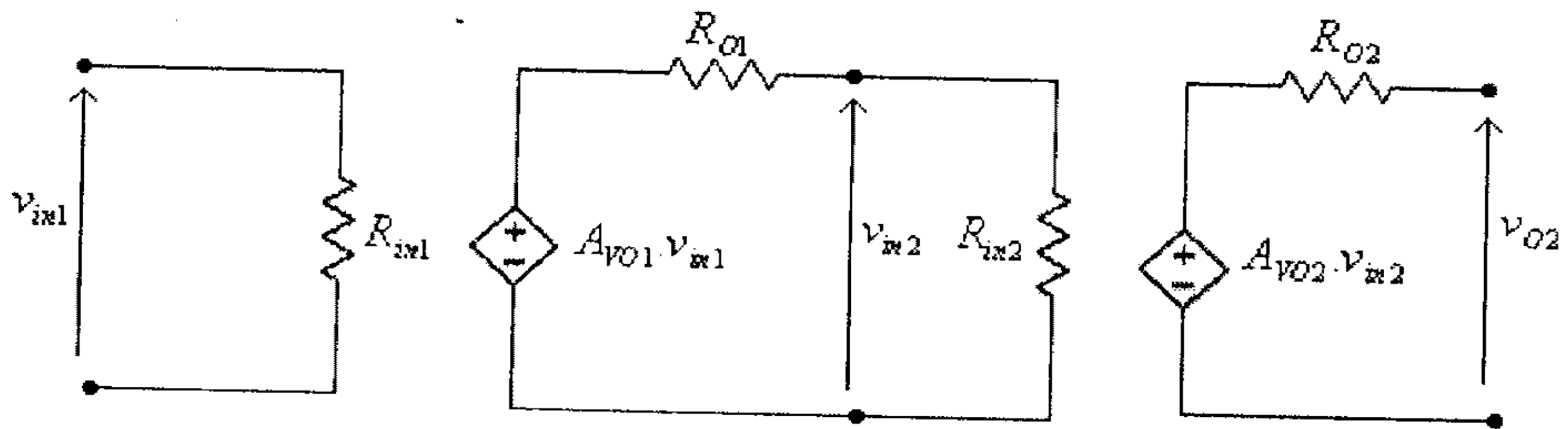
علماً بأنه:

- للمضخم الأول  $R_{O1} = 100\Omega$  ،  $R_{in1} = 1k\Omega$  ،  $A_{VO1} = 10$

- للمضخم الثاني  $R_{O2} = 200\Omega$  ،  $R_{in2} = 2k\Omega$  ،  $A_{VO2} = 20$

الحل:

بعد إستبدال كل من المضخمين بدائرتيه المكافئة، تصبح الدائرة المكافئة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (31)

من هذه الدائرة: المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in1} = 1k\Omega$$

المقاومة المخرجة هي:

$$R_o = R_{O2} = 200\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = A_{V1} \cdot A_{V2}$$

حيث:

$$A_{V1} = \frac{v_{in2}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1} \cdot v_{in1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}$$

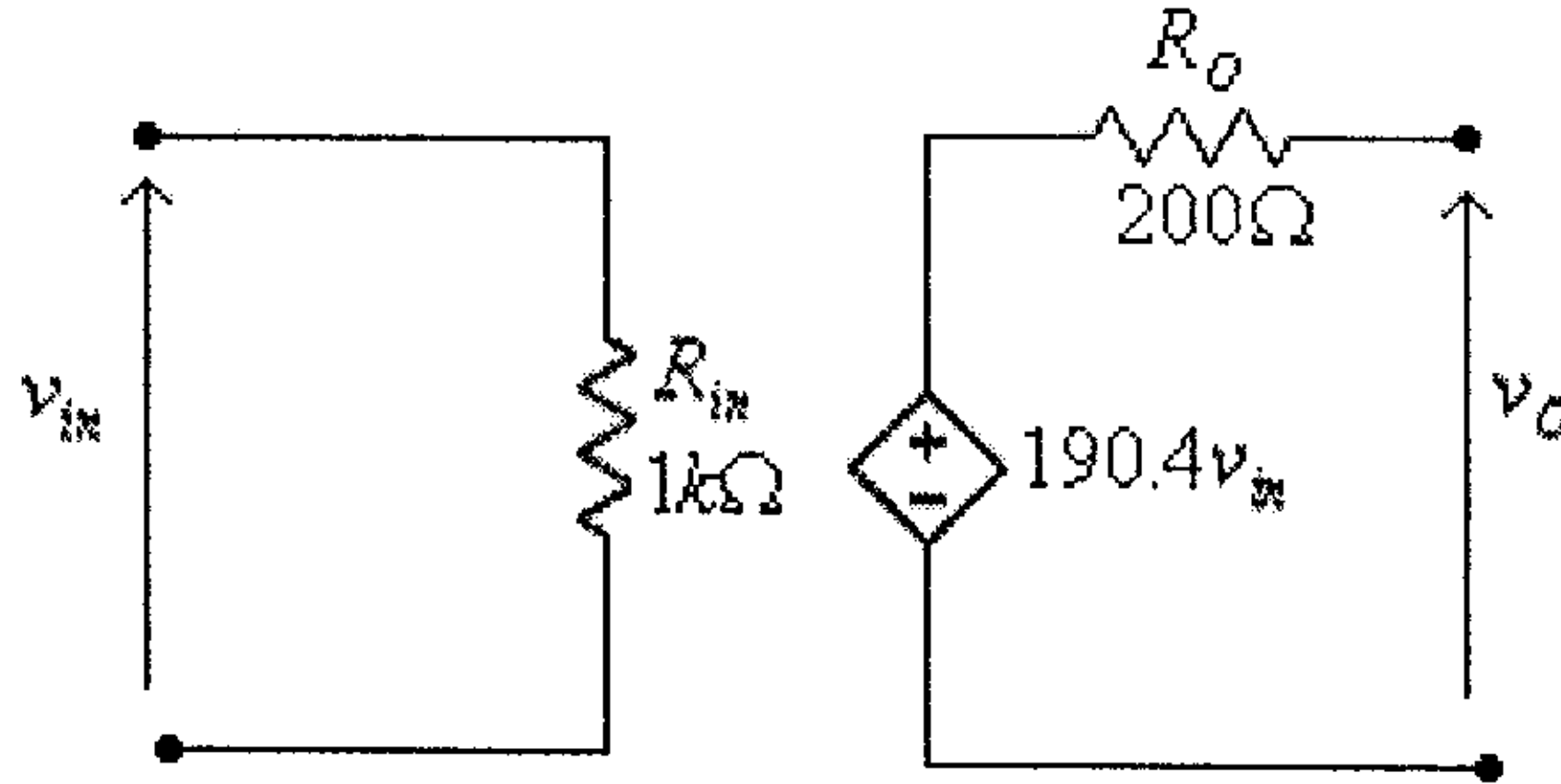
$$= (10) \cdot \frac{2000}{2000 + 100} = 9.52$$

$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2} \cdot v_{in2}}{v_{in2}} = A_{VO2} = 20$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = A_{V1} \cdot A_{V2} = (9.52) \cdot (20) = 190.4$$

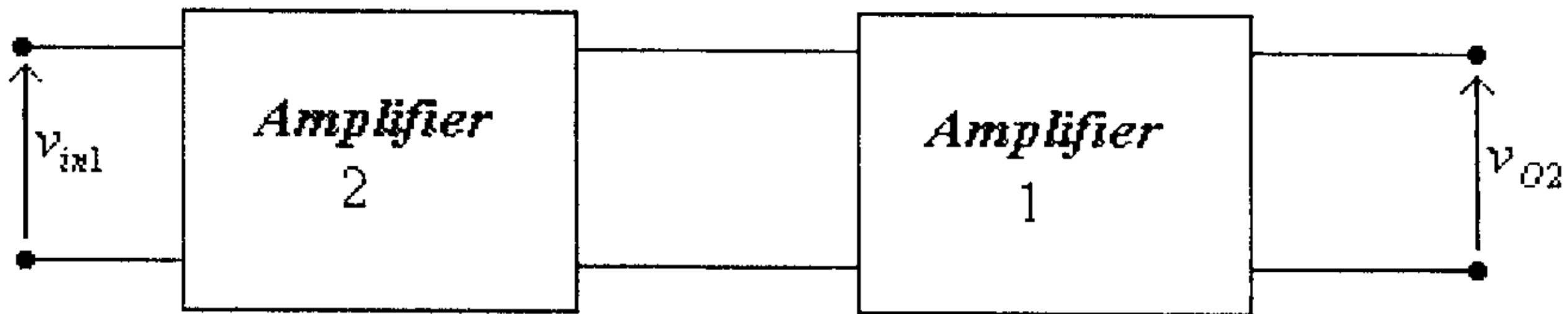
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (32)

مثال (15):

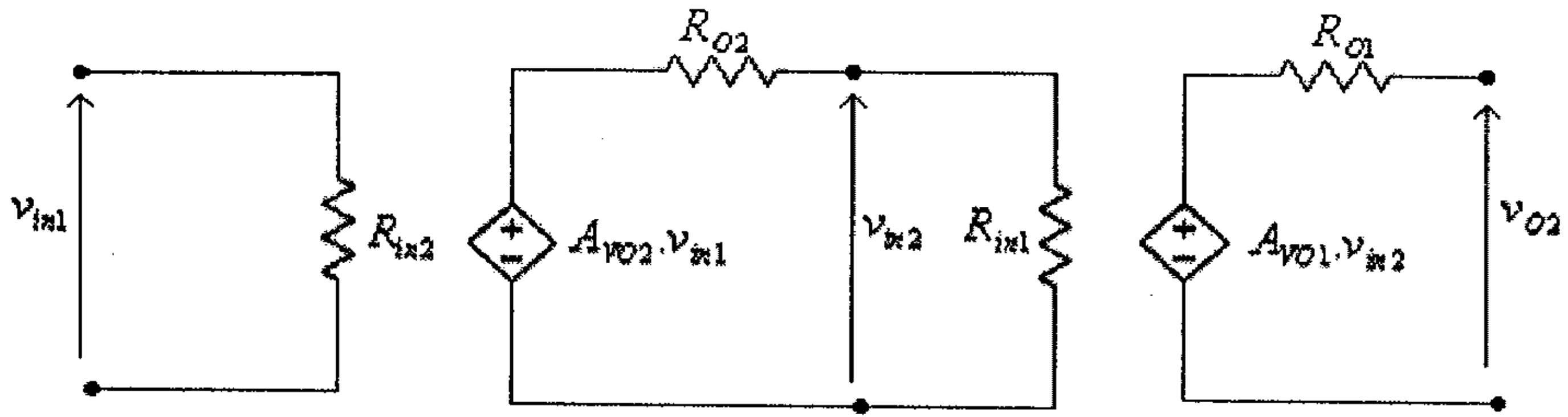
أعد حل المثال السابق، إذا تم إستبدال طريقة توصيل المضخمين وكما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (33)

الحل:

في هذه الحالة الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

من هذه الدائرة / المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in2} = 2k\Omega$$

المقاومة المخرجة هي:

$$R_O = R_{O1} = 100\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = A_{V2} \cdot A_{V1}$$

حيث:

$$A_{V2} = \frac{v_{in2}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO2} \cdot v_{in1} \cdot \frac{R_{in1}}{R_{O2} + R_{in1}}}{v_{in1}} = A_{VO2} \cdot \frac{R_{in1}}{R_{O2} + R_{in1}}$$

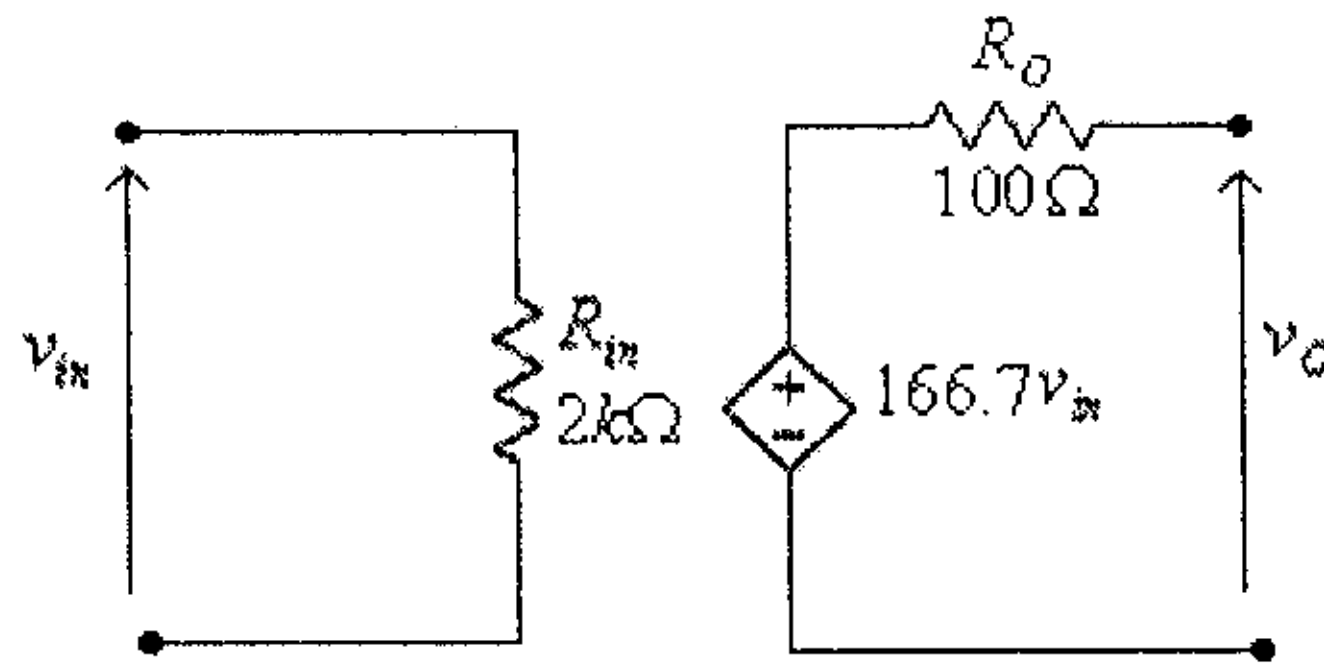
$$= (20) \cdot \frac{1000}{1000 + 200} = 16.67$$

$$A_{V1} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO1} \cdot v_{in2}}{v_{in2}} = A_{VO1} = 10$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = A_{V2} \cdot A_{V1} = (16.67) \cdot (10) = 166.7$$

أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (35)

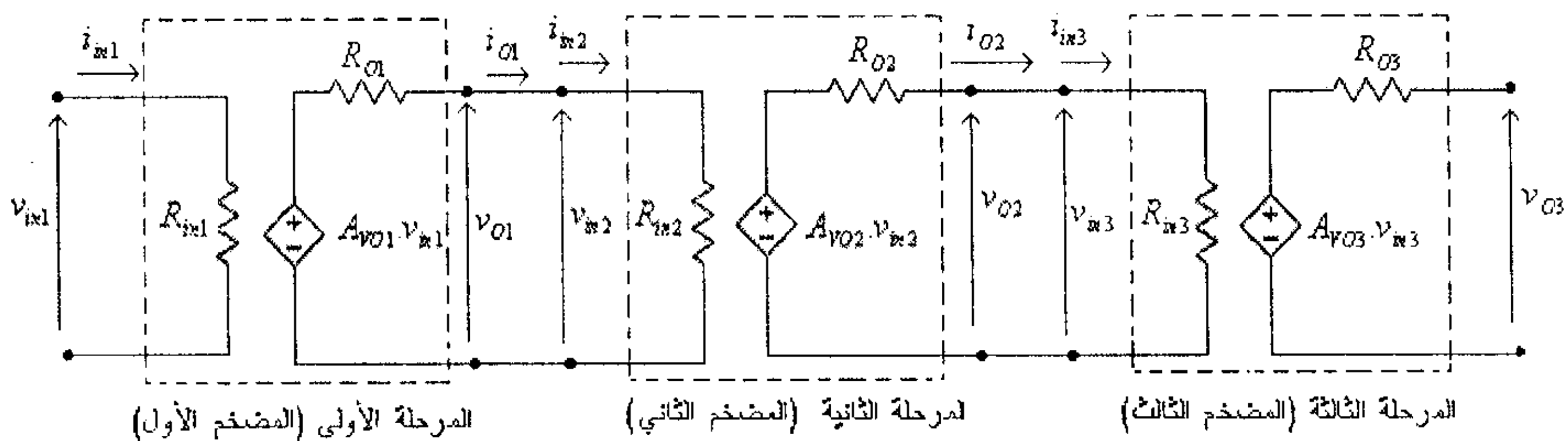
مثال (16):

دائرة تضخيم مكونة من ثلاث مراحل (مضخمات) موصولة على التسلسل وبالترتيب 1، 2، 3. إذا علمت أن مواصفات هذه المراحل هي كما هو في الجدول أدناه، أرسم الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه.

مرحلة التضخيم	$R_o$	$R_{in}$	$A_{VO}$
الأولى	$100\Omega$	$1k\Omega$	10
الثانية	$200\Omega$	$2k\Omega$	20
الثالثة	$300\Omega$	$3k\Omega$	30

الحل:

بعد إستبدال كل مرحلة (مضخم) بدائرتة المكافئة تصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما في الشكل أدناه.



شكل (36)

من هذه الدائرة يستنتج أن:

- المقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = R_{in1} = 1k\Omega$$

- المقاومة المخرجية هي:

$$R_o = R_{O3} = 300\Omega$$

- معامل تضخيم الفولطية الكلي هو:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3}$$

حيث:

$$A_{V1} = \frac{v_{O1}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1} \cdot v_{in1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}} = (10) \cdot \frac{2000}{100 + 2000} = 9.524$$

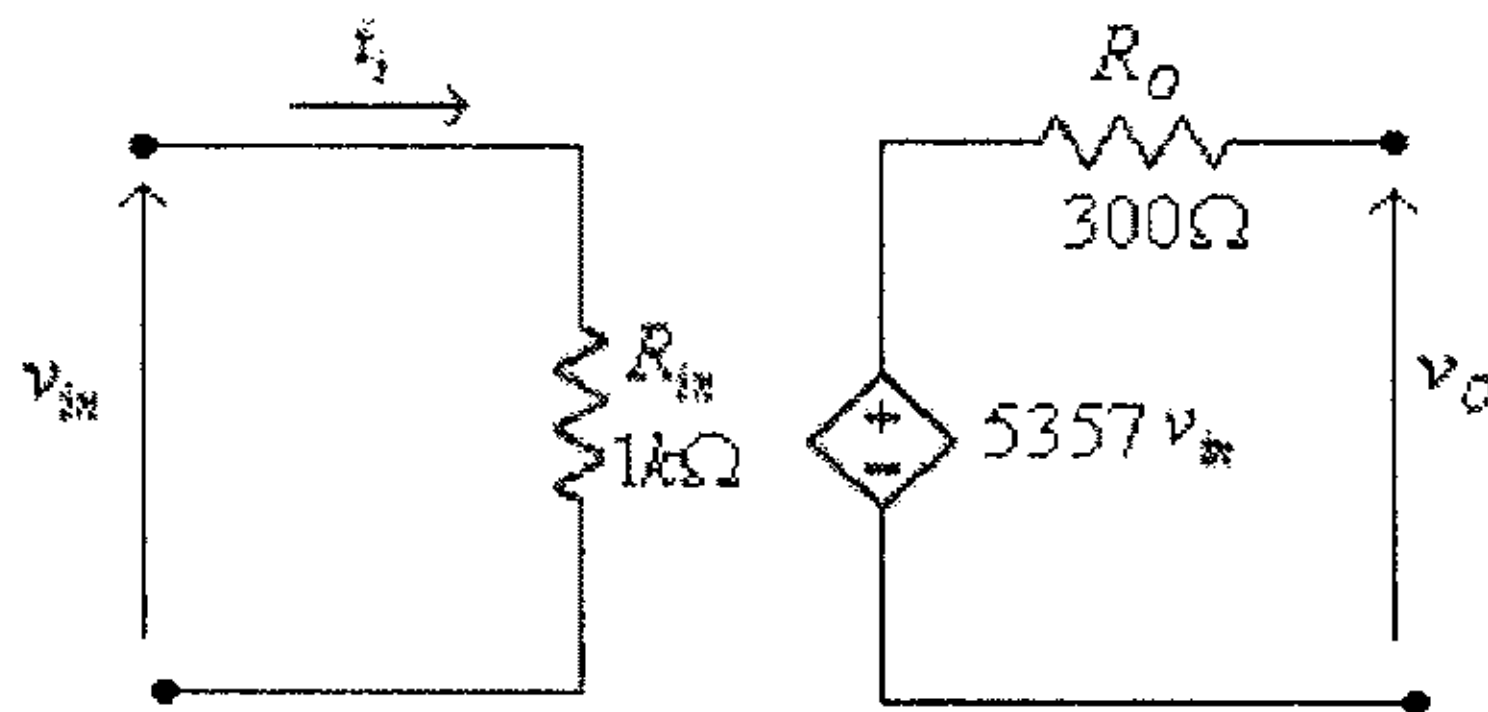
$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2} \cdot v_{in2} \cdot \frac{R_{in3}}{R_{O2} + R_{in3}}}{v_{in2}} = A_{VO2} \cdot \frac{R_{in3}}{R_{O2} + R_{in3}} = (20) \cdot \frac{3000}{200 + 3000} = 18.75$$

$$A_{V3} = \frac{v_{O3}}{v_{in3}} = \frac{A_{VO3} \cdot v_{in3}}{v_{in3}} = A_{VO3} = 30$$

أي أن معامل التضخيم الكلي هو:

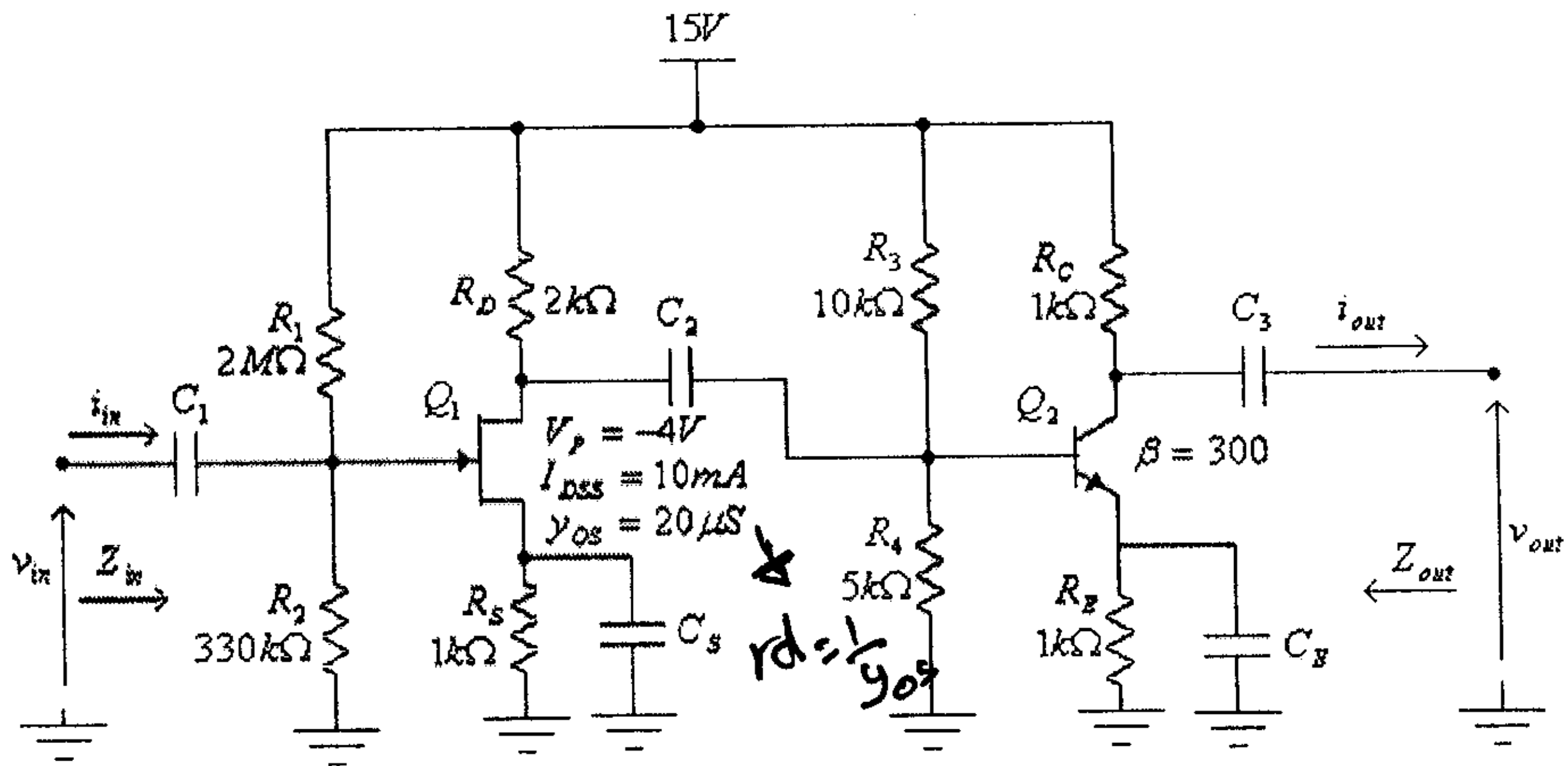
$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} = (9.524) \cdot (18.75) \cdot (30) = 5357$$

وبالتالي فإن الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم هذه هي كما في الشكل التالي.



شكل (37)

مثال (17): أوجد الدائرة المكافئة لدائرة التضخيم التالية.



شكل (38)

الحل:

هذه الدائرة مكونة من مرحلتين تضخيم موصولتين على التسلسل، هما:

- المرحلة الأولى مكونة من الترانزيستور  $Q_1$ ، ومقاومات الإنحياز  $R_1$ ،  $R_2$ ،  $R_D$ ، و  $R_S$ .

- المرحلة الثانية مكونة من الترانزيستور  $Q_2$ ، ومقاومات الإنحياز  $R_3$ ،  $R_4$ ،  $R_C$ ، و  $R_E$ .

لاحظ أن المكثف  $C_1$  يمنع مرور التيار الثابت من مصدر التغذية الى مصدر الإشارة، والمكثف  $C_3$  يمنع مرور التيار الثابت من مصدر التغذية الى الحمل، أما المكثف  $C_2$  فيعزل دائرتي الأنحياز للترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$ .

لقد تم دراسة دائرة تضخيم المرحلة الأولى في مثال (7) من الوحدة الثالثة، حيث تم إيجاد أن:

حسب 15

$$R_{in1} = 283.26k\Omega$$

$$R_{O1} = 1.923k\Omega$$

$$A_{VO1} = -5.83$$

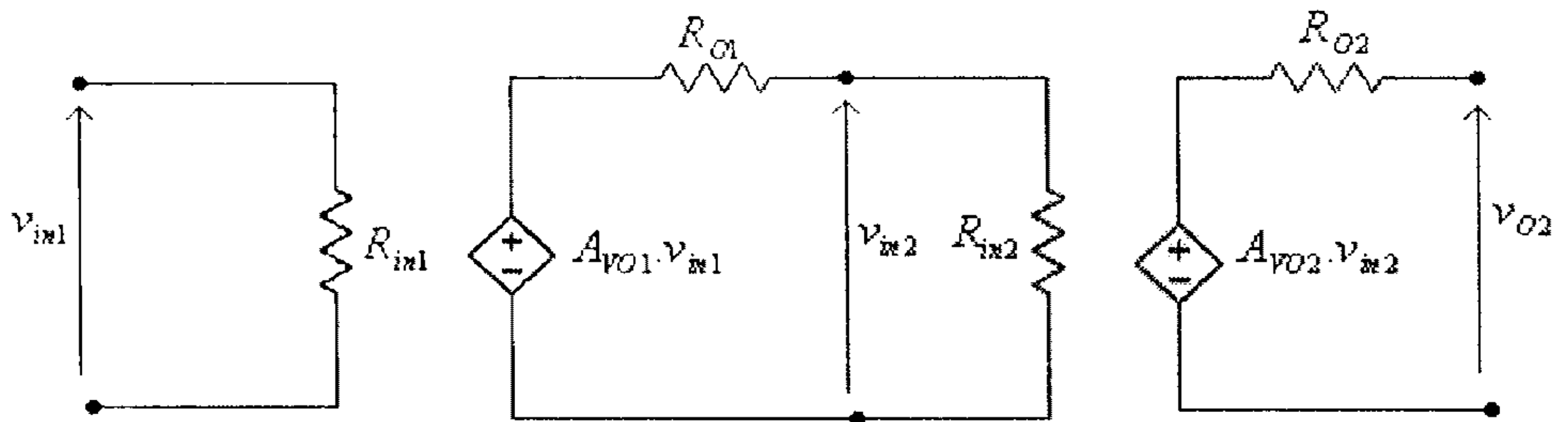
وقد تم دراسة دائرة تضخيم المرحلة الثانية في مثال (7) من الوحدة الثانية، حيث تم إيجاد أن:

$$R_{in2} = 1.12k\Omega$$

$$R_{O2} = 1k\Omega$$

$$A_{VO2} = -165$$

بعد إستبدال كل من المضخمين بدائرتهم المكافئة، تصبح الدائرة المكافئة كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (39)

من هذه الدائرة / الممانعة المدخلية هي:

$$R_m = R_{in1} = 283.26k\Omega$$

الممانعة المخرجة هي:

$$R_o = R_{O2} = 1k\Omega$$

معامل تضخيم الفولطية هو:

$$A_{VO} = A_{V1} \cdot A_{V2}$$

حيث:

$$A_{V1} = \frac{v_{in2}}{v_{in1}} = \frac{A_{VO1} \cdot v_{in1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}}{v_{in1}} = A_{VO1} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{O1} + R_{in2}}$$

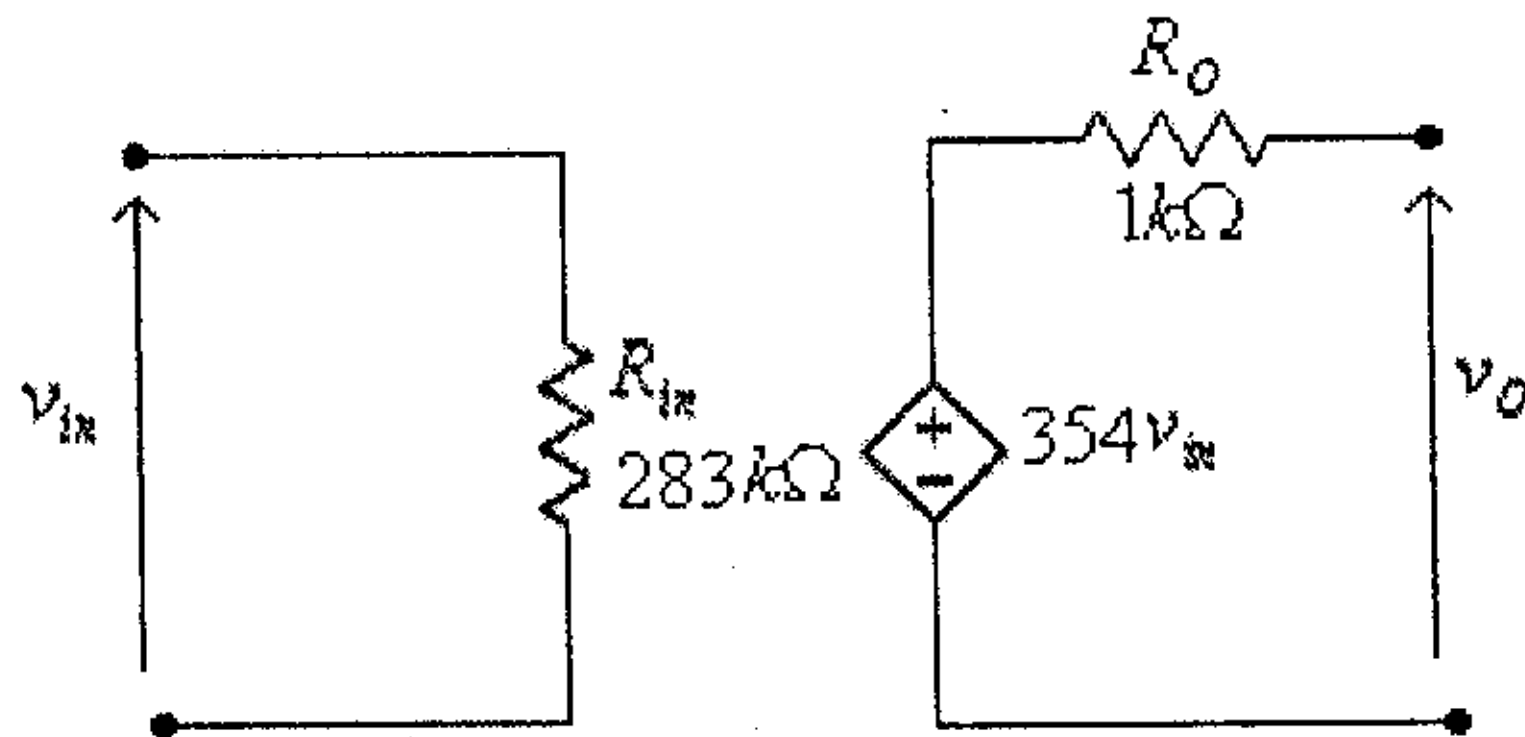
$$= (-5.83) \cdot \frac{1120}{1923 + 1120} = -2.146$$

$$A_{V2} = \frac{v_{O2}}{v_{in2}} = \frac{A_{VO2} \cdot v_{in2}}{v_{in2}} = A_{VO2} = -165$$

وبالتالي، فإن:

$$A_{VO} = A_{V1} \cdot A_{V2} = (-2.146) \cdot (-165) = 354$$

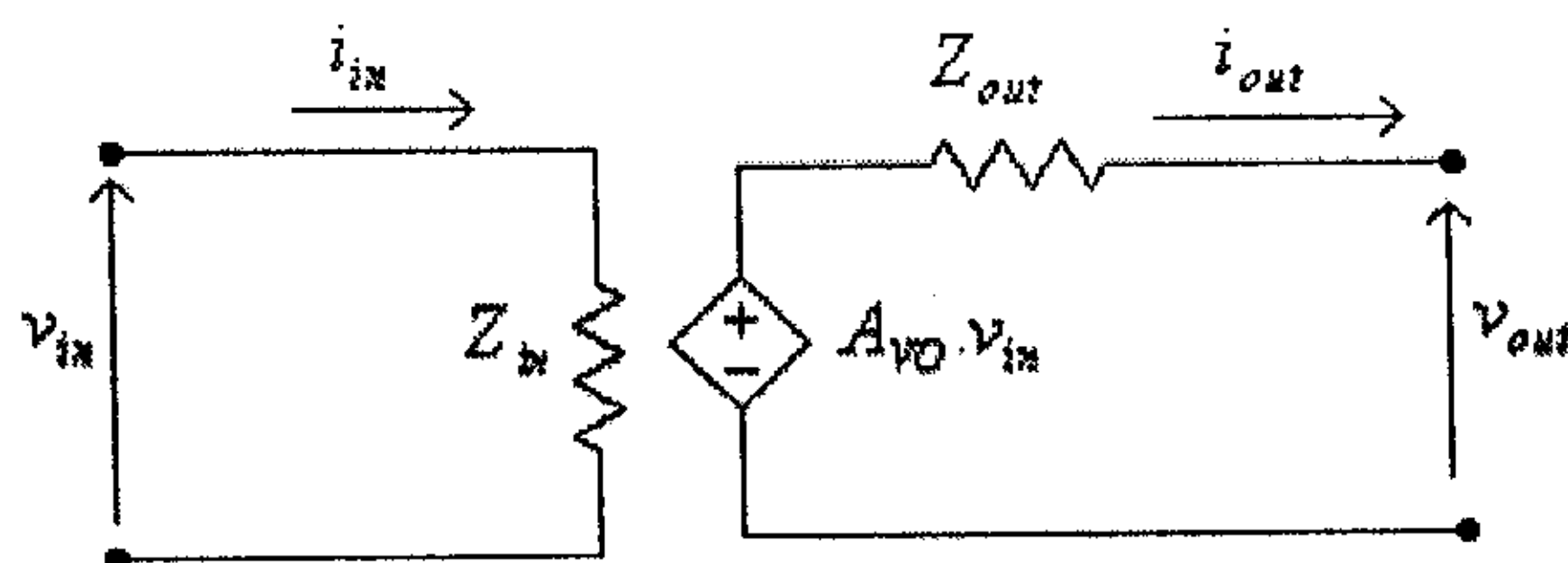
أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (40)

#### 4.8 بعض الدوائر المكافئة الأخرى للمضخمات

بيننا فيما سبق أن الدائرة المكافئة للمضخم هي كما في الشكل التالي. حيث في هذه الدائرة الإشارتين المدخلية والمخرجة هما إشارتي فولتية.



شكل (41)



ويتم التعبير عن عملية التضخيم في هذه الدائرة باستخدام المعامل  $A_{VO}$  والذي هو النسبة بين القيم اللحظية لفولطيتي الأشارتين المخرجة والمدخلة، عندما لا يكون هناك حمل موصول على مخرج المضخم، أي أن :

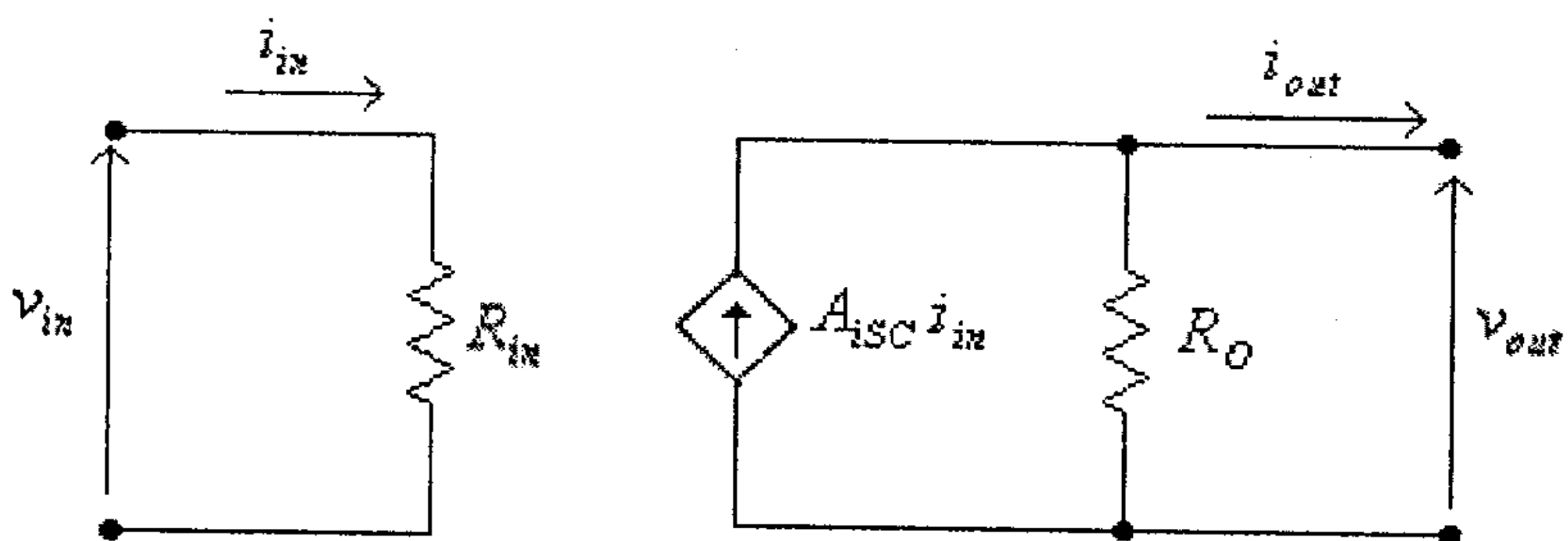
$$A_{VO} = \left. \frac{v_{out}}{v_{in}} \right|_{no-load}$$

لاحظ كذلك أن مصدر الجهد  $A_{VO} \cdot v_{in}$  هو مصدر جهد يتم التحكم به بمصدر جهد آخر (voltage-controlled-voltage source). ومصدر الجهد  $A_{VO} \cdot v_{in}$  هذا هو الذي يعكس تأثير تغير الفولطية المدخلة  $v_{in}$  على تغير الفولطية المخرجة  $v_{out}$ .

وهناك عدد من الدوائر المكافئة الأخرى للمضخمات والتي يمكن إستنتاجها من الدائرة السابقة، ومن هذه الدوائر:

### - الدائرة المكافئة لمضخم التيار (current-amplifier model)

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (42)

في هذه الدائرة:

$R_{in}$  هي المقاومة المدخلة للمضخم .

$R_o$  هي المقاومة المخرجة للمضخم .

$A_{ISC}$  هو معامل تضخيم التيار في حالة دارة قصر (short-circuit) على مخرج المضخم ، أي أن :

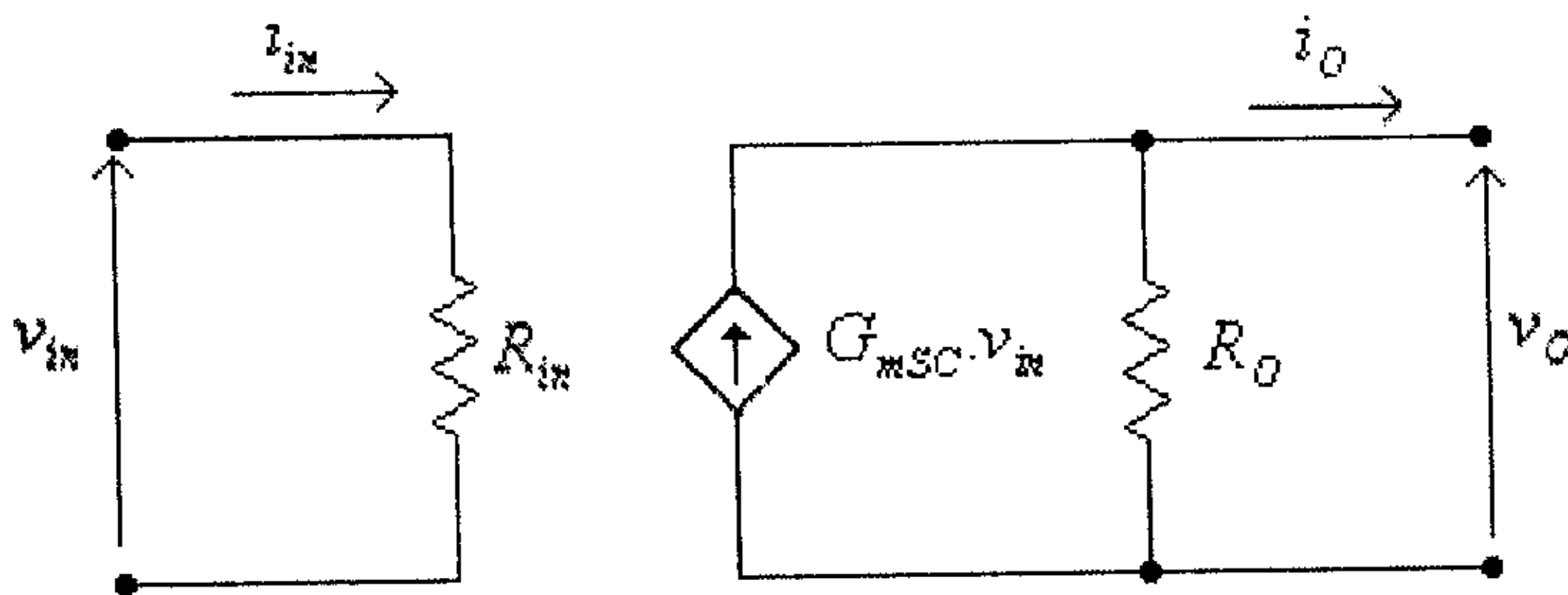
$$A_{ISC} = \frac{i_{OSC}}{i_{in}}$$

حيث  $i_{OSC}$  هو التيار المخرجي للمضخم في حالة دارة قصر على مخرجه.

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر التيار  $A_{ISC} \cdot i_{in}$  هو مصدر تيار يتم التحكم به بمصدر تيار آخر ( *current- controlled current source* )

### - Transconductance equivalent circuit

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (43)

في هذه الدائرة:

$R_{in}$  هي المقاومة المدخلية للمضخم .

$R_o$  هي المقاومة المخرجية للمضخم .

$G_{msc}$  تساوي النسبة بين التيار المخرجي للمضخم، في حالة دارة قصر على مخرجه، والفولطية المدخلية، أي أن :

$$G_{msc} = \frac{i_{OSC}}{v_{in}}$$

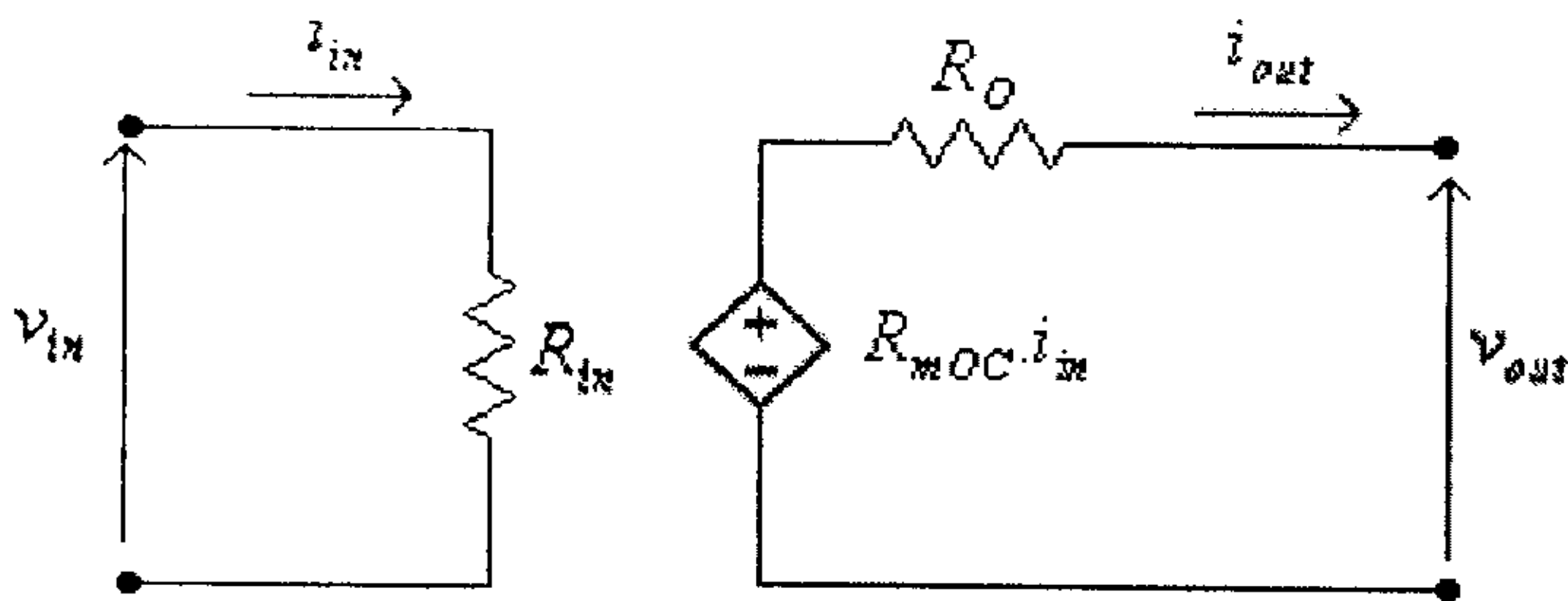
حيث  $i_{OSC}$  هو التيار المخرجي للمضخم في حالة دارة قصر على مخرجه.

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر التيار  $G_{mSC} \cdot v_{in}$  هو مصدر تيار يتم التحكم به بمصدر فولطية (voltage - controlled current source).

لاحظ أن تسمية هذه الدائرة المكافئة جاءت من إستخدام المعامل  $G_{mSC}$  والذي وحدة قياسه هي الـ Siemens (S) والذي يسمى *transconductance*.

### - Transresistance equivalent circuit-

وهذه الدائرة هي كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (44)

في هذه الدائرة:

$R_{in}$  هي المقاومة المدخلية للمضخم .

$R_O$  هي المقاومة المخرجة للمضخم .

$R_{mOC}$  تساوي النسبة بين الفولطية المخرجة للمضخم، في حالة الاحمل

(دارة مفتوحة على مخرجه)، والتيار المدخلي، أي أن :

$$R_{mOC} = \frac{v_{OOC}}{i_{in}}$$

حيث  $v_{OOC}$  هو الفولطية المخرجة للمضخم، في حالة اللاحمل (دائرة مفتوحة على مخرجه).

لاحظ في هذا الشكل أن مصدر الفولطية  $R_{mOC} \cdot i_{in}$  هو مصدر فولطية يتم التحكم به بمصدر تيار (*current - controlled voltage source*).

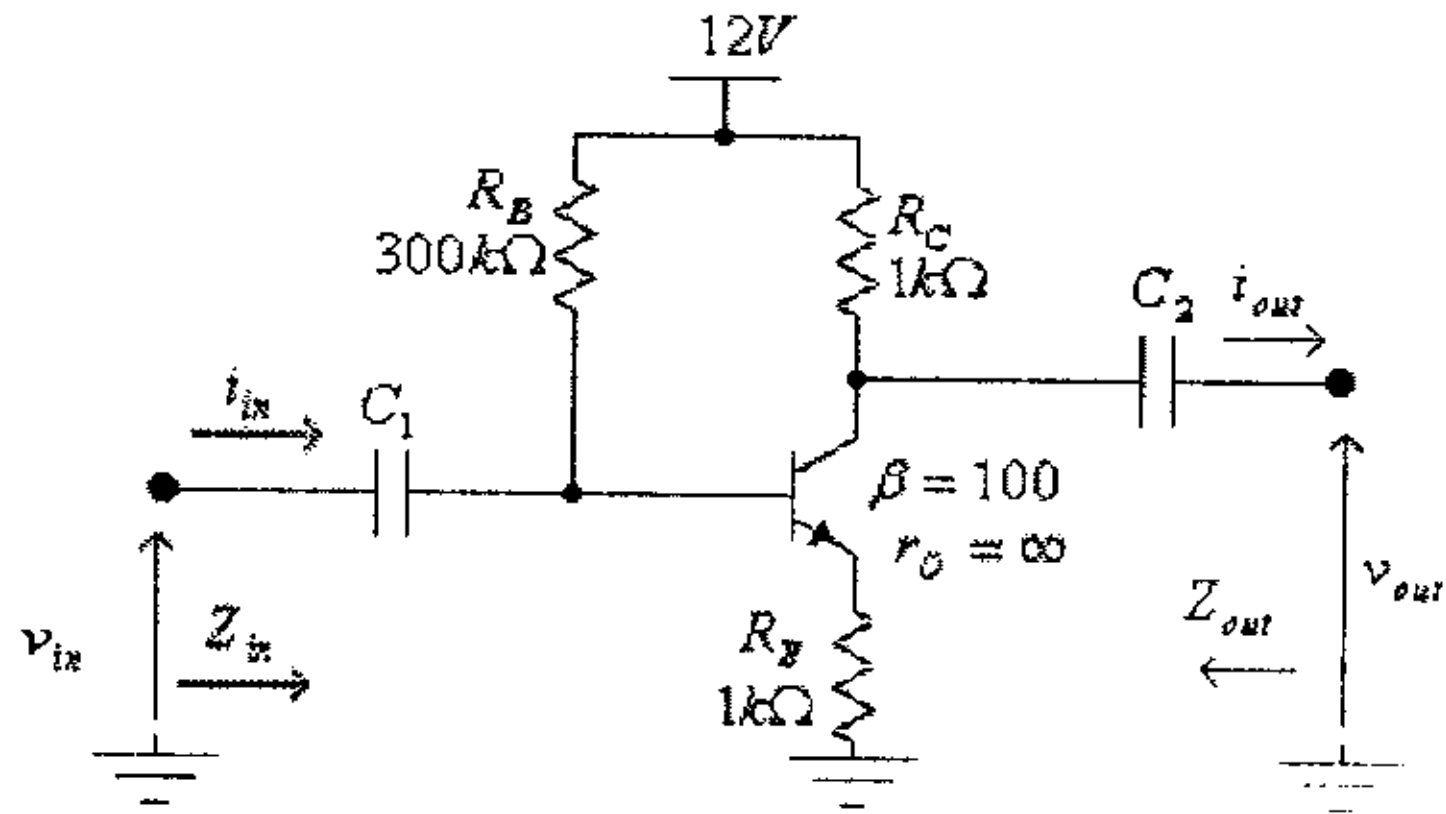
لاحظ أن تسمية هذه الدائرة المكافئة جاءت من إستخدام المعامل  $R_{mOC}$  والذي وحدة قياسه هي الأوم ( $\Omega$ ) والذي يسمى *transresistance*.

4.9 تمارين:

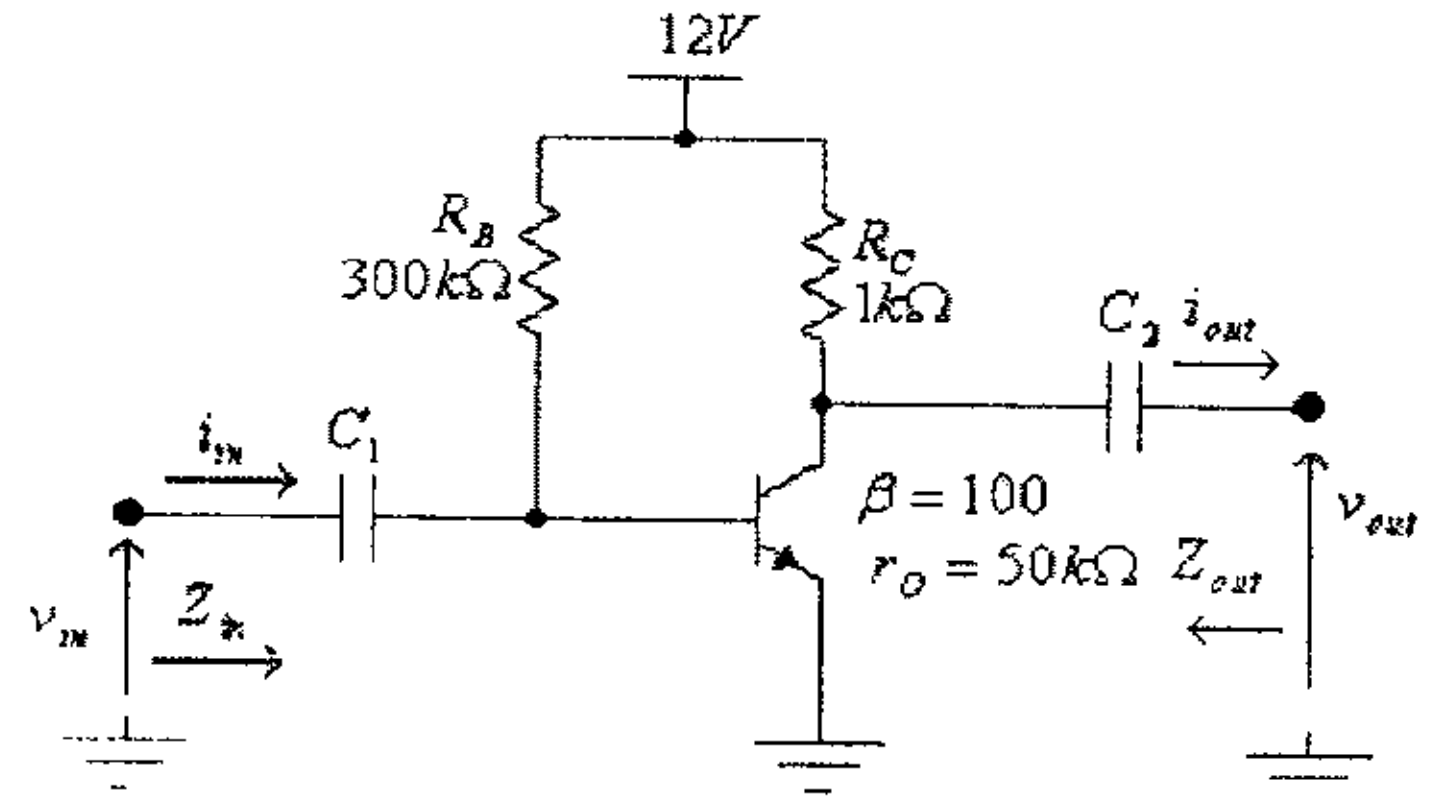
1) لكل من دوائر التضخيم المبينة أدناه:

أ) أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .

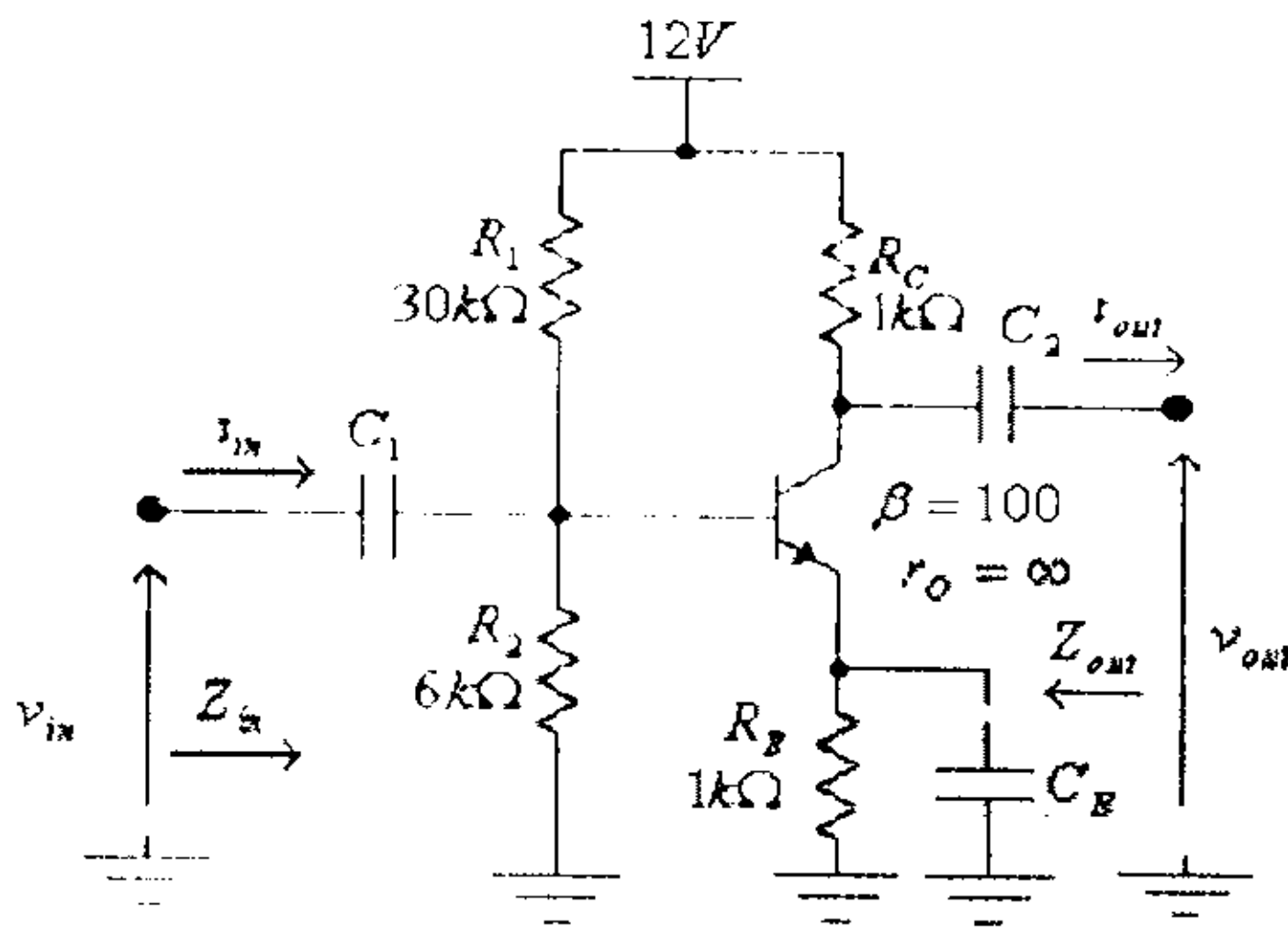
ب) أرسم الدائرة المكافئة لكل من هذه الدوائر.



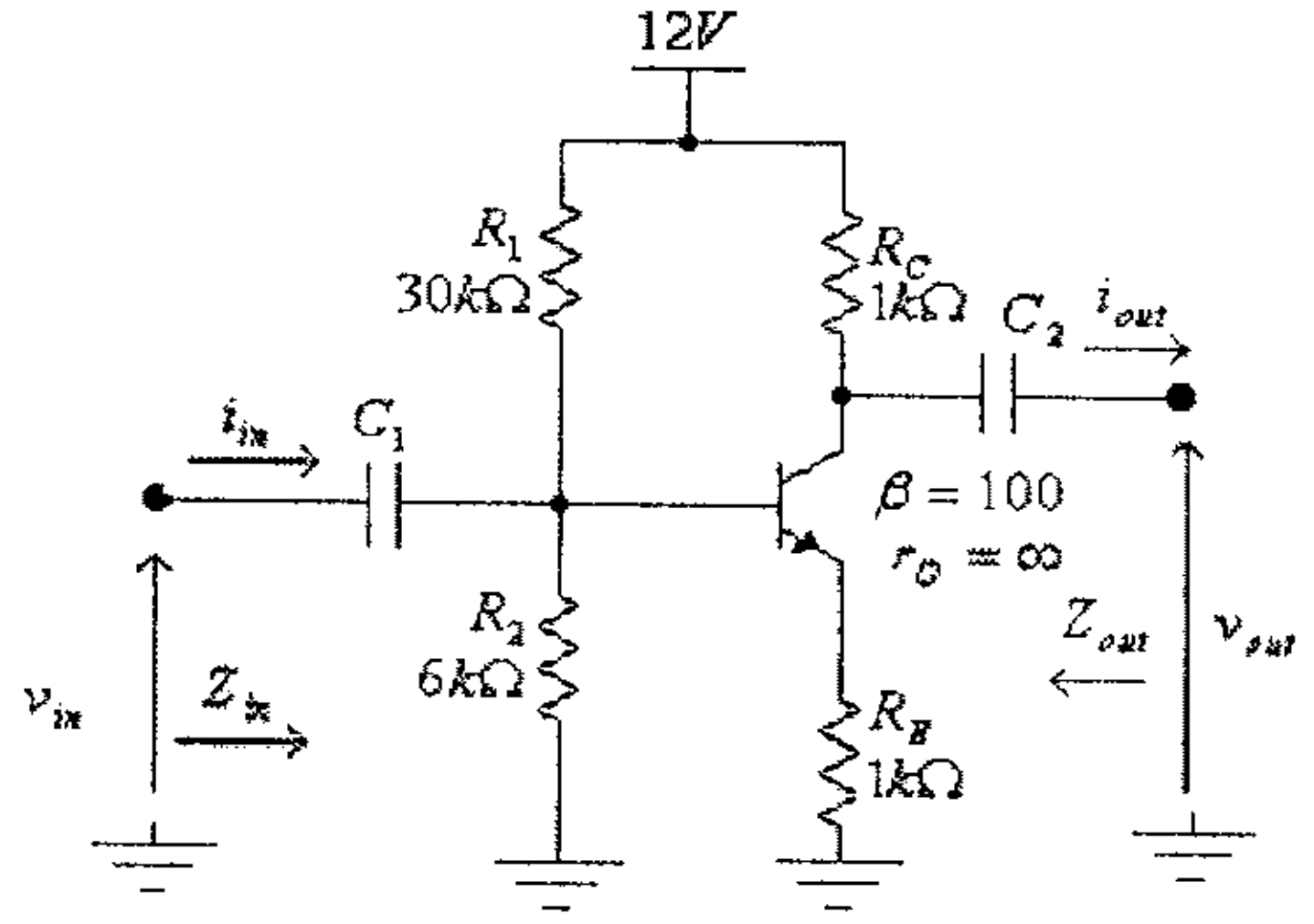
(ب)



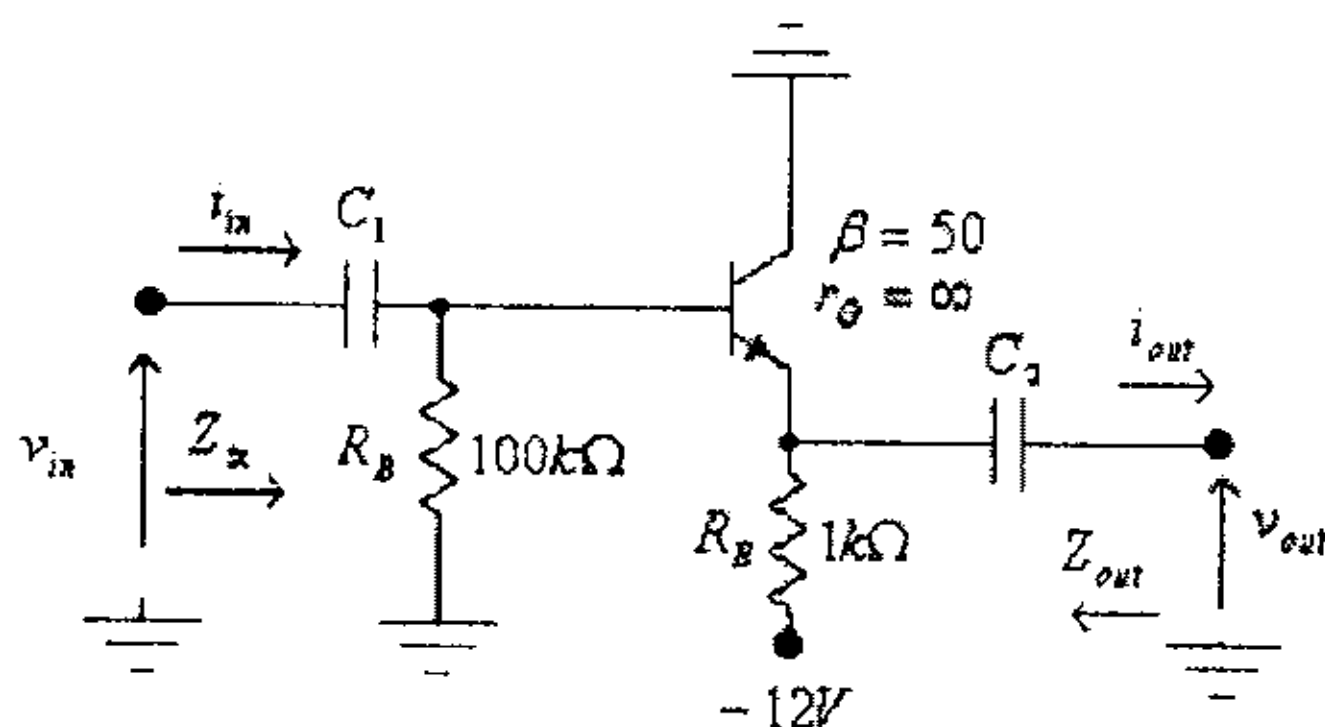
(ا)



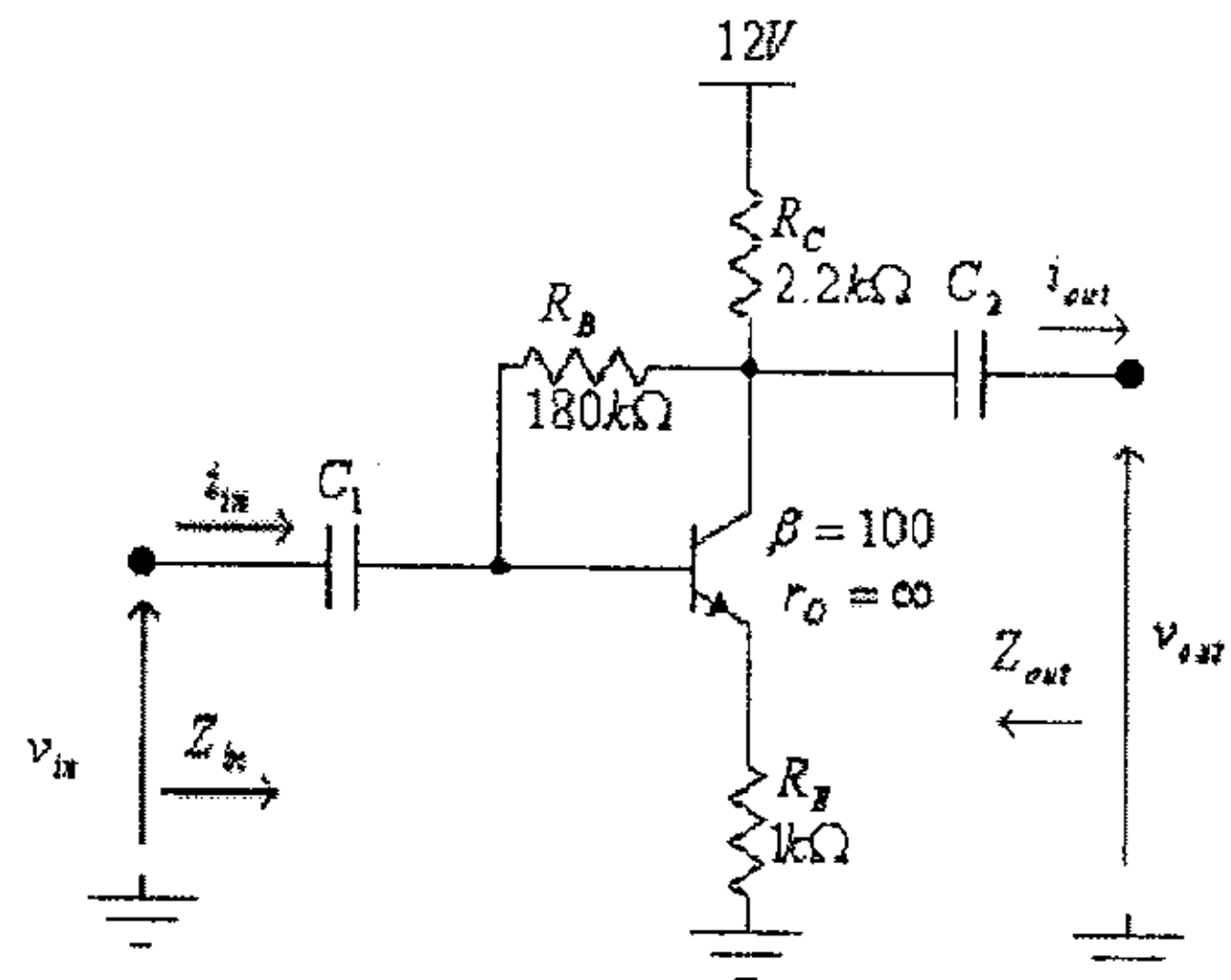
(د)



(ج)



(و)



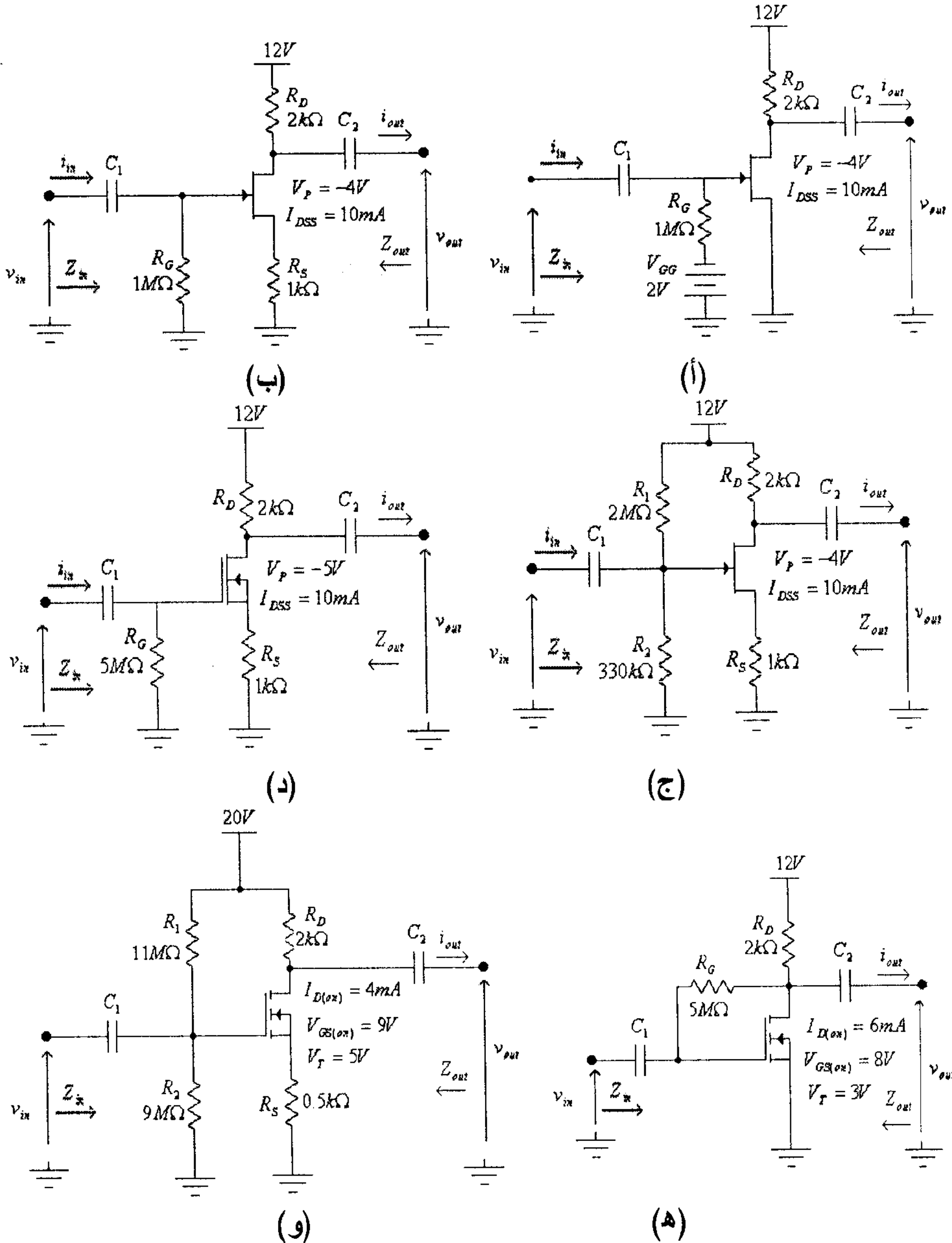
(هـ)

شكل (45)

(2) لكل من دوائر التضخيم المبينة أدناه:

(أ) أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_{VO}$ .

(ب) أرسم الدائرة المكافئة لكل من هذه الدوائر.



شكل (46)

(3) أوجد معامل تضخيم الفولطية  $A_V$  ومعامل تضخيم التيار  $A_I$  لكل من الدوائر المبينة في الشكلين 45 و 46 السابقين، في حالة وجود حمل مقاومته  $500\Omega$  على مخرج كل من هذه الدوائر.

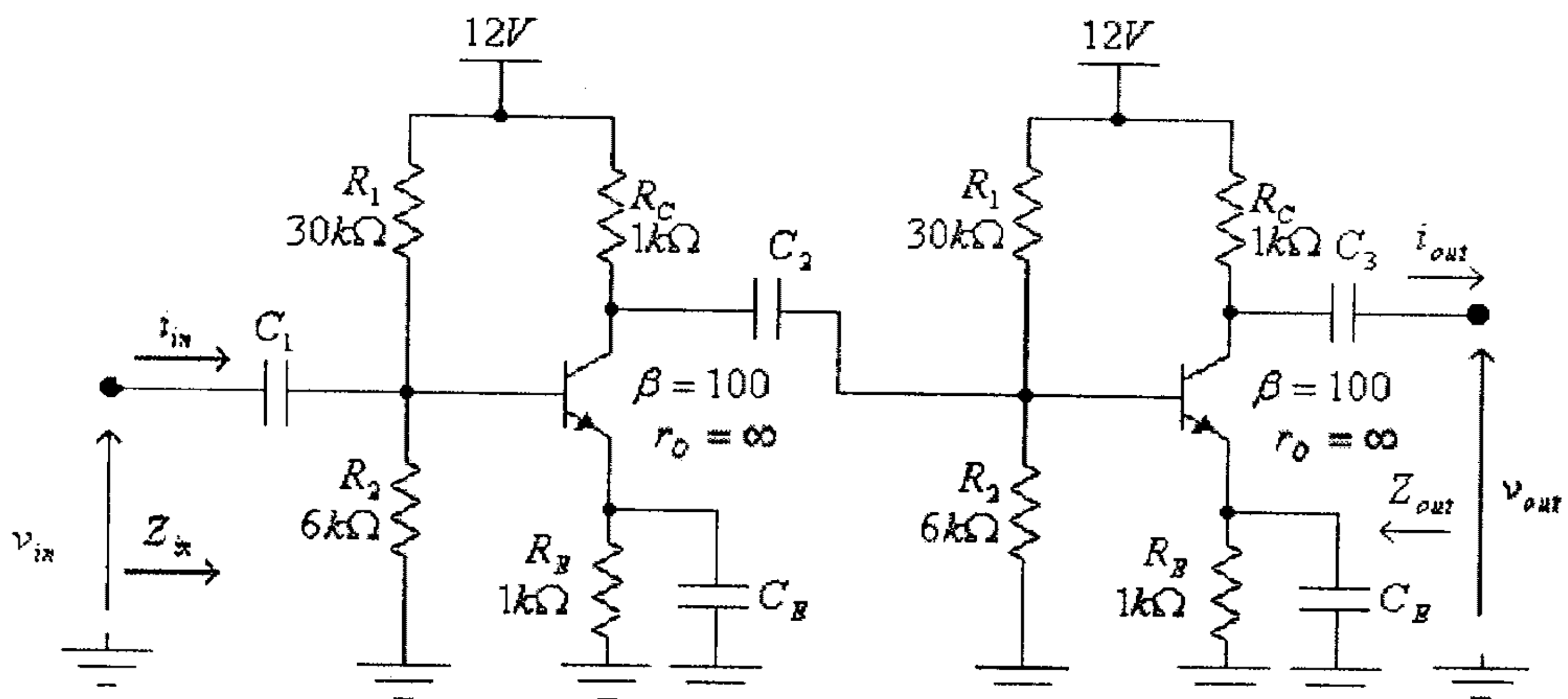
(4) أوجد معاملي تضخيم الفولطية  $A_{VS}$  و  $A_{VO}$  لكل من الدوائر المبينة في الشكلين 45 و 46 السابقين، في حالة وجود مصدر إشارة مقاومته الداخلية  $600\Omega$  على مدخل كل من هذه الدوائر.

(5) أوجد كلاً من معاملي تضخيم الفولطية  $A_V$  و  $A_{VS}$  وكذلك ومعامل تضخيم التيار  $A_I$  لكل من الدوائر المبينة في الشكلين 46 و 47 السابقين، في حالة وجود حمل مقاومته  $500\Omega$  ومصدر إشارة مقاومته الداخلية  $600\Omega$ .

(6) لدائرة التضخيم المبينة أدناه:

(أ) أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_O$  و  $A_{VO}$ .

(ب) أرسم الدائرة المكافئة لهذه الدائرة.

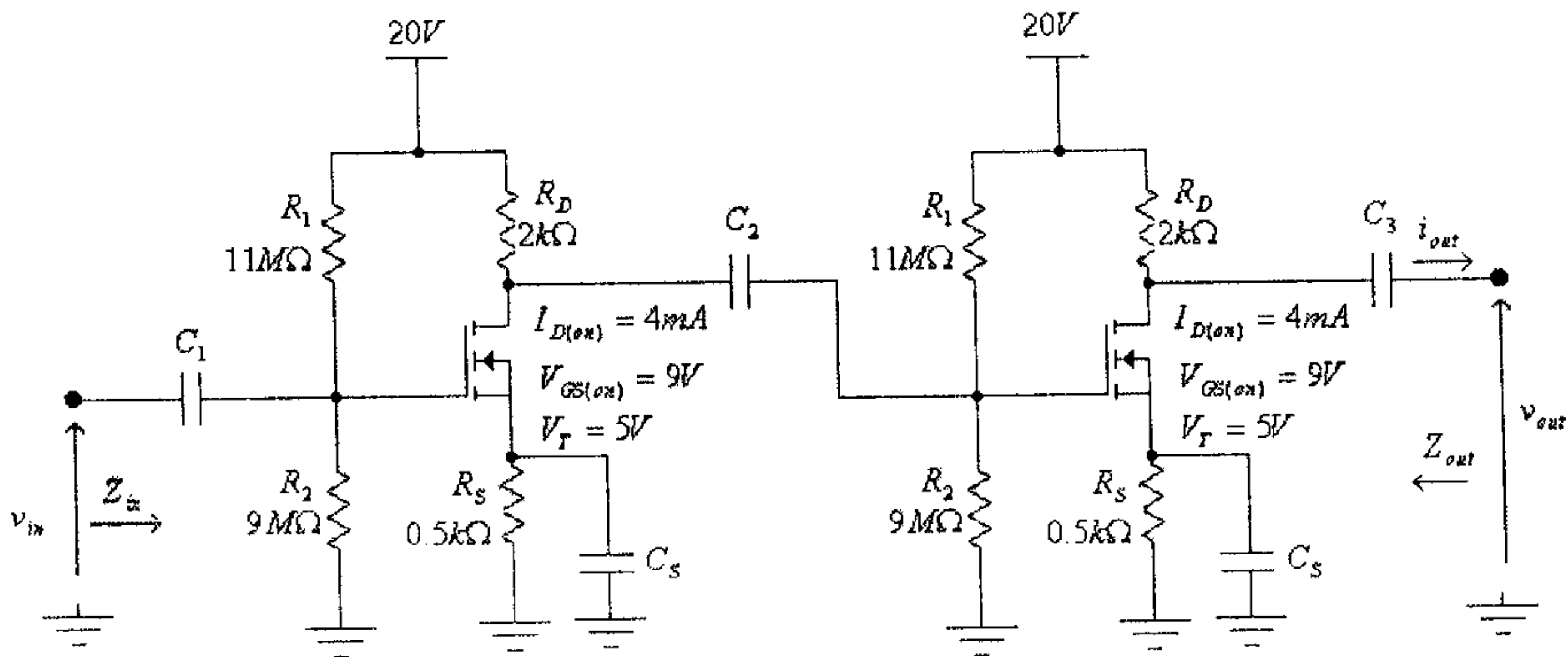


شكل (47)

(7) لدائرة التضخيم المبينة أدناه:

(أ) أوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_o$  و  $A_{VO}$ .

(ب) أرسم الدائرة المكافئة لهذه الدائرة.



شكل (48)

(8) المضخمان A و B والمبينة مواصفاتها في الجدول أدناه، موصولان على التسلسل ليضخما إشارة المصدر  $v_s$  وبحيث يحققان أعلى معامل تضخيم للفولطية  $A_{VS} = \frac{v_{out}}{v_s}$ ، أوجد قيمة الممانعة المدخلية والممانعة المخرجة ومعامل التضخيم  $A_{VS}$ ، إذا علمت أن المقاومة الداخلية لمصدر الإشارة تساوي  $600\Omega$ .

المضخم	الممانعة المدخلية	الممانعة المخرجة	معامل تضخيم الفولطية في حالة اللاحمل
A	$1M\Omega$	$20\Omega$	500
B	$3k\Omega$	$400\Omega$	100



# الوحدة الخامسة

الاستجابة الترددية

للمضخمات



## الوحدة الخامسة

### الاستجابة الترددية للمضخمات

#### 5.1 مدخل

لاحظت في الوحدات السابقة أنه وعند دراسة دوائر التضخيم المختلفة فإنه قد تم إفتراض أن تردد الإشارة المدخلية مرتفعاً بشكل كافي ليتم إعتبار ممانعة كل من المكثفات الموجودة في دوائر التضخيم صغيرة مقارنة مع باقي قيم المقاومات في هذه الدوائر، وبالتالي فإن هذا الإفتراض سمح لنا بإهمال تأثير هذه المكثفات وإستبدال كل منها بدارة قصر (short circuit) عند بناء الدوائر المكافئة للتيار المتردد لدوائر التضخيم.

وفي الوحدات السابقة كذلك لم يؤخذ بعين الإعتبار تأثير التردد على عمل الترانزيستور في هذه المضخمات، حيث تم إفتراض أن مواصفات الترانزيستور وطريقة عمله لا تتأثر بتردد الإشارة التي يقوم بتضخيمها. فمثلاً تم إفتراض أن معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ) للترانزيستور ثنائي القطبية يبقى ثابتاً ولا يتغير بتغير التردد، وهذا الإفتراض صحيح عند قيم الترددات المنخفضة نسبياً والتي تسمح لنا بإهمال تأثير المواسعات (capacitances) الموجودة بين طبقات الترانزيستور المختلفة.

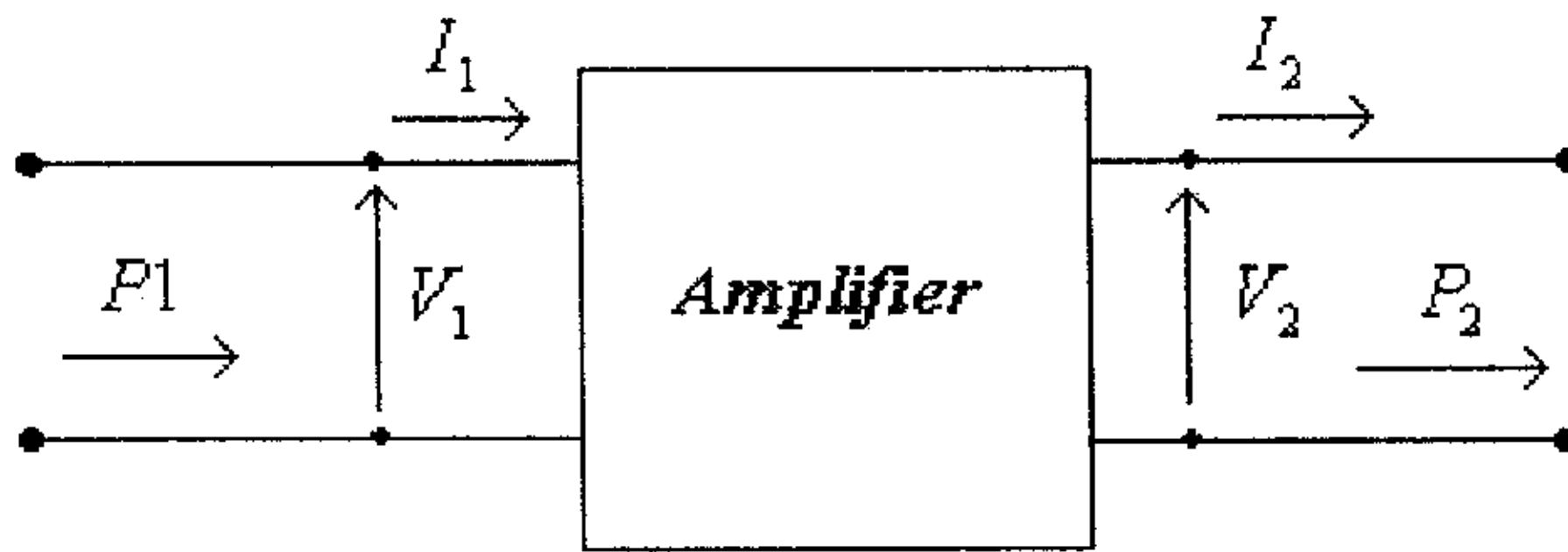
في هذه الوحدة سنقوم بدراسة تأثير تردد الإشارة المدخلية على دوائر التضخيم المبنية باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال.

وحتى تصبح دراستنا مكتملة لهذا الموضوع فإنه لا بد بدايةً من التطرق الى بعض التعريفات الهامة والضرورية مثل الوحدة اللوغاريتمية التي تستخدم لقياس مستوى الإشارات الكهربائية والتي تسمى الديسيبل (Decibel)، والرسم البياني الذي يبين العلاقة بين التضخيم والتردد والذي يسمى منحني (Bode)، وغيرها.

## 5.2 الديسيبل (The Decibel)

الديسيبل (decibel) وحدة لوغاريتمية تستخدم لقياس مستوى الإشارات الكهربائية أو لقياس الكسب (gain) للمضخمات والدارات الإلكترونية المختلفة. في دائرة التضخيم المبينة في الشكل التالي فإذا كانت قدرة الإشارة المدخلة هي  $P_1$  و قدرة الإشارة المخرجة  $P_2$ ، فإن كسب القدرة لهذه الدائرة مقاساً بوحدة الديسيبل يعرف بأنه:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log(A_p)$$



شكل (1)

حيث:  $A_p = \frac{P_2}{P_1}$  هو معامل تضخيم القدرة.

وعادة ما يتم التعبير عن الكسب بالديسيبل عندما تكون قيمة القدرة المدخلة  $P_1$  تساوي  $1mW$ ، في هذه الحالة، وللدلالة على ذلك، فإنه يعبر عن الكسب بـ  $G_{dBm}$ ، أي أن:

$$G_{dBm} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{1mW}$$

ولما كانت القدرة المدخلة لأي دائرة إلكترونية تتناسب طردياً مع مربع الفولطية المدخلة لهذه الدائرة، والقدرة المخرجة تتناسب طردياً مع مربع الفولطية المخرجة لها، فإن كسب الفولطية مقاساً بالديسيبل يعبر عنه بـ:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \cdot \log \frac{V_2^2}{V_1^2} = 10 \cdot \log \left( \frac{V_2}{V_1} \right)^2$$

$$G_{dB} = 20 \cdot \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \cdot \log(A_V)$$

حيث:  $A_V = \frac{V_2}{V_1}$  هو معامل تضخيم الفولطية.

وحيث أن معامل تضخيم الفولطية الكلي لمجموعة من المضخمات المتصلة على التسلسل يساوي حاصل ضرب معامل تضخيم الفولطية لكل منها، أي أن:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} \dots A_{Vn}$$

حيث:

$A_V$  - معامل تضخيم الفولطية الكلي للمضخمات المتصلة على التسلسل.  
 $A_{V1}$  - معامل تضخيم الفولطية للمضخم الأول،  $A_{V2}$  معامل تضخيم الفولطية للمضخم الثاني... وهكذا.

فإن كسب الفولطية الكلي لمجموعة من المضخمات المتصلة على التسلسل هو:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} \dots A_{Vn})$$

$$= 20 \cdot \log(A_{V1}) + 20 \cdot \log(A_{V2}) + 20 \cdot \log(A_{V3}) + \dots + 20 \cdot \log(A_{Vn})$$

أي أن:

$$G_{dB} = G_{dB1} + G_{dB2} + G_{dB3} + \dots + G_{dBn}$$

أي أن الكسب الكلي لمجموعة المضخمات المتصلة على التسلسل مقاساً بالديسيبل يساوي مجموع الكسب لكل من هذه المضخمات.

## مثال (1):

إذا كان معامل تضخيم الفولطية لمضخم هو 1، 2، 10، 100، 1000 و 10000 على التوالي، أوجد مقدار كسب الفولطية لهذا المضخم مقاساً بالديسيبل.

الحل: كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V)$$

- عند  $A_V = 1$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(1) = 0$$

- عند  $A_V = 2$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(2) = 6$$

- عند  $A_V = 10$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(10) = 20$$

- عند  $A_V = 100$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(100) = 40$$

- عند  $A_V = 1000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(1000) = 60$$

- عند  $A_V = 10000$ ، فإن:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(10000) = 80$$

## مثال (2):

إذا كان معامل تضخيم القدرة لمضخم هو 1، 2، 10، 100، 1000 و 10000 على التوالي، أوجد مقدار كسب القدرة لهذا المضخم مقاساً بالديسيبل.

## الحل:

كسب القدرة بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p)$$

- عند  $A_p = 1$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(1) = 0$$

- عند  $A_p = 2$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(2) = 3$$

- عند  $A_p = 10$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(10) = 10$$

- عند  $A_p = 100$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(100) = 20$$

- عند  $A_p = 1000$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(1000) = 30$$

- عند  $A_p = 10000$  ، فإن:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(A_p) = 10 \cdot \log(10000) = 40$$

**مثال (3):**

مضخم فولطية مكون من مرحلتين موصولتين على التسلسل معامل تضخيم الفولطية لهما هو 2 و 10 على التوالي، أوجد مقدار كسب الفولطية بالديسيبل لهذا المضخم.

**الحل:**

كسب الفولطية للمرحلة الأولى بالديسيبل هو:

$$G_{dB1} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(2) = 6$$

كسب الفولطية للمرحلة الثانية بالديسيبل هو:

$$G_{dB2} = 20 \cdot \log(A_V) = 20 \cdot \log(10) = 20$$

الكسب الكلي للمضخم بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = G_{dB1} + G_{dB2} = 6 + 20 = 26$$

ومن المعادلة:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(A_V)$$

نجد أن معامل تضخيم الفولطية  $A_V$  هو:

$$A_V = 10^{\frac{G_{dB}}{20}} = 10^{\frac{26}{20}} = 10^{1.3} = 20$$

**مثال (4):**

إذا كانت القدرة المدخلة لمضخم تساوي  $2.5 \mu W$  والقيمة الفعالة لفولطية الإشارة المدخلة تساوي  $50 mV$ ، والقدرة المخرجة لهذا المضخم تساوي  $5 W$  ومقاومة الحمل الموصول على مخرج هذا المضخم تساوي  $80 \Omega$  أوجد:



- (أ) معامل كسب القدرة لهذا المضخم بالديسيبل.  
 (ب) الفولطية المخرجة للمضخم.  
 (ج) معامل كسب الفولطية بالديسيبل.  
 (د) المقاومة المدخلة للمضخم.

الحل:

(أ) معامل كسب القدرة لهذا المضخم بالديسيبل هو:

$$G_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{5}{2.5 \times 10^{-6}}\right) = 63$$

(ب) القدرة المخرجة للمضخم هي:

$$P_2 = \frac{V_{out}^2}{R_L}$$

ومنها نجد أن القيمة الفعالة للفولطية المخرجة للمضخم هي:

$$V_{out} = \sqrt{P_2 \cdot R_L} = \sqrt{5 \times 80} = 20V$$

(ج) معامل كسب الفولطية لهذا المضخم بالديسيبل هي:

$$G_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{20}{50 \times 10^{-3}}\right) = 52.04$$

(د) القدرة المدخلة للمضخم هي:

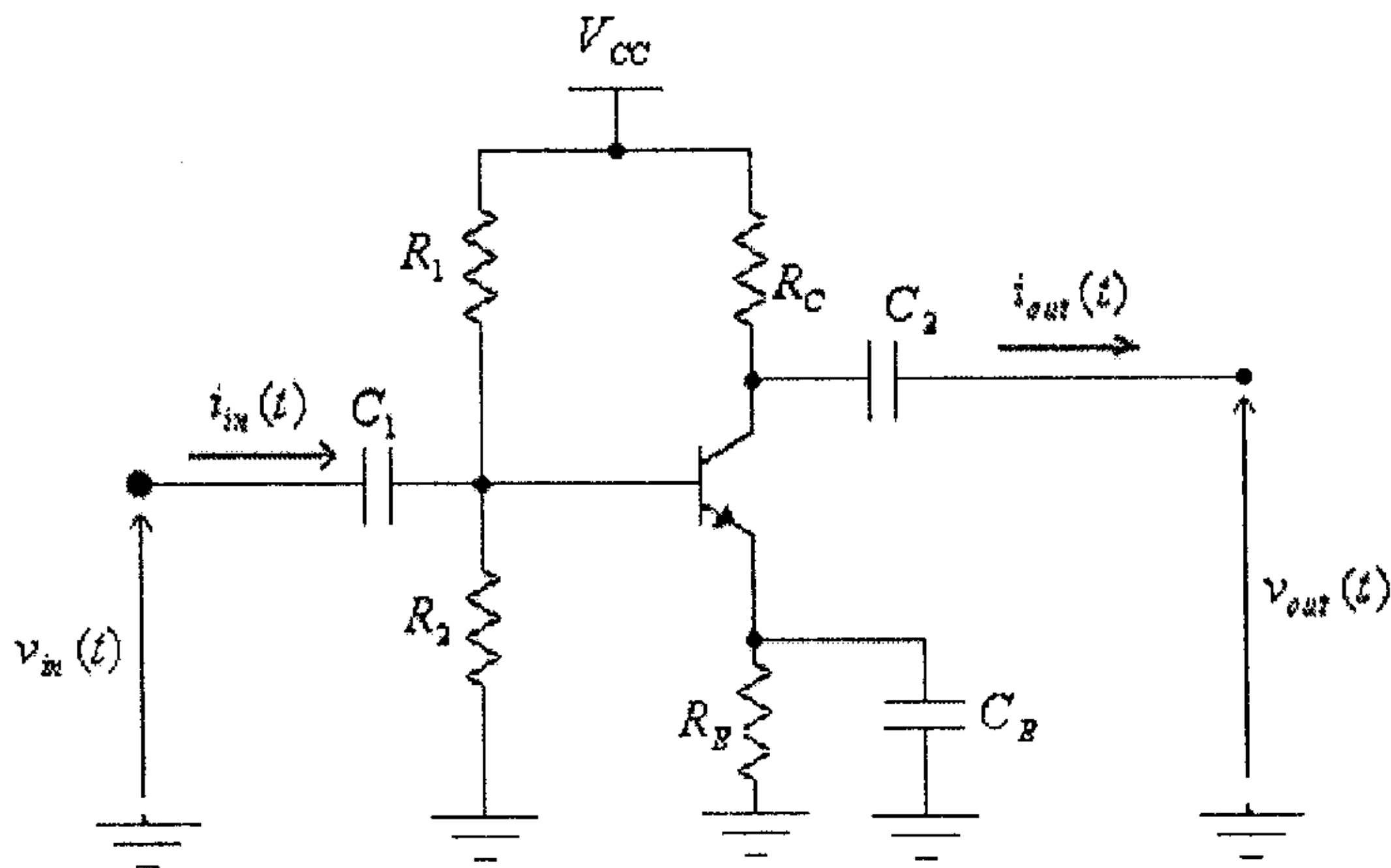
$$P_m = \frac{V_{in}^2}{R_m}$$

ومنها نجد أن المقاومة المدخلة للمضخم هي:

$$R_m = \frac{V_{in}^2}{P_m} = \frac{(50 \times 10^{-3})^2}{2.5 \times 10^{-6}} = 1000 \Omega = 1k\Omega$$

## 5.3 تأثير التردد على عمل المضخم

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بانحياز مجزىء الفولطية.



شكل (2)

يلاحظ في هذه الدائرة أن ممانعة كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  تتغير بتغير تردد الإشارة المدخلية، حيث تزداد ممانعة كل من هذه المكثفات بنقصان تردد الإشارة المدخلية، وبالتالي فإنه بنقصان تردد الإشارة المدخلية:

(أ) تزداد ممانعة المكثف  $C_1$  مما يؤدي الى نقصان القيمة المترددة للتيار المدخلي،  $i_m(t)$ .

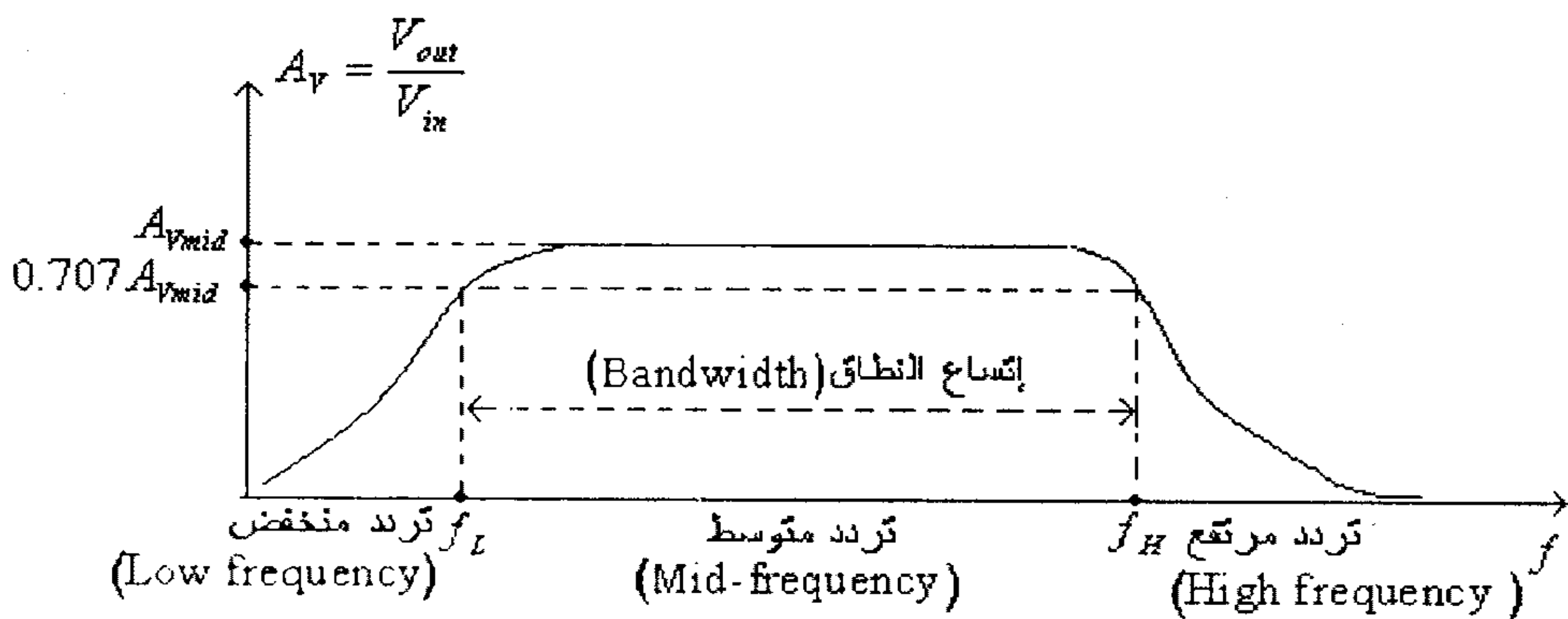
(ب) تزداد ممانعة المكثف  $C_E$  مما يؤدي الى نقصان معامل تكبير الفولطية في حالة اللاحمل،  $A_{VO}$ ، للمضخم.

(ج) تزداد ممانعة المكثف  $C_2$  مما يؤدي الى زيادة الممانعة المخرجة للمضخم.

كل ما ذكر أعلاه يؤدي الى نقصان الفولطية المخرجة للمضخم، حتى أنه وعندما يكون تردد الإشارة المدخلية يساوي صفراً فإن ممانعة كل من هذه المكثفات تصبح مساويةً لالانهاية وقيمة فولطية الإشارة المخرجة تصبح صفراً.

وعند قيم مرتفعة لتردد الإشارة المدخلية وبالرغم من نقصان ممانعة كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  إلا أن فولتية الإشارة المخرجة للمضخم تنقص وذلك بسبب نقصان معامل تضخيم التيار للترانزيستور ( $\beta$ ) والمكثفات المكافئة الموجودة بين أطراف الترانزيستور والتوصيلات المعدنية للدائرة والتي تسمى (stray capacitances).

مما سبق شرحه فإن الشكل التالي يبين العلاقة بين معامل التضخيم للمضخم وتردد الإشارة المدخلية.



شكل (3)

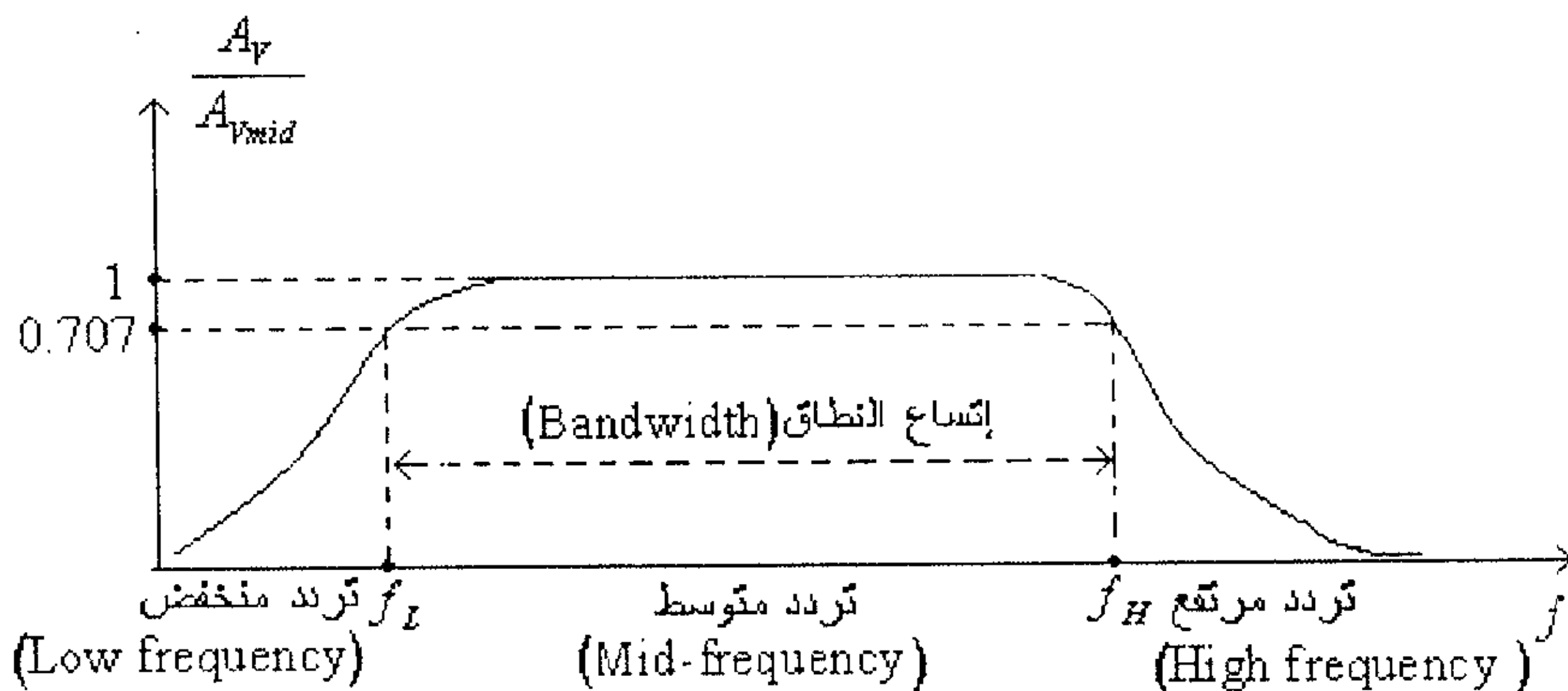
لاحظ في هذا الشكل أن التردد  $f_L$  و  $f_H$  هما الترددين الذي يصبح عندهما معامل التضخيم مساوياً للقيمة  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  من قيمته العظمى ( $A_{vmid}$ )، أي أنه عند هذين الترددين تصبح القيمة الفعالة للفولتية المخرجة للمضخم مساوية للقيمة  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  من قيمتها العظمى، أي أنه أيضاً عند هذين الترددين تصبح القدرة المخرجة للمضخم مساوية لنصف القدرة العظمى التي يمكن للمضخم تزويدها للحمل. (تذكر أن القدرة التي يزودها المضخم للحمل تتناسب طردياً مع مربع الفولتية على مخرج المضخم).

ومما يجب ذكره أن التردد  $f_L$  يسمى تردد القطع للترددات المنخفضة (low-frequency cutoff) والتردد  $f_H$  يسمى تردد القطع للترددات المرتفعة (high-frequency cutoff) وإتساع النطاق (bandwidth) هو الفرق بين الترددين  $f_L$  و  $f_H$ ، أن:

$$\text{bandwidth}(BW) = f_H - f_L$$

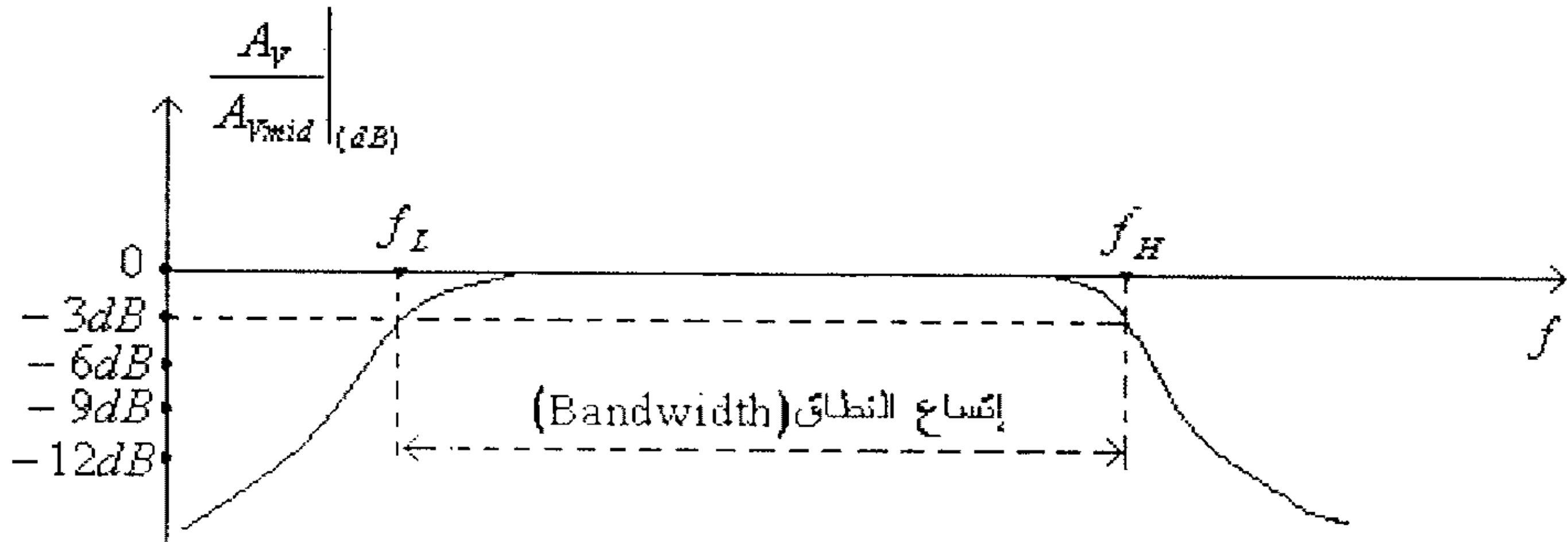
لاحظ أنه وفي الكثير من التطبيقات، ولأن إتساع النطاق كبير جداً، وحتى تسهل قراءة المعطيات في المحور الأفقي، فإن وحدات هذا المحور تكون لوغاريتم التردد ( $\log(f)$ ) وليس التردد ( $f$ ).

وفي بعض التطبيقات أيضاً، وللتعبير عن العلاقة بين معامل التضخيم،  $A_v$ ، والتردد فإنه وبدلاً من إستخدام القيمة العددية لمعامل التضخيم تستخدم القيمة المعيارية (normalized value) والتي هي النسبة بين قيمة معامل التضخيم عند تردد معين وقيمه العظمى، وبتطبيق ذلك على العلاقة المبينة بالشكل (3) السابق فإن العلاقة بين القيمة المعيارية لمعامل التضخيم والتردد تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (4)

وفي بعض تطبيقات هندسة الإتصالات فإنه يتم التعبير عن القيمة المعيارية لمعامل التضخيم باستخدام الديسيبل، أي تستبدل القيمة في المحور العامودي  $\left(\frac{A_v}{A_{vmid}}\right)$  من الرسم السابق بالقيمة  $20 \cdot \log\left(\frac{A_v}{A_{vmid}}\right)$ ، لتصبح العلاقة بين القيمة المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل والتردد كما هي مبينة في الشكل التالي.



شكل (5)

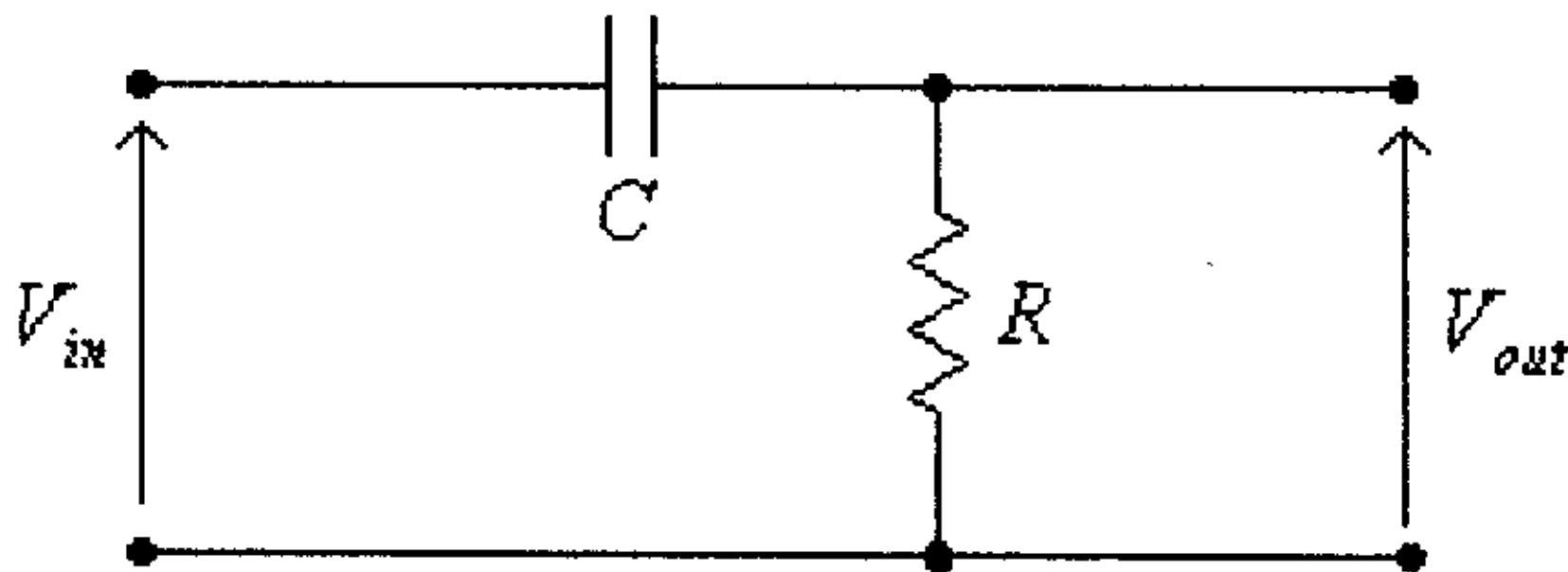
لاحظ في هذا الشكل أن القيمة العظمى المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل تساوي صفراً وذلك لأن هذه القيمة تساوي  $20 \cdot \log(1) = 0$ ، بينما القيمة المعيارية لمعامل التضخيم مقاساً بالديسيبل عند كل من ترددات القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة (أي عند كل من الترددين  $f_L$  و  $f_H$ ) تساوي

$$20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3dB$$

#### 5.4 منحنى Bode

منحنى Bode هو رسم بياني للعلاقة بين معامل التضخيم وتردد الإشارة المدخلية. لعلك لاحظت سابقاً، ومن دائرة التضخيم المبينة في شكل (2)، أن كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  والمقاومة المكافئة الموصولة مع كل

منها هي التي ستحدد كيفية العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المنخفضة، لذا فلإستكمال دراسة هذا الموضوع فإننا سنقوم بدراسة الإستجابة الترددية للدائرة المكونة من مكثف موصل مع مقاومة ( R-C circuit ) ، والمبينة في الشكل التالي.



شكل (6)

في هذه الدائرة:

$$\dot{V}_{out} = \frac{R \cdot \dot{V}_{in}}{R + \dot{X}_C} \dots \dots \dots (1)$$

حيث  $\dot{V}_{in}$  ،  $\dot{V}_{out}$  هما القيم المركبة (complex values) لكل من الفولطيتين المخرجة والمدخلة على التوالي و  $\dot{X}_C$  هي ممانعة المكثف. أي أن:

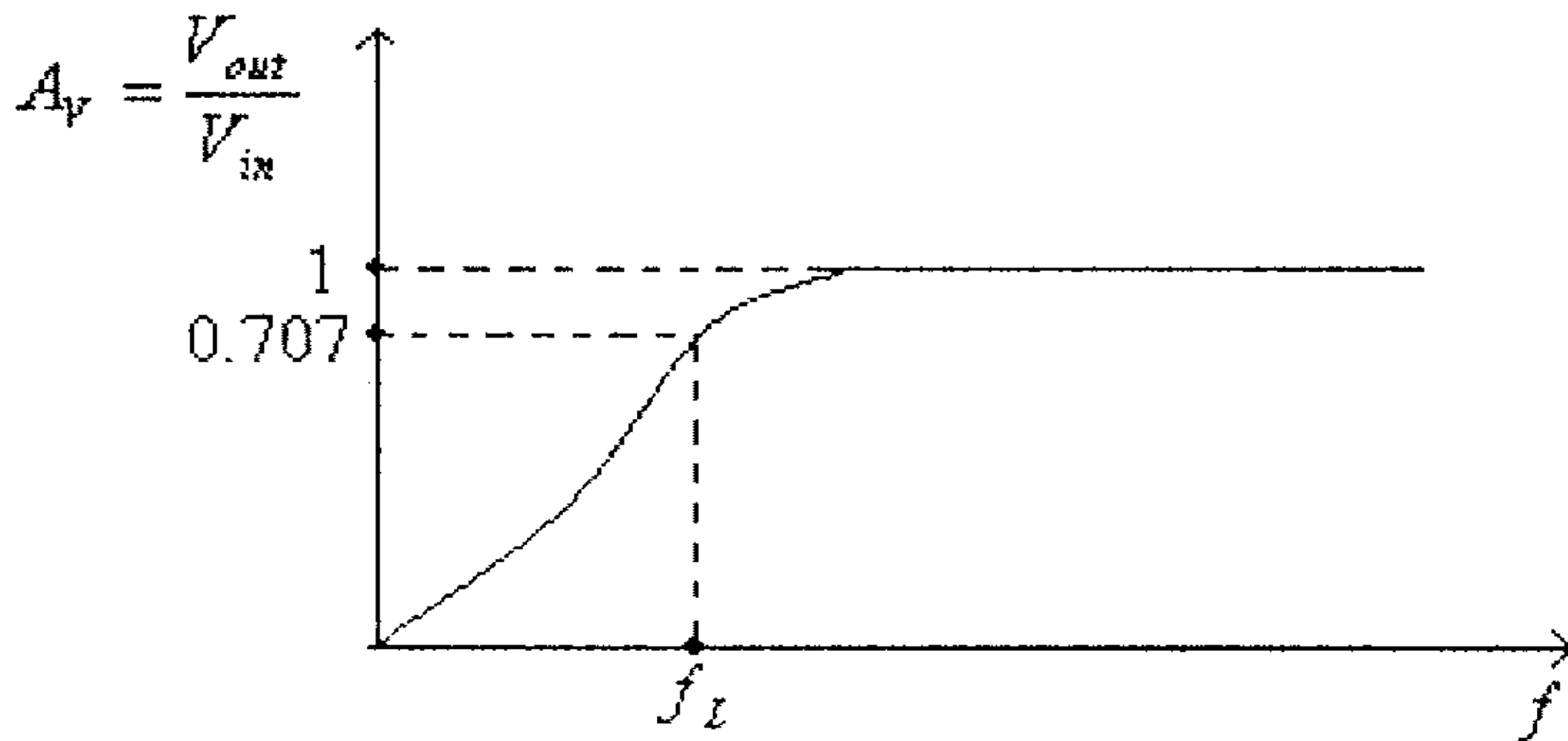
$$V_{out} = \frac{R \cdot V_{in}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{R \cdot V_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{R \cdot V_{in}}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}} \dots \dots \dots (2)$$

حيث  $V_{in}$  و  $V_{out}$  هما القيم الفعالة (rms values) لكل من الفولطيتين المخرجة والمدخلة على التوالي و  $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$  هي ممانعة المكثف.

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi fC}\right)^2}} \dots\dots\dots(3)$$

وهذه المعادلة تعطينا العلاقة بين معامل التضخيم ( $A_v$ ) والتردد ( $f$ ) لهذه الدائرة، والمبينة في الشكل أدناه.



شكل (7)

ما سبق أعلاه نستنتج أنه:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة  $A_v$  تساوي صفراً.
- عندما تكون قيمة التردد كبيرة جداً فإن قيمة  $A_v$  تصبح واحداً.
- عند قيمة التردد  $f_L$ ، والذي عنده تصبح ممانعة المكثف ( $X_C = \frac{1}{2\pi f_L C}$ ) مساوية لقيمة المقاومة ( $R$ )، أي أنه:

$$X_C = R = \frac{1}{2\pi f_L C}$$

أي، عند تردد:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \dots\dots\dots(4)$$

فإن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{2\pi f_L C}\right)^2}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + R^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

وقيمة التردد  $f_L$  هذه تسمى تردد القطع للترددات المنخفضة.

وحيث أن كسب الفولطية بالديسيبل يعرف على أنه:

$$G_V = 20 \log(A_V)$$

فيمكن أن نستنتج أن العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة

(بالديسيبل) وتردد الإشارة المدخلة هي كما يلي:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة  $A_V$

تساوي صفراً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log(0) = -\infty dB$$

- عندما تكون قيمة التردد كبيرة جداً فإن قيمة  $A_V$  تصبح واحداً، وبالتالي

فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log(1) = 0 dB$$

- عند قيمة التردد  $f_L$  (تردد القطع للترددات المنخفضة) فإن قيمة  $A_V$

$$\text{تصبح تساوي } \frac{1}{\sqrt{2}}$$

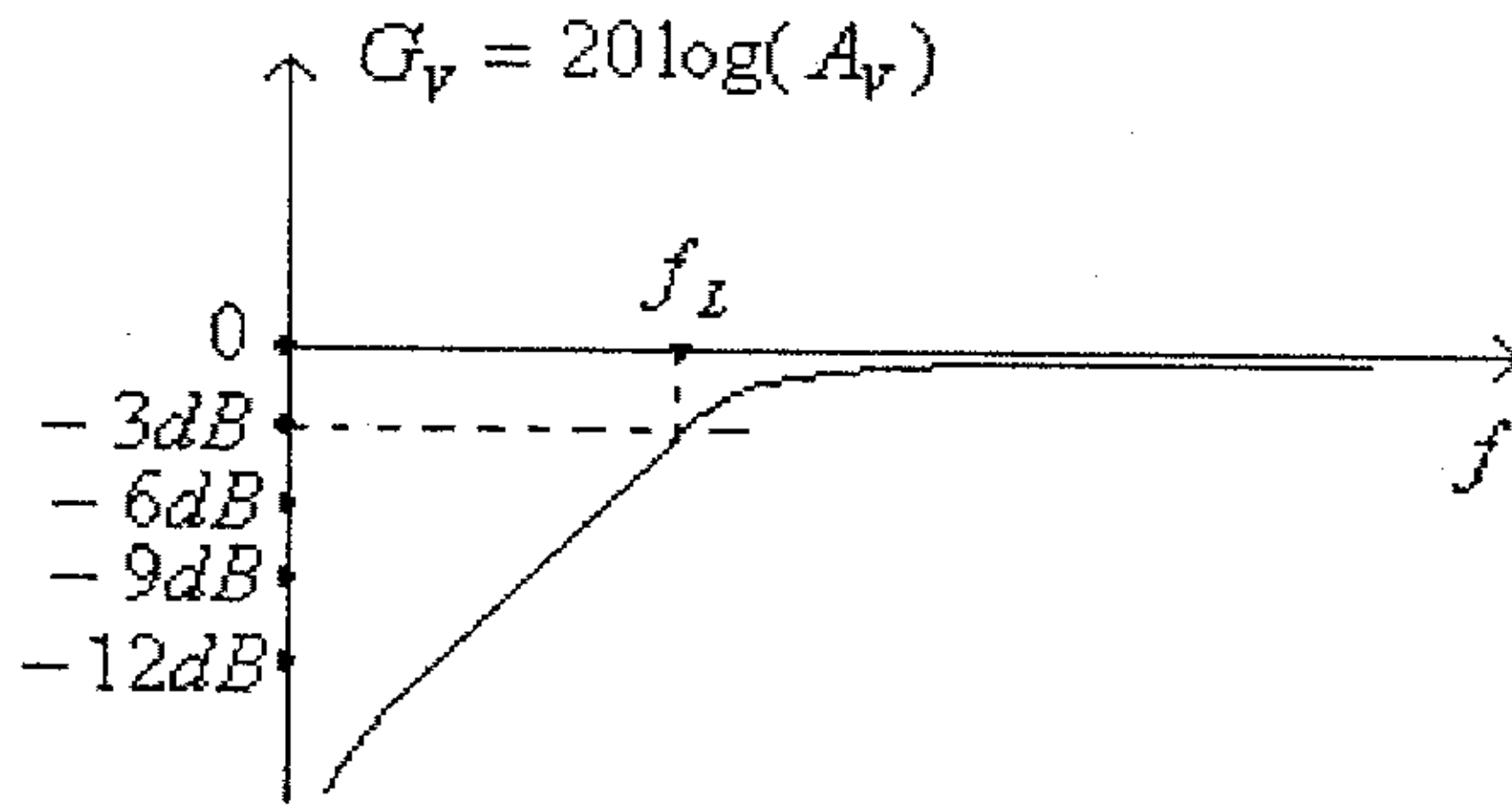
وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3 dB$$

وهذه العلاقة، (العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة بالديسيبل وتردد

الإشارة المدخلة) هي كما في الشكل التالي.





شكل (8)

وبالعودة الى المعادلة رقم (1) السابقة، وهي:

$$\dot{V}_{out} = \frac{R \cdot \dot{V}_{in}}{R + X_C}$$

نجد أن القيمة المركبة لمعامل التضخيم هي:

$$A_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{R}{R + X_C} = \frac{R}{R + \frac{1}{j(2\pi fC)}} = \frac{R}{R - j \frac{1}{2\pi fC}}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{R}{R - j \frac{1}{2\pi fC}} = \frac{1}{1 - j \frac{1}{2\pi fRC}}$$

وباستخدام تعريف التردد  $f_L$  (تردد القطع للترددات المنخفضة) وهو:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$

نستنتج أن:

$$A_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{1}{1 - j \left( \frac{f_L}{f} \right)} \dots \dots \dots (5)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن العلاقة بين القيمة العددية لمعامل التضخيم والتردد هي:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} \dots\dots\dots (6)$$

من هذه المعادلة أيضاً يمكننا إيجاد العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد كما يلي:

$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} \right)$$

$$G_V = 20 \log \left[ 1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = -10 \log \left[ 1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 \right] \dots\dots\dots (7)$$

وعند الترددات المنخفضة، أي عند  $f \ll f_L$ ، فإن  $\frac{f_L}{f} \gg 1$ ، وبالتالي يمكن تبسيط المعادلة السابقة لتصبح كما يلي:

$$G_V = -10 \log \left(\frac{f_L}{f}\right)^2 = -20 \log \left(\frac{f_L}{f}\right) \dots\dots\dots (8)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية رسم العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد لهذه الدائرة بسهولة، فمن هذه المعادلة نستنتج أنه:

- عند  $f = f_L$ ، فإن:

$$G_V = -20 \log \left(\frac{f_L}{f}\right) = -20 \log(1) = 0 \text{ dB}$$

- عند  $f = \frac{1}{2} f_L$  ، فإن:

$$G_V = -20 \log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20 \log(2) = -6dB$$

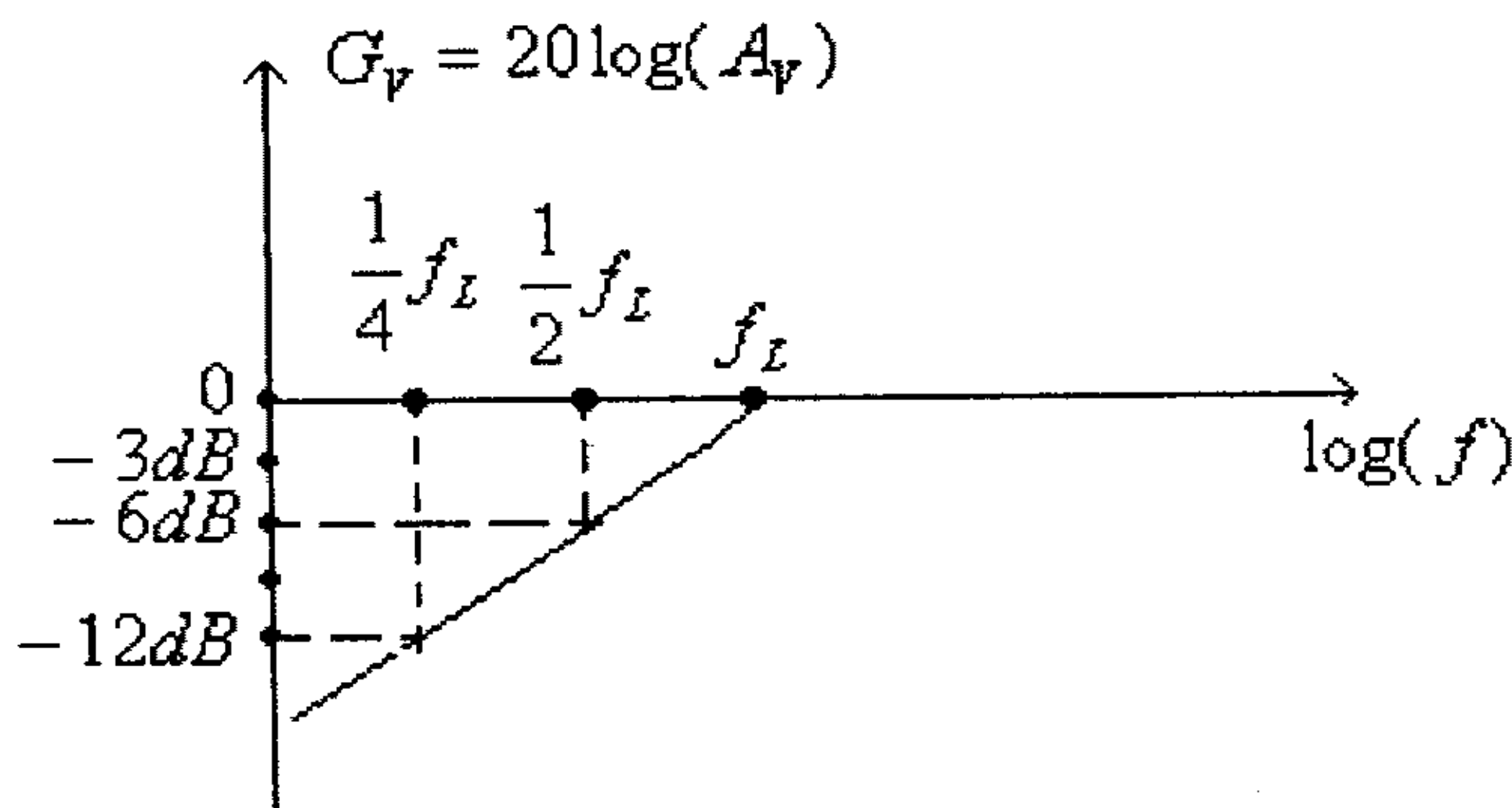
- عند  $f = \frac{1}{4} f_L$  ، فإن:

$$G_V = -20 \log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20 \log(4) = -12dB$$

- عند  $f = \frac{1}{10} f_L$  ، فإن:

$$G_V = -20 \log\left(\frac{f_L}{f}\right) = -20 \log(10) = -20dB$$

وهذه النقاط تبين أن العلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد هي علاقة خطية عندما تكون وحدات المحور السيني هي لوغاريتم التردد، كما هو مبين بالشكل أدناه.



شكل (9)

ومن معرفتنا أن القيمة الدقيقة لكسب الفولطية عند  $f = f_L$  هي:

$$G_V = 20 \log \left[ 1 + \left( \frac{f_L}{f} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = -10 \log \left[ 1 + \left( \frac{f_L}{f} \right)^2 \right] = -10 \log(2) = -3dB$$

يمكننا تعديل الرسم السابق وذلك لرسم العلاقة بين التردد وكسب الفولطية بالديسيبل (منحنى Bode).

أي أنه لرسم منحنى Bode لأي دائرة إتبع الخطوات التالية:

1- حدد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة  $f_L$  ، وذلك من المعادلة:

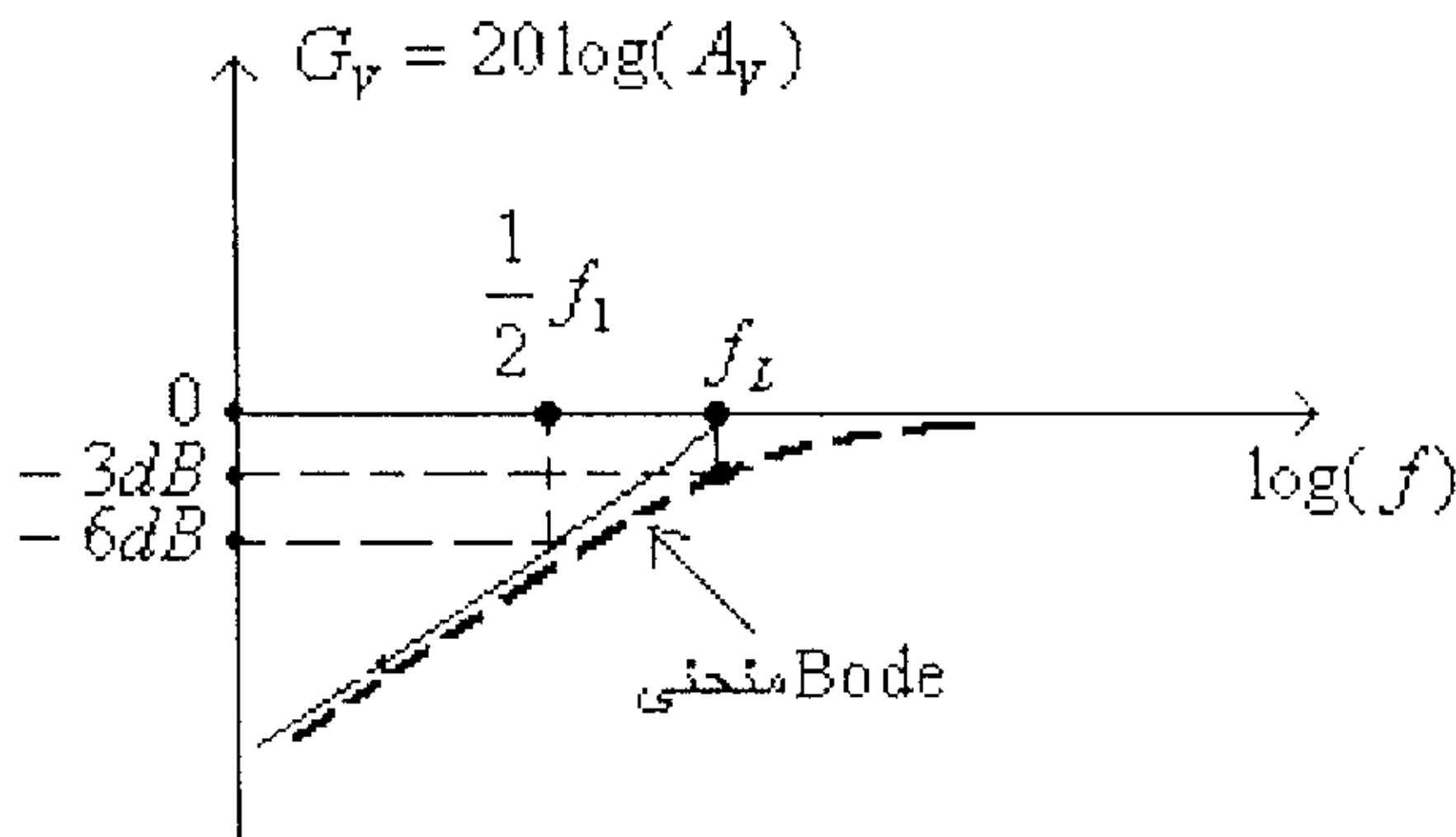
$$f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$

2- حدد النقطة  $(-6dB, \frac{1}{2} f_L)$ .

3- أوصل النقطتين معاً بخط مستقيم.

4- حدد النقطة  $(-3dB, f_L)$ .

5- أرسم المنحنى الذي مماسه الخط المستقيم الذي رُسم في الخطوة (3) السابقة، ويمر بالنقطة المحددة بالخطوة (4). كما في الشكل أدناه.



شكل (10)

لاحظ أن مقياس محور التردد هي باللوغاريتم.

وكثيراً ما يُقترن بهذا المنحنى (العلاقة بين معامل التضخيم والتردد) منحنى آخر يُبين العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة والتردد. فبالعودة الى معادلة (5) السابقة، وهي:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - j\left(\frac{f_L}{f}\right)}$$

نستنتج أن زاوية الطور ( $\alpha$ ) لمعامل التضخيم تساوي  $\tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right)$ ، أي أن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) \dots \dots \dots (9)$$

لاحظ أن زاوية الطور لمعامل التضخيم هي فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة.

من المعادلة السابقة نستنتج أنه:

- عند  $f = 0\text{Hz}$  (إشارة تيار مستمر)، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة هو:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{0}\right) = \tan^{-1}(\infty) = 90^\circ$$

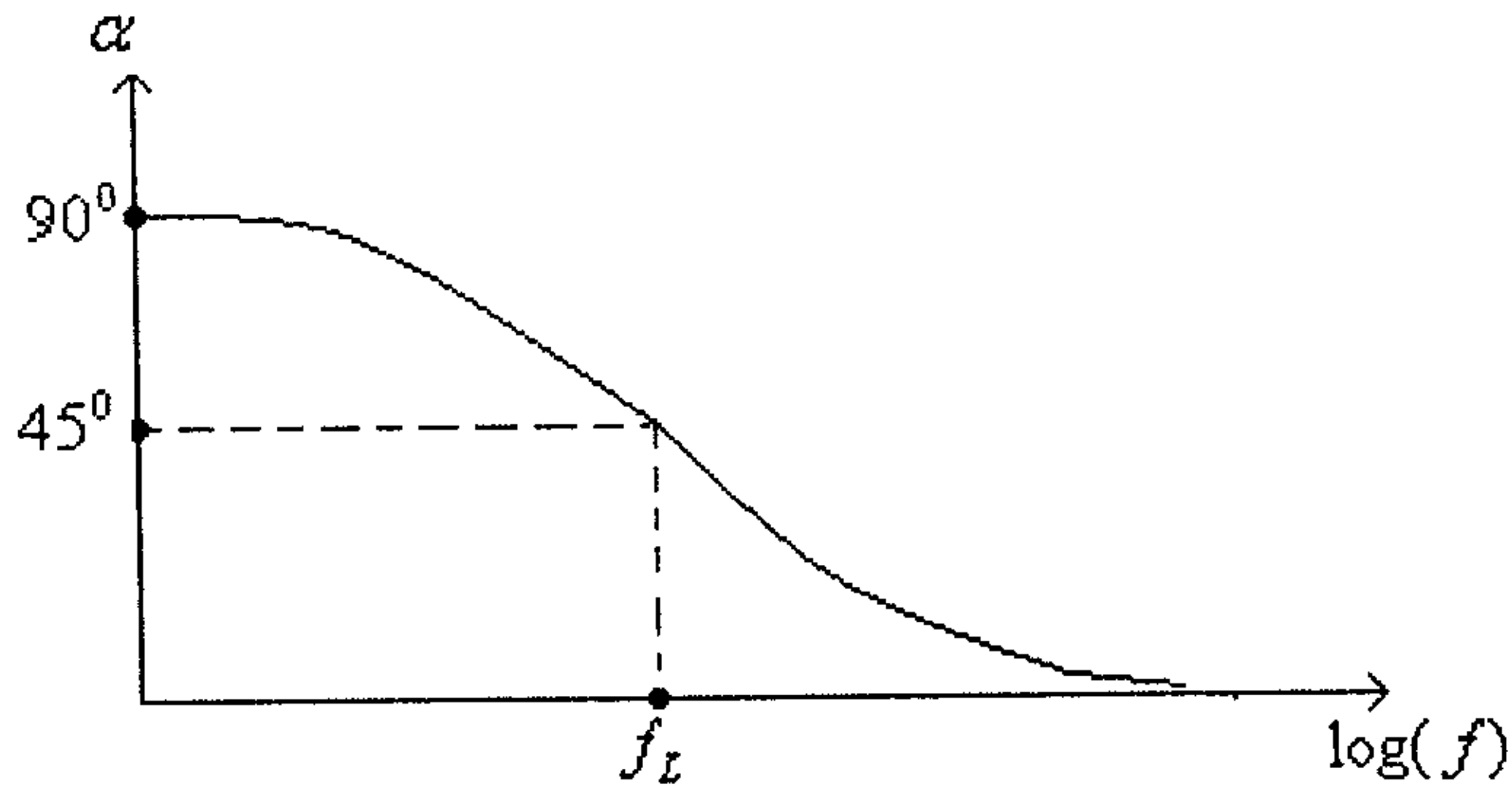
- عند  $f = f_L$  (تردد القطع للترددات المنخفضة)، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة هو:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}(1) = 45^\circ$$

- عند الترددات المرتفعة، أي عند  $f \gg f_L$ ، فإن فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة هو:

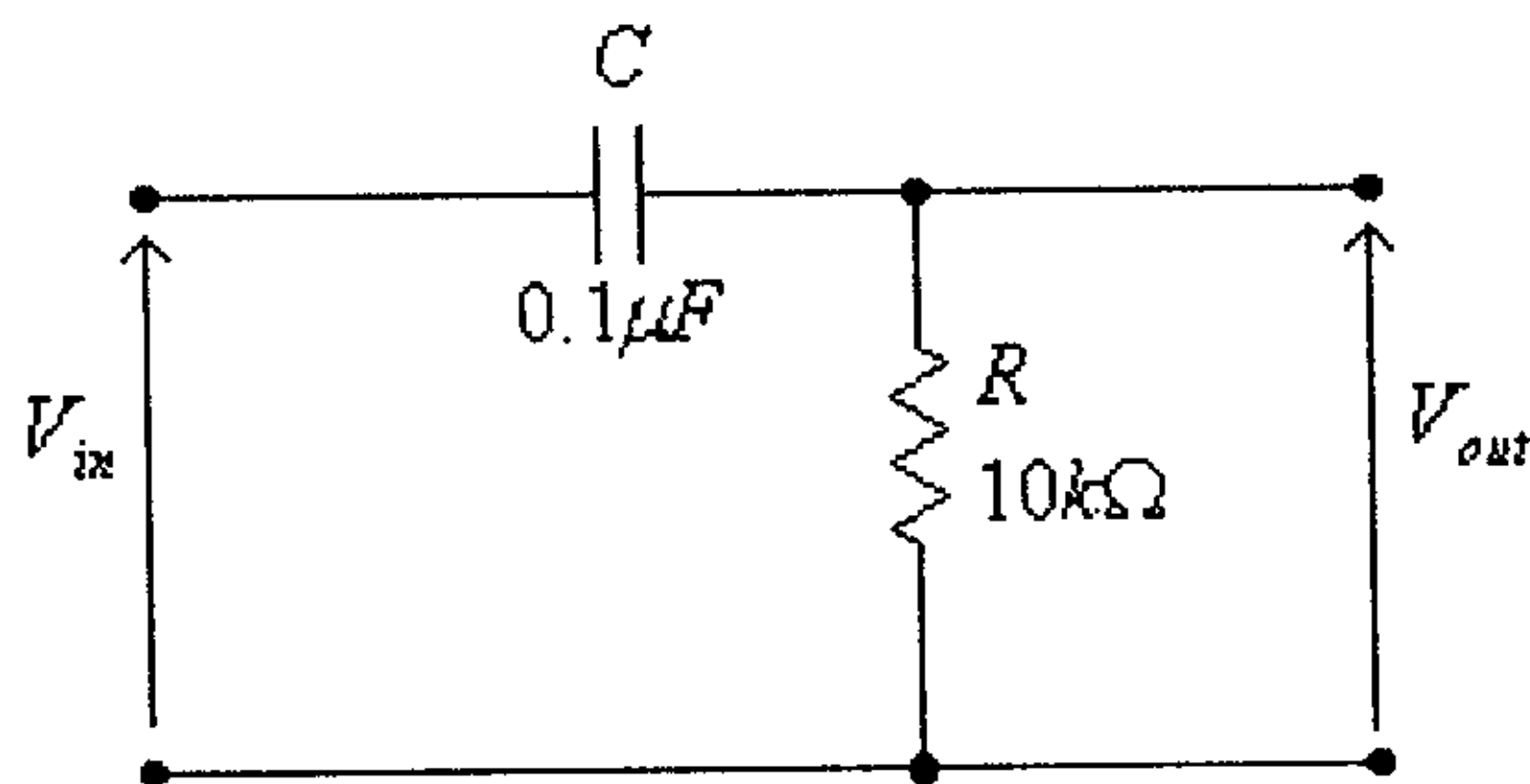
$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}(0) = 0^\circ$$

مما سبق نستنتج أن العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة والتردد، هي كما في الشكل التالي.



شكل (11)

مثال (5): للدائرة التالية.



شكل (12)

(أ) حدد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة.

(ب) أرسم العلاقة بين التردد ومعامل الكسب بالديسيبل.

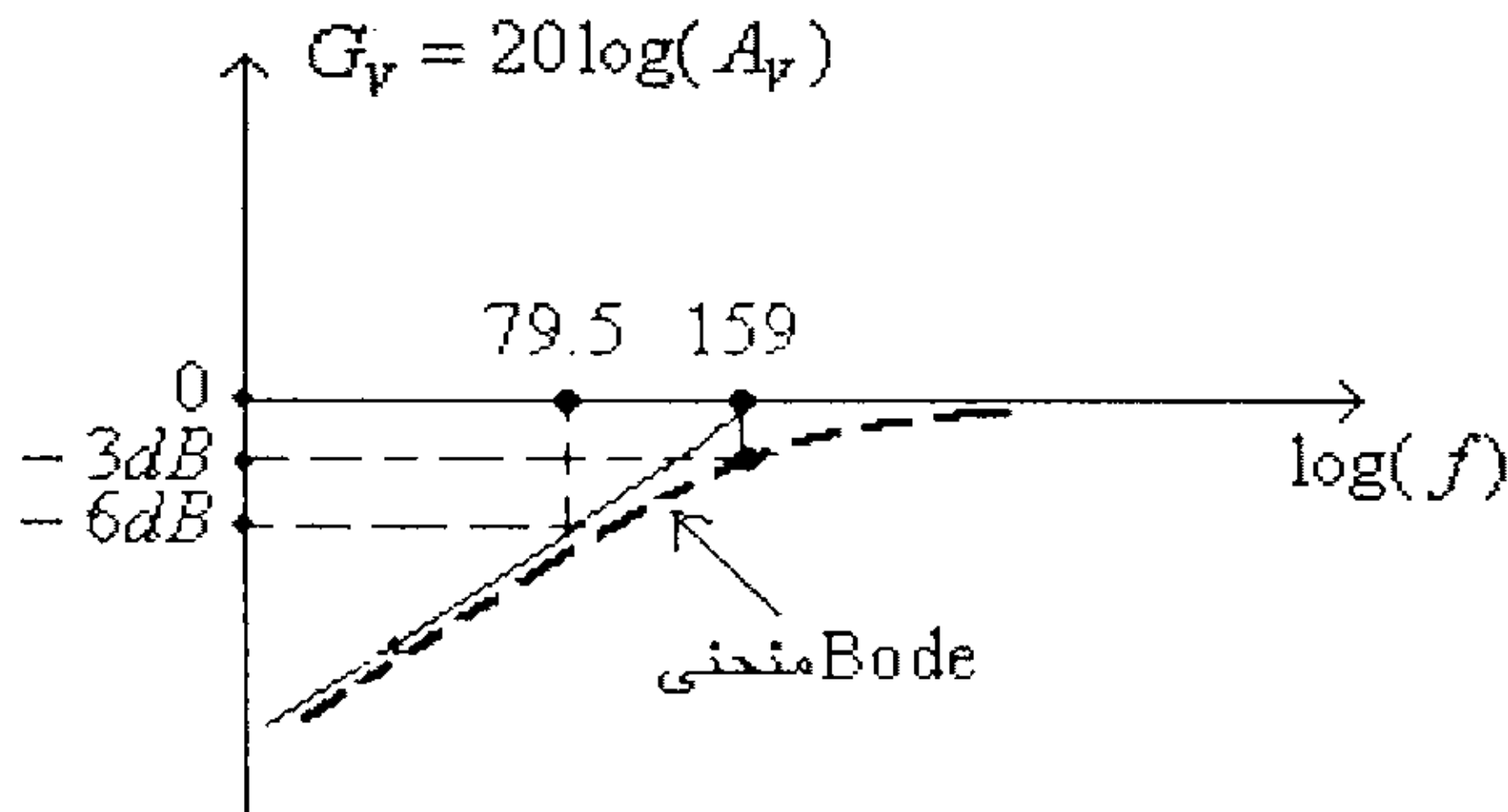
(ج) أرسم العلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة.

الحل:

(أ) تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

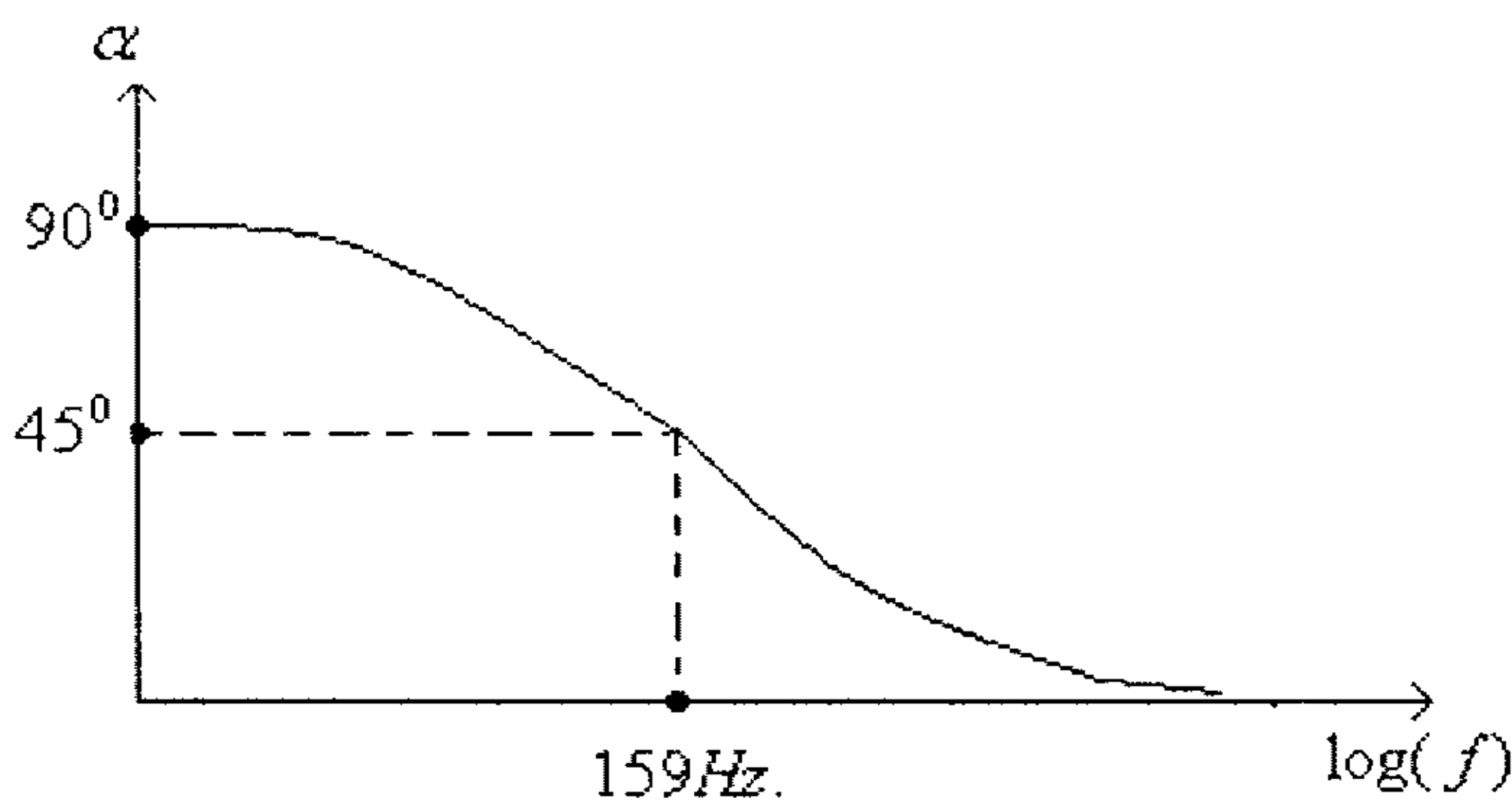
$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 159 \text{ Hz.}$$

(ب) العلاقة بين التردد ومعامل الكسب بالديسيبل هي كما في الشكل التالي:



شكل (13)

(ج) العلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلة والمخرجة هي كما في الشكل التالي.



شكل (14)

مثال (6): للدائرة المبينة في المثال السابق، أوجد:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد ومعامل التضخيم.

ب) قيمة معامل التضخيم عند تردد الإشارة المدخلة

10kHz، و 1kHz، 200Hz، 100Hz، 10Hz. على التوالي.

الحل:

أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد ومعامل التضخيم هي كما تم إيجاده سابقاً (المعادلة رقم 6):

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}}$$

حيث:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 159 \text{ Hz.}$$

أي أن:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}}$$

ب) عند  $f = 10 \text{ Hz}$ ، فإن:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{10}\right)^2}} = 0.0628$$

- عند  $f = 100 \text{ Hz}$ ، فإن:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{100}\right)^2}} = 0.5324$$

- عند  $f = 200 \text{ Hz}$ ، فإن:



$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{200}\right)^2}} = 0.7828$$

- عند  $f = 1kHz$  ، فإن:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{1000}\right)^2}} = 0.9876$$

- عند  $f = 10kHz$  ، فإن:

$$A_v = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{f}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{159}{10000}\right)^2}} = 0.9999$$

مثال (7): للدائرة المبينة في المثال السابق، أوجد:

(أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة.

(ب) فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة عند تردد الإشارة المدخلية  $10Hz.$ ،  $100Hz.$ ،  $200Hz.$ ،  $1kHz.$  و  $10kHz.$  على التوالي.

الحل:

(أ) الصيغة الرياضية للعلاقة بين التردد وفرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة هي كما تم إيجاده سابقاً (المعادلة رقم 9):

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right)$$

حيث:

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 159 \text{ Hz.}$$

أي أن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{f}\right)$$

ب) عند  $f = 10 \text{ Hz}$  ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{10}\right) = 86.4^\circ$$

- عند  $f = 100 \text{ Hz}$  ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{100}\right) = 57.83^\circ$$

- عند  $f = 200 \text{ Hz}$  ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{200}\right) = 38.48^\circ$$

- عند  $f = 1 \text{ kHz}$  ، فإن:

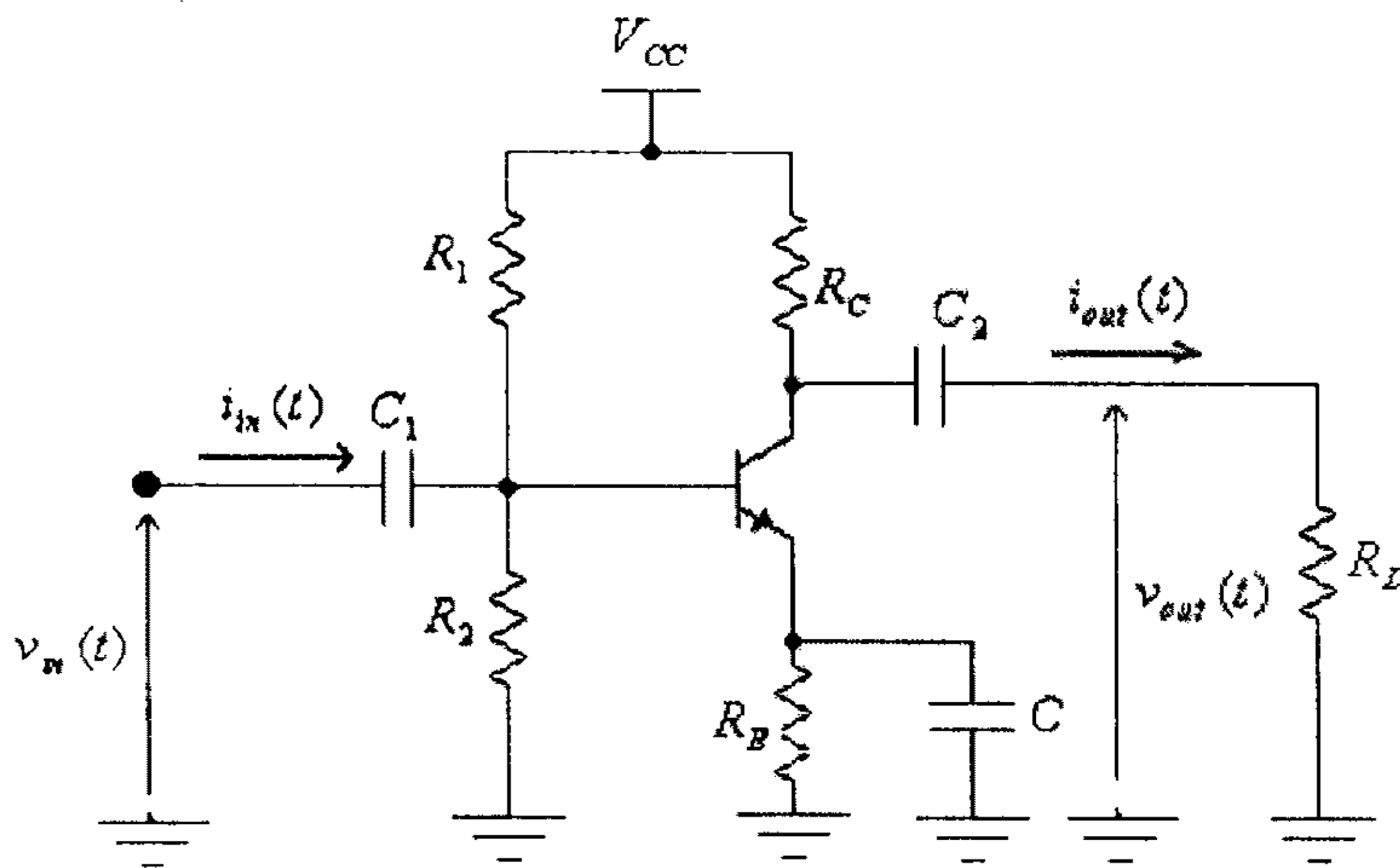
$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{1000}\right) = 9.03^\circ$$

- عند  $f = 10 \text{ kHz}$  ، فإن:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{f_L}{f}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{159}{10000}\right) = 0.91^\circ$$

## 5.5 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المنخفضة.

كما عرفت سابقاً فإن المكثفات الموجودة في دائرة التضخيم، وكذلك المقاومات الموصولة معها، هي التي تحدد كيفية الإستجابة الترددية لهذه المضخمات عند الترددات المنخفضة. ففي دائرة التضخيم التالية فإن كلاً من المكثفات  $C_1$  ،  $C_2$  و  $C_E$  والمقاومات المكافئة الموصولة معها ستحدد كيفية الإستجابة الترددية لهذه الدائرة عند الترددات المنخفضة.



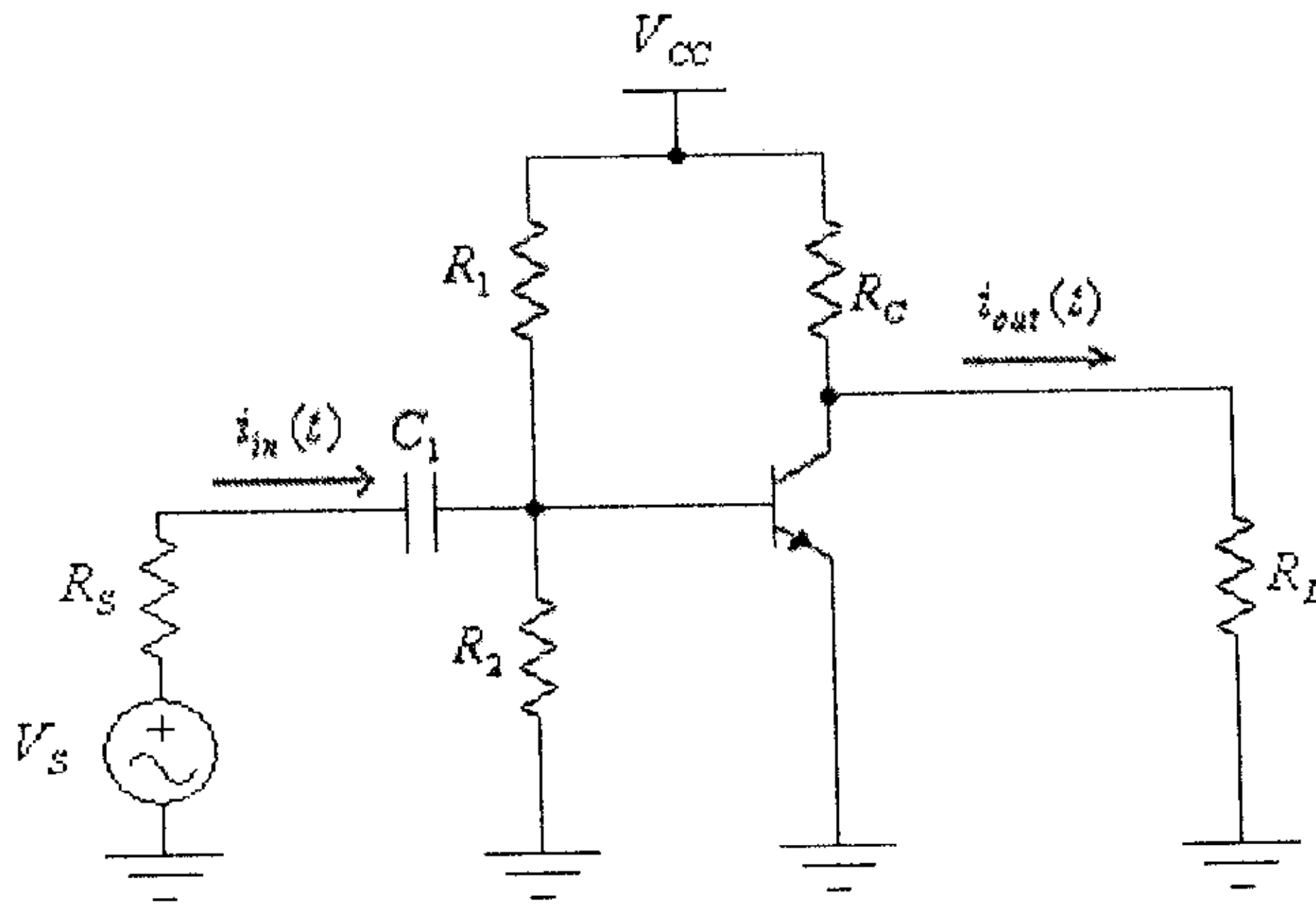
شكل (15)

إن دراسة الإستجابة الترددية لهذه الدائرة مع الأخذ بعين الإعتبار تأثير كل هذه المكثفات بنفس الوقت يعتبر صعباً نوعاً ما، لأنه في هذه الحالة يجب تحديد ممانعة كل من هذه المكثفات عند قيمة كل تردد في مدى الترددات المراد دراسة الإستجابة الترددية فيه.

ولتسهيل دراسة الإستجابة الترددية فإنه عادةً ما تتم دراسة تأثير كل من هذه المكثفات لوحده مع إهمال تأثير باقي المكثفات وذلك بإفترض أن سعة كل من المكثفات الأخرى كبيرة جداً (أي أن ممانعتها تساوي صفراً). وبالتالي فإنه

يتم تحديد قيمة تردد القطع المُسبب من كل من هذه المكثفات ورسم منحنى الإستجابة الترددية الناتج عن هذا المكثف لوحده، ويكون تردد القطع الناشئ عن هذه المكثفات جميعها مساوياً لأعلى تردد قطع ناتجاً عنها، وذلك كما يلي:

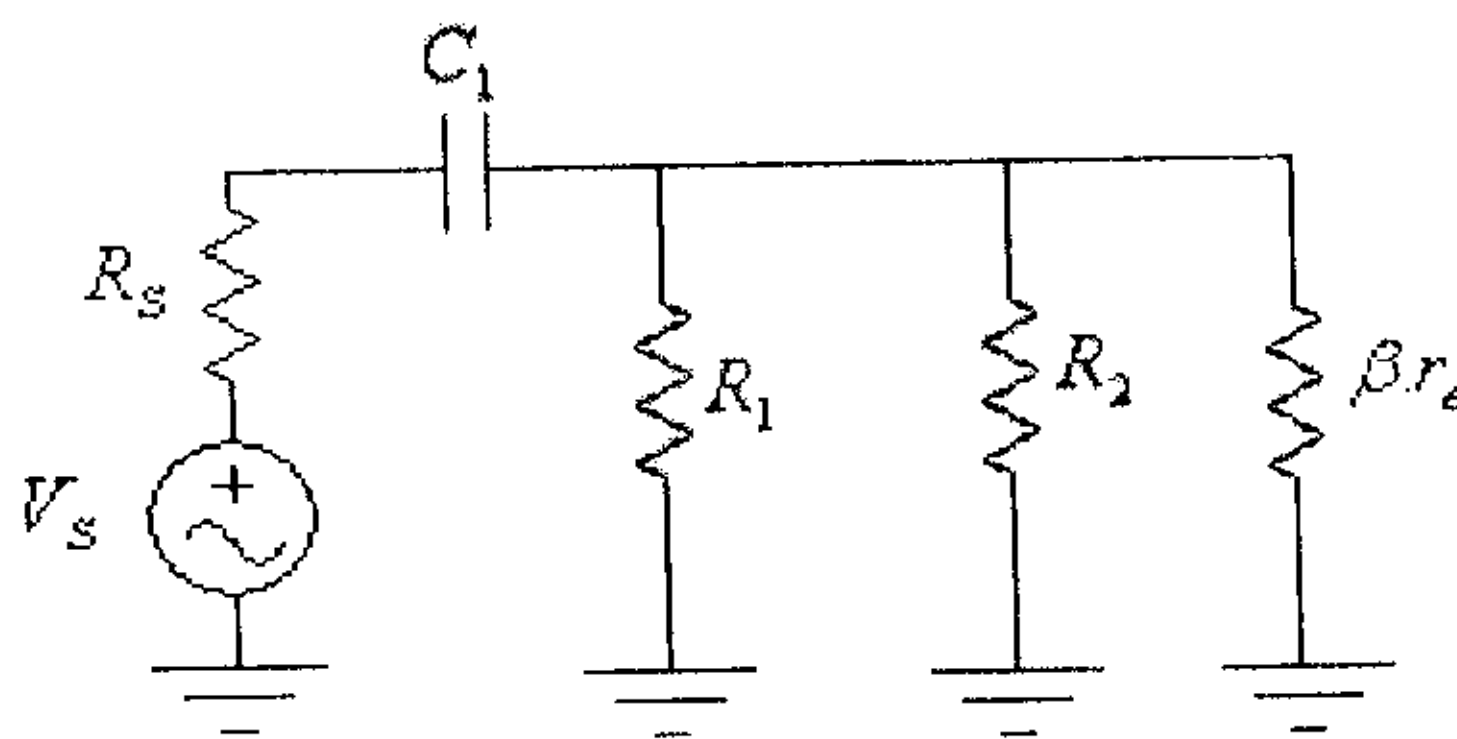
- تأثير المكثف  $C_1$ : وكما ذكر سابقاً فإنه يفترض أن سعة كل من المكثفين  $C_E$  و  $C_2$  كبيرة جداً، أي أن ممانعة كل منهما تساوي صفراً (أي أن كل من المكثفين  $C_E$  و  $C_2$  يشكل دائرة قصر)، وبالتالي فإن الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (16)

وعليه، فإن الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثف  $C_1$  هي كما في الشكل

التالي.



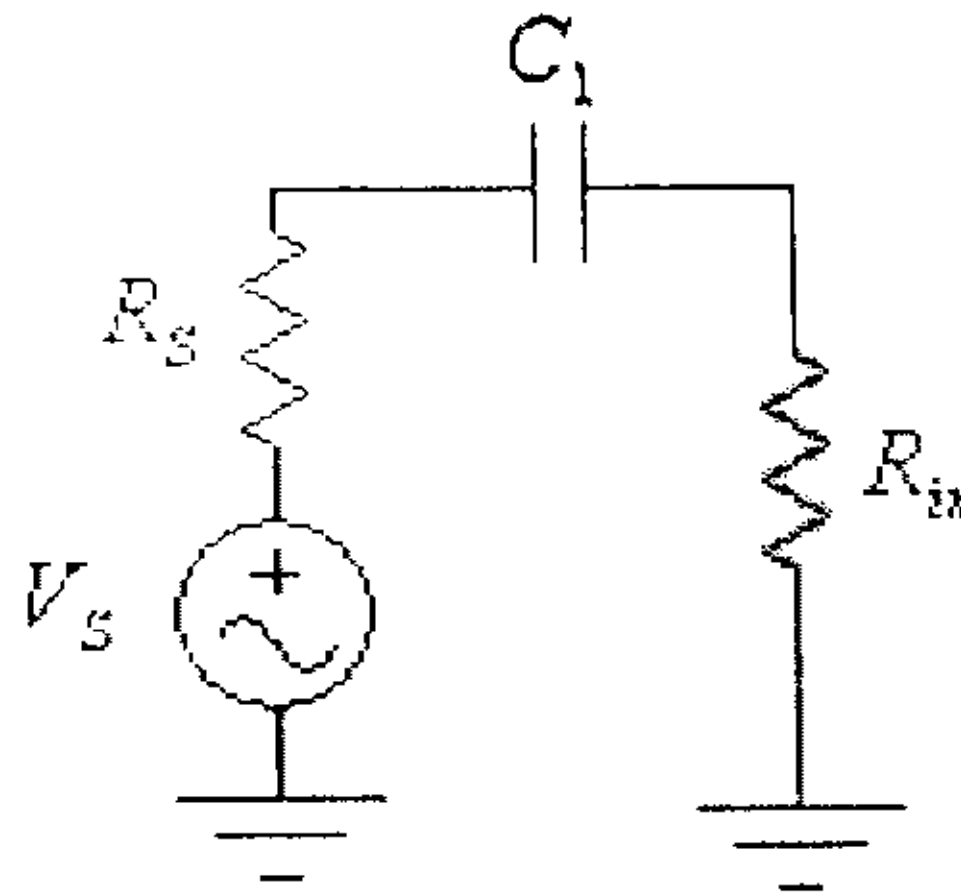
شكل (17)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة بـ:

(أ) حذف مصدر الفولطية  $V_{cc}$ ، والذي هو جزء من دائرة الإنحياز، وذلك لأن الدائرة المكافئة هذه تأخذ بعين الاعتبار إشارة المصدر (المتريدة) فقط.

(ب) إستبدال الترانزستور بممانعته المدخلية  $\beta.r_e$ .

وبعد إستبدال المقاومات  $R_1$ ،  $R_2$  و  $\beta.r_e$  بالمقاومة المكافئة  $R_m$ ، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (18)

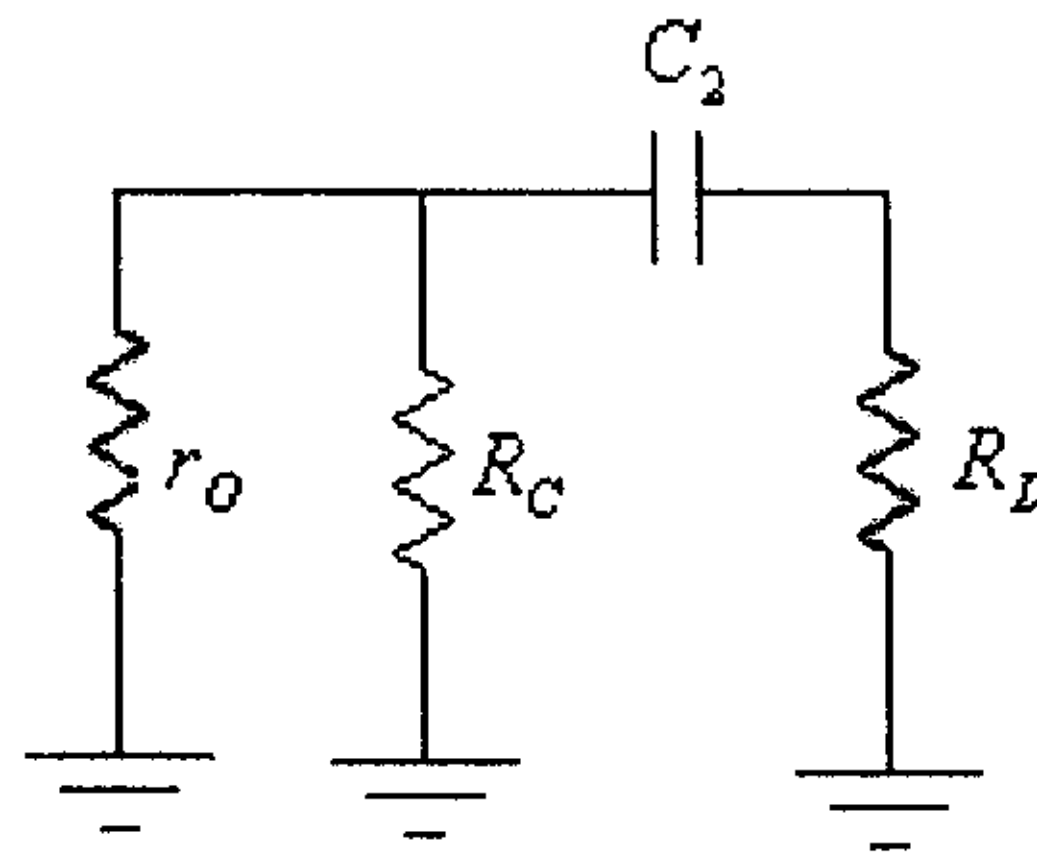
حيث:

$$R_m = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta.r_e$$

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_1$  هي:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_m + R_s).C_1}$$

- تأثير المكثف  $C_2$ : لدراسة تأثير المكثف  $C_2$  على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثف  $C_2$ ، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (19)

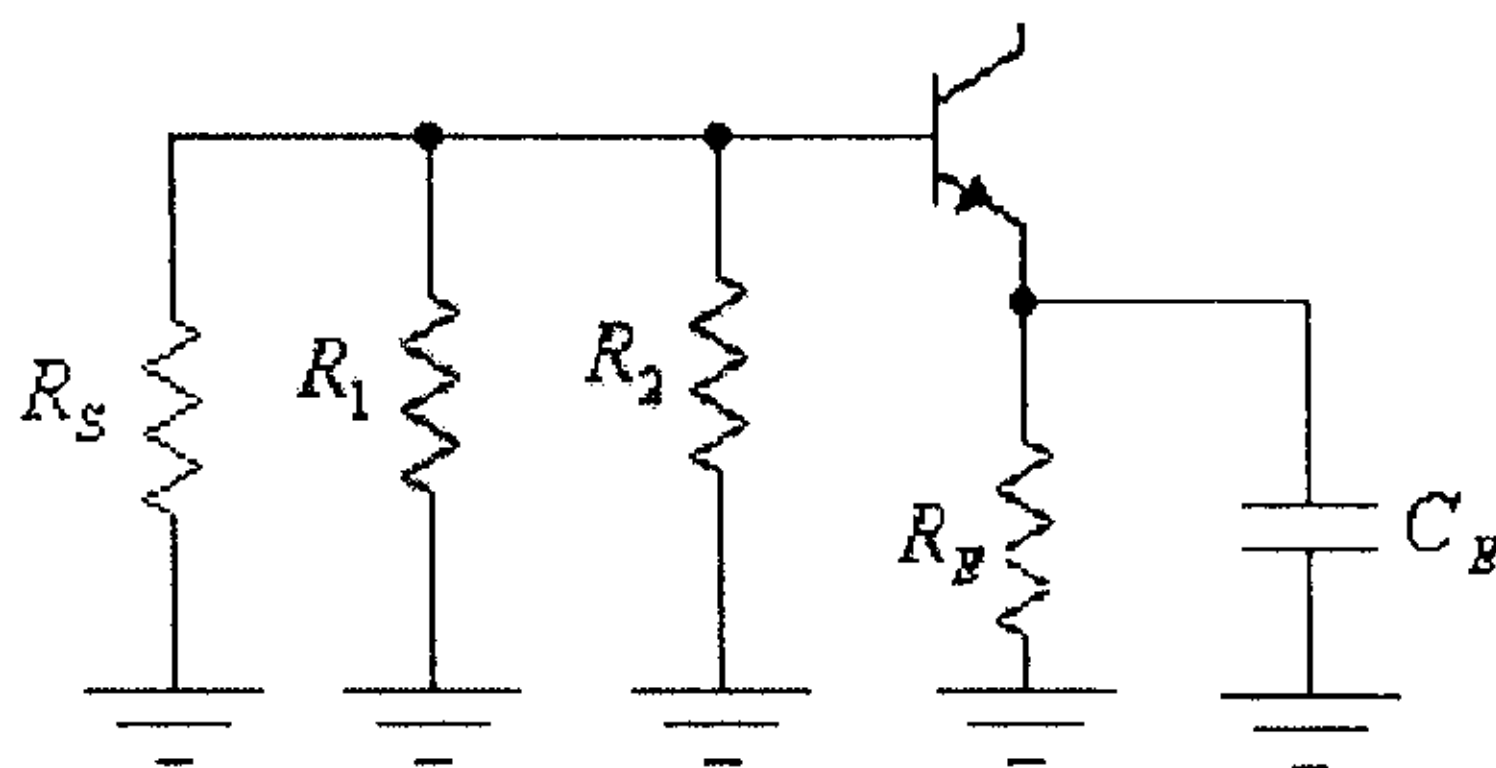
لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال الترانزيستور بممانعته المخرجية  $r_o$ .

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_2$  هي:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث  $R_O$  هي المقاومة المكافئة للمقاومتين  $R_C$  و  $r_o$ .

- تأثير المكثف  $C_E$ : لدراسة تأثير المكثف  $C_E$  على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف، والتي هي كما في الشكل التالي.

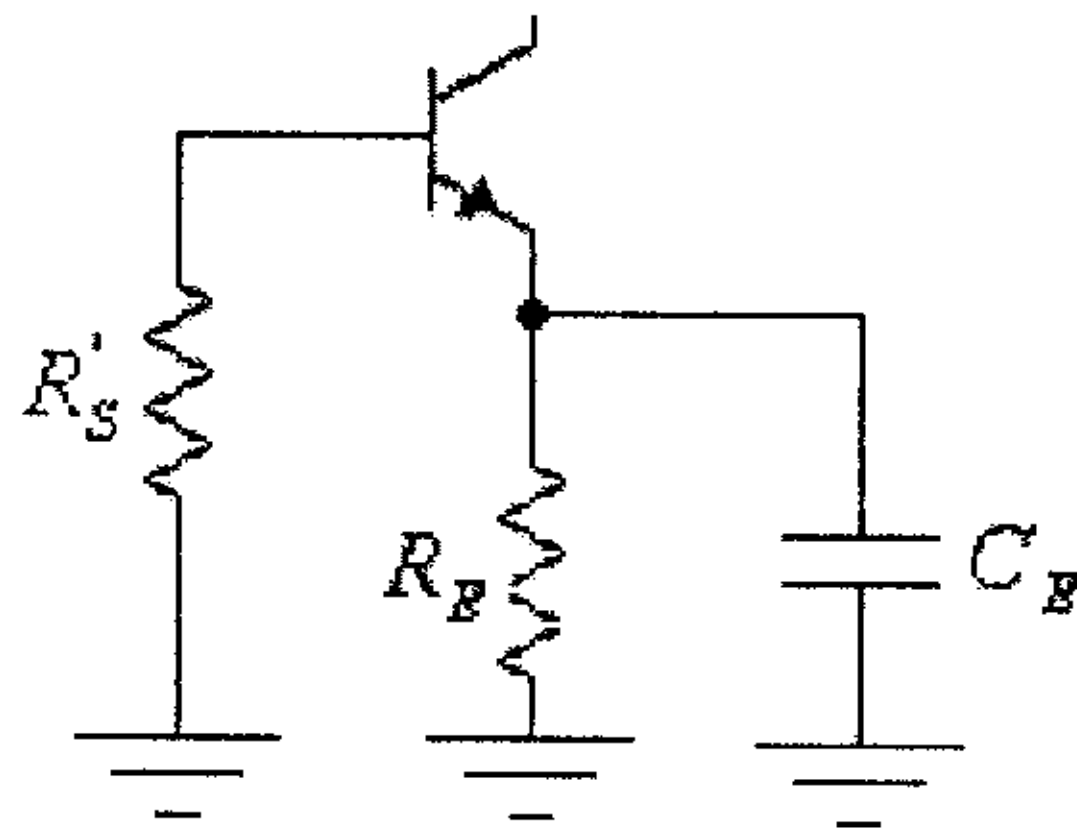


شكل (20)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف  $C_1$

بدارة قصر.

وبعد إستبدال المقاومات  $R_1$ ،  $R_2$  و  $R_S$  بالمقاومة المكافئة  $R'_S$ ، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.

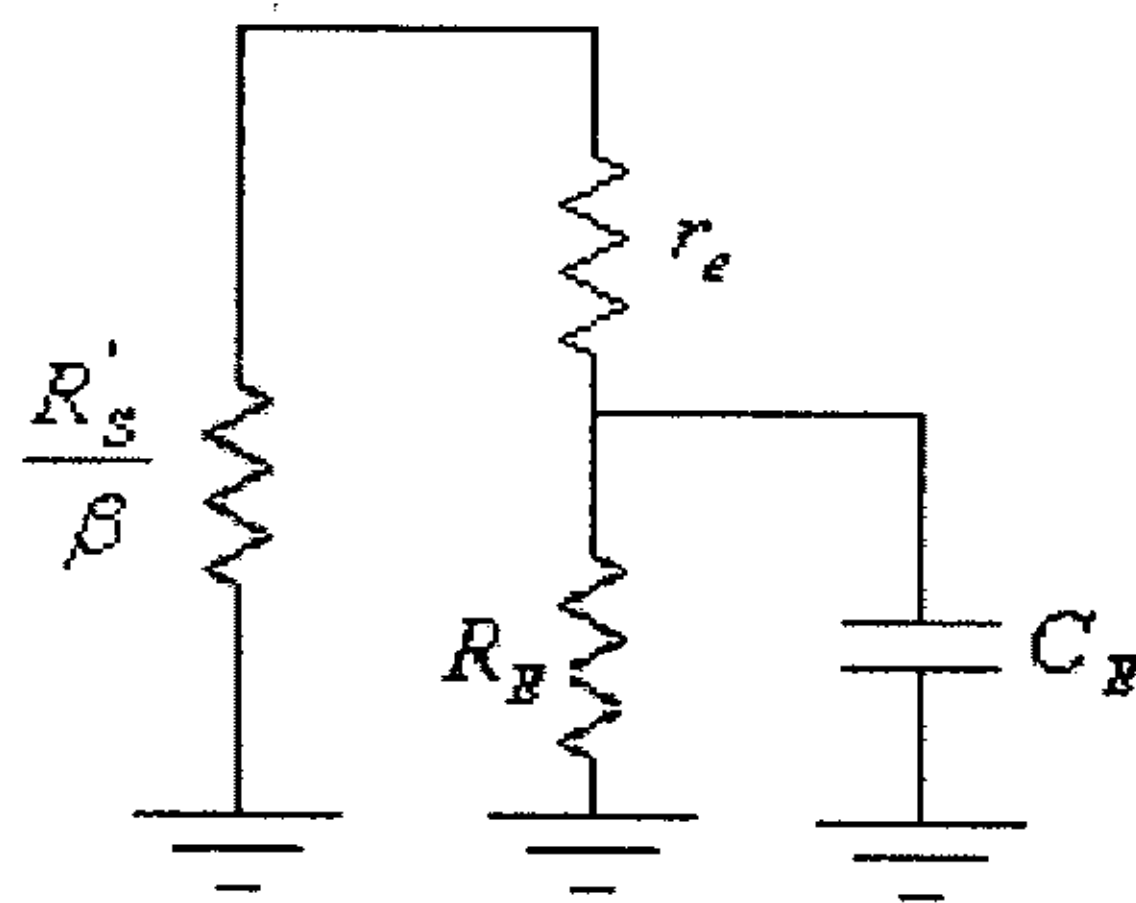


شكل (21)

حيث:

$$R'_S = R_1 \parallel R_2 \parallel R_S =$$

ولقد عرفت سابقاً بأن مقاومة الوصلة بين القاعد والباعث للترانزيستور ثنائي القطبية تكافئ مقاومة قيمتها تساوي  $r_e$ ، وكذلك ولما كانت المقاومة  $R'_S$  موصولة مع قاعدة الترانزيستور ولكن ينظر إليها من الباعث فهي تكافئ مقاومة موصولة مع الباعث قيمتها تساوي  $\frac{R'_S}{\beta}$ . وبأخذ ما ذكر أعلاه بعين الإعتبار تصبح المقاومة المكافئة للدائرة السابقة كما في الشكل التالي.



شكل (22)

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_E$  هي:

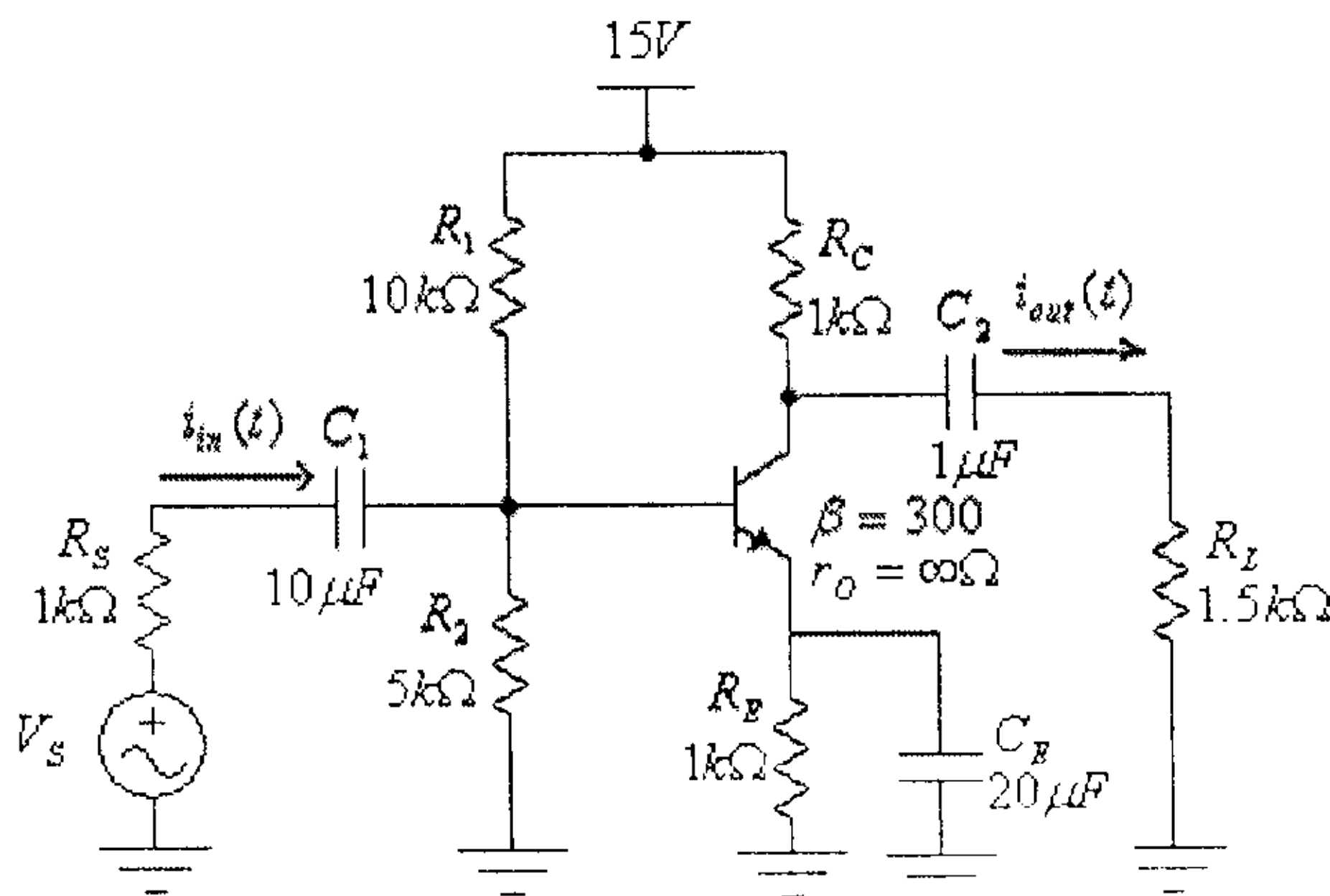
$$f_{ICE} = \frac{1}{2\pi R_e \cdot C_E}$$

حيث  $R_e$  هي المقاومة المكافئة للمقاومات  $R_E$ ،  $r_e$  و  $\frac{R'_S}{\beta}$ ، أي أن:

$$R_e = R_E \parallel \left( \frac{R'_S}{\beta} + r_e \right)$$

مثال (8):

للدائرة التالية أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لها.



شكل (23)

الحل:

لقد تم إيجاد قيمة  $r_e$  للترانزستور في هذه الدائرة عند حل مثال (7) من الوحدة الثانية من هذا الكتاب، حيث تم إيجاد أن:

$$r_e = 6.05\Omega$$



وبالتالي فإن:

- تردد القطع المُسبب من المكثف  $C_1$  هو:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1}$$

حيث:

$$R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta.r_e$$

حيث:

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33 k\Omega$$

أي أن:

$$R_m = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta.r_e = \frac{3.33 \times 10^3 (300 \times 6.05)}{3.33 \times 10^3 + 300(6.05)} = 1.12 k\Omega$$

أي أن:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1} = \frac{1}{2\pi(1.12 \times 10^3 + 1 \times 10^3).(10 \times 10^{-6})} = 7.51 Hz$$

- تردد القطع المُسبب من المكثف  $C_2$  هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث:

$$R_O = R_C \parallel r_o = R_C = 1 k\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2} = \frac{1}{2\pi(1 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3).(1 \times 10^{-6})} = 63.66 Hz.$$

- تردد القطع المسبب من المكثف  $C_E$  هو:

$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi R_e \cdot C_E}$$

حيث:

$$R_e = R_E \left\| \left( \frac{R'_S}{\beta} + r_e \right) \right.$$

و:

$$R'_S = R_1 \parallel R_2 \parallel R_S$$

لقد وجدنا سابقاً أن:

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33 k\Omega$$

أي أن:

$$R'_S = R_1 \parallel R_2 \parallel R_S = \frac{3.33 \times 10^3 (1 \times 10^3)}{3.33 \times 10^3 + 1 \times 10^3} = 769 \Omega$$

و:

$$R_e = R_E \left\| \left( \frac{R'_S}{\beta} + r_e \right) \right. = 1 k\Omega \left\| \left( \frac{769}{300} \Omega + 6.05 \Omega \right) \right. = 1 k\Omega \parallel 8.61 \Omega = \frac{1000 \times 8.61}{1000 + 8.61} = 8.54 \Omega$$

أي أن:

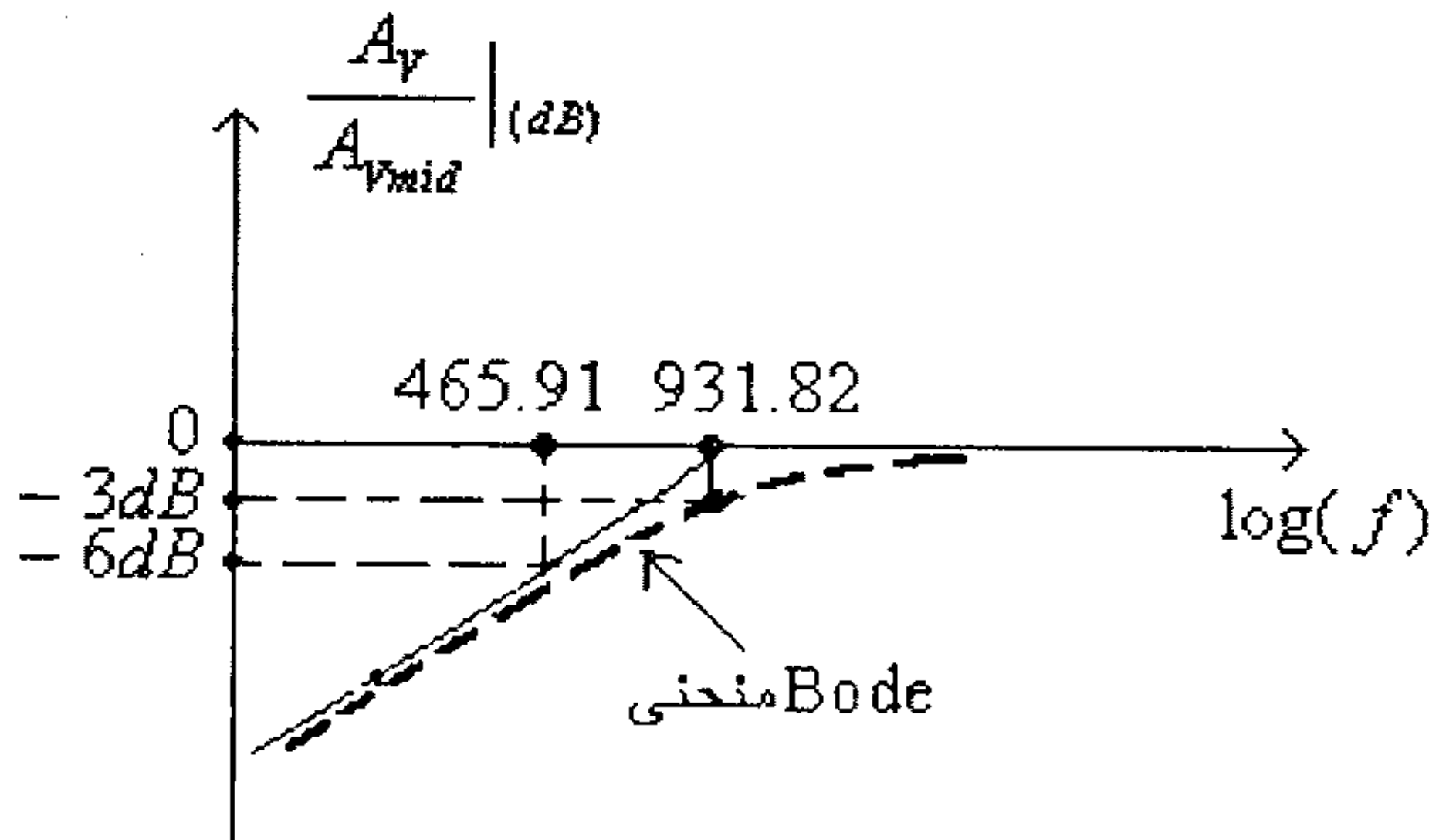
$$f_{LCE} = \frac{1}{2\pi R_e \cdot C_E} = \frac{1}{2\pi (8.54) \cdot (20 \times 10^{-6})} = 931.82 \text{ Hz.}$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي

القيمة العظمى لكل من  $f_{LC1}$  ،  $f_{LC2}$  و  $f_{LCE}$  . أي أن:

$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}, f_{LCE}\} = \max\{7.51, 63.66, 931.82\} = 931.82 \text{ Hz.}$$

منحنى الإستجابة الترددية لهذه الدائرة يتم رسمه بعد معرفة قيمة تردد القطع  $f_L$  وذلك كما تم شرحه سابقاً، أي أن منحنى الإستجابة الترددية لهذه الدائرة هو كما في الشكل التالي.

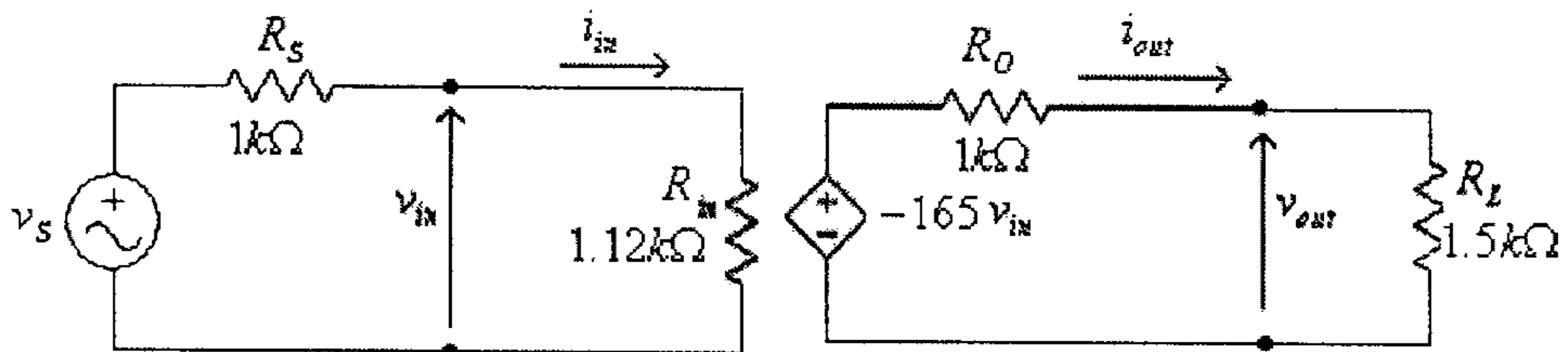


شكل (24)

تذكر أن قيمة معامل التضخيم  $A_{vmid}$  يتم إيجادها بعد إستبدال كل من المكثفات في هذه الدائرة بدارة قصر. لتجد أن قيمة معامل التضخيم في حالة اللاحمل هي:

$$A_{vo} = -\frac{R_c}{r_e} = -\frac{1000}{6.05} = -165$$

والدائرة المكافئة لهذا المضخم هي:



شكل (25)

ومنها نجد أن:

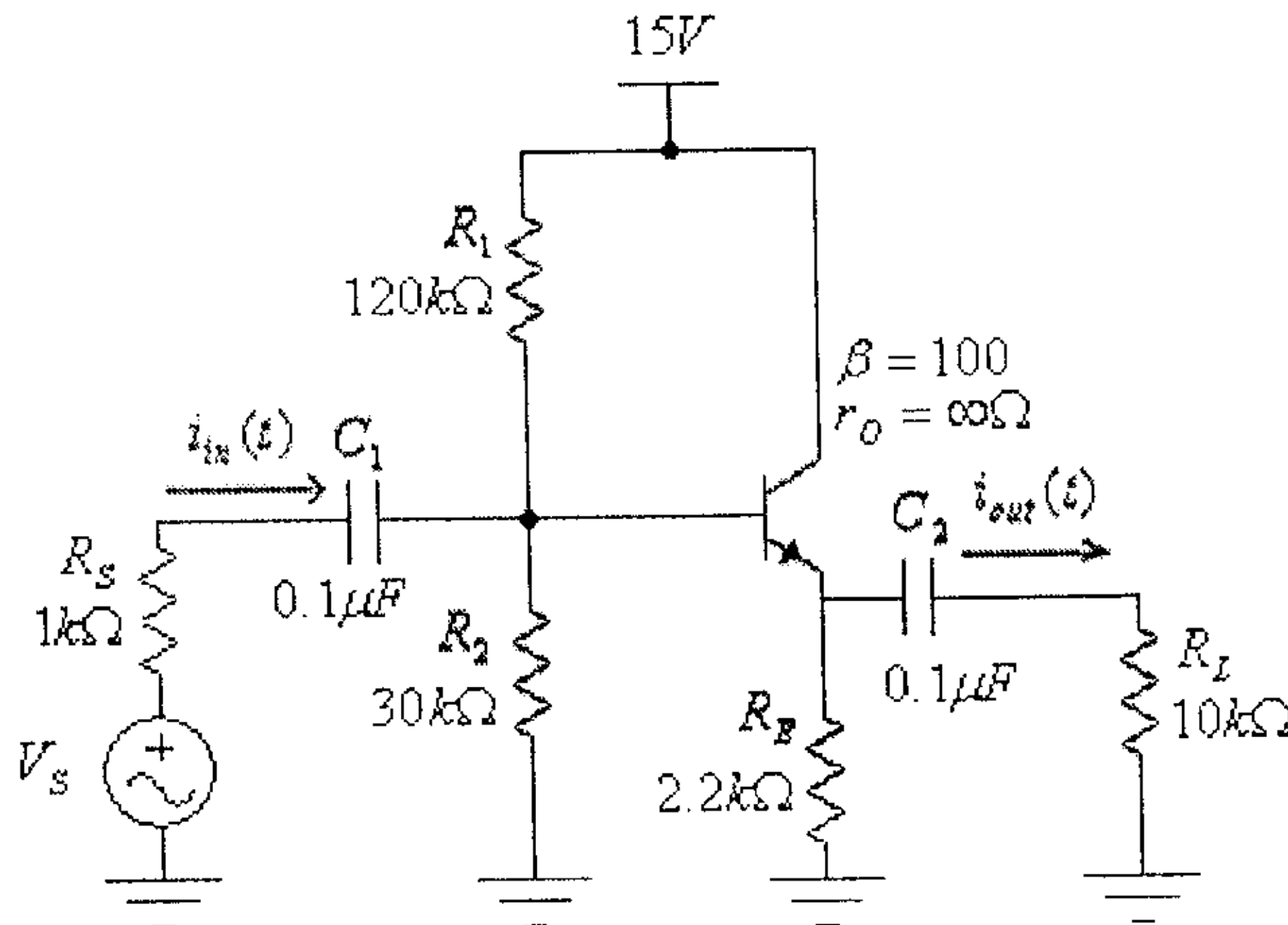
$$v_{in} = \frac{v_s \cdot R_{in}}{R_s + R_{in}} = \frac{v_s (1.12 \times 10^3)}{1 \times 10^3 + 1.12 \times 10^3} = 0.528 v_s$$

$$v_{out} = \frac{-165 v_{in} \cdot R_L}{R_O + R_L} = \frac{-165 (0.528) v_s \cdot (1.5 \times 10^3)}{1 \times 10^3 + 1.5 \times 10^3} = -52.27 v_s$$

أي أن:

$$A_{Vmid} = \frac{v_{out}}{v_s} = -52.27$$

مثال (9): أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة التالية.



شكل (26)

الحل:

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط  $\beta \cdot R_E \geq 10 R_2$  غير محقق، لأن:

$$\beta \cdot R_E = 100(2.2k\Omega) = 220k\Omega$$

و:

$$10 \cdot R_2 = 10(30k\Omega) = 300k\Omega$$

لذا لا بد من إستخدام الطريقة الدقيقة لحساب دائرة الإنحياز، أي أن:

$$R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 24k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15 \cdot (30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 3V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{3 - 0.7}{24k\Omega + (100 + 1) \cdot (2.2k\Omega)} = 9.3\mu A$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B = (100 + 1) \cdot (9.3\mu A) = 0.944mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{0.944mA} = 27.5\Omega$$

لحساب تردد القطع المسبب من المكثف  $C_1$  فإننا نفترض أن سعة المكثف  $C_2$  كبيرة جداً ويمكن إستبداله بدارة قصر. في هذه الحالة فإن المقاومتان  $R_L$  و  $R_E$  تصبحان على التوازي ومكافئتهما هي:

$$R'_E = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} = \frac{2.2k\Omega + 10k\Omega}{(2.2k\Omega) \cdot (10k\Omega)} = 1.803k\Omega$$

و:

$$R_m = R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) \cdot (r_e + R'_E)$$

حيث:

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 24k\Omega$$

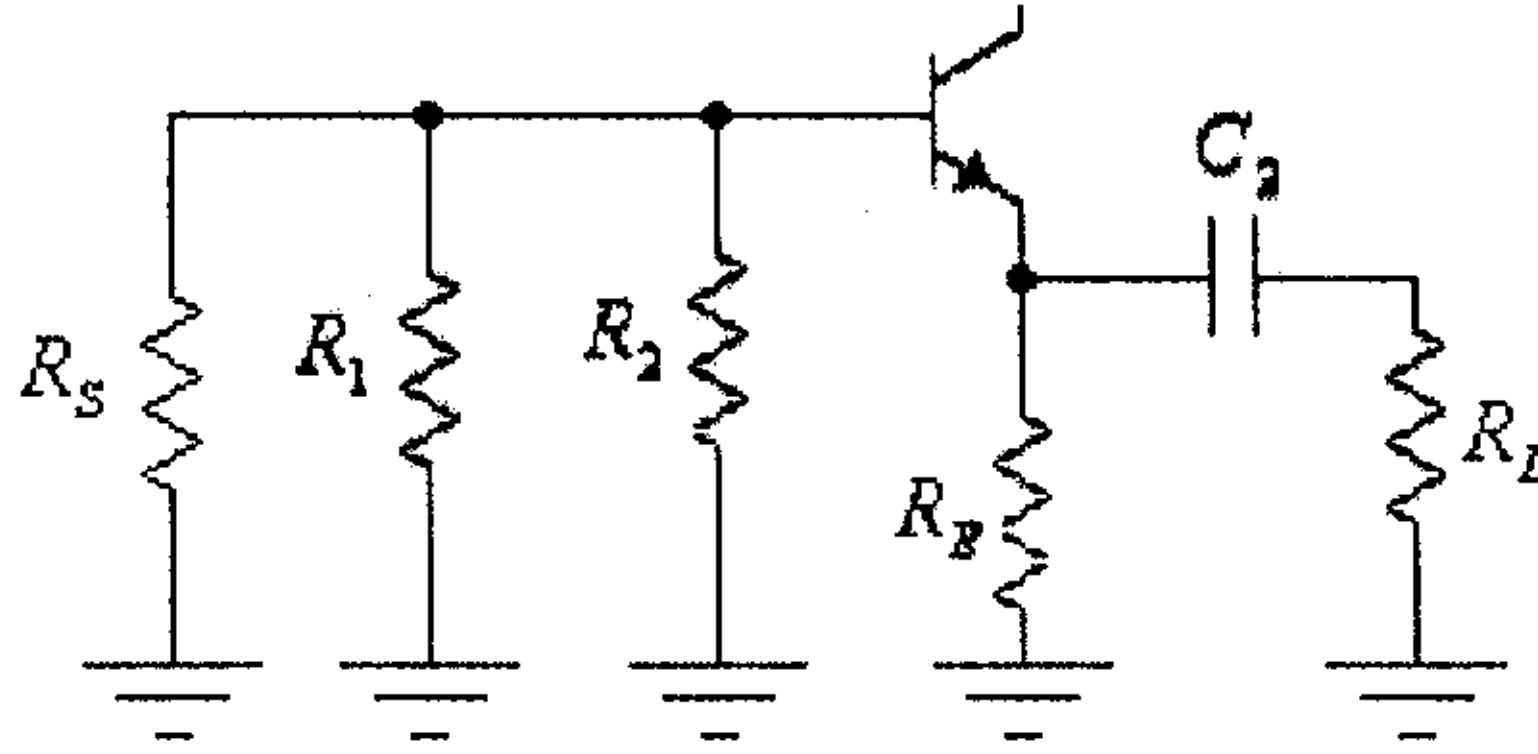
أي أن:

$$R_m = R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta + 1) \cdot (r_e + R'_E) = \frac{(24k\Omega) \cdot (100 + 1) \cdot (27.5\Omega + 1.803k\Omega)}{24k\Omega + (100 + 1) \cdot (27.5\Omega + 1.803k\Omega)} = 21.24k\Omega$$

وبالتالي فإن:

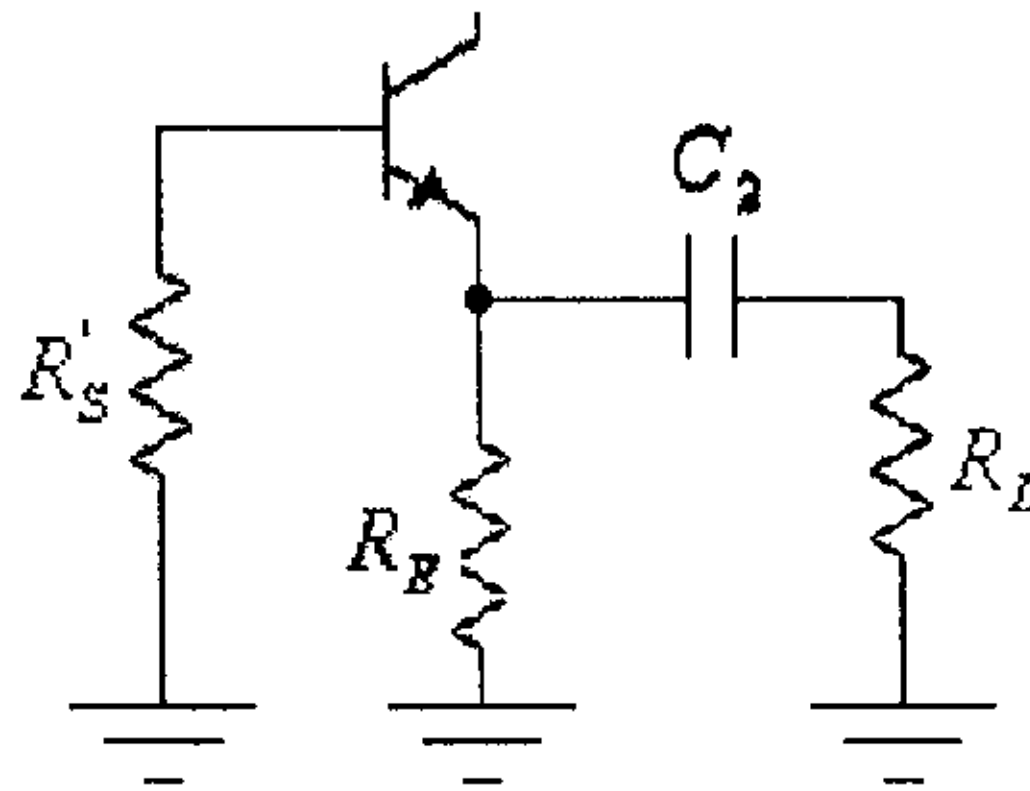
$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_{in} + R_S).C_1} = \frac{1}{2\pi(21.24 \times 10^3 + 1 \times 10^3).(0.1 \times 10^{-6})} = 71.56 \text{Hz.}$$

تردد القطع المسبب من المكثف  $C_2$  يتم إيجاده من الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (27)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف  $C_1$  بدارة قصر. وبعد إستبدال المقاومات  $R_1$ ،  $R_2$  و  $R_S$  بالمقاومة المكافئة  $R'_S$ ، تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (28)

حيث:

$$R'_S = R_1 \parallel R_2 \parallel R_S$$

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(120k\Omega)(30k\Omega)}{120k\Omega + 30k\Omega} = 24k\Omega$$

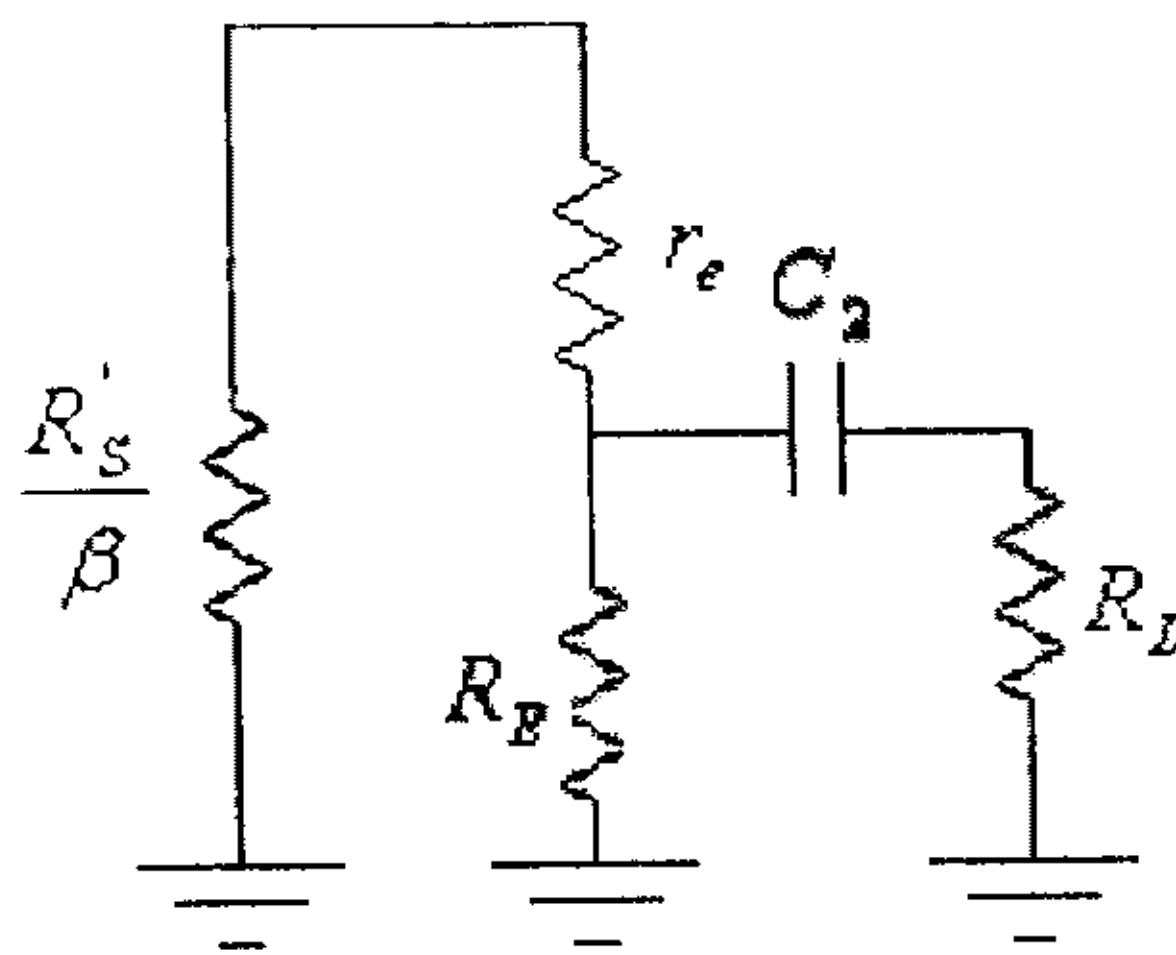
أي أن:

$$R'_S = R_1 \parallel R_2 \parallel R_S = \frac{(24k\Omega)(1k\Omega)}{24k\Omega + 1k\Omega} = 960\Omega$$

ولما كانت المقاومة  $R'_S$  موصولة مع قاعدة الترانزيستور ولكن ينظر

اليها من الباعث فهي تكافئ مقاومة موصولة مع الباعث قيمتها تساوي  $\frac{R'_S}{\beta}$ .

وبأخذ ما ذكر أعلاه بعين الاعتبار تصبح المقاومة المكافئة للدائرة السابقة كما في الشكل التالي.



شكل (29)

في هذه الدائرة:

$$\frac{R'_S}{\beta} + r_e = \frac{960}{100} + 27.5 = 37.1\Omega$$

والمقاومة المكافئة للمقاومات  $r_e$ ،  $\frac{R'_S}{\beta}$  و  $R_E$  هي:

$$R'_e = \frac{(37.1\Omega)(2.2k\Omega)}{37.1\Omega + 2.2k\Omega} = 36.48\Omega$$

والمقاومة المكافئة في هذه الدائرة هي:

$$R_e = R_e' + R_L = 36.48\Omega + 10k\Omega = 10.036k\Omega$$

و تردد القطع المسبب من المكثف  $C_2$  هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi R_e C_2} = \frac{1}{2\pi(10.036 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} = 158.58 \text{ Hz.}$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي القيمة العظمى لكل من  $f_{LC1}$  ،  $f_{LC2}$  ، أي أن:

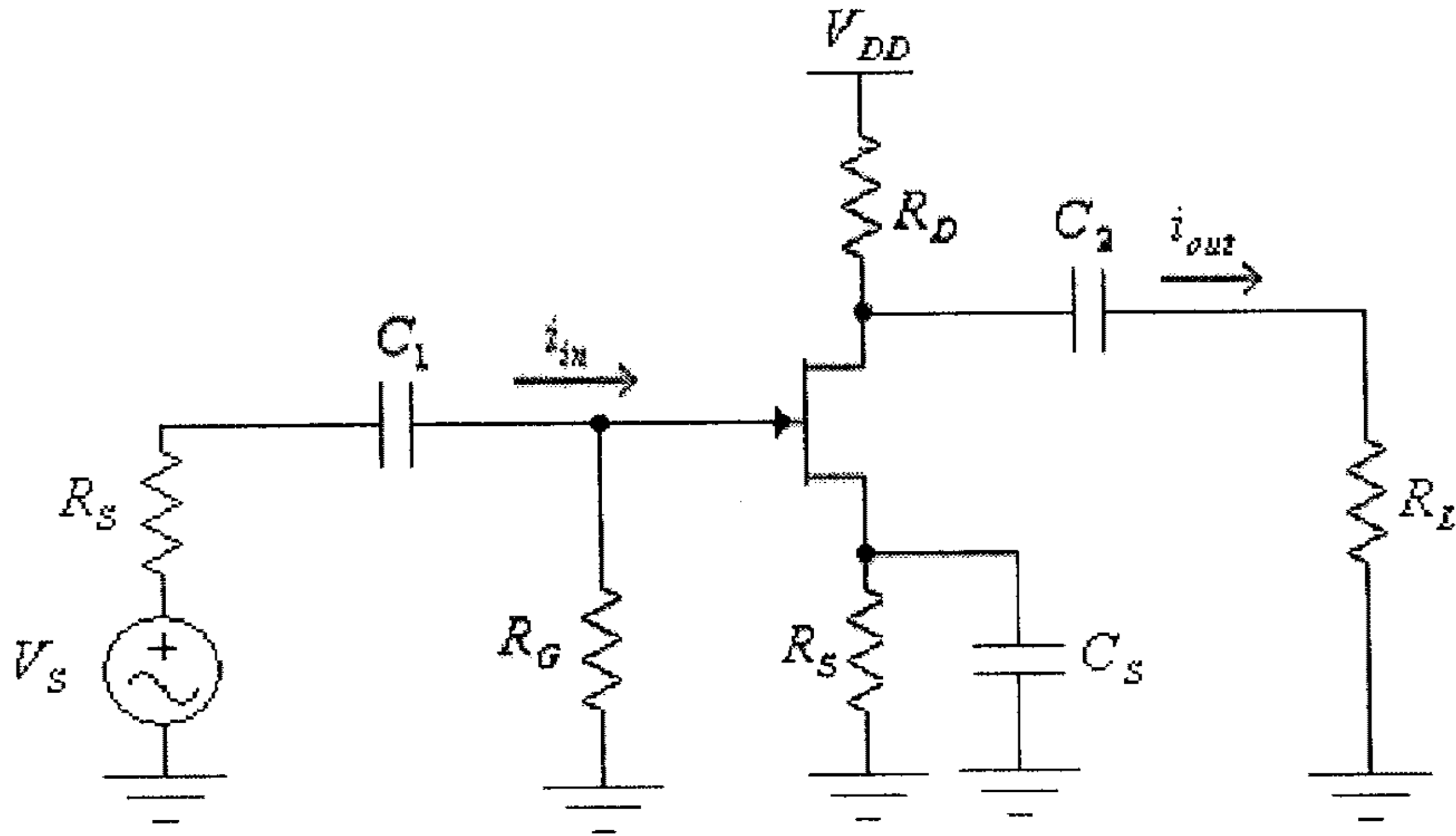
$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}\} = \max\{71.56, 158.58\} = 158.58 \text{ Hz.}$$

### 5.6 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المنخفضة.

لا تختلف دراسة الإستجابة الترددية لدوائر ترانزيستورات تأثير المجال عنها لدوائر ترانزيستورات ثنائية القطبية، حيث أنه في هذه الدوائر أيضاً فإن المكثفات الموجودة في دائرة التضخيم هي التي تحدد كيفية الإستجابة الترددية لهذه المضخمات عند الترددات المنخفضة.

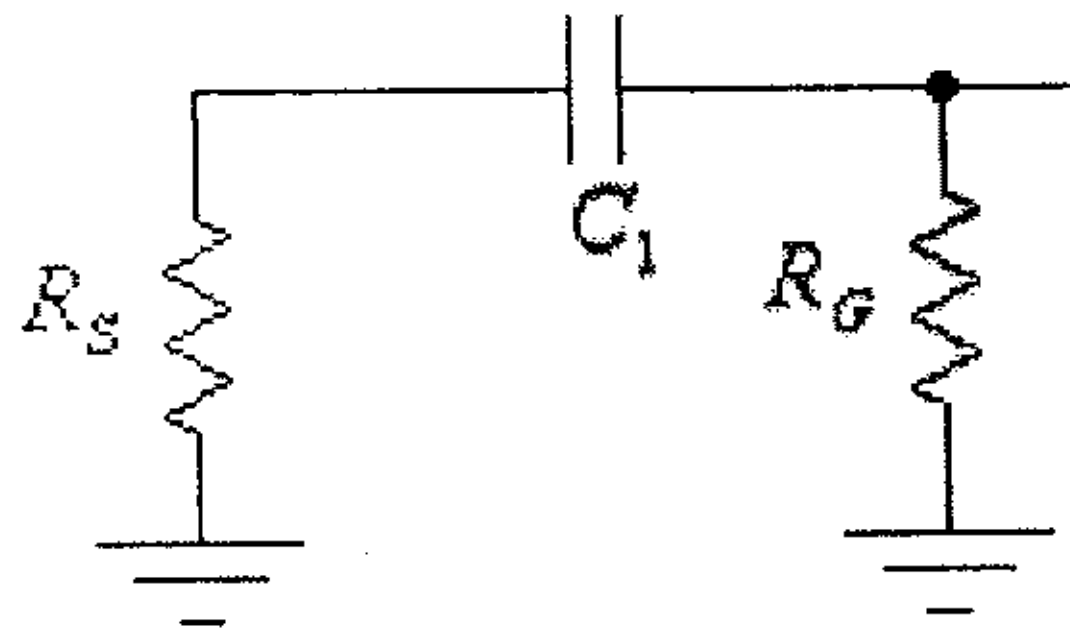
وكما في حالة الترانزيستورات ثنائية القطبية فإن دراسة الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال مع الأخذ بعين الإعتبار تأثير كل المكثفات الموجودة في الدائرة وبنفس الوقت يعتبر صعباً نوعاً ما، لذا فإنه عادةً ما تتم دراسة تأثير كل من هذه المكثفات لوحده بإفتراض أن سعة المكثفات الأخرى كبيرة جداً (أي أن ممانعتها تساوي صفراً). وبالتالي فإنه يتم تحديد قيمة تردد القطع المسبب من كل من هذه المكثفات، ويكون تردد القطع الناشئ عن هذه المكثفات جميعها مساوياً لأعلى تردد قطع ناتجاً عنها. ففي الدائرة التالية يتم دراسة تأثير كل من المكثفات  $C_1$  ،  $C_2$  و  $C_S$  كما يلي:





شكل (30)

- تأثير المكثف  $C_1$ : الدائرة الموصولة مع هذا المكثف هي الدائرة المدخلية والمبينة في الشكل التالي.

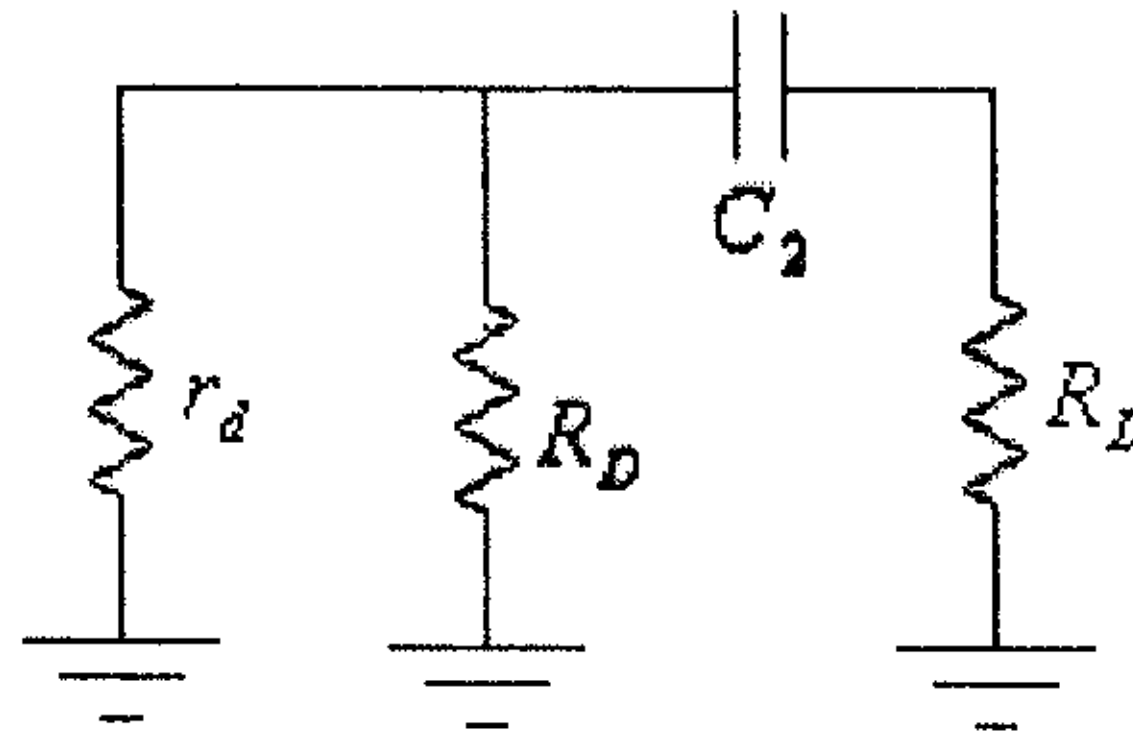


شكل (31)

من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_1$  هي:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_G).C_1}$$

- تأثير المكثف  $C_2$ : لدراسة تأثير المكثف  $C_2$  على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع المكثف  $C_2$ ، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال الترانزيستور بممانعته المخرجة  $r_d$  وإستبدال المكثف  $C_s$  بدارة قصر.

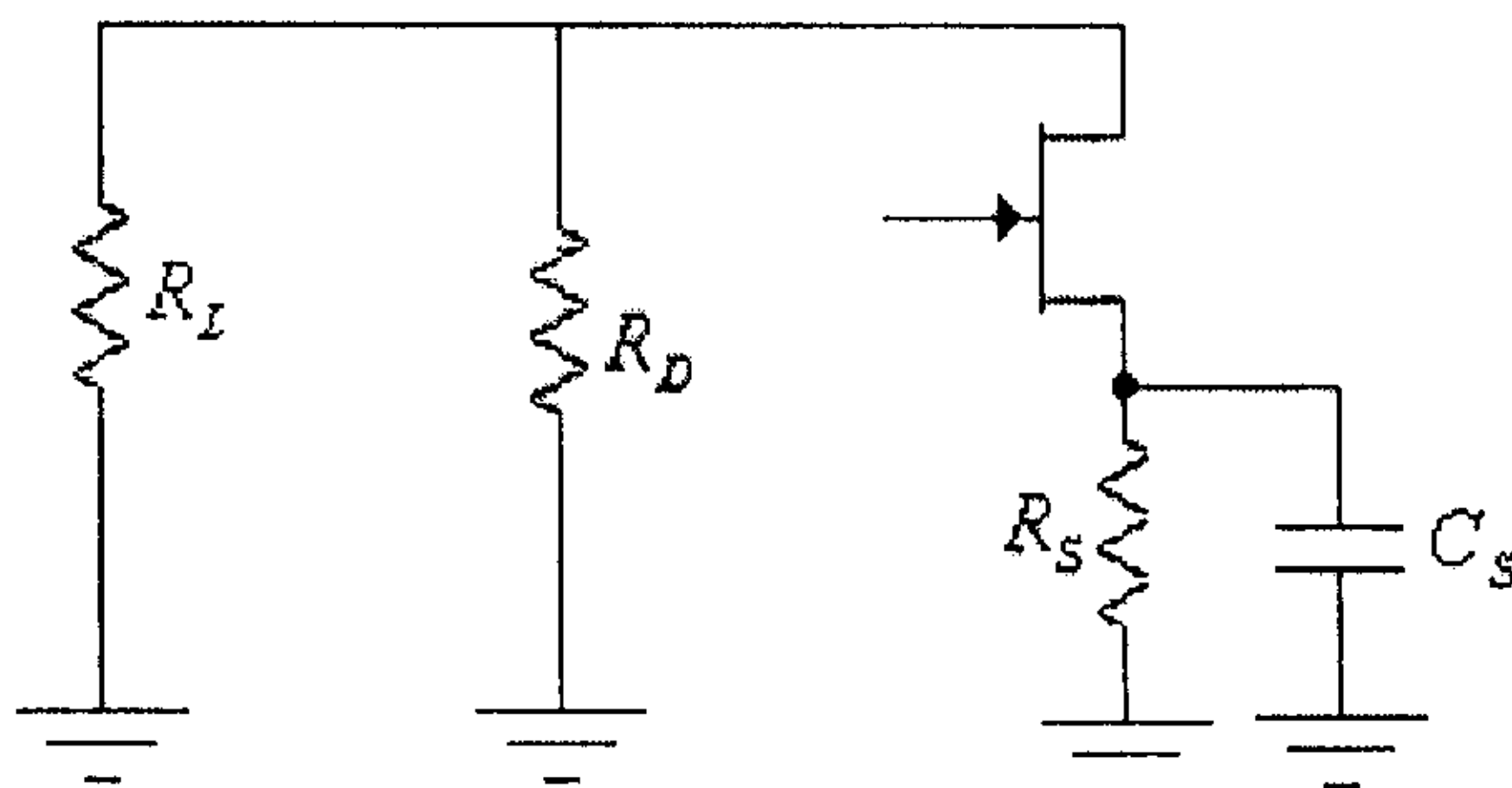
من هذه الدائرة نستنتج أن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_2$  هي:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث  $R_O$  هي المقاومة المكافئة للمقاومتين  $R_D$  و  $r_d$ ، أي أن:

$$R_O = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

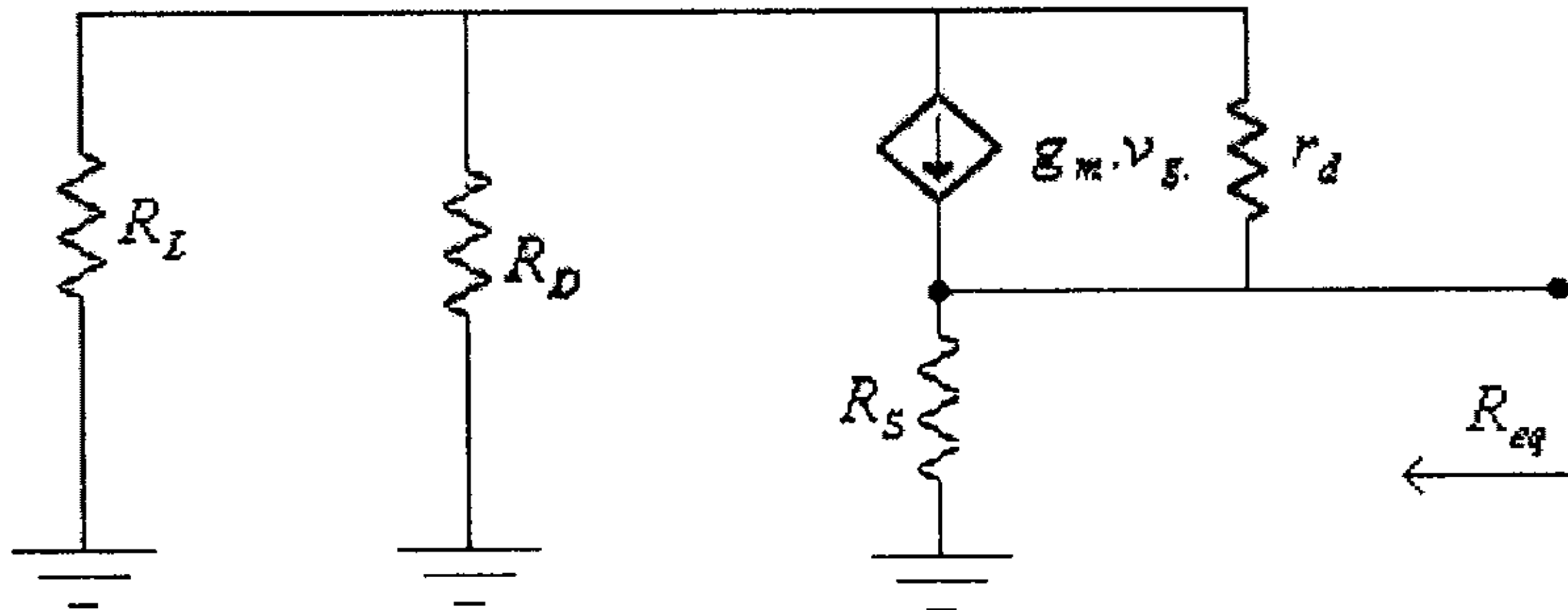
- تأثير المكثف  $C_s$ : لدراسة تأثير المكثف  $C_s$  على الإستجابة الترددية لهذه الدائرة، فإنه يتم إيجاد الدائرة المكافئة الموصولة مع هذا المكثف، والتي هي كما في الشكل التالي.



شكل (33)

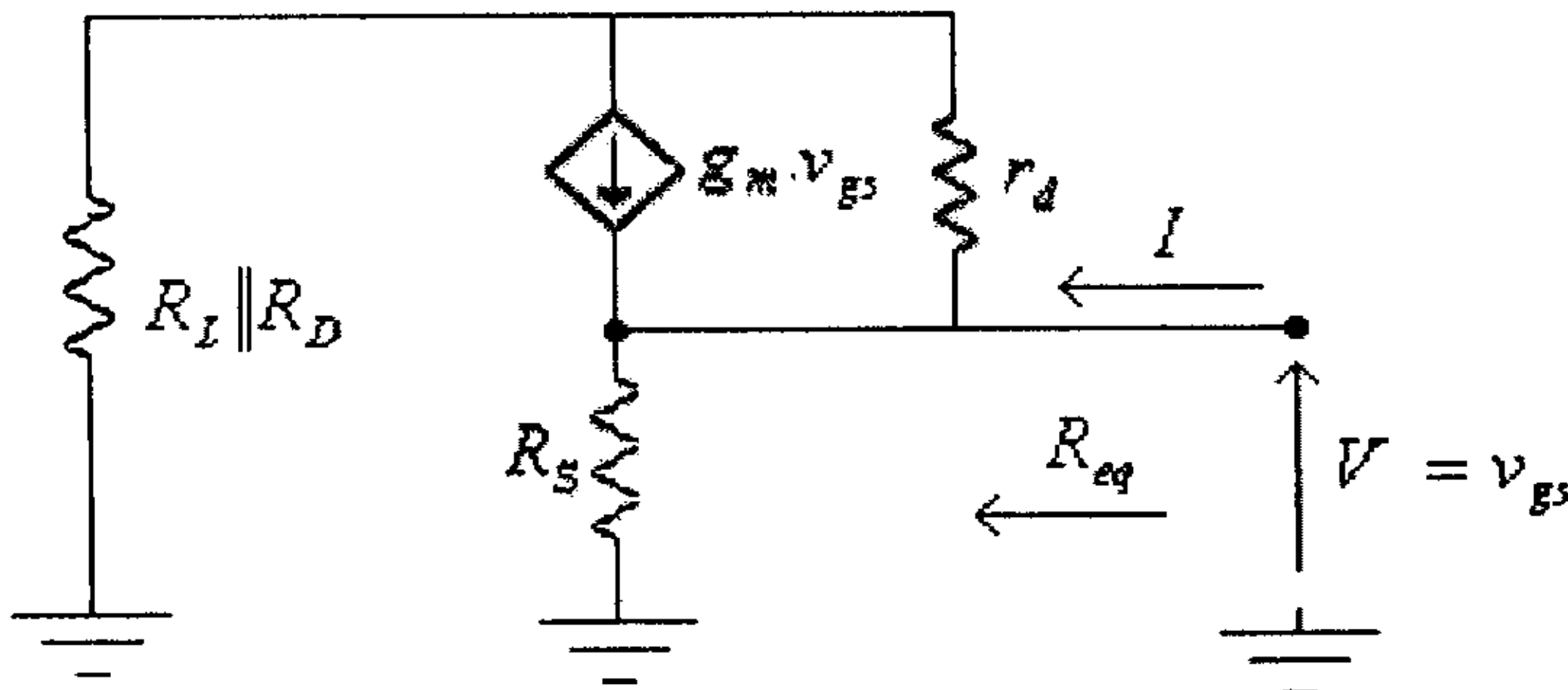
لاحظ أنه قد تم إيجاد هذه الدائرة، بعد أن تم إستبدال المكثف  $C_2$  بدارة قصر وحذف مصدر التغذية  $V_{CC}$ .

وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتة المكافئة تصبح هذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (34)

وإحدى طرق إيجاد قيمة المقاومة  $R_{eq}$  هي بتطبيق فولطية  $V = v_{gs}$  على مدخل هذه الدائرة وحساب قيمة التيار  $I$ ، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (35)

وبتطبيق قانون التراكب (superposition law) يمكن إعتبار التيار  $I$  مكون من مركبتين إحداهما مسببة من مصدر الفولطية  $V = v_{gs}$  والأخرى مسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$ ، حيث:

- مركبة التيار المُسببة من الفولطية  $V = v_{gs}$  هي:

$$I_1 = \frac{v_{gs} \cdot (R_S + r_d + R_L \parallel R_D)}{R_S \cdot (r_d + R_L \parallel R_D)}$$

- - مركبة التيار المُسببة من مصدر التيار  $g_m \cdot v_{gs}$  هي:

$$I_2 = \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d}{r_d + R_L \parallel R_D}$$

وبالتالي فإن التيار  $I$  يساوي:

$$\begin{aligned} I = I_1 + I_2 &= \frac{v_{gs} \cdot (R_S + r_d + R_L \parallel R_D)}{R_S \cdot (r_d + R_L \parallel R_D)} + \frac{g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d}{r_d + R_L \parallel R_D} \\ &= \frac{v_{gs} \cdot (R_S + r_d + R_L \parallel R_D) + g_m \cdot v_{gs} \cdot r_d \cdot R_S}{R_S \cdot (r_d + R_L \parallel R_D)} \end{aligned}$$

ومنها:

$$R_{eq} = \frac{v_{gs}}{I} = \frac{R_S \cdot (r_d + R_L \parallel R_D)}{R_S + r_d + R_L \parallel R_D + g_m \cdot r_d \cdot R_S}$$

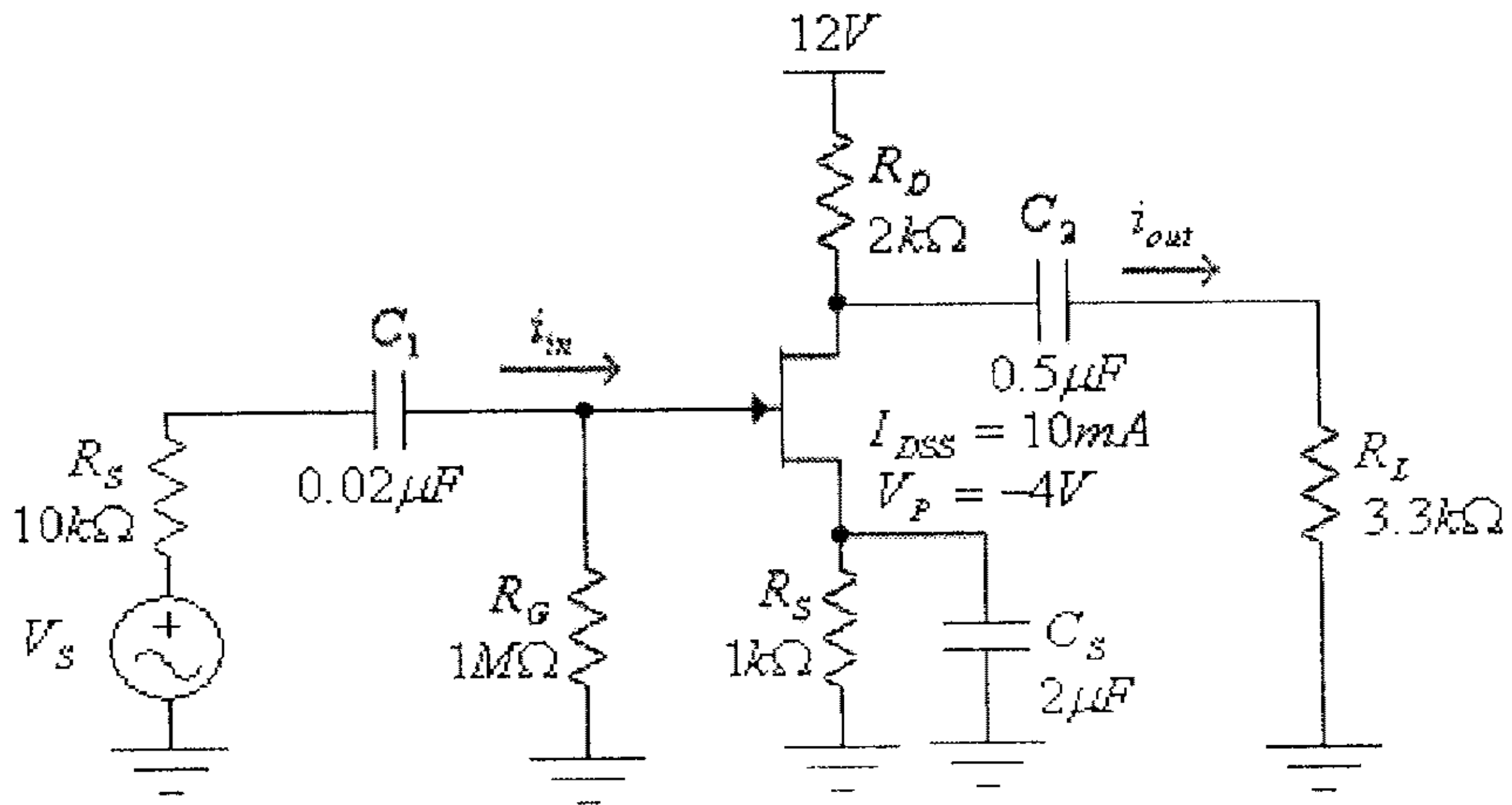
لاحظ أنه عندما تكون  $r_d = \infty \Omega$  فإن:

$$R_{eq} = \frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S}$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع المسبب من المكثف  $C_S$  هي:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S}$$

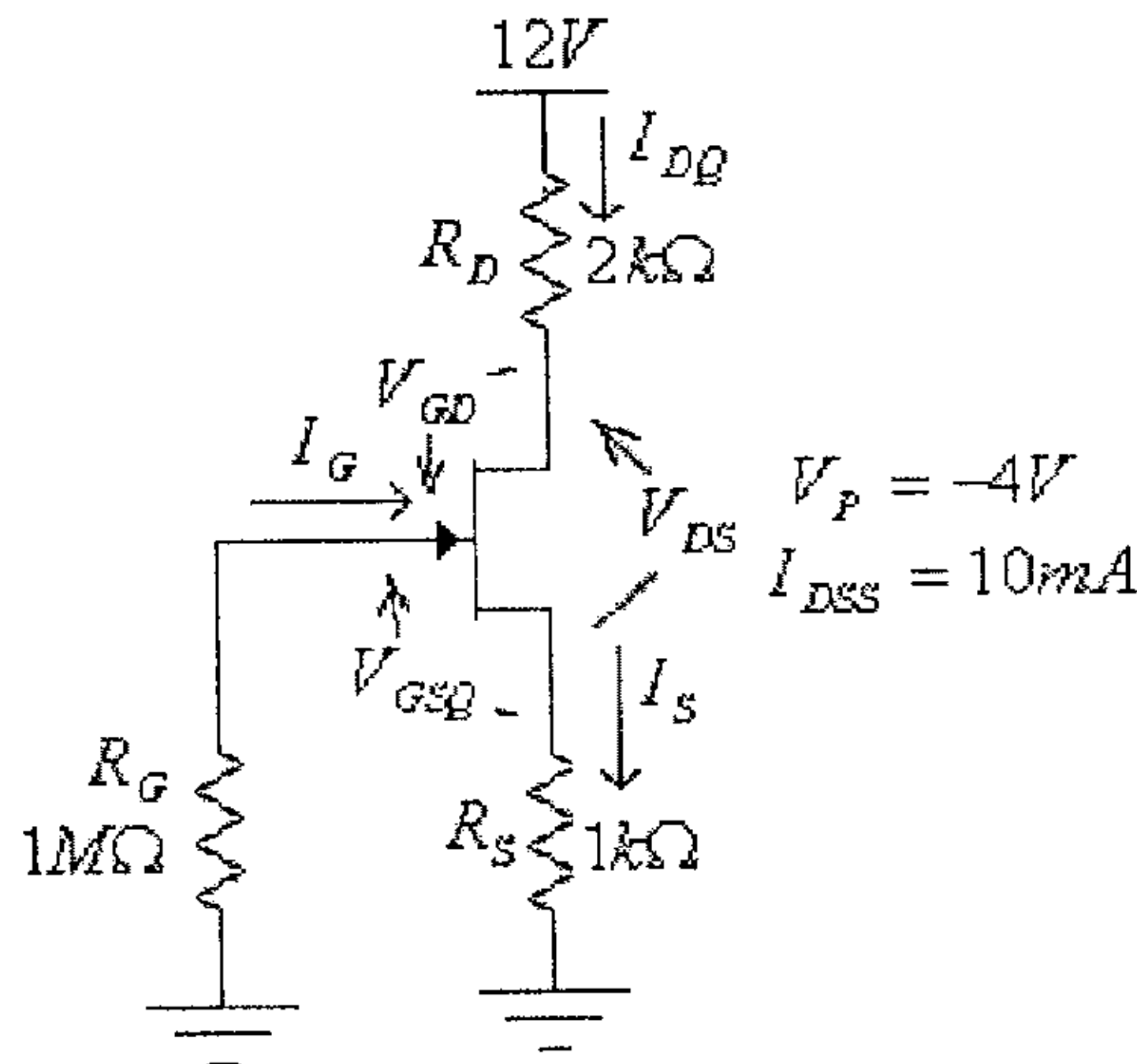
مثال (10): أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة التالية.



شكل (36)

الحل:

يبدأ الحل بإيجاد قيمة جهد الإنحياز  $V_{GSQ}$  ، فمن دائرة الإنحياز المبينة في الشكل التالي.



شكل (37)

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_s$$

وبتعويض قيمة  $V_{GS}$  من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{I_{DQ} \cdot R_S}{V_P} \right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{1000 I_{DQ}}{4} \right)^2$$

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 250 I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10 \times 10^{-3} (1 - 500 I_{DQ} + 62500 I_{DQ}^2)$$

أو:

$$625 I_{DQ}^2 - 6 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36 - 4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075A = 7.5mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021A = 2.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D \cdot R_S = -1000 \cdot I_D$$

وبتعويض قيمة  $I_{DQ1}$  في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1} \cdot R_S = -1000 \cdot I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن  $V_{GS}$  في هذه الحالة أقل من قيمة  $V_P$  ويكون

الترانزستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصدر هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} \cdot R_S = -2.1 \times 10^{-3} (1 \times 10^3) = -2.1V$$

والآن نستطيع إيجاد:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} = \frac{2(10 \times 10^{-3})}{4} = 5 \times 10^{-3} S = 5mS$$

$$g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = 5 \times 10^{-3} \left( 1 - \frac{-2.1}{-4} \right) = 2.375 \times 10^{-3} S = 2.375mS$$

وبالتالي فإن:

- تردد القطع المسبب من المكثف  $C_1$  هو:

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_G) \cdot C_1}$$

$$f_{LC1} = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^3 + 1 \times 10^6).(0.02 \times 10^{-6})} = 7.88 \text{ Hz}$$

- تردد القطع المسبب من المكثف  $C_2$  هو:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2}$$

حيث  $R_O$  هي المقاومة المكافئة للمقاومتين  $R_D$  و  $r_d$ ، أي أن:

$$R_O = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = R_D = 2 \text{ k}\Omega$$

و:

$$f_{LC2} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L).C_2} = \frac{1}{2\pi(2 \times 10^3 + 3.3 \times 10^3).(0.5 \times 10^{-6})} = 60.09 \text{ Hz}$$

- تردد القطع المسبب من المكثف  $C_S$  هو:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S}$$

حيث:

$$R_{eq} = \frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S} = \frac{1 \times 10^3}{1 + (2.375 \times 10^{-3}).(1 \times 10^3)} = 296.3 \Omega$$

و:

$$f_{LCS} = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_S} = \frac{1}{2\pi(296.3)(2 \times 10^{-6})} = 268.57 \text{ Hz}$$

وبالتالي فإن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذه الدائرة هي القيمة

العظمى لكل من  $f_{LC1}$ ،  $f_{LC2}$  و  $f_{LCS}$ ، أي أن:

$$f_L = \max\{f_{LC1}, f_{LC2}, f_{LCS}\} = \max\{7.88, 60.09, 268.57\} = 268.57 \text{ Hz}$$



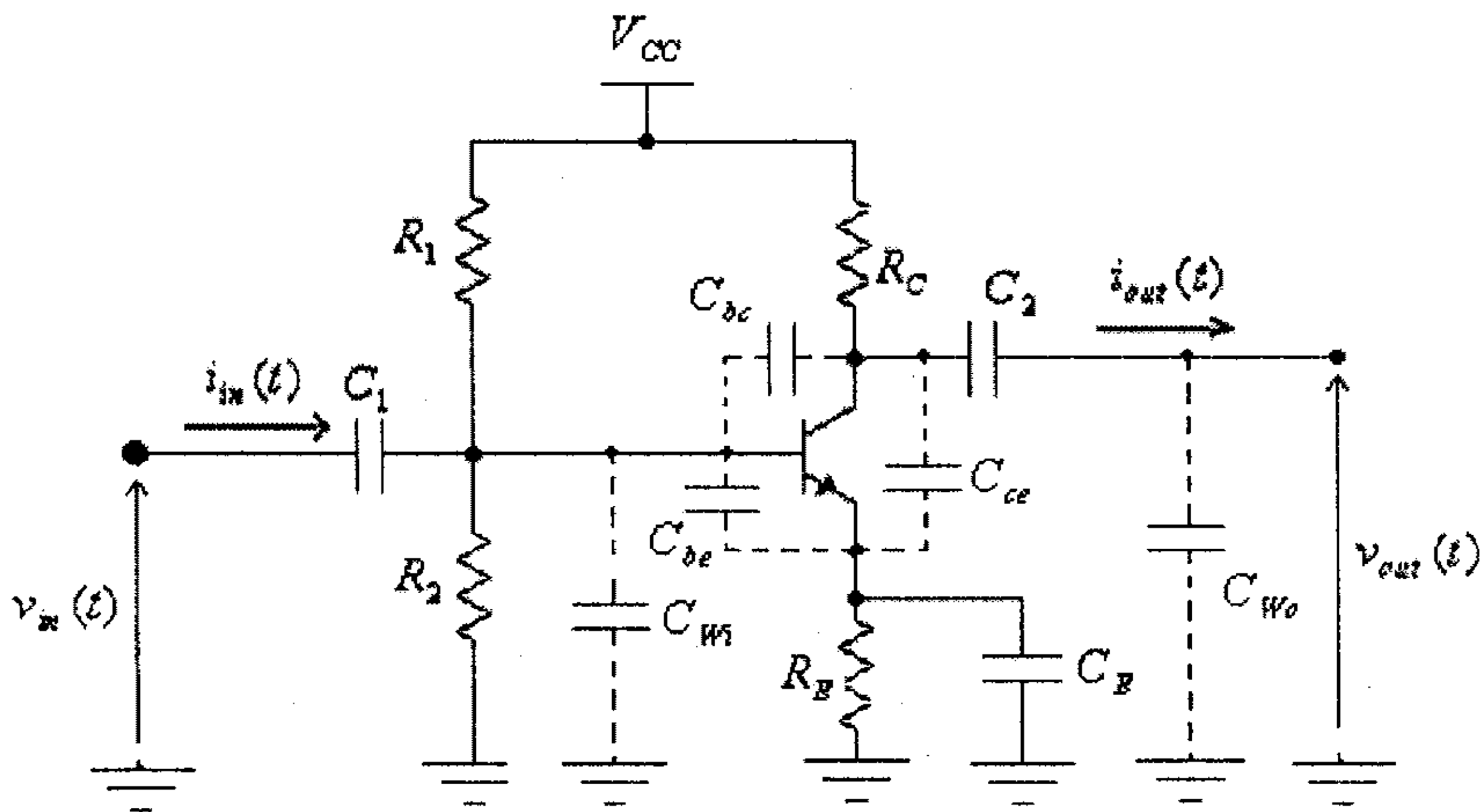
### 5.7 الإستجابة الترددية عند الترددات المرتفعة.

تناولنا في ما مضى الإستجابة الترددية، لدوائر الترانزيستورات المختلفة، عند الترددات المنخفضة. وبيننا أن ما يحدد كيفية تلك الإستجابة هي قيم المكثفات الموجودة في تلك الدوائر والمقاومات الموصولة معها. وعند الترددات المرتفعة فإن قيم ممانعة تلك المكثفات تصبح قليلة جداً وتكافئ دائرة قصر.

وعند الترددات المرتفعة فإن ما يحدد الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات المختلفة هي المواسعات الموجودة بين أطراف الترانزيستورات (inter-electrode capacitances) وكذلك المواسعات الموجودة بين أسلاك التوصيل (wiring capacitances) في الدائرة الالكترونية الموجودة بها تلك الترانزيستورات. وفي دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية فإنه يضاف للعاملين السابقين تأثير قيمة معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ) للترانزيستور بتغير تردد الإشارة المدخلة.

وحتى نوضح ما قصدناه فبالرجوع الى دائرة التضخيم المبينة في الشكل

أدناه، فإن:



شكل (38)

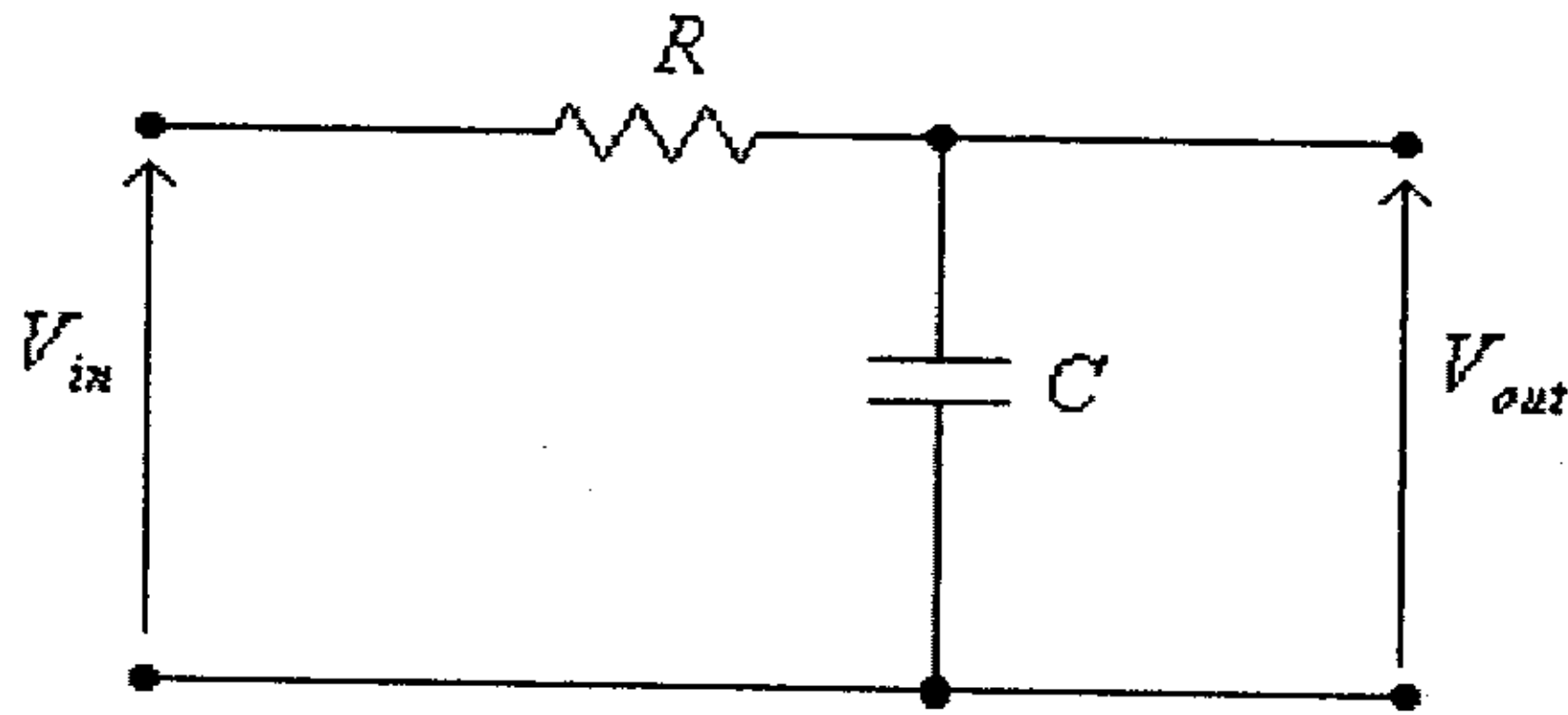
1- كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$ ، والتي تم أخذها بعين الاعتبار عند دراسة الإستجابة الترددية للترددات المنخفضة، يكافئ دائرة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً.

2- كل من المكثفات  $C_{be}$ ،  $C_{bc}$  و  $C_{ce}$ ، والتي تمثل المواسعات المشكّلة بين أطراف الترانزيستور وتم إهمالها عند الترددات المنخفضة لأن سعة كل منها قليلة، أي إن ممانعتها مرتفعة وتكافئ دائرة مفتوحة (open-circuit) عند تلك الترددات، لا يمكن إهمال تأثيرها عند الترددات المرتفعة لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

3- كل من المكثفين  $C_{wi}$  و  $C_{wo}$ ، والتي تمثل المكثفات المشكّلة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة وتم إهمالها عند الترددات المنخفضة لأن سعة كل منها قليلة، فلا يمكن إهمال تأثيرها عند الترددات المرتفعة لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

4- المكثف  $C_{bc}$  يمثل ممراً لتغذية راجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها وتأثير هذا المكثف على عمل هذه الدائرة عند الترددات المرتفعة يعتمد على قيم معامل التضخيم لهذه الدائرة، ويزداد هذا التأثير بإزدياد قيمة معامل التضخيم، وتسمى هذه الظاهرة بظاهرة (Miller)، التي سنناقشها فيما بعد.

5- الدائرة المكافئة لكل من مدخل دائرة التضخيم ومخرجها تتكون من مكثف موصول مع مقاومة (R-C circuit)، كما في الشكل التالي.



شكل (39)

في هذه الدائرة:

$$\dot{V}_{out} = \frac{\dot{V}_{in} \cdot \dot{X}_C}{\dot{X}_C + R} \dots \dots \dots (1)$$

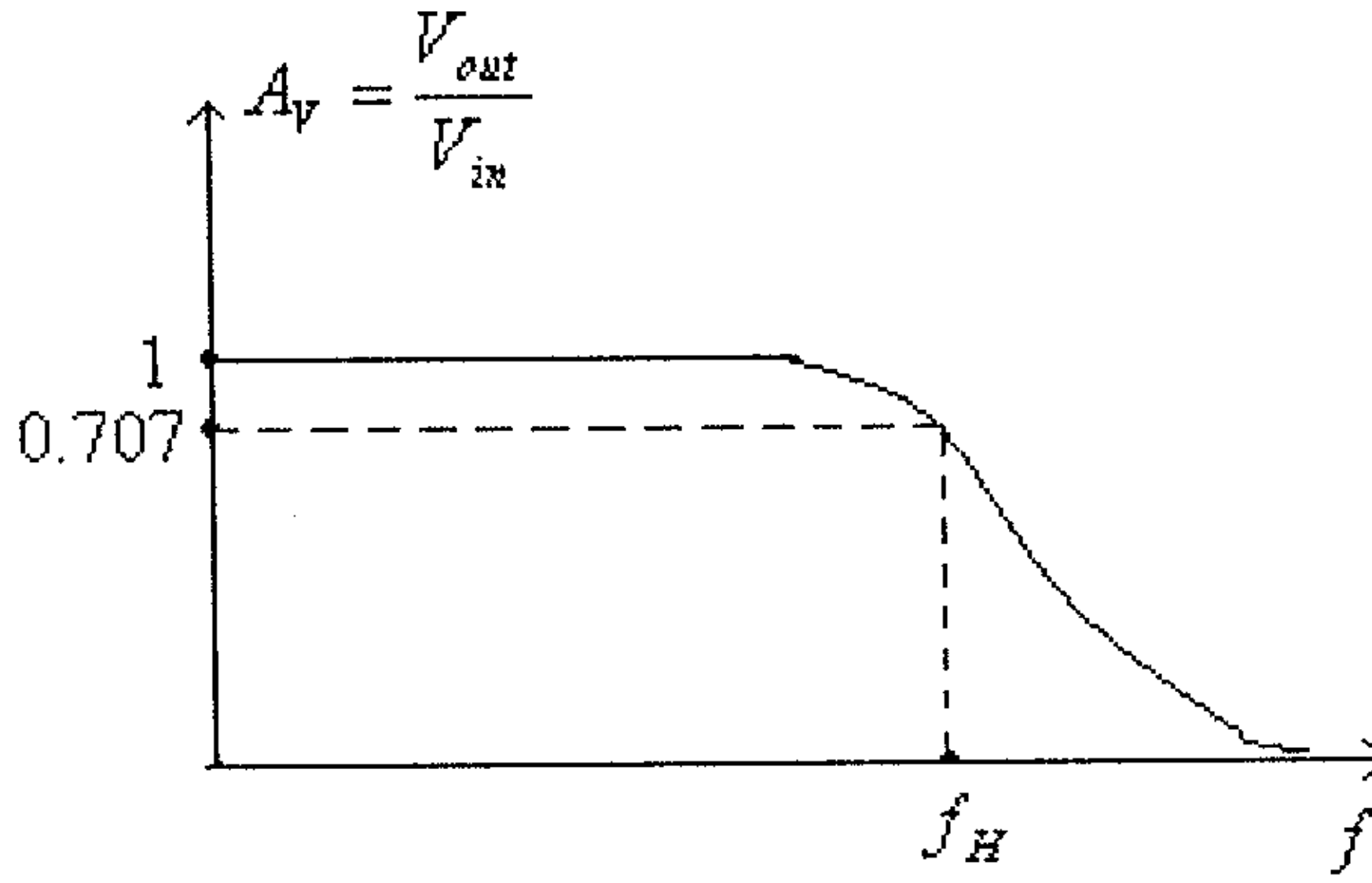
حيث  $\dot{V}_{in}$  و  $\dot{V}_{out}$  هي القيم المركبة (complex values) لكل من الفولطيتين المخرجة والمدخلة على التوالي و  $X_C$  هي ممانعة المكثف.  
أي أن:

$$V_{out} = \frac{X_C \cdot V_m}{\sqrt{X_C^2 + R^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X_C}\right)^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot C \cdot R)^2}} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C \cdot R)^2}} \dots (2)$$

حيث  $V_{in}$  و  $V_{out}$  هما القيم الفعالة (rms values) لكل من الفولطيتين المخرجة والمدخلة على التوالي و  $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$  هي ممانعة المكثف.  
من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f \cdot C \cdot R)^2}} \dots \dots \dots (3)$$

وهذه المعادلة تعطينا العلاقة بين معامل التضخيم ( $A_V$ ) والتردد ( $f$ ) لهذه الدائرة، والمبينة في الشكل أدناه.



شكل (40)

مما سبق أعلاه نستنتج أنه:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة  $A_v$  تساوي واحداً.

- عندما تكون قيمة التردد كبيرةً فإن قيمة  $A_v$  تؤؤل الى الصفر.

- عند قيمة التردد  $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ ، فإن:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi \cdot f_H \cdot C \cdot R)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

لاحظ أنه عند قيمة التردد  $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$  فإن ممانعة المكثف

$(X_C = \frac{1}{2\pi f_H C})$  تصبح مساوية لقيمة المقاومة  $(R)$ . وقيمة التردد  $f_H$  هذه

تسمى تردد القطع للترددات المرتفعة.

وحيث أن كسب الفولطية بالديسيبل يعرف على أنه:

$$G_v = 20 \log(A_v)$$

فيمكن أن نستنتج أن العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة (بالديسيبل) وتردد الإشارة المدخلية هو كما يلي:

- عندما تكون قيمة التردد تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر) فإن قيمة  $A_V$  تساوي واحداً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log(1) = 0dB$$

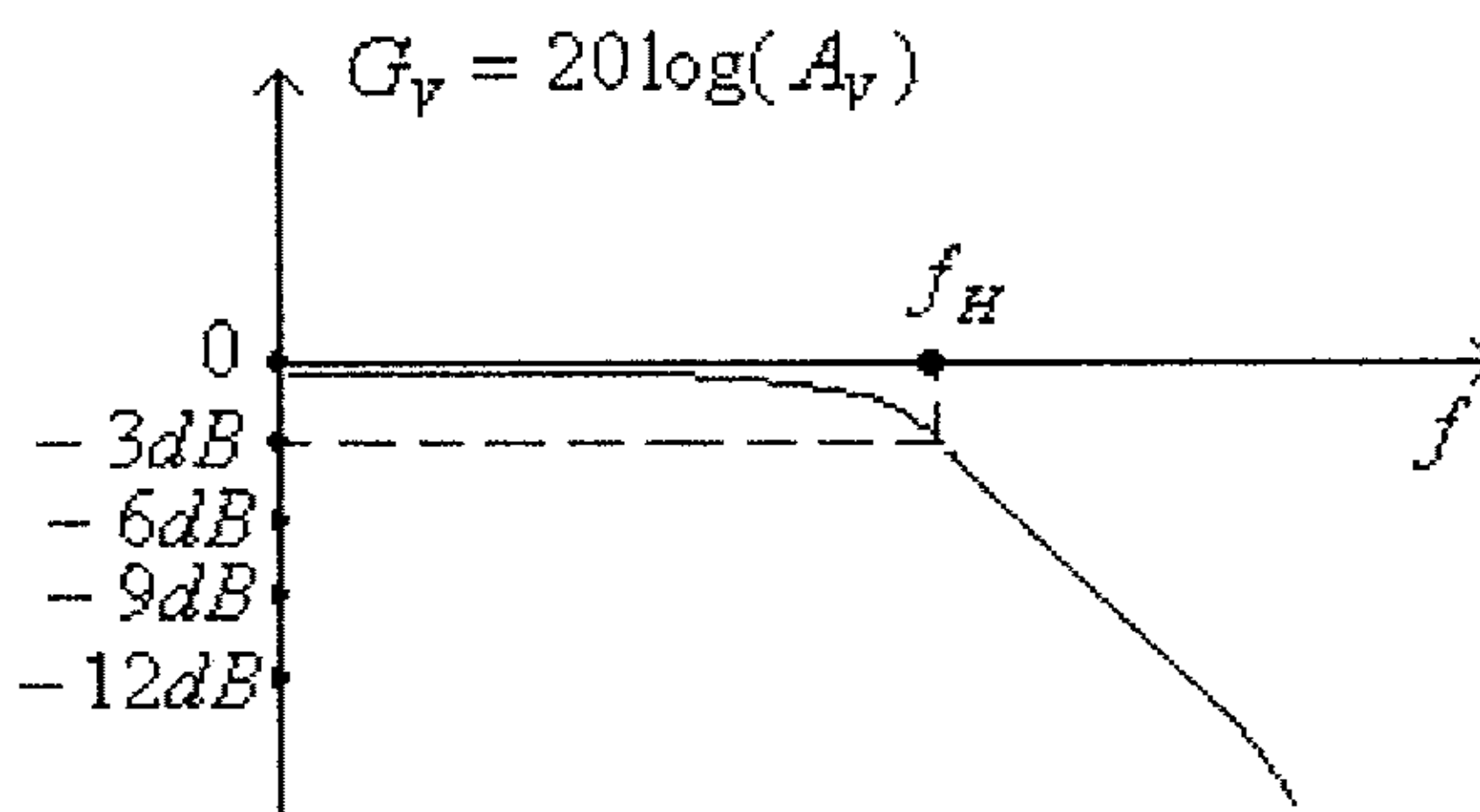
- عندما تكون قيمة التردد كبيرة جداً فإن قيمة  $A_V$  تصبح صفراً، وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log(0) = -\infty dB$$

- عند قيمة التردد  $f_H$  (تردد القطع للترددات المرتفعة) فإن قيمة  $A_V$  تصبح تساوي  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  وبالتالي فإن كسب الفولطية بالديسيبل هو:

$$G_V = 20 \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) = -3dB$$

وهذه العلاقة (العلاقة بين كسب الفولطية لهذه الدائرة بالديسيبل وتردد الإشارة المدخلية) هي كما في الشكل التالي.



شكل (41)

وبالعودة الى المعادلة رقم (1) السابقة، وهي:

$$\dot{V}_{out} = \frac{\dot{V}_{in} \cdot X_C}{X_C + R}$$

نجد أن القيمة المركبة لمعامل التضخيم هي:

$$A_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{X_C}{X_C + R} = \frac{1}{1 + j(2\pi \cdot fR \cdot C)}$$

وباستخدام تعريف التردد  $f_H$  (تردد القطع للترددات الممرتفعة)، وهو:

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

نستنتج أن:

$$A_V = \frac{\dot{V}_{out}}{\dot{V}_{in}} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)} \dots\dots\dots (4)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن العلاقة بين القيمة العددية لمعامل التضخيم والتردد هي:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \dots\dots\dots (5)$$

والعلاقة بين الكسب بالديسيبل والتردد هي كما يلي:

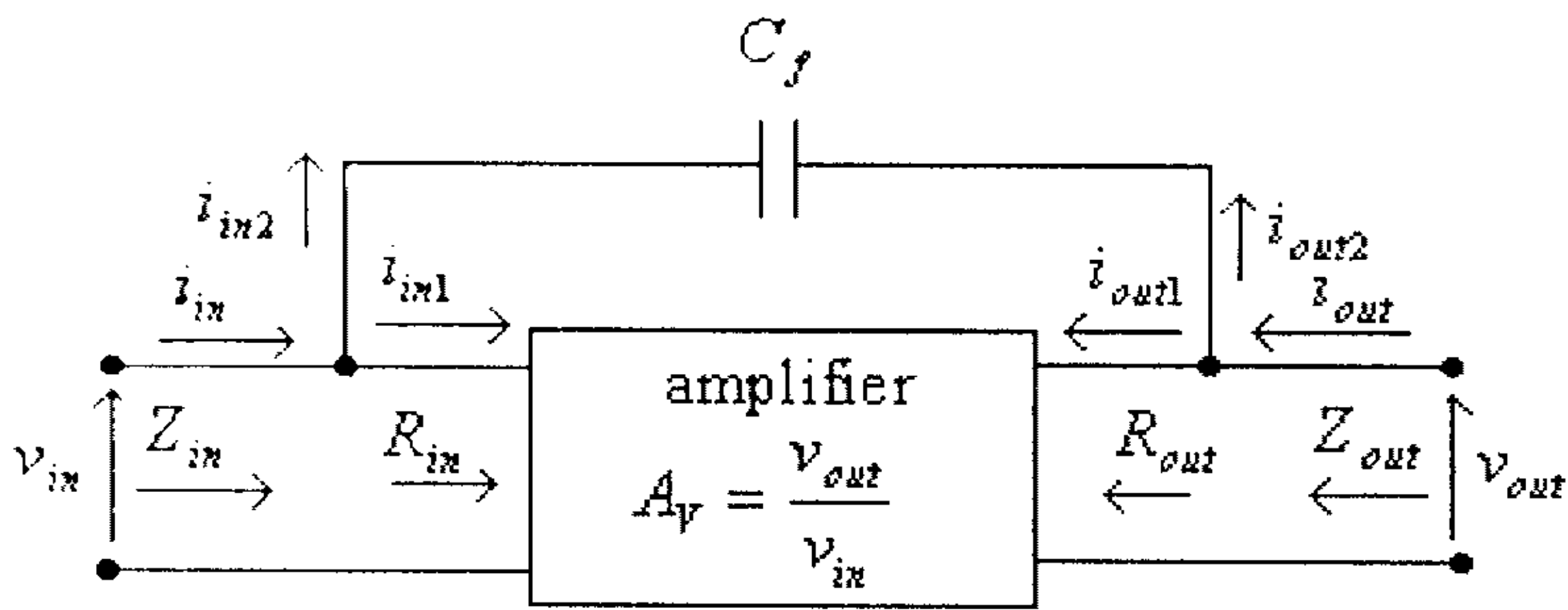
$$G_V = 20 \log(A_V) = 20 \log \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \right)$$

$$G_V = 20 \log \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_H} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = -10 \log \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_H} \right)^2 \right] \dots \dots \dots (6)$$

### 5.8 ظاهرة (Miller).

لعلك لاحظت في شكل (38) السابق أن المكثف  $C_{bc}$  يمثل ممراً لتغذية راجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها، وتأثير هذا المكثف على عمل هذه الدائرة عند الترددات المرتفعة يعتمد على قيم معامل التضخيم لهذه الدائرة، ويزداد هذا التأثير بزيادة قيمة معامل التضخيم.

فبالرجوع الى الدائرة التالية والتي يشكّل فيها المكثف  $C_f$  ممراً للتغذية الراجعة بين مخرج هذه الدائرة ومدخلها، تلاحظ أنه:



شكل (42)

لمدخل هذه الدائرة:

$$i_m = \frac{v_m}{Z_m} \dots \dots \dots (1)$$

$$i_{in1} = \frac{v_m}{R_m} \dots \dots \dots (2)$$

$$i_{in2} = \frac{v_{in} - v_{out}}{X_{cf}} = \frac{v_{in} - A_V \cdot v_{in}}{X_{cf}} = \frac{(1 - A_V) \cdot v_{in}}{X_{cf}} \dots \dots (3)$$

ولكن:

$$i_{in} = i_{in1} + i_{in2} \dots \dots \dots (4)$$

وبتعويض المعادلات (1)، (2) و (3) في المعادلة رقم (4)، نستنتج أن:

$$\frac{v_{in}}{Z_{in}} = \frac{v_{in}}{R_{in}} + \frac{(1 - A_v).v_{in}}{X_{cf}} \dots \dots \dots (5)$$

وبقسمة طرفي هذه المعادلة على  $v_{in}$ ، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + \frac{(1 - A_v)}{X_{cf}} \dots \dots \dots (6)$$

ولكن:

$$X_{cf} = \frac{1}{\omega.C_f} \dots \dots \dots (7)$$

وبتعويض المعادلة (7) في المعادلة (6)، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + (1 - A_v).\omega.C_f$$

وهذه المعادلة يمكن كتابتها أيضاً بالشكل:

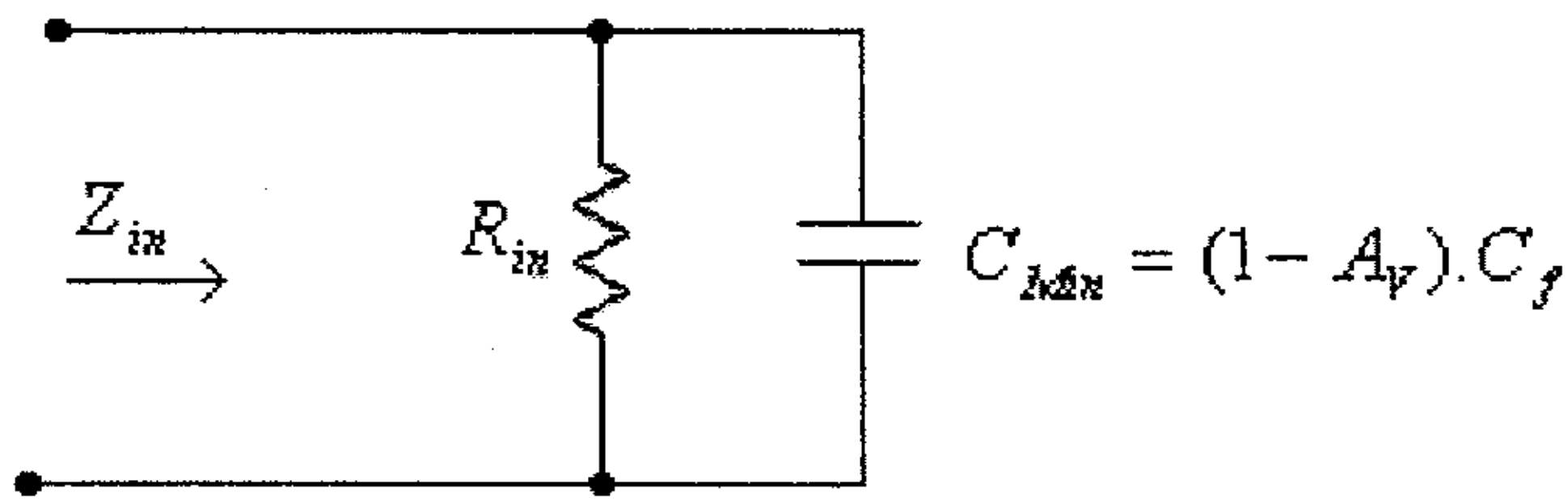
$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{R_{in}} + \frac{1}{\frac{1}{(1 - A_v).\omega.C_f}} \dots \dots \dots (8)$$

وهذه المعادلة تعني أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة تكافئ المقاومة

 $R_{in}$  موصولة على التوازي مع مكثف سعته  $(1 - A_v).C_f$ ، كما هو مبين في

الشكل التالي.





شكل (43)

أي أن المكثف  $C_f$  والذي يربط مخرج هذه الدائرة مع مدخلها قد إنعكس بتأثيره على مدخل هذه الدائرة بالقيمة  $C_{Min} = (1 - A_V) \cdot C_f$ ، وتسمى هذه الظاهرة بظاهرة (Miller).

لاحظ أنه عند قيم سالبة لمعامل التضخيم (وجود زاوية طور بين موجتي إشارتي المدخل والمخرج بمقدار  $180^\circ$ ) فإن قيمة المكثف  $C_{Min}$  والمُسبب من ظاهرة (Miller) سيكون كبيراً مما يؤدي إلى نقصان قيمة فولتية الإشارة المدخلية للدائرة.

ولظاهرة (Miller) أيضاً تأثير على قيمة سعة المكثف التي ستظهر على مخرج الدائرة، فبالعودة إلى الدائرة المبينة في شكل (42) السابق، نستنتج أن:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{Z_{out}} \dots\dots\dots (9)$$

$$i_{out1} = \frac{v_{out}}{R_{out}} \dots\dots\dots (10)$$

$$i_{out2} = \frac{v_{out} - v_{in}}{X_{cf}} = \frac{v_{out} - \frac{v_{out}}{A_V}}{X_{cf}} = \frac{(1 - \frac{1}{A_V}) \cdot v_{out}}{X_{cf}} \dots\dots (11)$$

ولكن:

$$i_{out} = i_{out1} + i_{out2} \dots\dots\dots (12)$$

وبتعويض المعادلات (9)، (10) و (11) في المعادلة رقم (12)، نستنتج أن:

$$\frac{v_{out}}{Z_{out}} = \frac{v_{out}}{R_{out}} + \frac{(1 - \frac{1}{A_V}) \cdot v_{out}}{X_{Cf}} \dots \dots \dots (13)$$

وبقسمة طرفي هذه المعادلة على  $v_{out}$ ، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + \frac{(1 - \frac{1}{A_V})}{X_{Cf}} \dots \dots \dots (14)$$

ولكن:

$$X_{Cf} = \frac{1}{\omega \cdot C_f} \dots \dots \dots (15)$$

وبتعويض المعادلة (15) في المعادلة (14)، نستنتج أن:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + (1 - \frac{1}{A_V}) \cdot \omega \cdot C_f$$

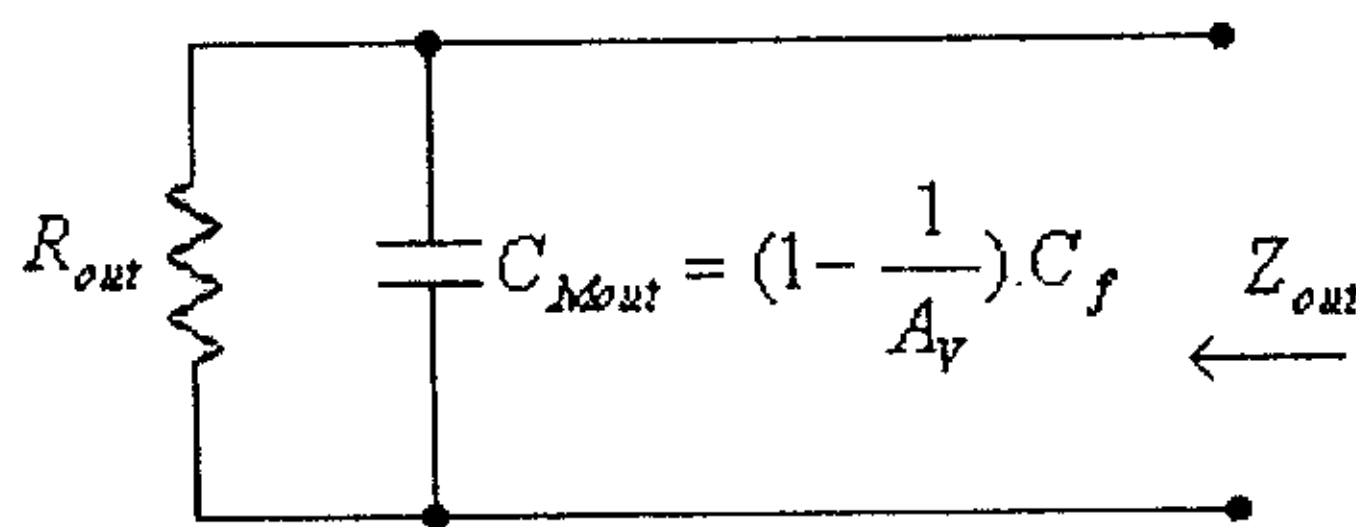
وهذه المعادلة يمكن كتابتها أيضاً بالشكل:

$$\frac{1}{Z_{out}} = \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{\frac{1}{(1 - \frac{1}{A_V}) \cdot \omega \cdot C_f}} \dots \dots \dots (16)$$

وهذه المعادلة تعني أن الممانعة المخرجة لهذه الدائرة تكافئ المقاومة

$R_{out}$  موصولة على التوازي مع مكثف سعته  $(1 - \frac{1}{A_V}) \cdot C_f$ ، كما هو مبين في

الشكل التالي.



شكل (44)

أي أن المكثف  $C_f$  والذي يربط مخرج هذه الدائرة مع مدخلها قد إنعكس بتأثيره على مخرج هذه الدائرة بالقيمة  $C_{Mout} = (1 - \frac{1}{A_v}) \cdot C_f$ .

وحيث أن قيمة  $A_v$  عادةً ما تكون كبيرة جداً، فإن:

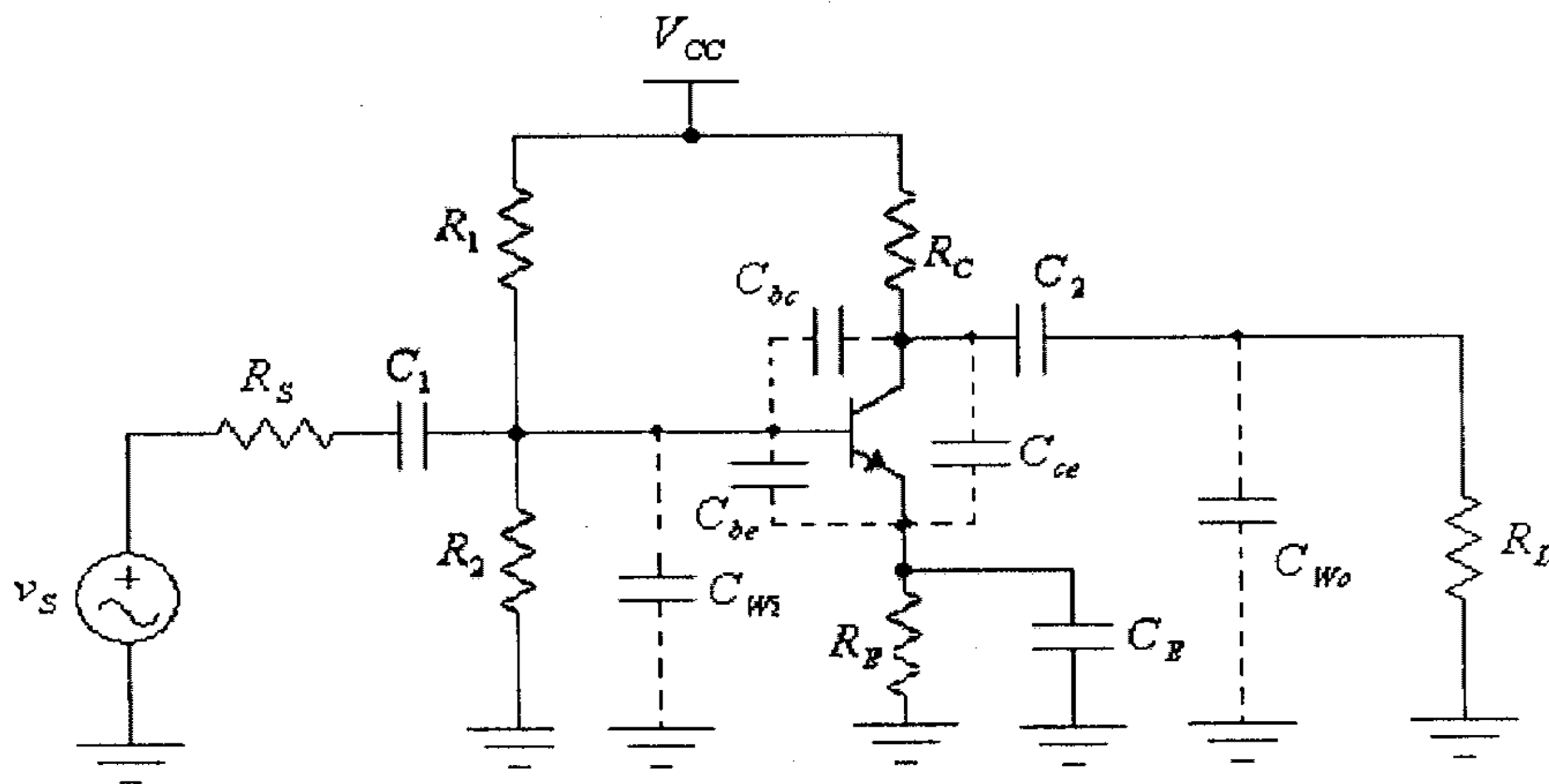
$$C_{Mout} \approx C_f$$

### 5.9 الإستجابة الترددية لمضخمات الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة.

وكما ذكر سابقاً فإن ما يحدد الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية، عند الترددات المرتفعة، هي المواسعات الموجودة بين أطراف الترانزيستورات (inter-electrode capacitances) والمواسعات الموجودة بين أسلاك التوصيل (wiring capacitances) وكذلك تغير قيمة معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ) للترانزيستور بتغير تردد الإشارة المدخلة للترانزيستور.

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم الباعث المشترك وبإحياز مجزئ

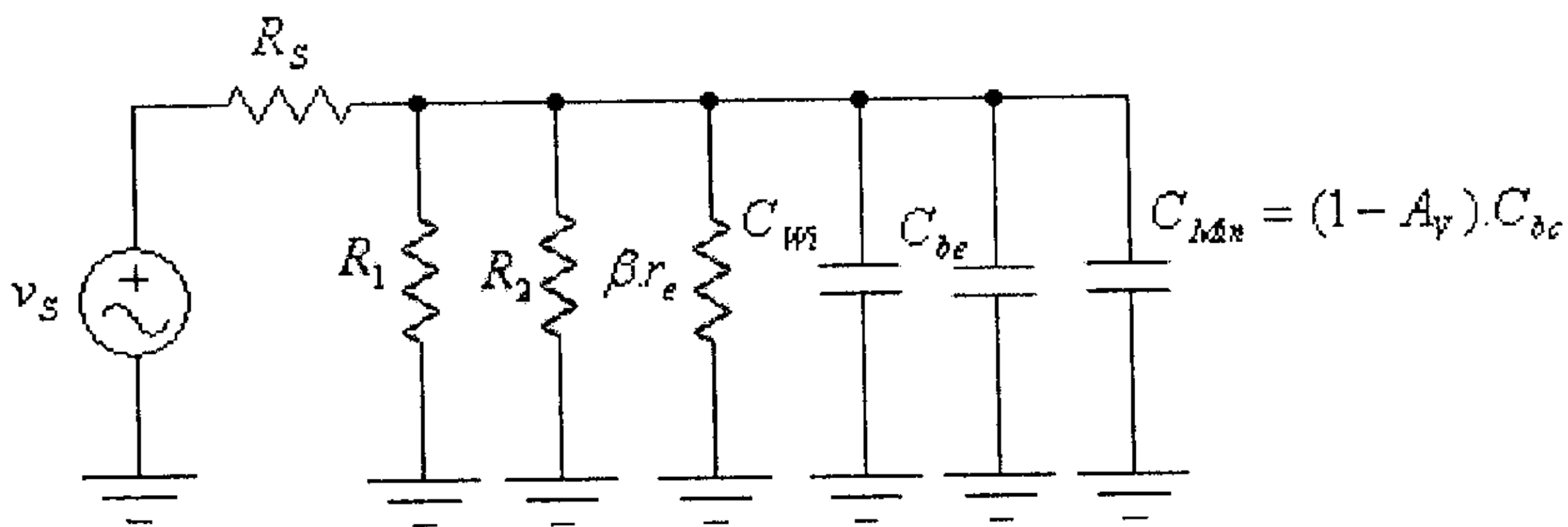
الفولطية.



شكل (45)

في هذه الدائرة، وعند الترددات المرتفعة، فإن كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_E$  يكافئ دائرة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً، أما المكثفات  $C_{bc}$ ،  $C_{ce}$  و  $C_{be}$  والموجودة بين أطراف الترانزيستور وكذلك المكثفات  $C_{Wi}$  و  $C_{Wo}$  والموجودة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة فلا يمكن إهمال تأثيرها لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

مما ذكر أعلاه يستنتج أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (46)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}}$$

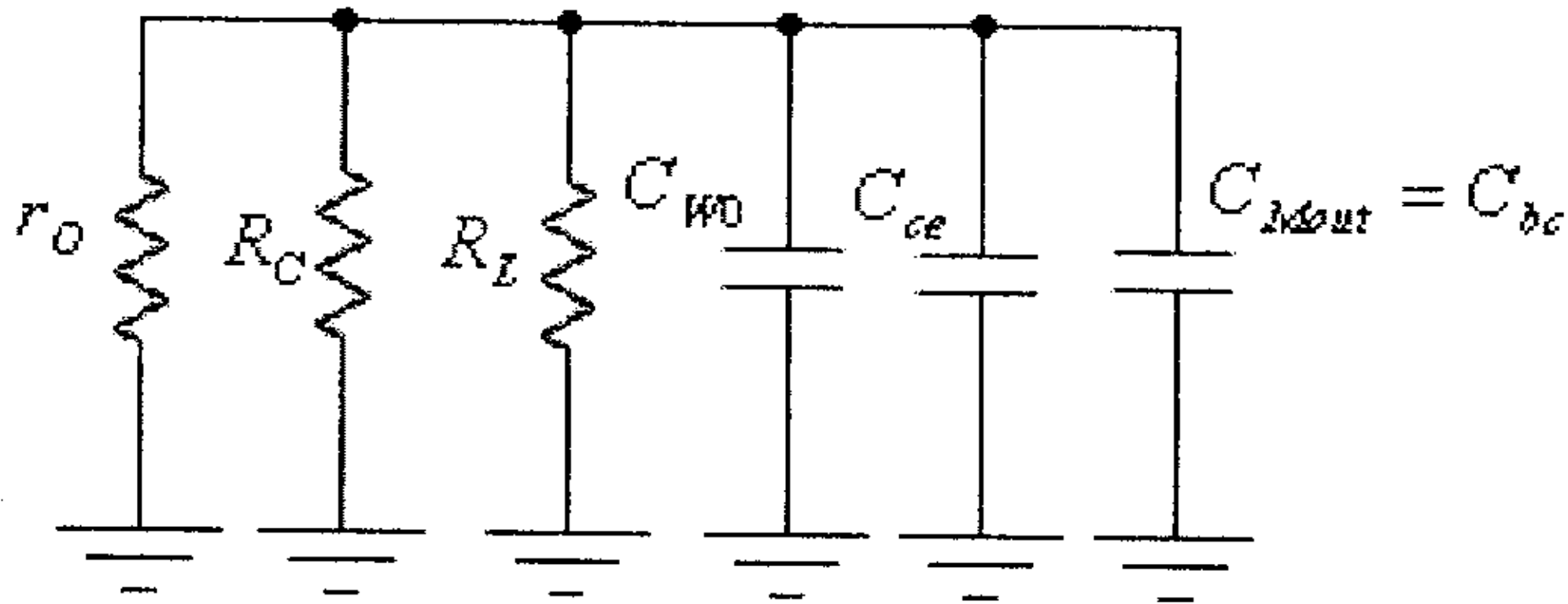
حيث:

$$R_{in} = R_s \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta \cdot r_e)$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{be} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V) \cdot C_{bc}$$

والدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (47)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C'_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = r_o \parallel R_C \parallel R_L$$

و:

$$C'_{out} = C'_{WO} + C'_{ce} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ce} + C_{bc}$$

وما يحدد تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هي القيمة الصغرى لكل من  $f_{Hinput}$  و  $f_{Houtput}$ ، أي أن:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\}$$

ولإستكمال دراسة الإستجابة الترددية لدوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية عند الترددات المرتفعة فلا بد من التطرق الى كيفية تغير معامل تضخيم التيار ( $\beta$  أو  $h_{fe}$ ) للترانزيستور بتغير قيمة تردد الإشارة، حيث وُجد أن هذه العلاقة هي:

$$h_{fe} = \frac{h_{femid}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\beta}}\right)^2}}$$

حيث:

$h_{femid}$  - قيمة معامل تضخيم التيار للترانزيستور في نطاق الترددات المتوسطة.

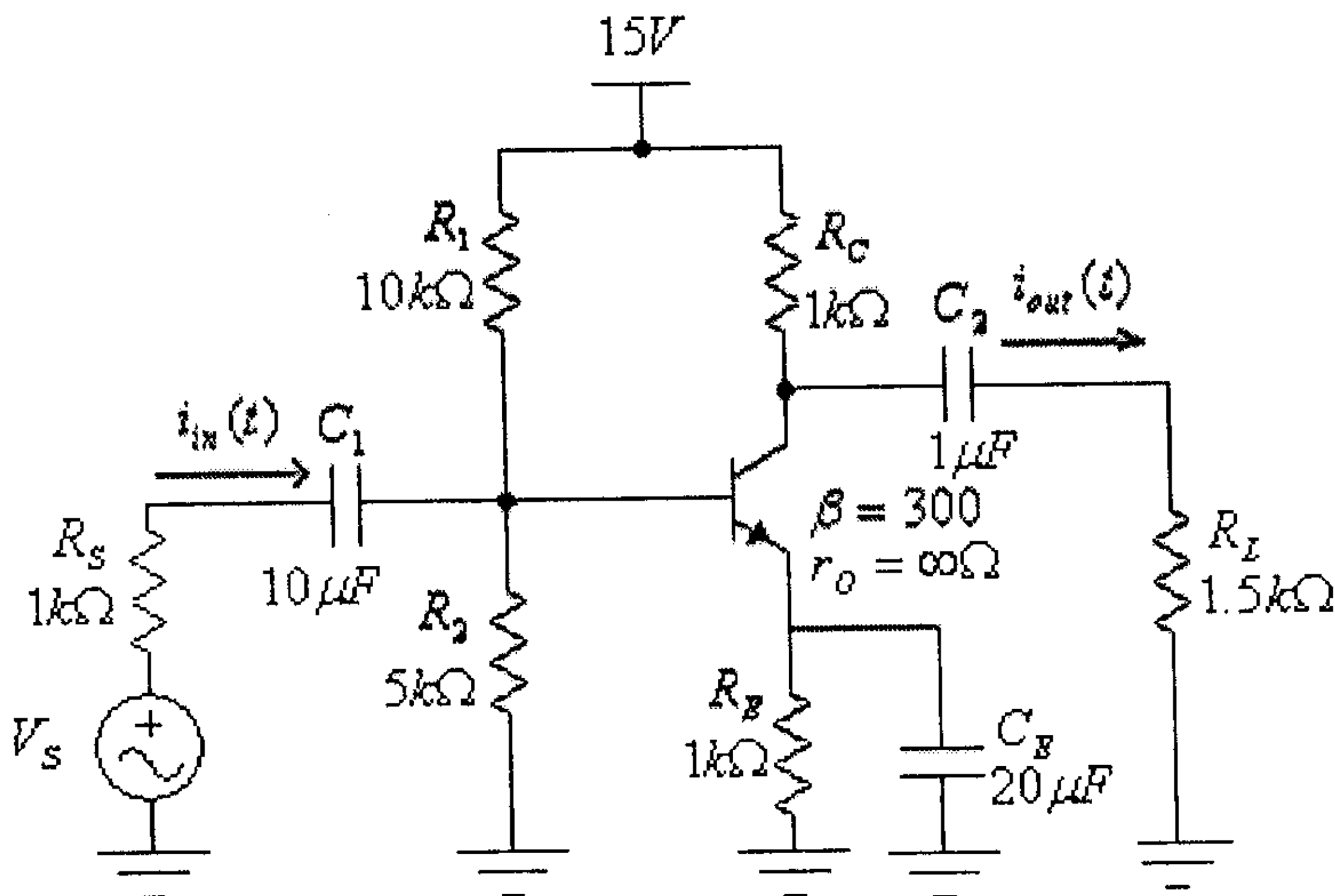
$f_{\beta}$  - معامل يعتمد على خواص الترانزيستور.

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi \cdot h_{femid} \cdot r_e \cdot (C_{be} + C_{bc})}$$

مثال (11):

أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة التالية، إذا علمت

أن:  $C_{Wout} = 10pF$  و  $C_{Win} = 6pF$ ،  $C_{ce} = 1pF$ ،  $C_{bc} = 5pF$ ،  $C_{be} = 30pF$ .



شكل (48)

الحل:

لقد تم إيجاد قيمة  $r_e$  للترانزيستور في هذه الدائرة عند حل مثال (8) ،  
حيث تم إيجاد أن:

$$r_e = 6.05\Omega$$

$$A_V = -52.27$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}}$$

حيث:

$$R_{in} = R_S \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel (\beta \cdot r_e) = 1k\Omega \parallel 10k\Omega \parallel 5k\Omega \parallel (300 \times 6.05\Omega) = 540\Omega$$

و:

$$C_m = C_{Wi} + C_{be} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{be} + (1 - A_V) \cdot C_{bc}$$

$$C_m = 6pF + 30pF + (1 + 52.27) \cdot (5pf) = 302.35pF$$

أي أن:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}} = \frac{1}{2\pi (540) \cdot (302.35 \times 10^{-12})} = 974.8kHz.$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = r_o \parallel R_C \parallel R_L = 1k\Omega \parallel 1.5k\Omega = 600\Omega$$

و:

$$C_{out} = C_{WO} + C_{ce} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ce} + C_{bc}$$

$$C_{out} = 10 pF + 1 pF + 5 pF = 16 pF$$

أي أن:

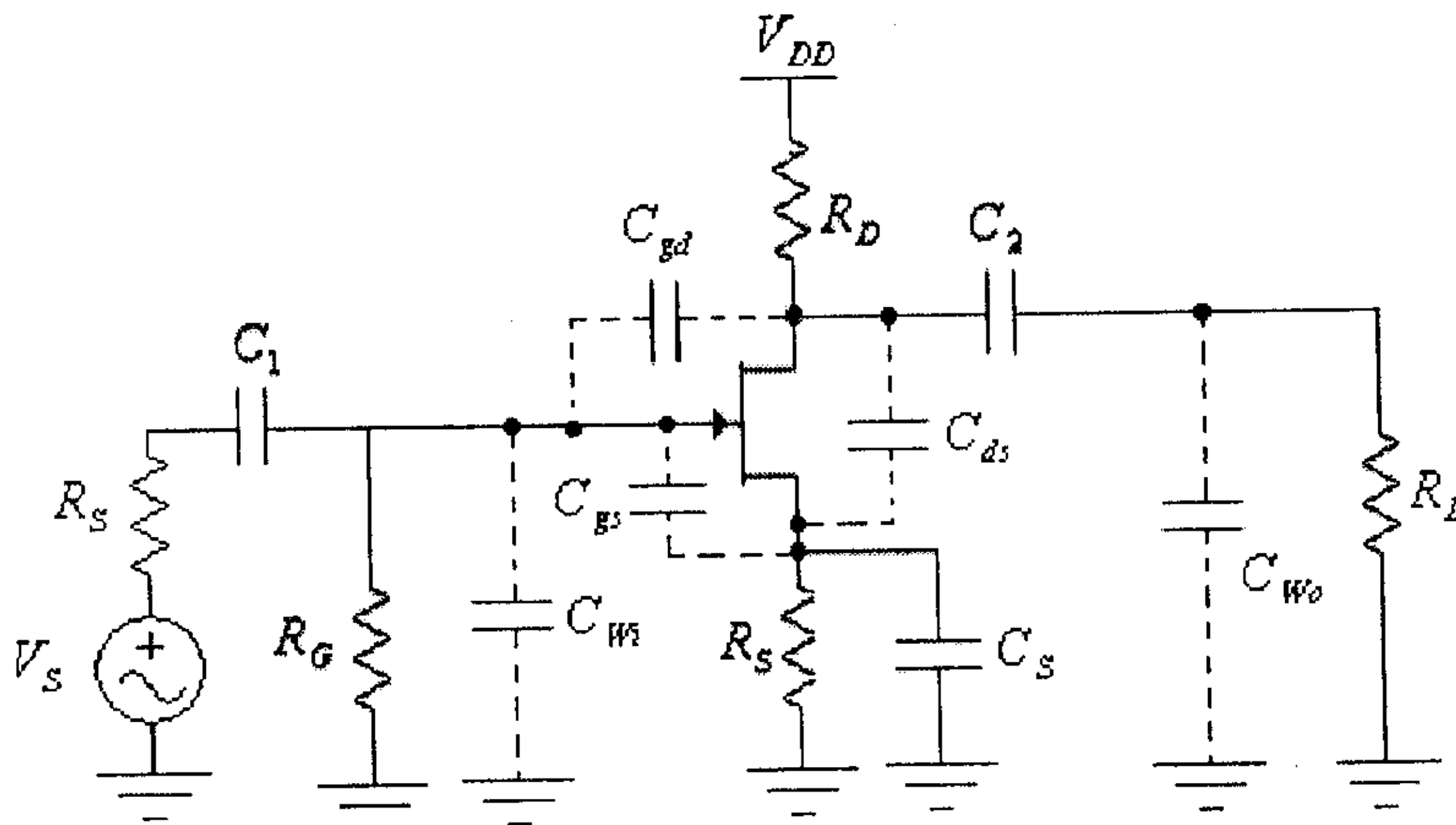
$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C_{out}} = \frac{1}{2\pi(600) \cdot (16 \times 10^{-12})} = 16.67 MHz.$$

وبالتالي فإن تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هو:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\} = \min\{974.8 kHz, 16.67 MHz\} = 974.8 kHz.$$

### 5.10 الإستجابة الترددية لمضخمات ترانزيستورات تأثير المجال عند الترددات المرتفعة.

لا تختلف طريقة دراسة الإستجابة الترددية للترددات المرتفعة لترانزيستورات تأثير المجال عنها في الترانزيستورات ثنائية القطبية. الشكل التالي يبين دائرة تضخيم المصدر المشترك وبإحياز ذاتي.

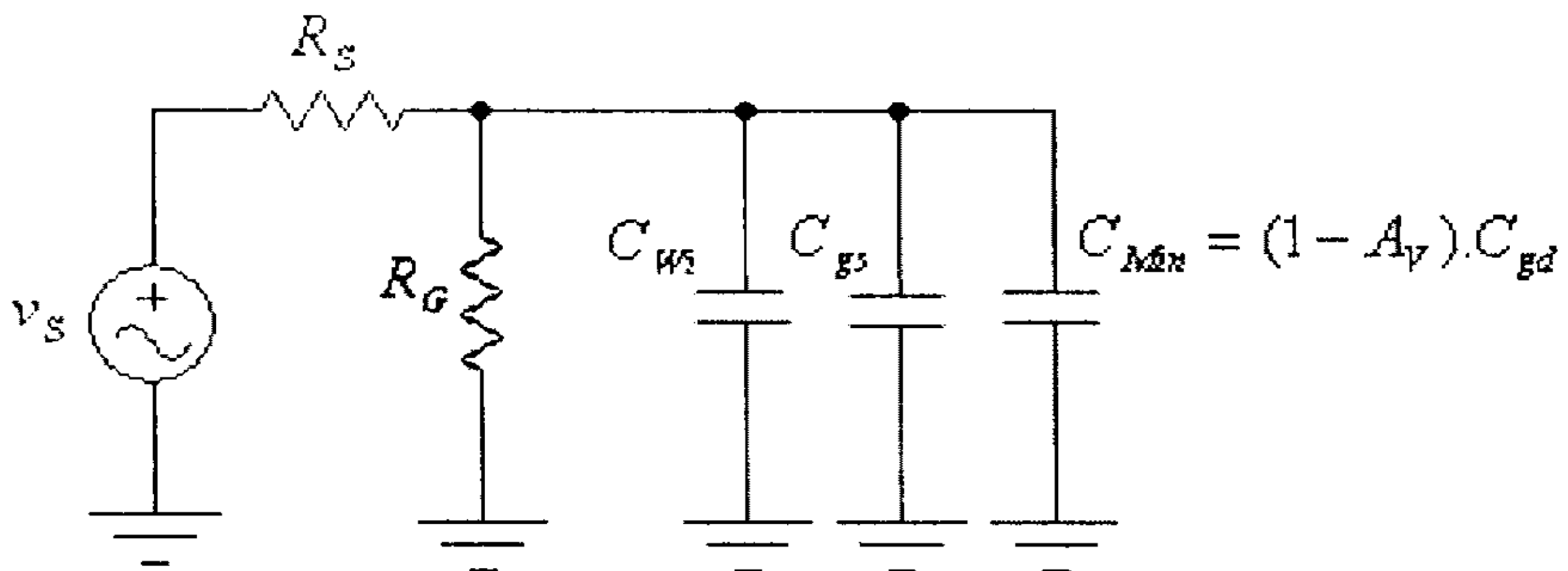


شكل (49)



في هذه الدائرة، وكما في حالة الترانزيستورات ثنائية القطبية، فعند الترددات المرتفعة فإن كل من المكثفات  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_S$  يكافئ دائرة قصر (short-circuit) لأن سعتها كبيرة نسبياً، أما المكثفات  $C_{gs}$ ،  $C_{gd}$  و  $C_{ds}$  والموجودة بين أطراف الترانزيستور وكذلك المكثفان  $C_{wi}$  و  $C_{wo}$  والموجودة بين أسلاك التوصيل على مدخل ومخرج هذه الدائرة فلا يمكن إهمال تأثيرها لأن ممانعتها عند تلك الترددات تصبح قريبة من قيم المقاومات الأخرى في الدائرة.

مما ذكر أعلاه يستنتج أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (50)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه

الدائرة هو:

$$f_{\text{Hinput}} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}}$$

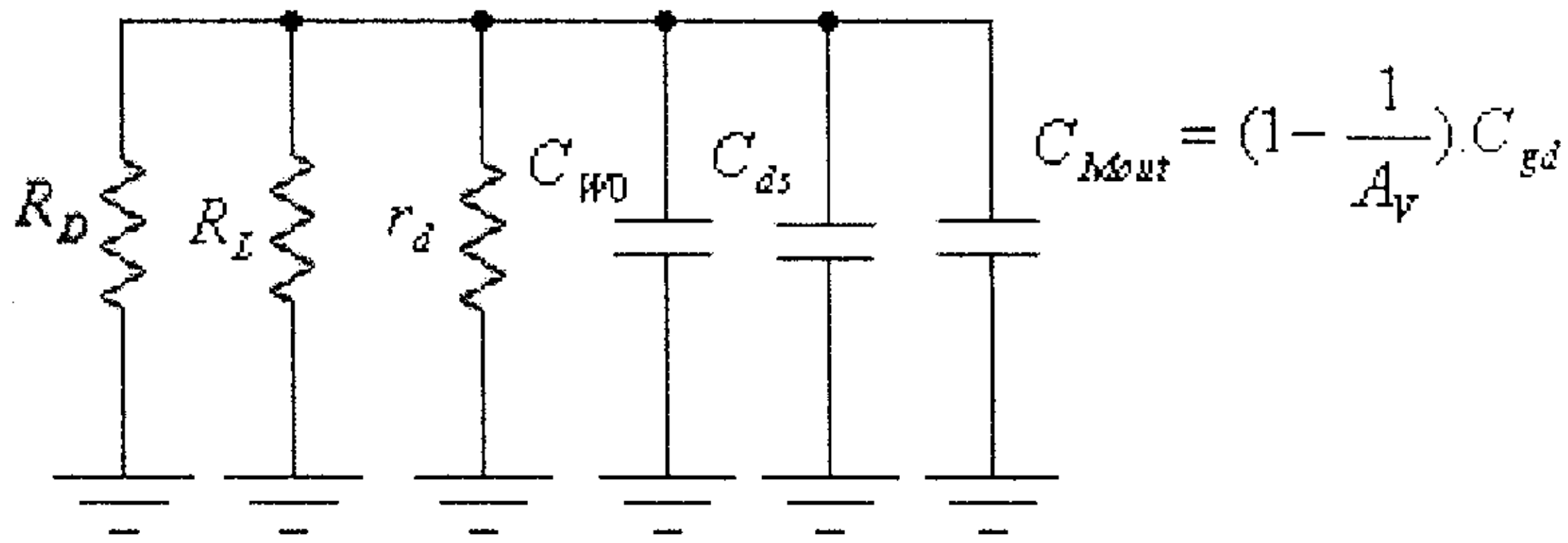
حيث:

$$R_{in} = R_S \parallel R_G$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{gs} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{gs} + (1 - A_V).C_{gd}$$

والدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة، عند الترددات المرتفعة، هي كما في الشكل التالي.



شكل (51)

من هذا الشكل يستنتج أن تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = R_D \parallel R_L \parallel r_d$$

و:

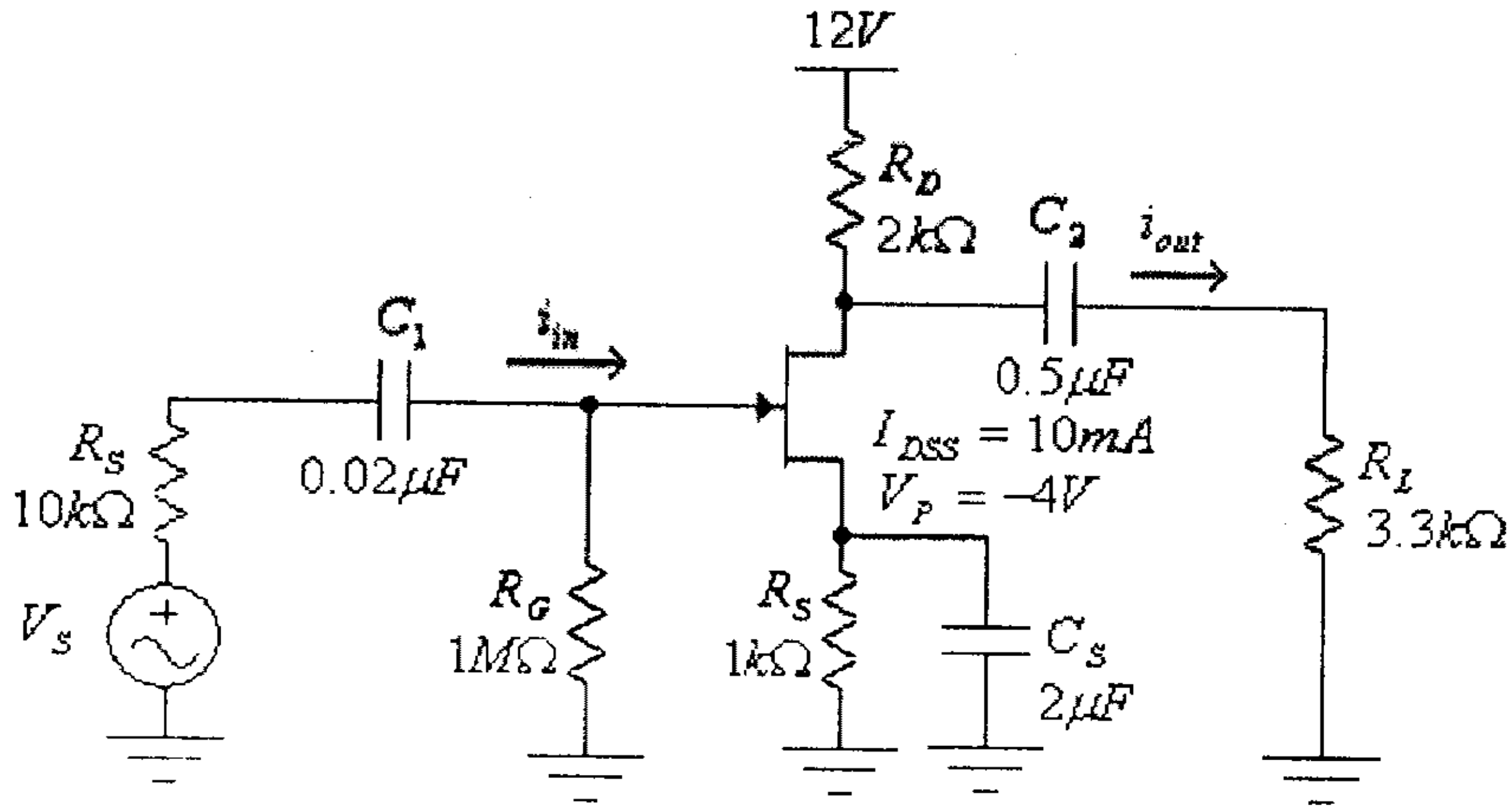
$$C_{out} = C_{WO} + C_{ds} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ds} + (1 - \frac{1}{A_V}).C_{gd}$$

وكما ذكر سابقاً، فإن ما يحدد تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هي القيمة الصغرى لكل من  $f_{Hinput}$  و  $f_{Houtput}$ ، أي أن:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\}$$

## مثال (12):

أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة التالية، إذا علمت أن:  
 $C_{Wout} = 8pF$  و  $C_{Win} = 6pF$  ،  $C_{ds} = 0.1pF$  ،  $C_{gs} = 5pF$  ،  $C_{gd} = 3pF$   
 $y_{os} = 20\mu S$



شكل (52)

## الحل:

من المثال رقم (5) في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب كنا قد إستنتجنا أن:

$$r_d = \frac{1}{y_{os}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6}} = 50 \times 10^3 \Omega = 50k\Omega$$

$$Z_m = R_G = 1M\Omega$$

$$Z_{out} = R_D \parallel r_d = \frac{R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} = \frac{(2 \times 10^3) \cdot (50 \times 10^3)}{2 \times 10^3 + 50 \times 10^3} = 1.923 \times 10^3 \Omega = 1.923k\Omega$$

وأن:

$$A_{VO} = -4.567$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = A_{VO} \cdot \frac{Z_{in} \cdot R_L}{(R_S + Z_{in}) \cdot (Z_O + R_L)}$$

$$= (-4.567) \cdot \frac{(1 \times 10^6) \cdot (3.3 \times 10^3)}{(10 \times 10^3 + 1 \times 10^6) \cdot (1.923 \times 10^3 + 3.3 \times 10^3)} = -2.86$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمدخل هذه الدائرة هو:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}}$$

حيث:

$$R_{in} = R_S \parallel R_G = 10k\Omega \parallel 1M\Omega = 9.9k\Omega$$

و:

$$C_{in} = C_{Wi} + C_{gs} + C_{Min} = C_{Wi} + C_{gs} + (1 - A_V) \cdot C_{gd}$$

$$C_{in} = 6pF + 5pF + (1 + 2.86) \cdot (3pF) = 22.58pF$$

أي أن:

$$f_{Hinput} = \frac{1}{2\pi R_{in} \cdot C_{in}} = \frac{1}{2\pi (9.9 \times 10^3) \cdot (22.58 \times 10^{-12})} = 712kHz.$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لمخرج هذه الدائرة هو:

$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C_{out}}$$

حيث:

$$R_{out} = R_D \parallel R_L \parallel r_d = 2k\Omega \parallel 3.3k\Omega \parallel 50k\Omega = 1.215k\Omega$$

و:

$$C_{out} = C_{WO} + C_{ds} + C_{Mout} = C_{WO} + C_{ds} + \left(1 - \frac{1}{A_V}\right) \cdot C_{gd}$$

$$C_{out} = 8 pF + 0.1 pF + \left(1 + \frac{1}{2.86}\right) \cdot (3 pF) = 12.15 pF$$

أي أن:

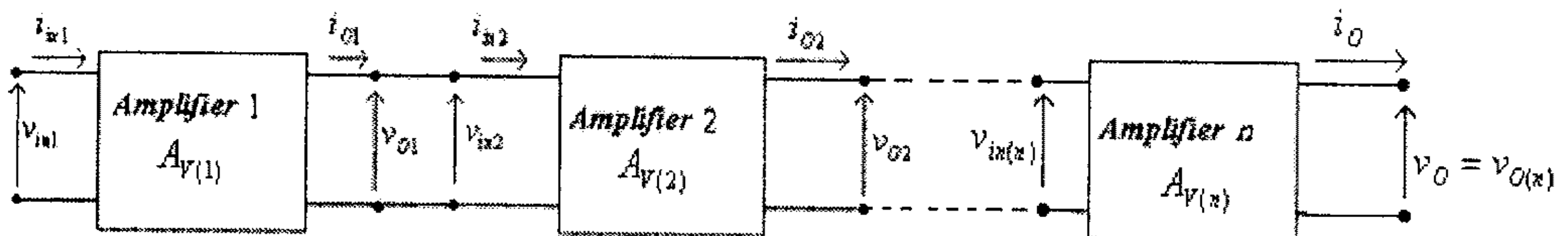
$$f_{Houtput} = \frac{1}{2\pi R_{out} \cdot C_{out}} = \frac{1}{2\pi (1.215 \times 10^3) \cdot (12.15 \times 10^{-12})} = 10.78 MHz.$$

وبالتالي فإن تردد القطع للترددات المرتفعة لهذه الدائرة هو:

$$f_H = \min\{f_{Hinput}, f_{Houtput}\} = \min\{712 kHz., 10.78 MHz.\} = 712 kHz.$$

### 5.11 الإستجابة الترددية لعدد من مراحل التضخيم الموصولة على التسلسل.

عرفت سابقاً أنه وبهدف زيادة قيمة معامل التضخيم فإنه كثيراً ما يتم توصيل مضخمين أو أكثر بشكل متسلسل، أي أن مخرج المضخم الأول يوصل مع مدخل المضخم الثاني، وهكذا، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (53)

وبشكل عام فإن تردد القطع للترددات المنخفضة سيتحدد من أعلى تردد قطع للمراحل المختلفة، أمّا تردد القطع للترددات المرتفعة فسيحدد من أقل تردد قطع للمراحل المختلفة. وبالتالي ففي حالة التوصيل التسلسلي لمراحل التضخيم فإن وجود مرحلة من تلك المراحل بتردد قطع غير مناسب سيجعل تردد القطع لكل الدائرة غير مناسباً.

حتى لو كان تردد القطع لكل مرحلة من مراحل التضخيم مقبولاً فإن توصيل عدد من تلك المراحل على التسلسل سيؤدي الى زيادة تردد القطع للترددات المنخفضة ونقصان تردد القطع للترددات المرتفعة، وبالتالي نقصان مدى التردد لدائرة التضخيم المكونه من عدة مراحل تضخيم.

وحتى نثبت هذا، فعلى إفتراض أن دائرة التضخيم المبينة في الشكل السابق مكونه من عدد من المراحل المتشابهة عددها  $n$  وكل منها بمعامل تضخيم مقداره  $A_V$  وتردد قطع للترددات المنخفضة مقداره  $f_L$ ، فقد عرفت سابقاً أن العلاقة بين معامل التضخيم  $\left(\frac{A_V}{A_{Vmid}}\right)$  والتردد للترددات المنخفضة هي:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} = \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (1)$$

ولعدد من مراحل التضخيم المتشابهة، والموصولة على التسلسل، فإن معامل التضخيم الكلي للدائرة يساوي حاصل ضرب معاملات التضخيم للمراحل جميعها، أي أن:

$$A_{Vtotal} = A_{V1} \cdot A_{V2} \dots A_{Vn} = (A_V)^n = \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} \dots\dots\dots (2)$$

بإفتراض أن معامل التضخيم للمضخم المكافئ للمراحل جميعها هو  $A_{Veq}$  وتردد قطع للترددات المنخفضة له هو  $f'_L$ ، فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المنخفضة، ستكون:

$$A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} = \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(3)$$

ومن تساوي معاملي التضخيم  $A_{Vtotal}$  و  $A_{Veq}$  نستنتج أن:

$$A_{Veq} = A_{Vtotal} = \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \left[1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (4)$$

وعند تردد  $f = f_L$  فإن  $A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  ، وبتعويض هذا في المعادلة رقم (4) ،  
نستنتج أن:

$$\left[1 + \left(\frac{f_L}{f_L}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 2^{-\frac{1}{2}}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$1 + \left(\frac{f_L}{f_L}\right)^2 = 2^{\frac{1}{n}}$$

أي أن:

$$\frac{f_L}{f_L} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

ومنها:

$$f_L' = \frac{f_L}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \dots\dots\dots (5)$$

وحيث أن المقدار  $\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$  يقل بزيادة  $n$  (أي زيادة عدد مراحل التضخيم) فمن المعادلة السابقة نستنتج أن  $f_L'$  (تردد القطع للترددات المنخفضة للدائرة المكافئة) يزداد بزيادة عدد مراحل التضخيم..

أما في حالة الترددات المرتفعة فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد فهي:

$$A_V = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} = \left[1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (6)$$

ولعدد من مراحل التضخيم المتشابهة والموصولة على التسلسل فإن معامل التضخيم الكلي للدائرة يساوي:

$$A_{Vtotal} = A_{V1} \cdot A_{V2} \dots A_{Vn} = (A_V)^n = \left[1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2\right]^{-\frac{n}{2}} \dots\dots\dots (7)$$

بإفترض أن معامل التضخيم للمضخم المكافئ للمراحل جميعها هو  $A_{Veq}$  وتردد قطع للترددات المرتفعة له هو  $f_H'$ ، فإن العلاقة بين معامل التضخيم والتردد، للترددات المرتفعة، ستكون:

$$A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H'}\right)^2}} = \left[1 + \left(\frac{f}{f_H'}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (8)$$

ومن تساوي معاملي التضخيم  $A_{Vtotal}$  و  $A_{Veq}$  نستنتج أن:



$$A_{Veq} = A_{Vtotal} = \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_H} \right)^2 \right]^{-\frac{n}{2}} = \left[ 1 + \left( \frac{f}{f'_H} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \dots \dots \dots (9)$$

وعند تردد  $f = f'_H$  فإن  $A_{Veq} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  ، وبتعويض هذا في المعادلة رقم

(9)، نستنتج أن:

$$\left[ 1 + \left( \frac{f'_H}{f_H} \right)^2 \right]^{-\frac{n}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 2^{-\frac{1}{2}}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$1 + \left( \frac{f'_H}{f_H} \right)^2 = 2^{\frac{1}{n}}$$

أي أن:

$$\frac{f'_H}{f_H} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

ومنها:

$$f'_H = f_H \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \dots \dots \dots (10)$$

وحيث أن المقدار  $\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$  يقل بزيادة  $n$  (أي زيادة عدد مراحل التضخيم) فمن المعادلة السابقة تستنتج أن  $f'_H$  (تردد القطع للترددات المرتفعة للدائرة المكافئة) يقل بزيادة عدد مراحل التضخيم.

**مثال (13):**

دائرة تضخيم مكونة من أربع مراحل متشابهة، معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة يساوي 20 وتردد القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي 160Hz و 800kHz، أوجد قيمة معامل التضخيم وتردد القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لهذا المضخم.

**الحل:**

معامل التضخيم لهذا المضخم هو:

$$A_{Veq} = (A_V)^n = (20)^4 = 160000$$

تردد القطع للترددات المنخفضة لهذا المضخم هو:

$$f'_L = \frac{f_L}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} = \frac{160}{\sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1}} = 367.83 \text{ Hz.}$$

تردد القطع للترددات المرتفعة لهذا المضخم هو:

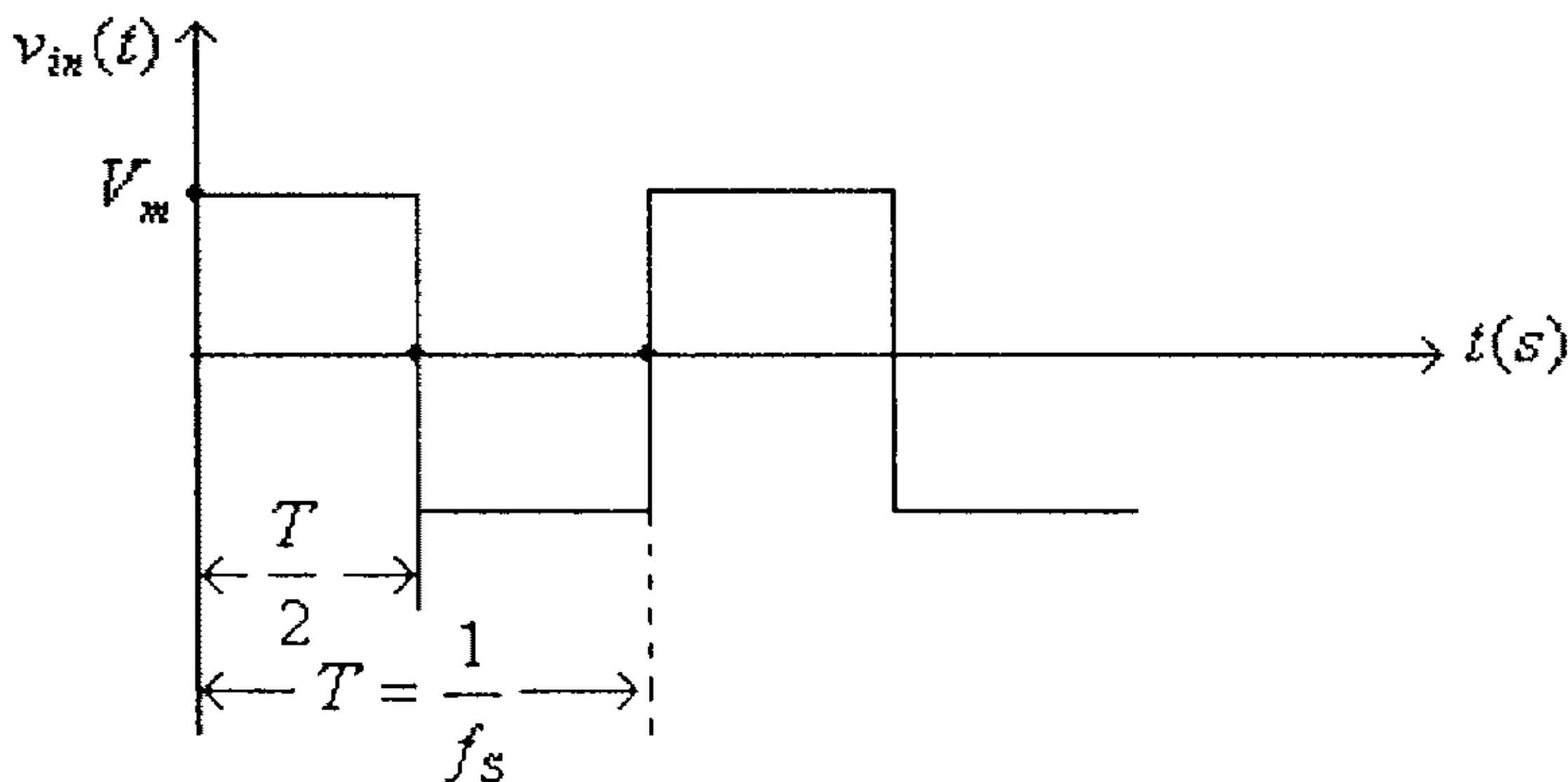
$$f'_H = f_H \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} = 800 \times 10^3 \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1} = 348 \times 10^3 \text{ Hz.} = 348 \text{ kHz.}$$

**5.12 فحص الإستجابة الترددية للمضخمات.**

لفحص الإستجابة الترددية لدائرة تضخيم فإنه يمكن تطبيق إشارة جيبية على مدخل هذا المضخم وتغيير تردداتها وقياس معامل التضخيم عند كل من ترددات الإشارة المدخلة هذه. وسوف تلاحظ أن معامل التضخيم سيبلغ قيمته القصوى في مجال معين من الترددات، وهذه القيمة القصوى لمعامل التضخيم هي القيمة  $A_{Vmid}$ .

ولمعرفة ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة فإنه يقاس قيمة الترددات المنخفضة والمرتفعة على التوالي التي يصبح عندها معامل تضخيم الفولطية للمضخم تساوي القيمة  $0.707 A_{v_{mid}}$ .

ويمكن بدلاً من تطبيق إشارات جيبية بترددات مختلفة على مدخل المضخم تطبيق إشارة مربعة كتلك المبينة في الشكل التالي، وملاحظة الإشارة الناتجة على مخرج المضخم باستخدام راسم الإشارة (oscilloscope).



شكل (54)

وسبب إختيار الإشارة المربعة هذه، لفحص الإستجابة الترددية للمضخم، هو أن تلك الإشارة (وحسب تحليل فوريير) تحوي جميع المركبات الفردية بترددات تساوي تردد الإشارة المدخلية ومضاعفاتها الفردية، أي بالترددات  $f, 3f, 5f, 7f, \dots$  وهكذا، أي أن:

$$v_{in}(t) = \frac{4V_m}{\pi} \left[ \sin(2\pi.f_s.t) + \frac{1}{3} \sin(2\pi.3f_s.t) + \frac{1}{5} \sin(2\pi.5f_s.t) + \frac{1}{7} \sin(2\pi.7f_s.t) + \dots \right]$$

حيث:

$V_m$  - القيمة العظمى لفولطية الإشارة المدخلية.

$f_s$  - تردد الإشارة المدخلية.

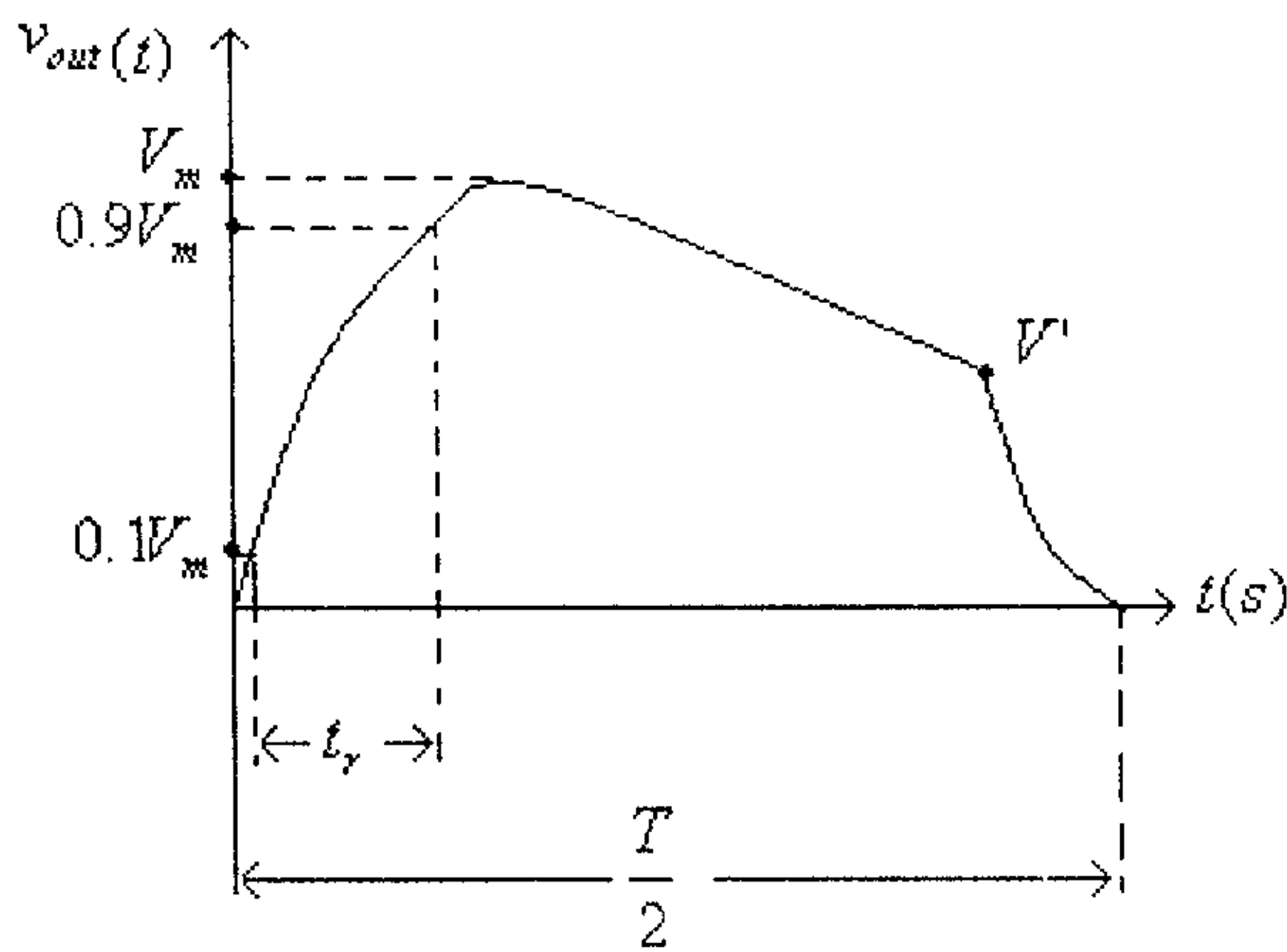
وكما ذكر سابقاً، فإنه يمكن الحكم على الإستجابة الترددية وقياس كل من ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة بملاحظة الإشارة الناتجة على مخرج المضخم باستخدام راسم الإشارة (oscilloscope). وذلك كما يلي:

1- إذا كان تغير الإشارة المخرجة بطيئاً عند اللحظات التي تتغير بها الإشارة المدخلة بشكل سريع (أي عند  $t=0s$ ، و  $t=\frac{T}{2}$  و  $t=T$ .... الخ) فهذا يدل أن إستجابة المضخم للترددات المرتفعة ليس كافياً، أي أن قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة لهذا المضخم منخفضة.

2- إذا كان تغير الإشارة المخرجة سريعاً عند ثبات قيمة الإشارة المدخلة (في الفترة بين  $t=0s$ ، و  $t=\frac{T}{2}$  أو الفترة  $t=\frac{T}{2}$  و  $t=T$ ) فهذا يدل أن إستجابة المضخم للترددات المنخفضة ليس كافياً، أي أن قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة لهذا المضخم مرتفعة.

ويمكن قياس قيمة ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة من شكل الموجة المخرجة للمضخم، عندما تكون الموجة المدخلة مربعة الشكل كما في الشكل السابق. فمن شكل الموجة المخرجة المبينة أدناه،

يمكن تحديد تردد القطع للترددات المرتفعة بالمعادلة التالية:  $f_H = \frac{0.35}{t_r}$



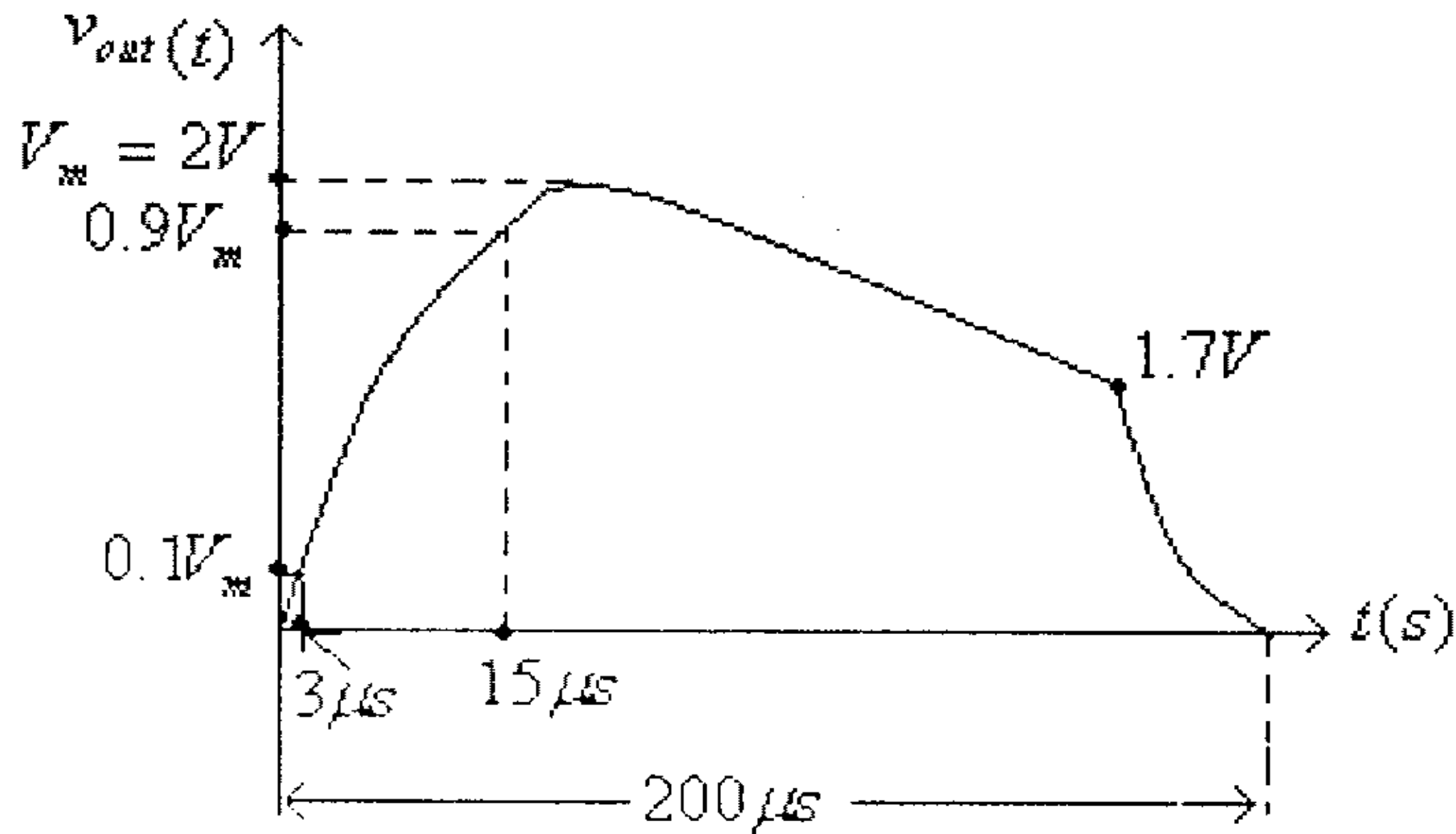
شكل (55)

أما تردد القطع للترددات المنخفضة فيمكن تحديده من المعادلة:

$$f_L = \frac{(V_m - V')}{\pi \cdot V_m} f_S$$

مثال (14):

الشكل التالي يمثل الموجة المخرجة لمضخم إشارته المدخلة مربعة.



شكل (56)

أوجد قيمة كل من ترددي القطع للترددات المنخفضة والترددات المرتفعة وكذلك إتساع حزمة التردد لهذا المضخم.

الحل:

من هذا الشكل:

$$t_r = 15\mu s - 3\mu s = 12\mu s$$

تردد القطع للترددات المرتفعة هو:

$$f_H = \frac{0.35}{12 \times 10^{-6}} = 29.167 \times 10^3 \text{ Hz} = 26.167 \text{ kHz}.$$

الزمن الدوري للإشارة يساوي:

$$T = 2 \times 200 \mu s = 400 \mu s.$$

تردد الإشارة هو:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{400 \times 10^{-6}} = 2500 \text{ Hz} = 2.5 \text{ kHz}.$$

تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_L = \frac{(V_m - V') f_s}{\pi V_m} = \frac{(2 - 1.7')(2500)}{\pi \cdot (2)} = 119.36 \text{ Hz}.$$

## 5.13 تمارين.

- (1) مضخم فولطية مكون من ثلاثة مراحل تضخيم متشابهة موصولة على التسلسل، إذا علمت أن كسب الفولطية لهذا المضخم يساوي  $45dB$ .
- (أ) أوجد كسب الفولطية بالديسيبل لكل مرحلة من مراحل هذا المضخم.
- (ب) أوجد معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة من مراحل هذا المضخم.
- (2) إذا كانت القدرة المدخلة لمضخم تساوي  $5\mu W$  ومعامل كسب القدرة له يساوي  $70dB$  ومقاومته المدخلة تساوي  $1k\Omega$ ، أوجد:

(أ) الفولطية المدخلة للمضخم.

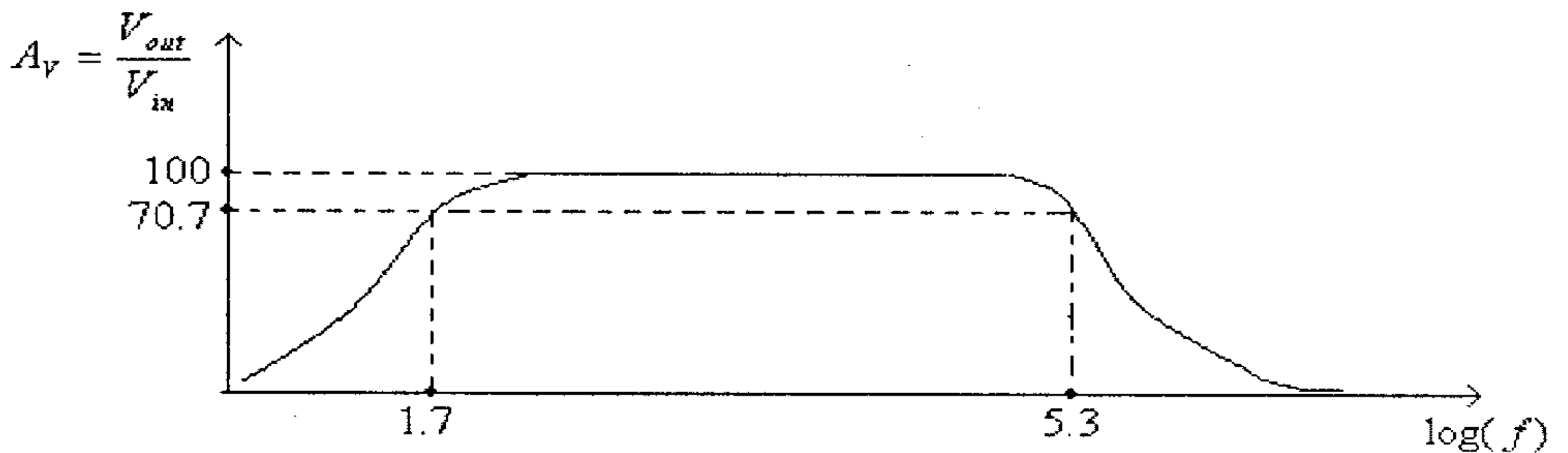
(ب) القدرة المخرجة.

(ج) الفولطية المخرجة للمضخم.

(د) معامل كسب الفولطية بالديسيبل.

إذا علمت أن مقاومة الحمل الموصول على مخرج هذا المضخم تساوي  $100\Omega$ .

- (3) الشكل التالي يبين العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية ( $A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ ) والتردد ( $f$ ) لأحد المضخمات.



شكل (57)

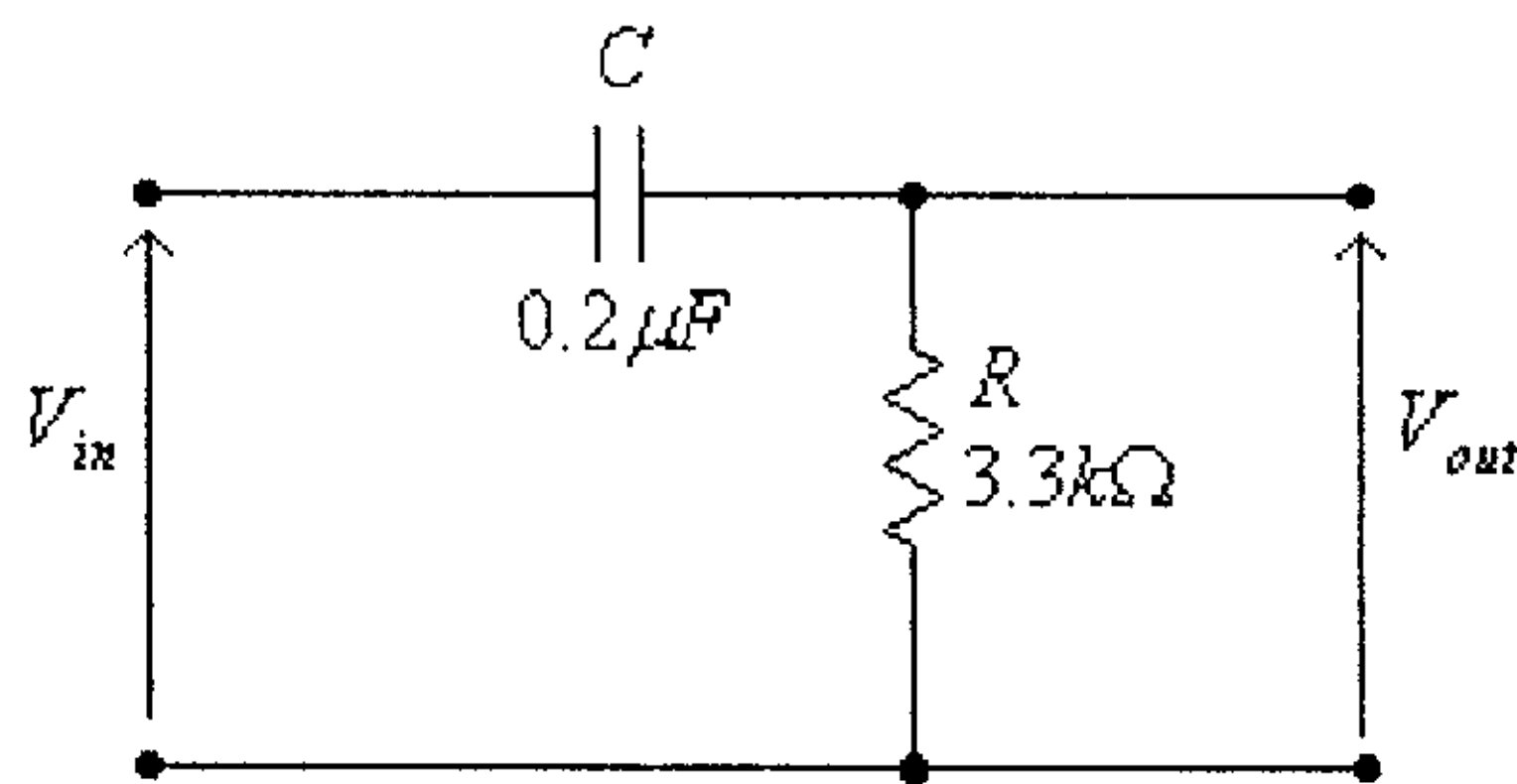
(أ) ما قيمة كل من تردد القطع للترددات المنخفضة ( $f_L$ ) وتردد القطع للترددات المرتفعة ( $f_H$ ) لهذا المضخم.

(ب) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية ( $A_V$ )، مقاساً بالديسيبل، والتردد ( $f$ ) لهذا المضخم.

(ج) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية المعياري ( $\frac{A_V}{A_{Vmid}}$ ) والتردد ( $f$ ) لهذا المضخم.

(د) أرسم العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية المعياري ( $\frac{A_V}{A_{Vmid}}$ )، مقاساً بالديسيبل، والتردد ( $f$ ) لهذا المضخم.

(4) للدائرة التالية:



شكل (58)

(أ) ما هي قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة.

(ب) ما هي الصيغة الرياضية للعلاقة بين معامل التضخيم والتردد.

(ج) ما قيمة معامل التضخيم عندما يكون تردد الإشارة المدخلة مساوياً

10Hz., 100Hz., 200Hz., 1kHz., و 10kHz. على التوالي.

(د) ما هي الصيغة الرياضية للعلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين

المدخلة والمخرجة والتردد.



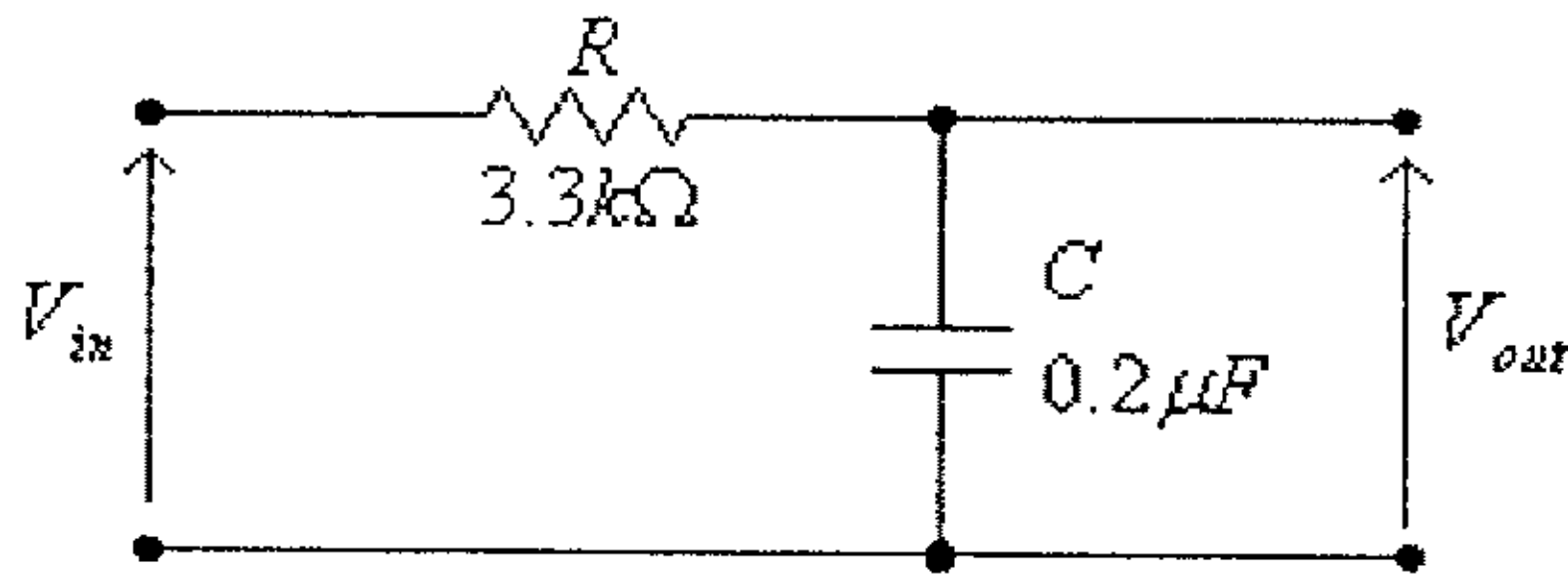
هـ) ما قيمة فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة عندما يكون تردد الإشارة المدخلية مساوياً  $10\text{Hz}$ ,  $100\text{Hz}$ ,  $200\text{Hz}$ ,  $1\text{kHz}$  و  $10\text{kHz}$  على التوالي.

و) أرسم العلاقة بين معامل التضخيم والتردد

ز) أرسم العلاقة بين معامل الكسب بالديسيبل والتردد.

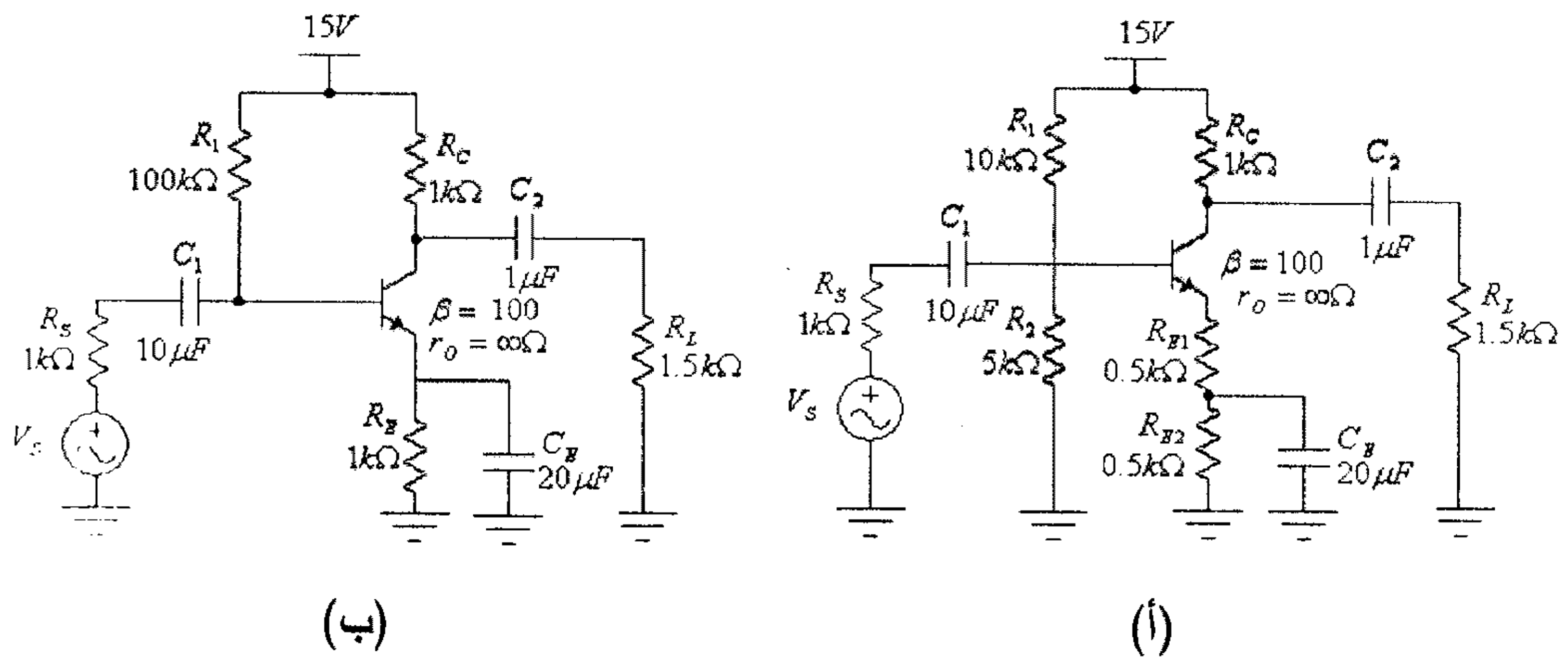
ح) أرسم العلاقة بين فرق الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة والتردد.

5) أعد حل التمرين السابق ولكن للدائرة المبينة في الشكل التالي.



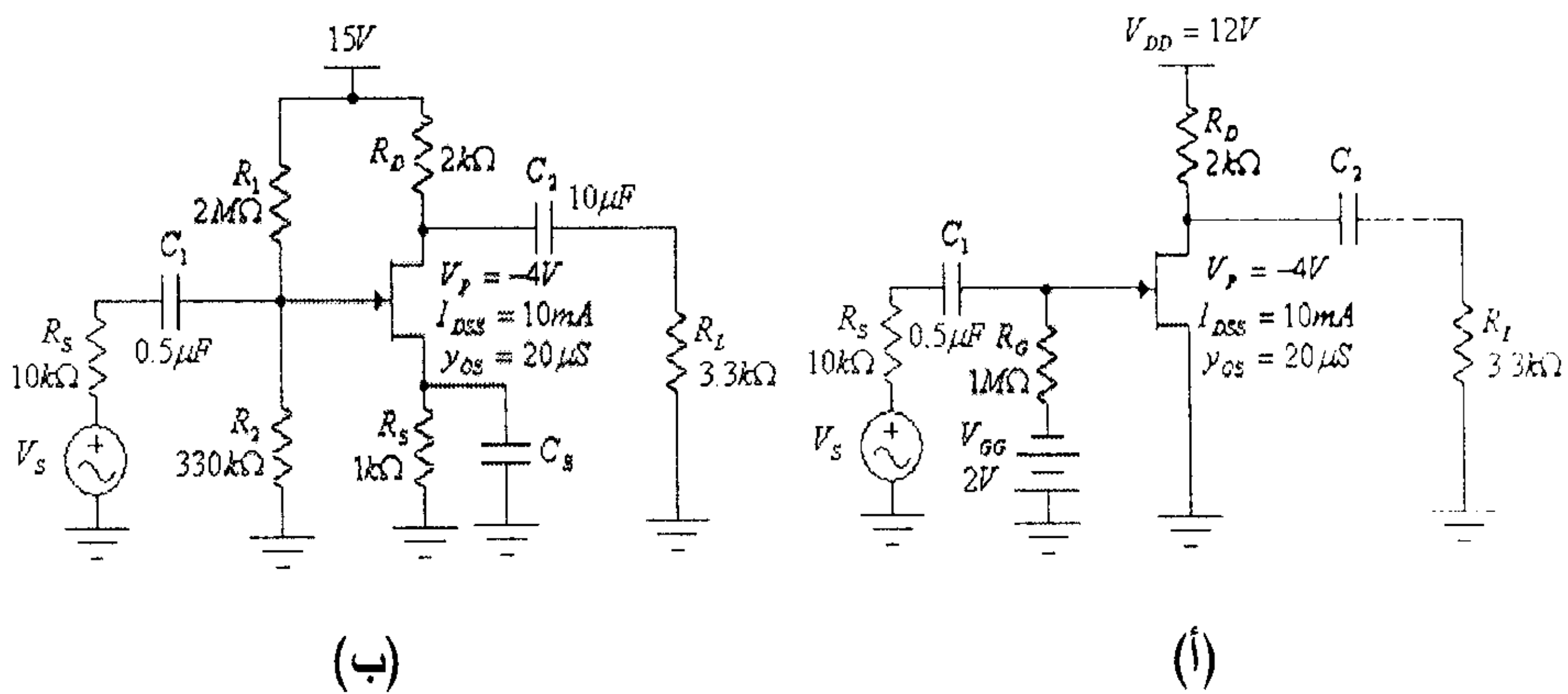
شكل (59)

6) أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لكل من الدائرتين التاليتين.



شكل (60)

(7) أوجد قيمة تردد القطع للترددات المنخفضة وأرسم منحنى الإستجابة الترددية لكل من الدائرتين التاليتين.



شكل (61)

(8) لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل (60) السابق، أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة، إذا علمت أن:  $C_{bc} = 5pF$  ،  $C_{be} = 30pF$  ،

$$C_{ce} = 1pF \text{ و } C_{win} = 6pF \text{ و } C_{wout} = 10pF .$$

(9) لكل من الدائرتين المبينتين في الشكل (61) السابق، أوجد قيمة تردد القطع للترددات المرتفعة، إذا علمت أن:  $C_{gs} = 5pF$  ،  $C_{gd} = 3pF$  ،

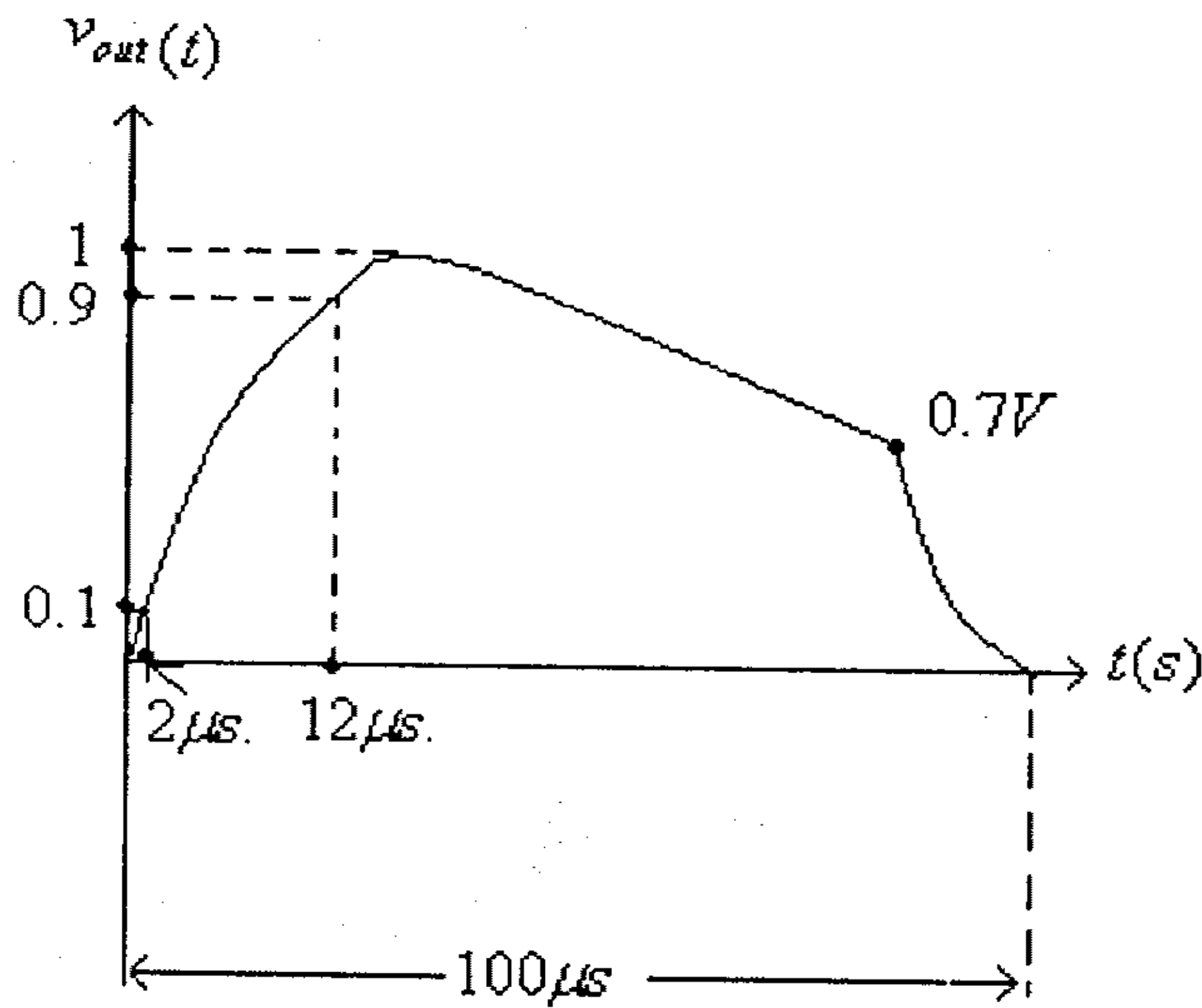
$$C_{ds} = 0.1pF \text{ و } C_{win} = 6pF \text{ و } C_{wout} = 8pF .$$

(10) دائرة تضخيم مكونة من ثلاث مراحل تضخيم متشابهة، معامل تضخيم الفولطية لكل مرحلة يساوي 25 وترددات القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي 180Hz و 1MHz، أوجد معامل التضخيم وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لهذا المضخم.

(11) دائرة تضخيم مكونة من أربع مراحل تضخيم متشابهة، أوجد معامل تضخيم الفولطية وكذلك ترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة لكل

من تلك المراحل، إذا علمت أن معامل تضخيم الفولطية لدائرة التضخيم هو  $46.715dB$  وترددي القطع للترددات المنخفضة والمرتفعة هي على التوالي  $150Hz$  و  $700kHz$ .

(12) أوجد قيمة كل من ترددي القطع للترددات المنخفضة والترددات المرتفعة وكذلك إتساع حزمة التردد لهذا المضخم، إذا علمت أن الموجة المخرجة لهذا المضخم هي كما في الشكل التالي، عندما تكون إشارته المدخلية مربعة.



شكل (62)



# الوحدة السادسة

بعض الدوائر الأخرى  
للترانزستورات



## الوحدة السادسة

### بعض الدوائر الأخرى للترانزيستورات

#### 6.1 مدخل

درسنا في الوحدات السابقة دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية ذات التوصيلات المختلفة مثل دوائر الباعث المشترك (common-emitter circuits) ودوائر القاعدة المشتركة (common-base circuits) ودوائر المُجمّع المشترك (common-collector circuits). كما درسنا كذلك دوائر ترانزيستورات تأثير المجال المختلفة مثل دوائر المصدر المشترك (common-source circuits) ودوائر البوابة المشتركة (common-gate circuits) ودوائر المصرف المشترك (common-drain circuits).

في هذه الوحدة سنقوم بدراسة بعض دوائر الترانزيستورات ثنائية القطبية ودوائر ترانزيستورات تأثير المجال الأخرى، والتي تُستخدم كثيراً في بناء الدوائر الالكترونية المختلفة وخاصة الدارات المتكاملة (integrated circuits). ففي هذه الوحدة سندرس كلاً من توصيلة Darlington وزوج التغذية الراجعة (feedback pair)، والتي تسمى أيضاً توصيلة Sziklai، واللذان تُستخدمان لبناء ترانزيستورات ثنائية القطبية وبقيمة عالية لمعامل تضخيم التيار ( $\beta$ ).

كما سندرس كذلك دائرة مضخم الفرق (differential amplifier)، والذي يُستخدم لتضخيم الفرق بين إشارتين مدخليتين، ويُشكل حجر الأساس في بناء مضخمات العمليات (operational amplifiers).

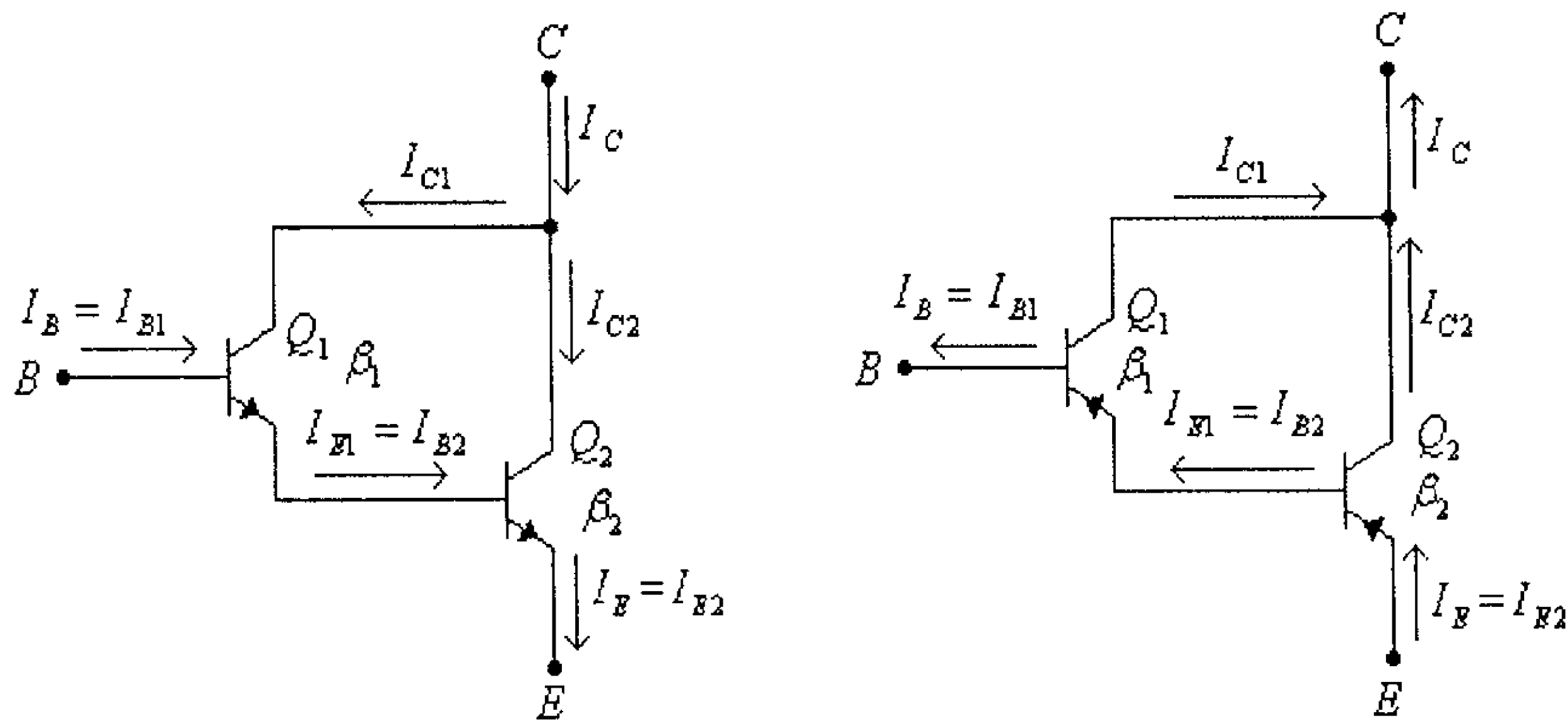
وسنتناول في هذه الوحدة كذلك دوائر مصدر التيار (current sources) ودوائر مرآة التيار (current mirrors)، واللذان تُشكلان جزءاً مهماً من بعض الدوائر الالكترونية المختلفة.

إضافة لما ذكر أعلاه، سنتطرق في هذه الوحدة الى بعض دوائر ترانزيستورات تأثير المجال، والتي تُستخدم كثيراً في بناء الدارات المنطقية، مثل تلك الدوائر التي تُستخدم ترانزيستورات بقطبيات متعاكسة والتي تسمى (complementary metal-oxide semiconductor)، أو اختصاراً CMOS.

## 6.2 توصيلة Darlington

في توصيلة Darlington يتم توصيل ترانزيستورين ثنائي القطبية ومن نفس النوع (n-p-n أو p-n-p)، بحيث يكون تيار الباعث لأحدهما تياراً لقاعدة الآخر.

الشكل التالي يبين ترانزيستوري Darlington من النوعين n-p-n و p-n-p.



شكل (1)

من هذه الشكل نستنتج أن:

$$I_E = I_{E2} = \beta_2 \cdot I_{B2}$$

ولكن:

$$I_{B2} = I_{E1} = \beta_1 \cdot I_{B1} = \beta_1 \cdot I_B$$



من هاتين المعادلتين نستنتج أن:

$$I_E = \beta_2 \cdot \beta_1 \cdot I_B = \beta \cdot I_B$$

أي أن معامل تضخيم التيار لترانزيستور Darlington يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم التيار للترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  المكونين لترانزيستور Darlington.

أي:

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$$

فمثلاً لو كان:

$$\beta_1 = \beta_2 = 100$$

فإن معامل تضخيم ترانزيستور Darlington المكون من هذين الترانزيستورين سيكون:

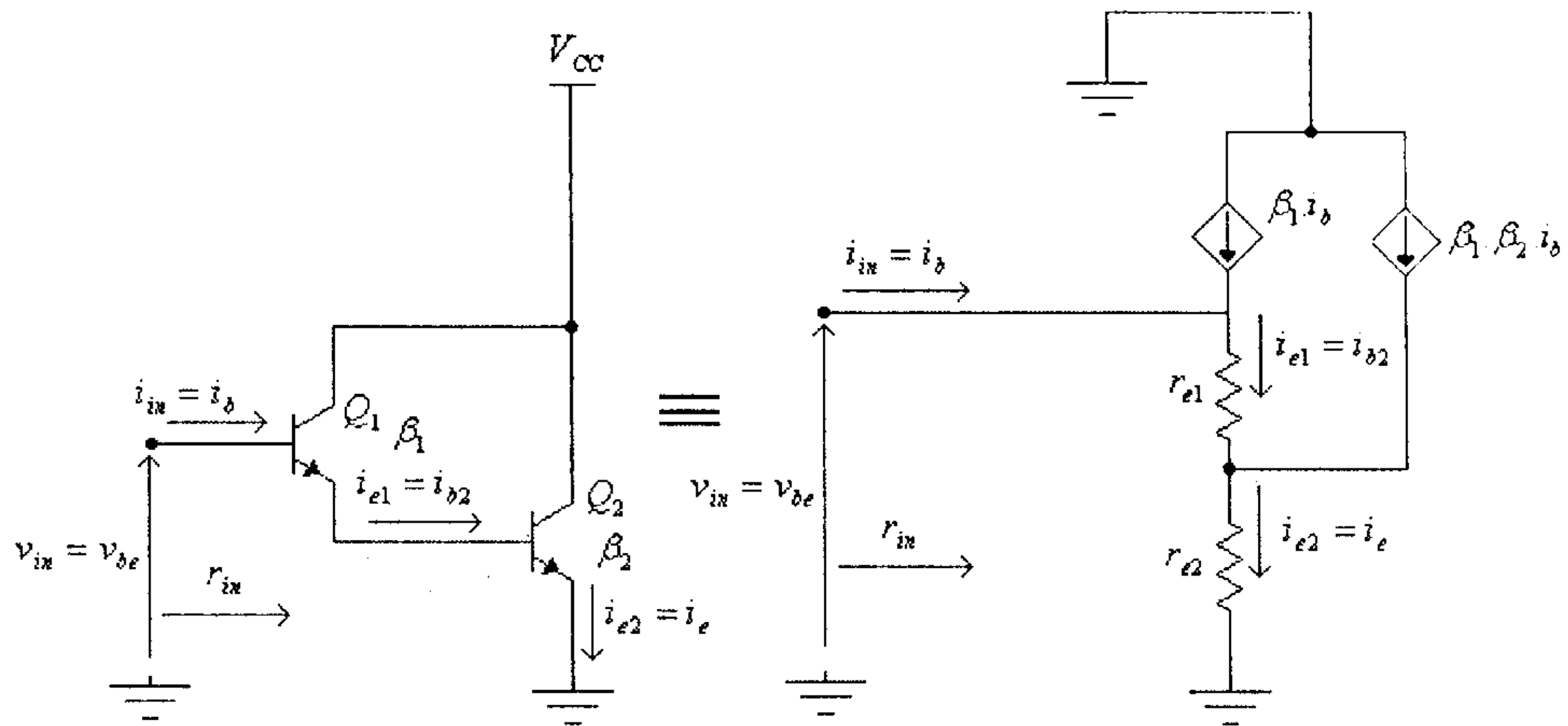
$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2 = (100) \cdot (100) = 10000$$

لا تختلف طريقة تحليل الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستور Darlington عن طريقة تحليل الدوائر التي تحوي الترانزيستورات العادية، ولكن يجب الأخذ بعين الاعتبار أن:

1- قيمة الفولطية بين القاعدة والباعث ( $V_{BE}$ ) اللازمة لإمرار التيار في هذا الترانزيستور هي بحدود  $1.6V$ ، ويظهر هذا واضحاً من دائرة هذا الترانزيستور، المُبينة في الشكل السابق، حيث تلاحظ أن مدخل هذا الترانزيستور مكون من وصليتي (p-n) موصولتين على التسلسل.

2- الممانعة المدخلية لهذا الترانزيستور أعلى من الممانعة المدخلية لترانزيستور ثنائي القطبية العادي.

فبالعودة الى دائرة ترانزيستور Darlington من النوع n-p-n،  
والمبينة في الشكل السابق تلاحظ أن الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذا  
الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (2)

من هذا الشكل نستنتج أن:

$$v_{in} = i_{e1} \cdot r_{e1} + i_{e2} \cdot r_{e2} \dots \dots \dots (1)$$

ولكن:

$$i_{e1} = \beta_1 \cdot i_b = \beta_1 \cdot i_{in} \dots \dots \dots (2)$$

و:

$$i_{e2} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot i_b = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot i_{in} \dots \dots \dots (3)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (3) في المعادلة (1)، نستنتج أن:

$$v_{in} = \beta_1 \cdot i_{in} \cdot r_{e1} + \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot i_{in} \cdot r_{e2} \dots \dots \dots (4)$$

أي أن:

$$r_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \beta_1 \cdot r_{e1} + \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot r_{e2} \dots \dots \dots (5)$$

حيث:

$$r_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} \dots\dots\dots (6)$$

ولكن:

$$I_{E1} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{I_E}{\beta_2} \dots\dots\dots (7)$$

أي أن:

$$r_{e1} = \frac{26mV \cdot \beta_2}{I_E} \dots\dots\dots (8)$$

وكذلك:

$$r_{e2} = \frac{26mV}{I_{E2}} = \frac{26mV}{I_E} \dots\dots\dots (9)$$

وبتعويض المعادلتين (8) و (9) في المعادلة (5)، نجد أن:

$$r_{in} = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot (26mV)}{I_E} + \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot (26mV)}{I_E} = \frac{(2)\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot (26mV)}{I_E}$$

ولكن:

$$\beta_1 \cdot \beta_2 = \beta$$

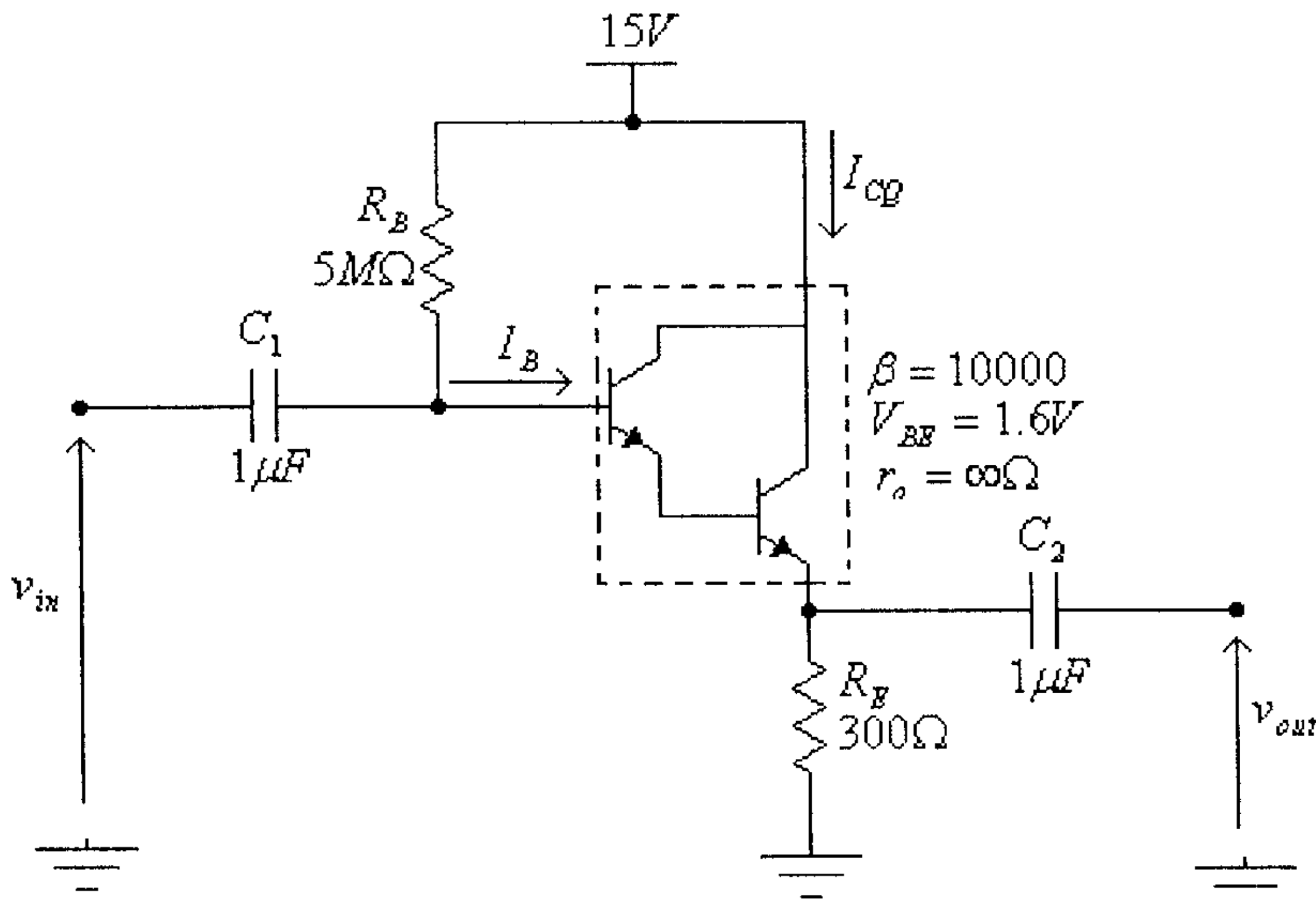
أي أن الممانعة المدخلية لترانزيستور Darlington هي:

$$r_{in} = \frac{2\beta \cdot (26mV)}{I_E} \dots\dots\dots (10)$$

وهي تساوي ضعف الممانعة المدخلية للترانزيستور العادي.

ولكون معامل تضخيم التيار لهذا الترانزيستور عالياً فكثيراً ما يستخدم هذا الترانزيستور لبناء دوائر تابع الباعث (emitter-follower)، كما في المثال التالي.

مثال (1): للدائرة التالية:



شكل (3)

(أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز  $I_{CQ}$  وفولطية الإنحياز  $V_{CEQ}$ .

(ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، وأوجد قيمة كل من

$$Z_{in}, Z_{out} \text{ و } A_V$$

الحل:

(أ) من دائرة الإنحياز:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \cdot R_E} = \frac{15 - 1.6}{5 \times 10^6 + (10000 + 1) \cdot (300)}$$

$$= 1.675 \times 10^{-6} \text{ A} = 1.675 \mu\text{A}$$

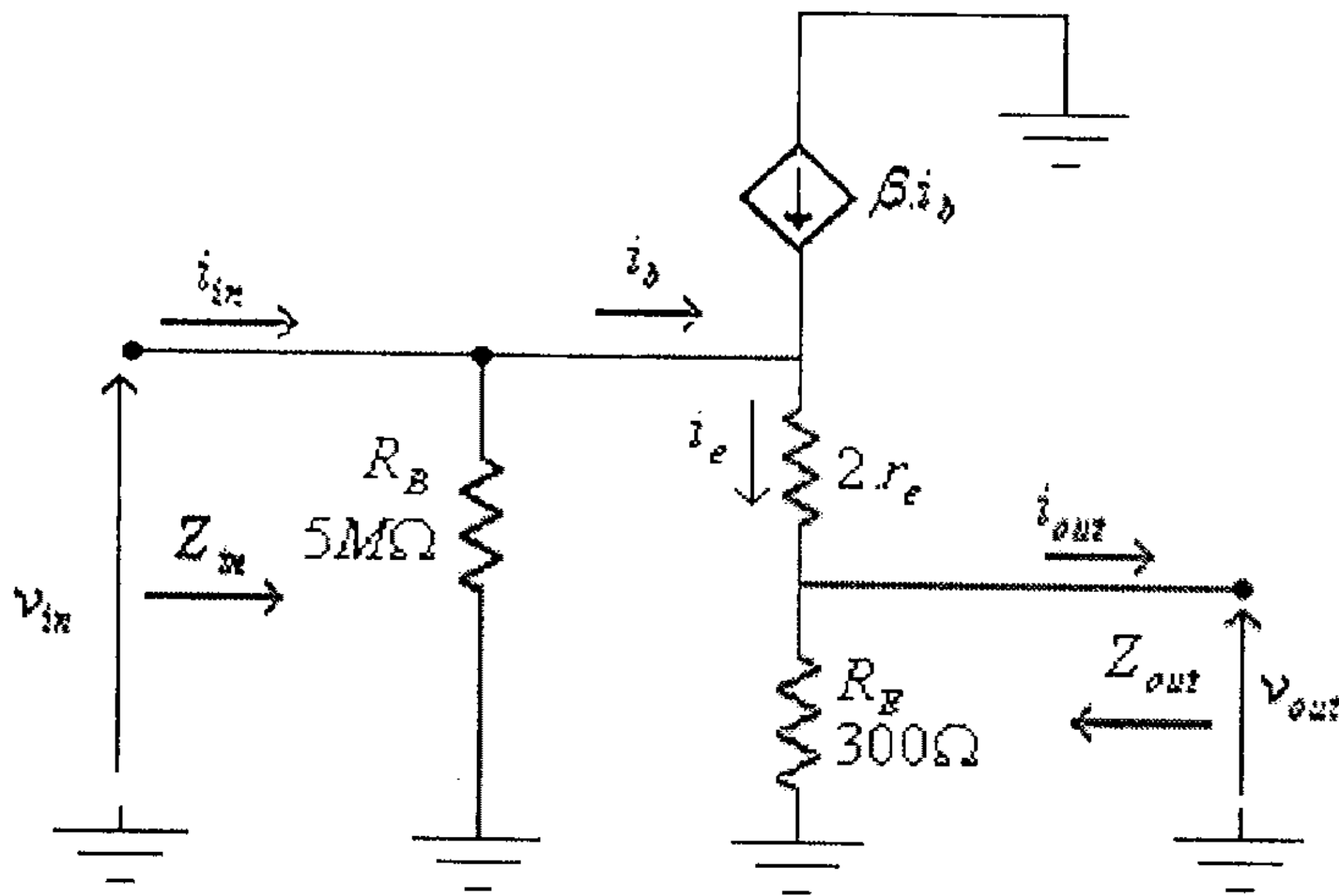
$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = (10000) \cdot (1.675 \times 10^{-6})$$

$$= 1.675 \times 10^{-2} \text{ A} = 16.75 \text{ mA}$$

و:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 15 - (16.75 \times 10^{-3}) \cdot (300) = 9.975$$

ب) الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة مشابهة لدائرة المُجمع المشترك (دائرة تابع الباعث) التي تم دراستها في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، أي أن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (4)

في هذه الدائرة:

$$Z_{in} = R_B \parallel (2\beta \cdot r_e + \beta \cdot R_E)$$

حيث:

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{16.75 \text{ mA}} = 1.5522 \Omega$$

وبالتالي فإن:

$$Z_{in} = 5M\Omega \parallel (2 \times 10000 \times 1.5522 + 10000 \times 300)$$

$$= 5M\Omega \parallel 3.031M\Omega = 1.887M\Omega$$

و:

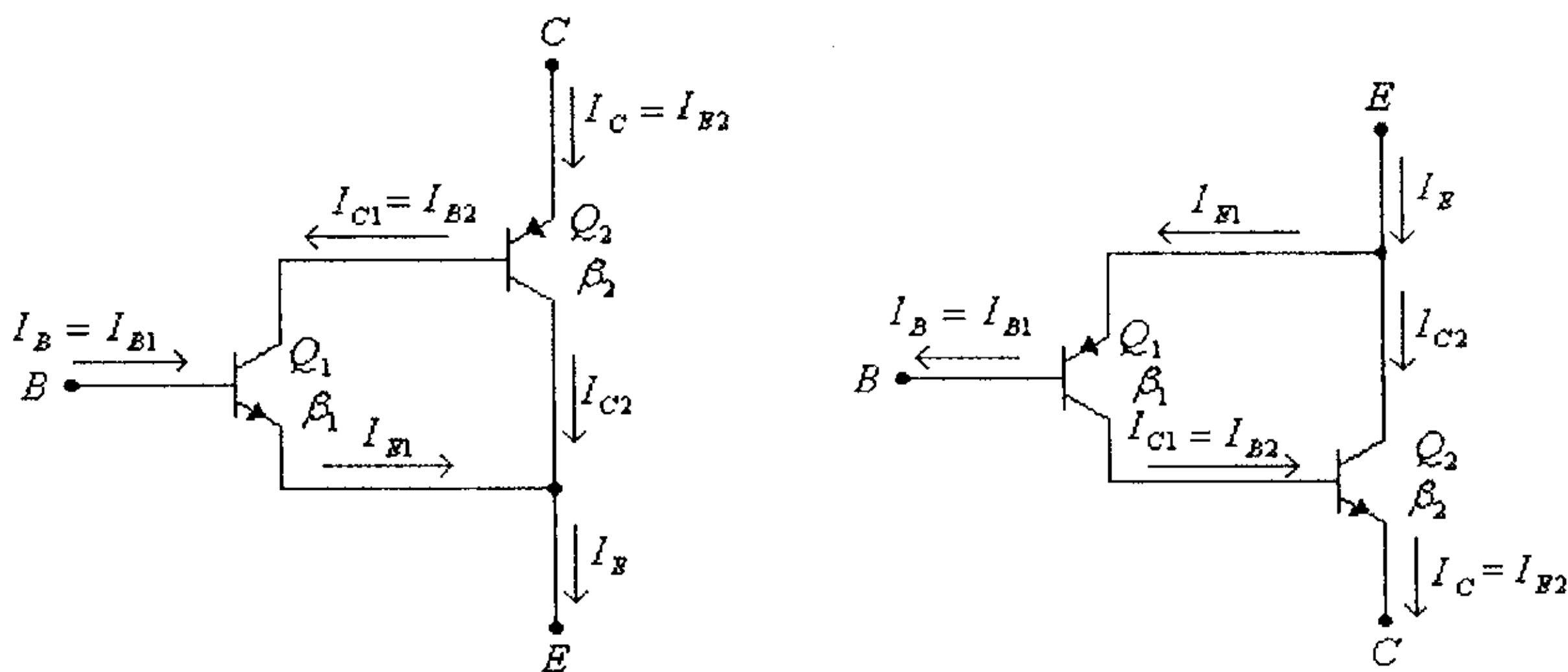
$$Z_{out} = 2.r_e \parallel R_E \approx 2.r_e = 3.1\Omega$$

و:

$$A_{VO} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx 1$$

### 6.3 زوج التغذية الراجعة (Feedback Pair)

وتسمى هذه التوصيلة أيضاً بتوصيلة Sziklai، وهي تشبه توصيلة ترانزيستور Darlington إلا أن الترانزيستورين المستخدمين هنا هما بقطبيتين مختلفتين (أحد الترانزيستورين من النوع n-p-n والآخر من النوع p-n-p) وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (5)

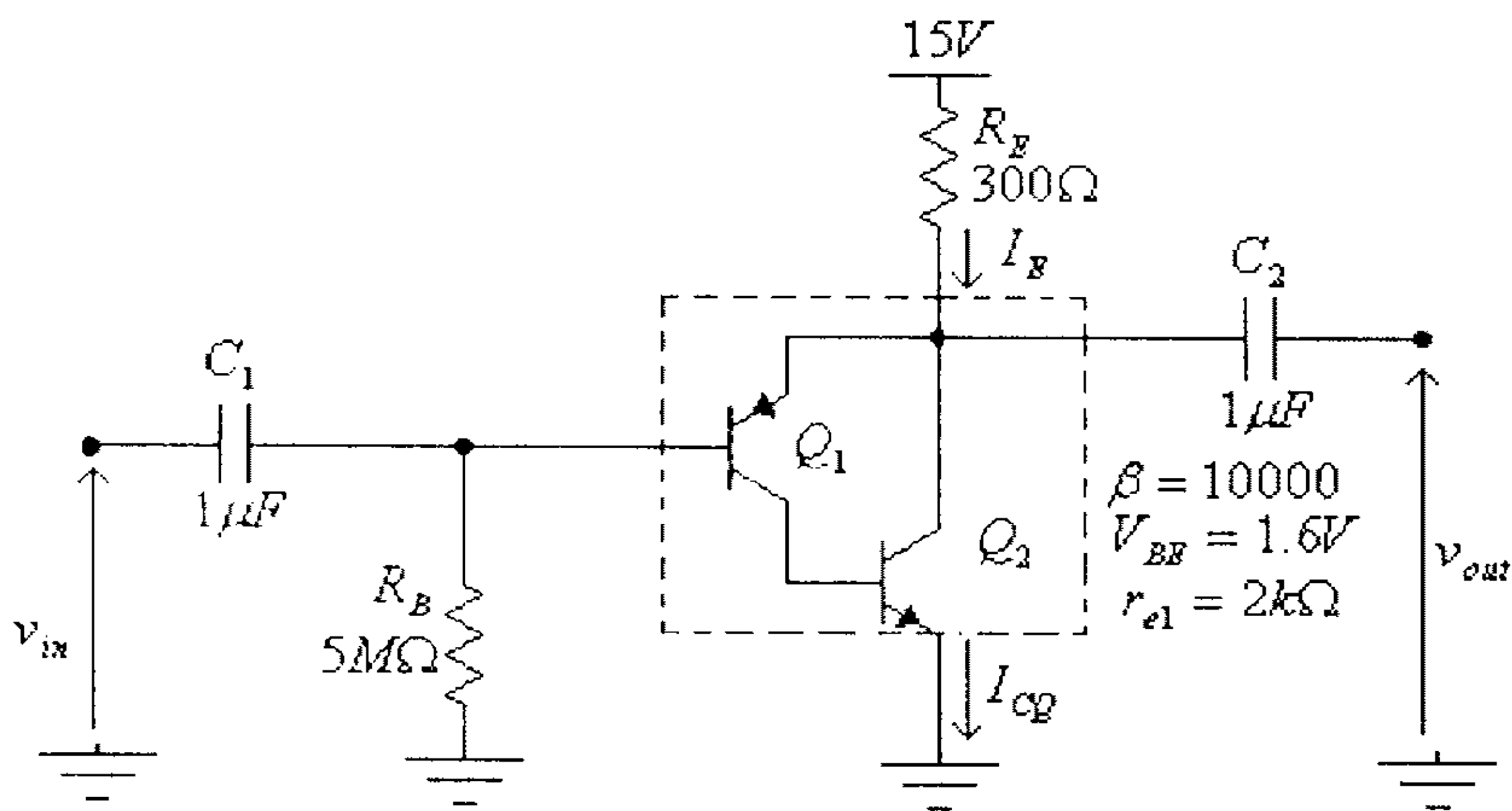
وكما في حالة ترانزيستور Darlington، فإن معامل تضخيم التيار يساوي حاصل ضرب معاملي تضخيم التيار للترانزيستورتين  $Q_1$  و  $Q_2$  المكونين لهذا الترانزيستور.

أي أن:

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$$

ولا تختلف طريقة تحليل الدوائر الالكترونية التي تحوي مثل هذا النوع من الترانزيستورات عن طريقة تحليل الدوائر التي تحوي الترانزيستورات العادية.

مثال (2): للدائرة التالية:



شكل (6)

أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز  $I_{CQ}$  وفولطية الإنحياز  $V_{CEQ}$ .

ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة، وأوجد قيمة كل من

$$Z_{in}, Z_{out} \text{ و } A_V.$$

الحل:

أ) من دائرة الإنحياز:

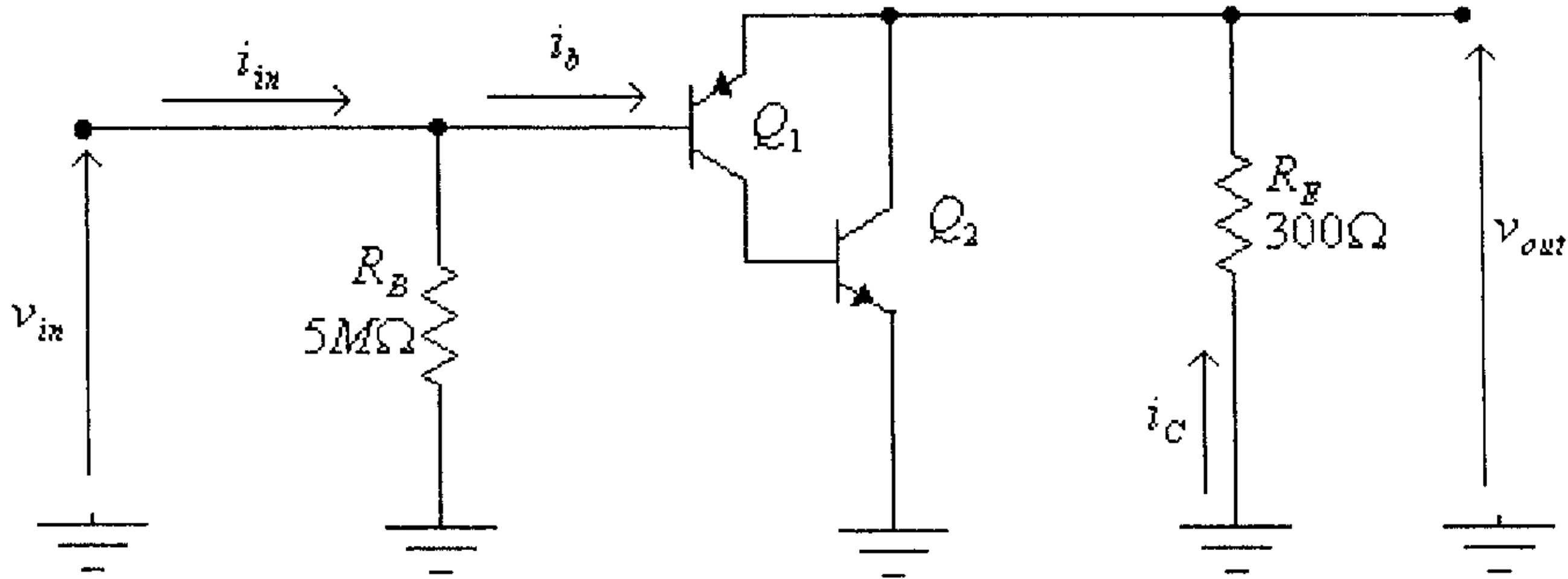
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta \cdot R_E} = \frac{15 - 0.7}{5 \times 10^6 + (10000) \cdot (300)} = 1.788 \times 10^{-6} \text{ A} = 1.788 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = (10000) \cdot (1.788 \times 10^{-6}) = 1.788 \times 10^{-2} \text{ A} = 17.88 \text{ mA}$$

و:

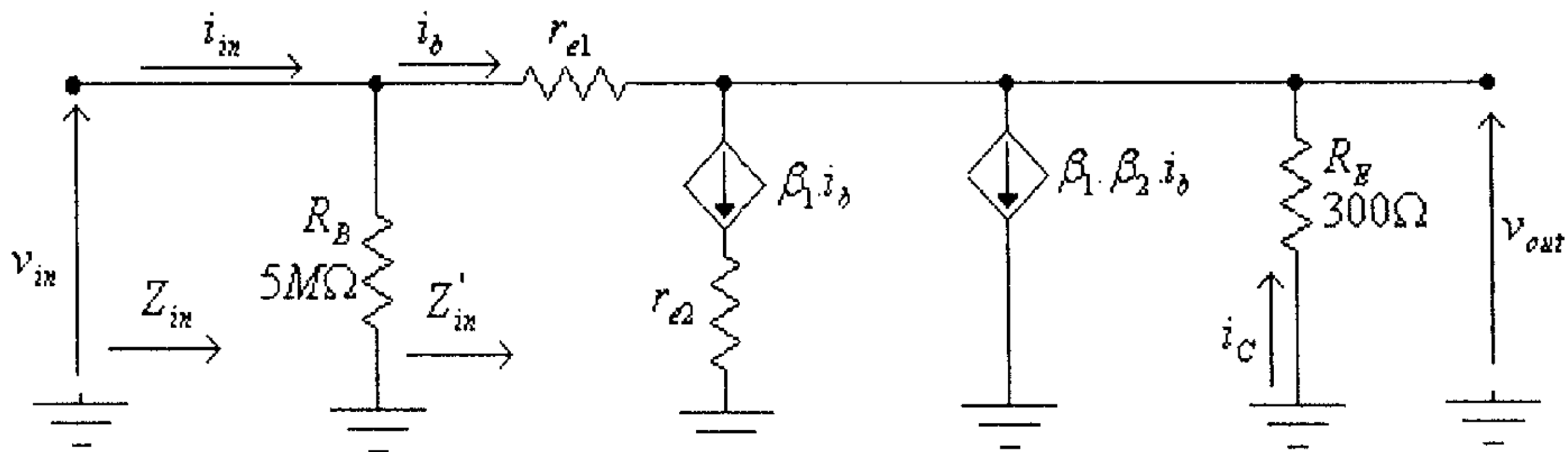
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 15 - (17.88 \times 10^{-3}) \cdot (300) = 9.636$$

ب) بعد إستبدال كل من المكثفين  $C_1$  و  $C_2$  بدارة قصر، وإهمال تأثير فولطية التغذية، تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (7)

وبعد إستبدال كل من الترانزيستورين  $Q_2$  و  $Q_1$  بدائرتة المكافئة، تصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (8)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_{out} + i_b \cdot r_{e1} \dots \dots \dots (1)$$



ولكن:

$$v_{out} = -i_C \cdot R_E = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot i_b \cdot R_E = \beta \cdot i_b \cdot R_E \dots\dots\dots (2)$$

بتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد:

$$v_{in} = \beta \cdot i_b \cdot R_E + i_b \cdot r_{e1}$$

ومنها:

$$Z'_{in} = \frac{v_{in}}{i_b} = \beta \cdot R_E + r_{e1} \approx \beta \cdot R_E$$

وبالتالي فإن:

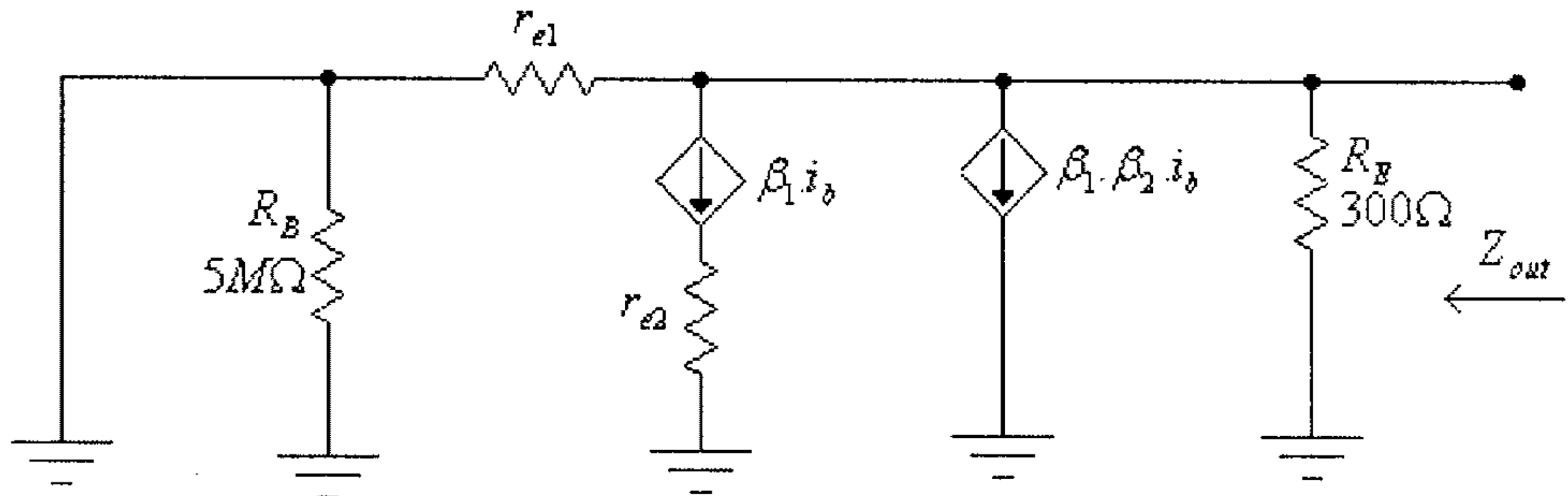
$$Z_{in} = R_B \parallel Z'_{in} = R_B \parallel (\beta \cdot R_E)$$

أي أن:

$$Z_{in} = R_B \parallel (\beta \cdot R_E) = 5M\Omega \parallel 3M\Omega = 1.875M\Omega$$

ولما كانت الممانعة المخرجة يتم إيجادها عندما تكون قيمة  $v_{in}$  تساوي

صفرًا، فهذا يعني أن الممانعة المخرجة يتم إيجادها من الدائرة التالية.



شكل (9)

من هذه الدائرة، نجد أن:

$$Z_{out} = R_E \parallel \left( \frac{r_{e1}}{\beta} \right) \approx \frac{r_{e1}}{\beta}$$

أي أن:

$$Z_{out} \approx \frac{r_{e1}}{\beta} = \frac{2k\Omega}{10000} = 0.2\Omega$$

من المعادلة (2) السابقة، فإن:

$$v_{out} = \beta \cdot i_b \cdot R_E \dots\dots\dots (3)$$

ولكن:

$$i_b = \frac{v_{in} - v_{out}}{r_{e1}} \dots\dots\dots (4)$$

بتعويض المعادلة (4) في المعادلة (3)، نستنتج أن:

$$v_{out} = \beta \cdot R_E \cdot \left( \frac{v_{in} - v_{out}}{r_{e1}} \right)$$

ومنها:

$$v_{out} (r_{e1} + \beta \cdot R_E) = v_{in} \cdot \beta \cdot R_E$$

أي أن:

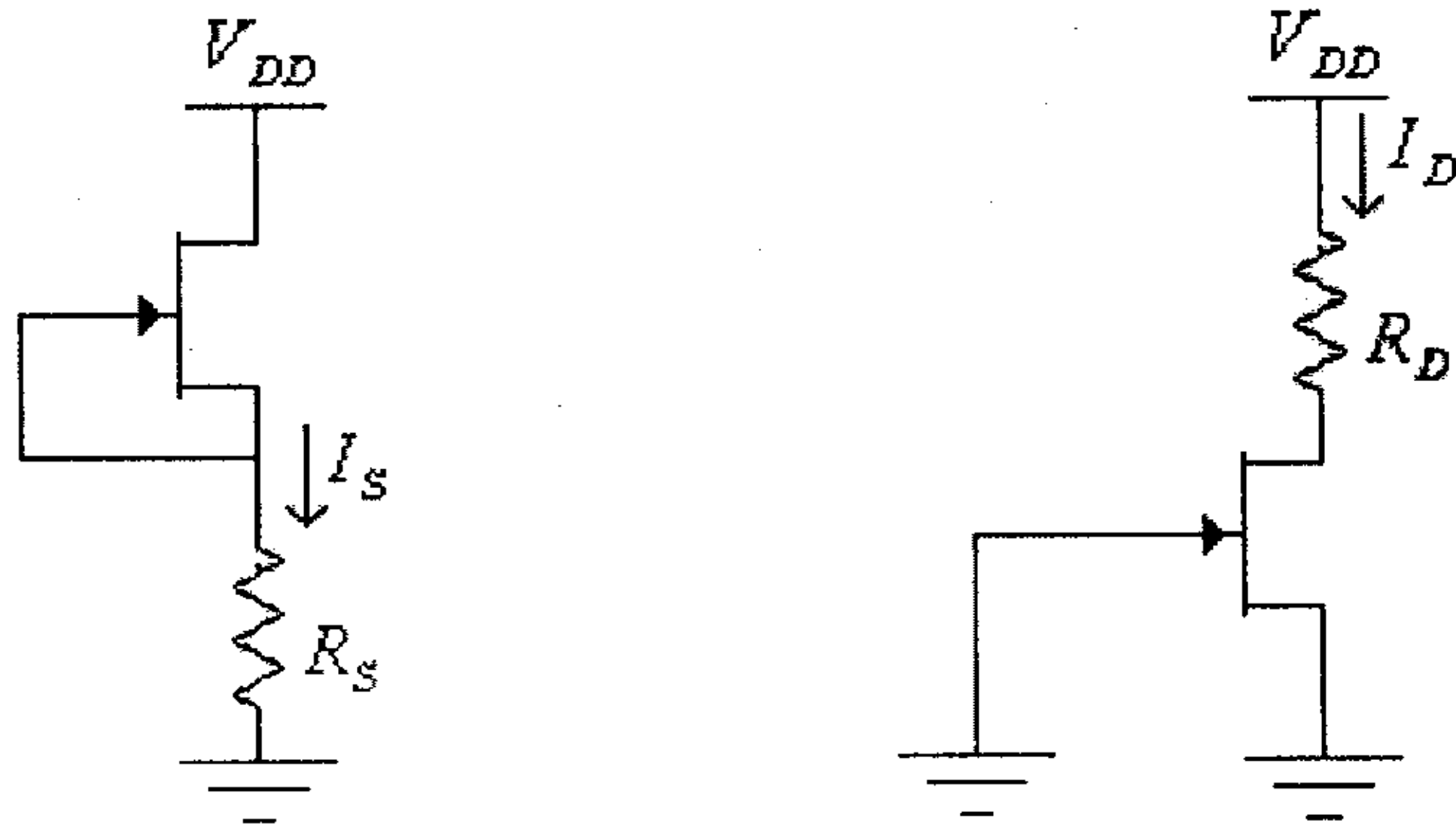
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\beta \cdot R_E}{r_{e1} + \beta \cdot R_E} \approx 1$$

#### 6.4 دوائر مصدر التيار (Current Source Circuits)

على عكس مصدر الفولطية، والذي يُستخدم لتغذية الحمل بفولطية ثابتة بغض النظر عن التيار المخرجي، فإن مصدر التيار يُستخدم لتغذية الحمل بتيار كهربائي بقيمة ثابتة بغض النظر عن الفولطية المخرجية. وعلى عكس مصدر الفولطية، والذي ممانعته الداخلية قليلة جداً، فإن الممانعة الداخلية لمصدر التيار كبيرة جداً وهي تساوي ما لانهاية، لمصدر التيار المثالي.

تُستخدم دوائر مصدر التيار في بناء العديد من الدوائر الالكترونية مثل مضخمات الفرق ومضخمات العمليات التي سنتطرق اليها فيما بعد.

ويمكن بناء دائرة مصدر تيار باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (10)

ولما كانت العلاقة بين تيار المصدر ( $I_D$ ) وفرق الجهد بين البوابة والمصدر ( $V_{GS}$ ) لترانزيستور الـ JFET، هي:

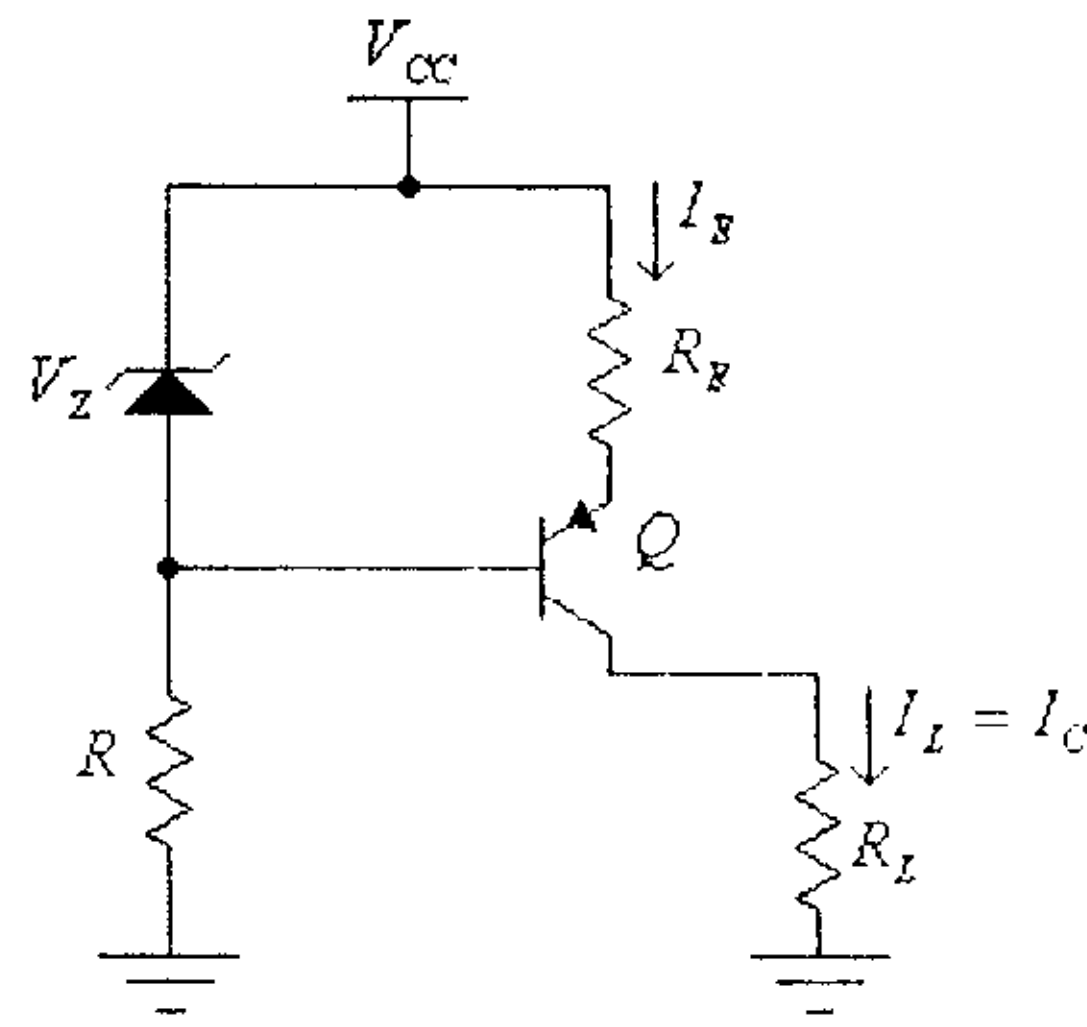
$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

فإنك تلاحظ أنه وعندما تكون قيمة  $V_{GS}$  تساوي صفراً، فإن:

$$I_D = I_{DSS}$$

وتبقى هذه القيمة ثابتة ولا تعتمد على مقدار مقاومة الحمل ( $R_D$ ) أو ( $R_S$ ) أو فولتية مصدر التغذية  $V_{DD}$ .

كما يُمكن بناء دوائر مصدر تيار باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية، كما هو في الشكل التالي.



شكل (11)

في هذه الدائرة:

$$I_E = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{V_Z - 0.7}{R_E}$$

وحيث أن:

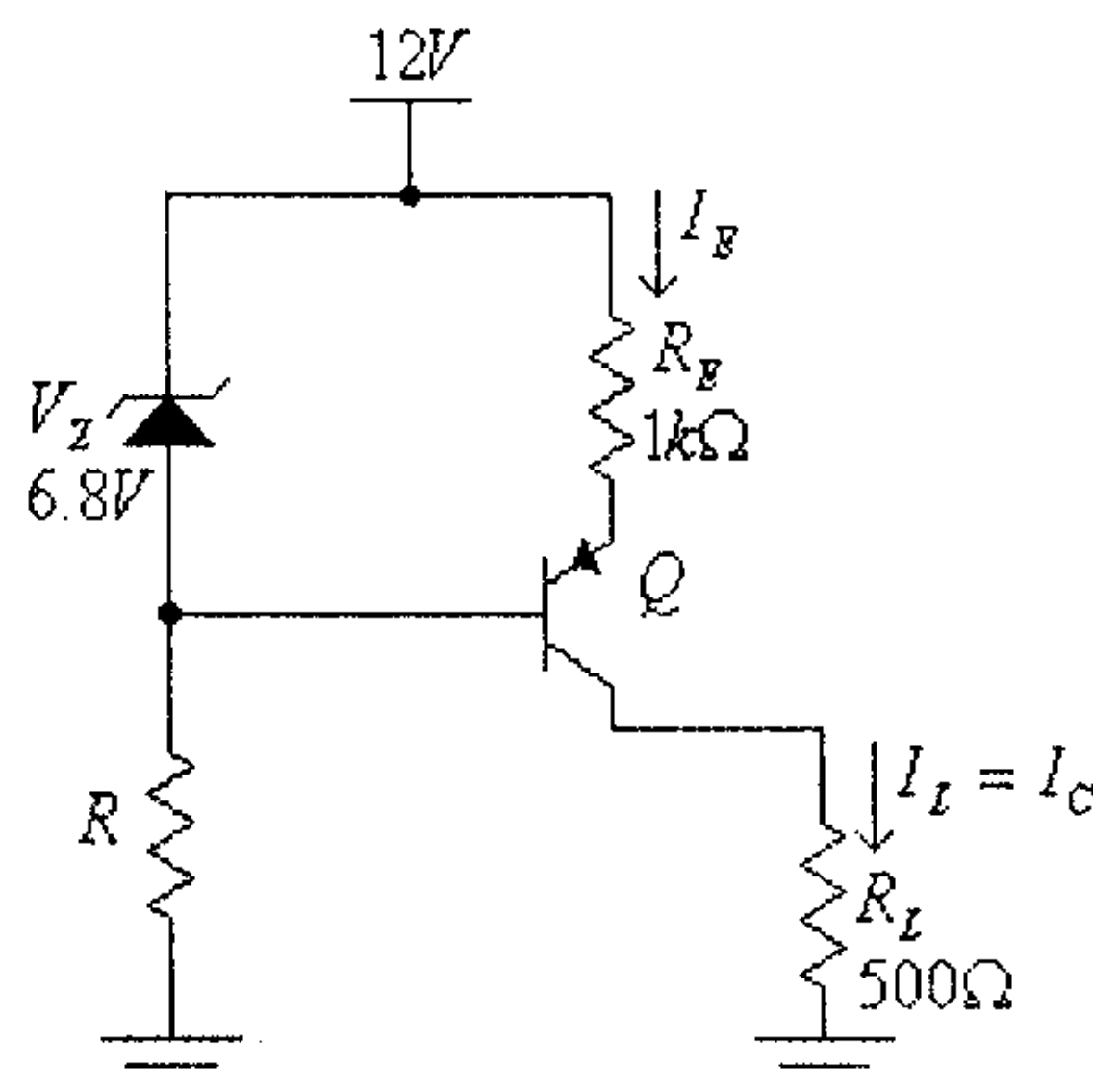
$$I_C = I_E$$

فإن:

$$I_C = I_L = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{V_Z - 0.7}{R_E}$$

ولما كانت قيمة كل من  $V_Z$  و  $R_E$  ثابتة، فإن قيمة تيار الحمل،  $I_L$  ثابتة ولا تعتمد على مقدار مقاومة الحمل ( $R_L$ ) أو فولتية مصدر التغذية  $V_{CC}$ .

مثال (3): أوجد مقدار تيار الحمل في الدائرة التالية:



شكل (12)

الحل:

في هذه الدائرة:

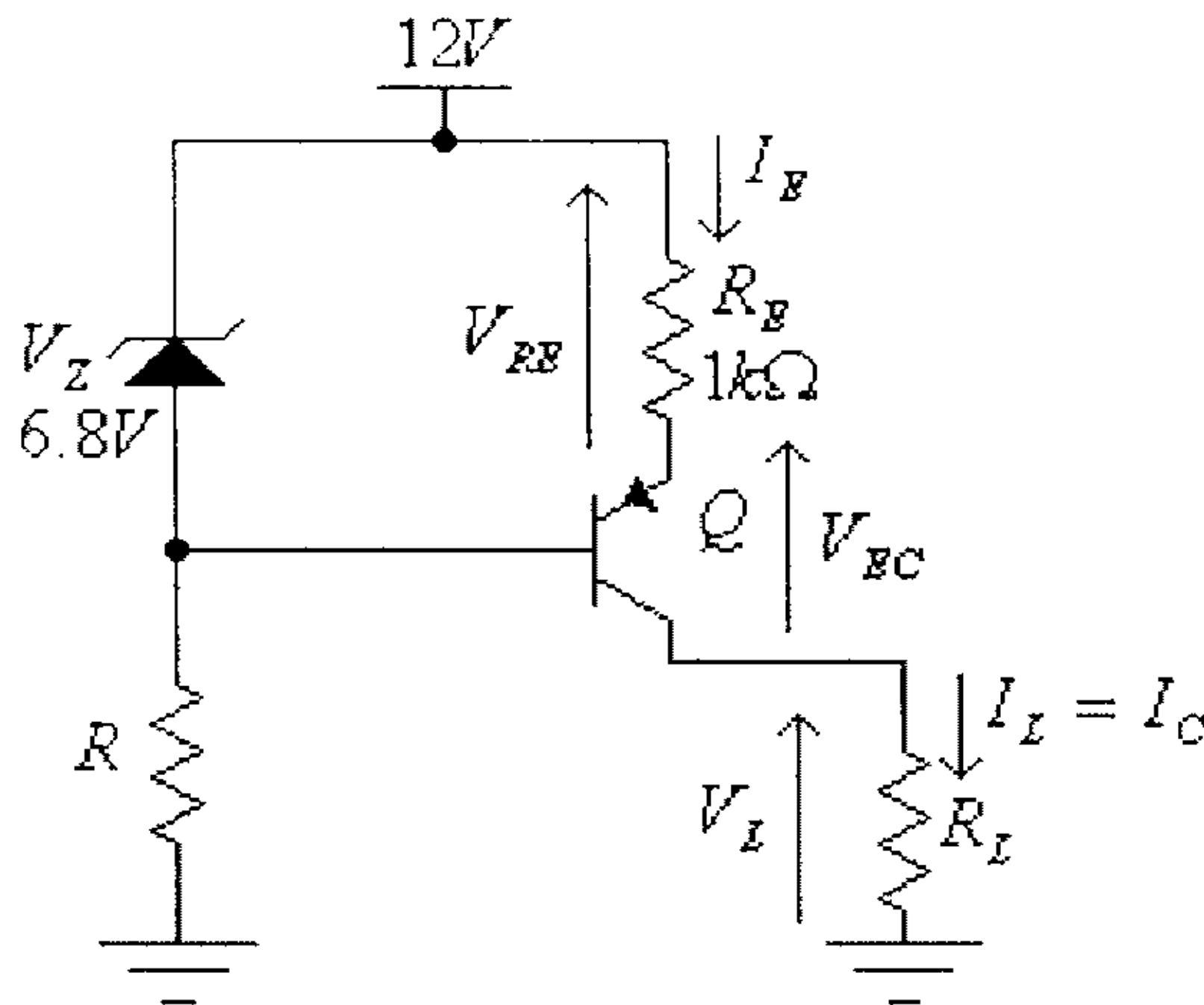
$$I_E = I_C = I_L = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E} = \frac{6.8 - 0.7}{1k\Omega} = 6.1mA$$

مثال (4):

ماهي القيمة العظمى لمقاومة الحمل الذي يمكن وصله على مخرج

الدائرة في المثال السابق.

الحل:



شكل (13)

تلاحظ من هذه الدائرة أن:

$$V_L + V_{EC} + V_{RE} = V_{CC}$$

أي أن:

$$V_L = V_{CC} - V_{EC} - V_{RE}$$

ولكن:

$$V_{RE} = V_Z - V_{EB}$$

وبالتالي فإن:

$$\begin{aligned} V_L &= V_{CC} - V_{EC} - V_Z + V_{EB} \\ &= 12 - V_{EC} - 6.8 + 0.7 = 5.9 - V_{EC} \end{aligned}$$

من هذه المعادلة تلاحظ أن القيمة العظمى لفولطية الحمل هي تلك التي عندها تكون قيمة  $V_{EC}$  هي القيمة الصغرى (أي يكون الترانزيستور بحالة إشباع). أي أن:

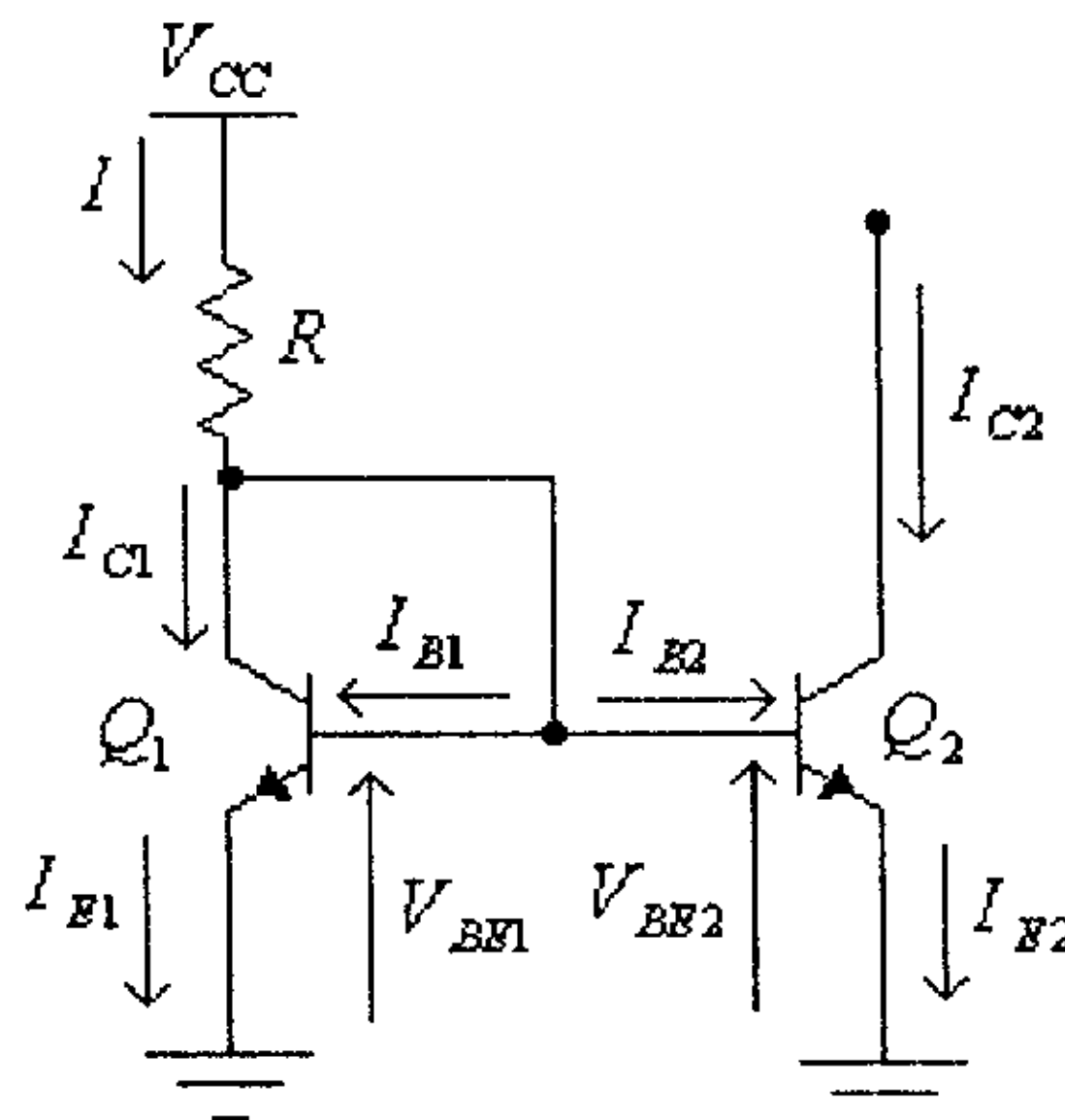
$$V_{L\max} = 5.9 - V_{EC\text{sat}} = 5.9 - 0.3 = 5.6V$$

وبالتالي فإن:

$$R_{L\max} = \frac{V_{L\max}}{I_L} = \frac{5.6}{6.1\text{mA}} = 918\Omega$$

## 6.5 دوائر مرآة التيار (Current Mirror Circuits)

تُستخدم هذه الدوائر لتوليد تيار أو مجموعة من التيارات الثابتة التي قيمتها تساوي قيمة تيار ثابت آخر (أي صورة عنه)، وهي تُستخدم كثيراً في بناء الدارات المتكاملة المختلفة وخاصة مضخمات العمليات (operational amplifiers). الشكل التالي يبين دائرة مرآة تيار بسيطة.



شكل (14)

تلاحظ في هذه الدائرة أن:

$$V_{BE1} = V_{BE2}$$

وبالتالي فإن:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

وحيث أن الترانزستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  عادة ما يكونان متكافئان فإن معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ) لهما متساويان وبالتالي فإن:

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{E1} = I_{E2}$$

كما تلاحظ في هذه الدائرة كذلك أن:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

ولكن:

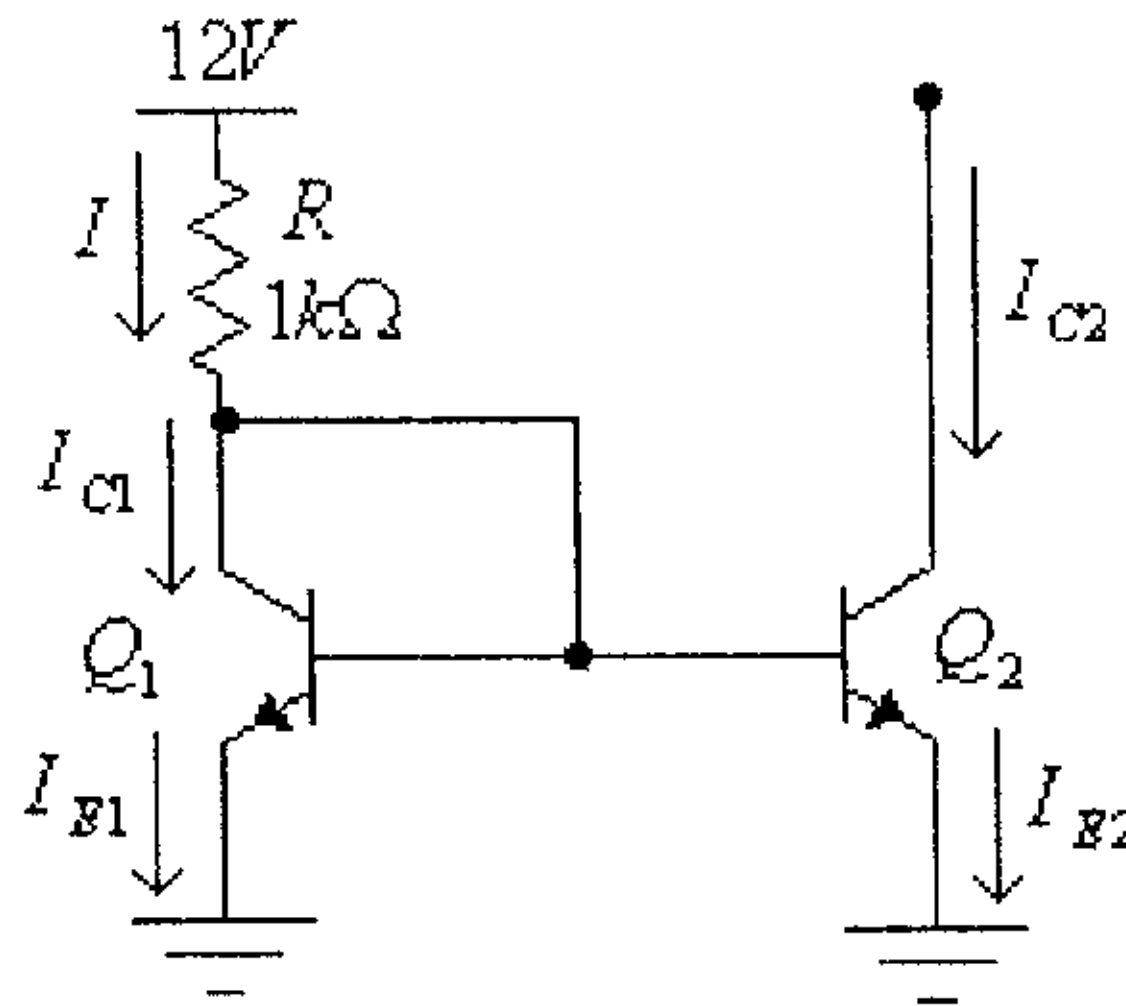
$$I = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2.I_B = I_{C1} + \frac{2.I_{C1}}{\beta} \approx I_{C1}$$

أي أن:

$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

من هذه المعادلة يُستنتج أن التيار  $I_{C2}$  يساوي التيار  $I_{C1}$  (أي صورة عنه)، وأن التيار  $I_{C1}$  (وبالتالي التيار  $I_{C2}$ ) يمكن تحديد قيمته عن طريق قيمة المقاومة  $R$ .

مثال (5): في الدائرة التالية أوجد قيمة كل من التيارات  $I$ ،  $I_{C1}$  و  $I_{C2}$ .



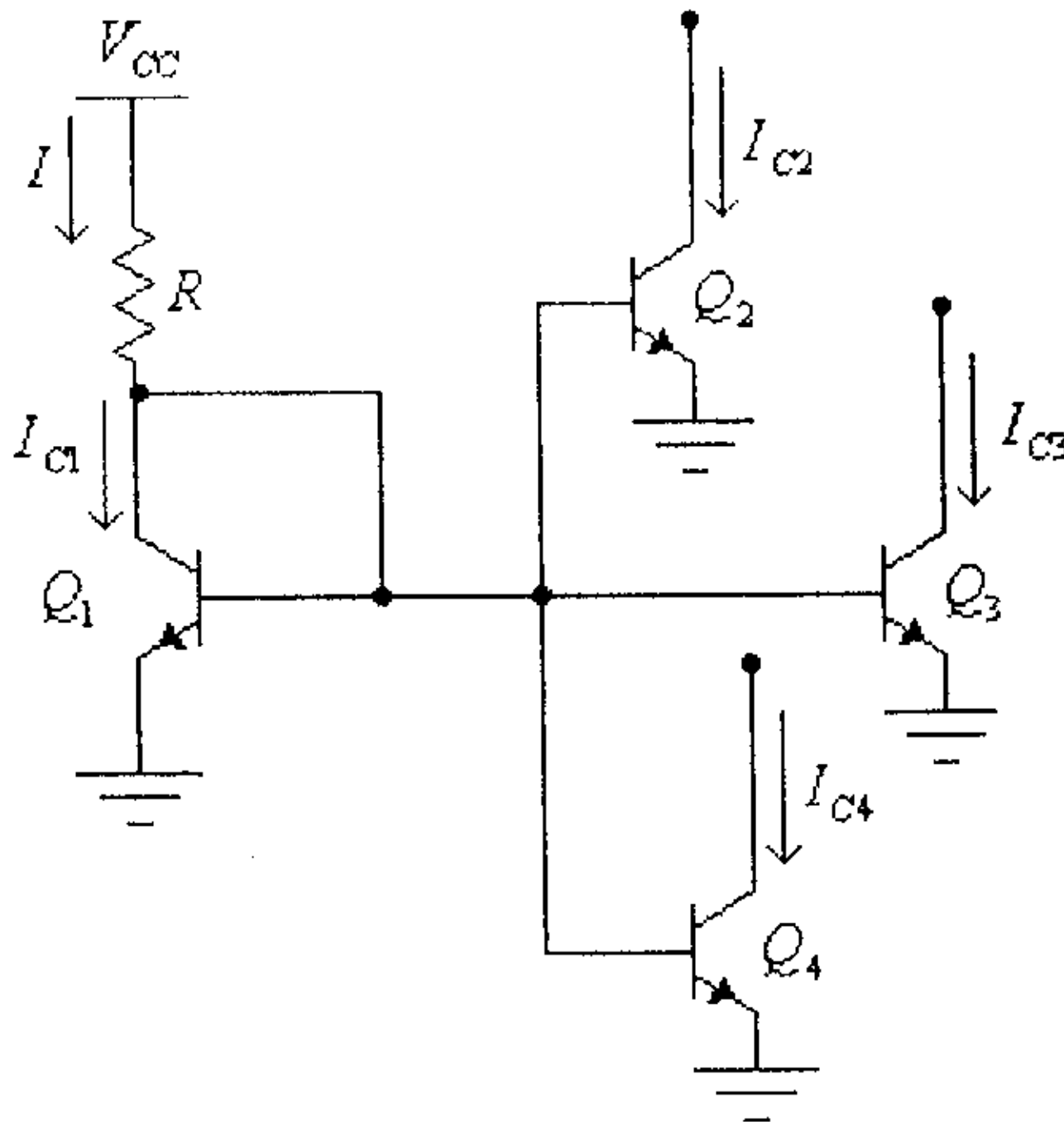
شكل (15)

الحل:

$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = \frac{12 - 0.7}{1k\Omega} = 11.3mA$$

ويمكن بناء مرآة تيار لتوليد تيارين أو أكثر قيمة كل منهما تساوي قيمة تيار معين (أي صورة عنه). ففي الدائرة المبينة في الشكل ادناه تلاحظ أن:

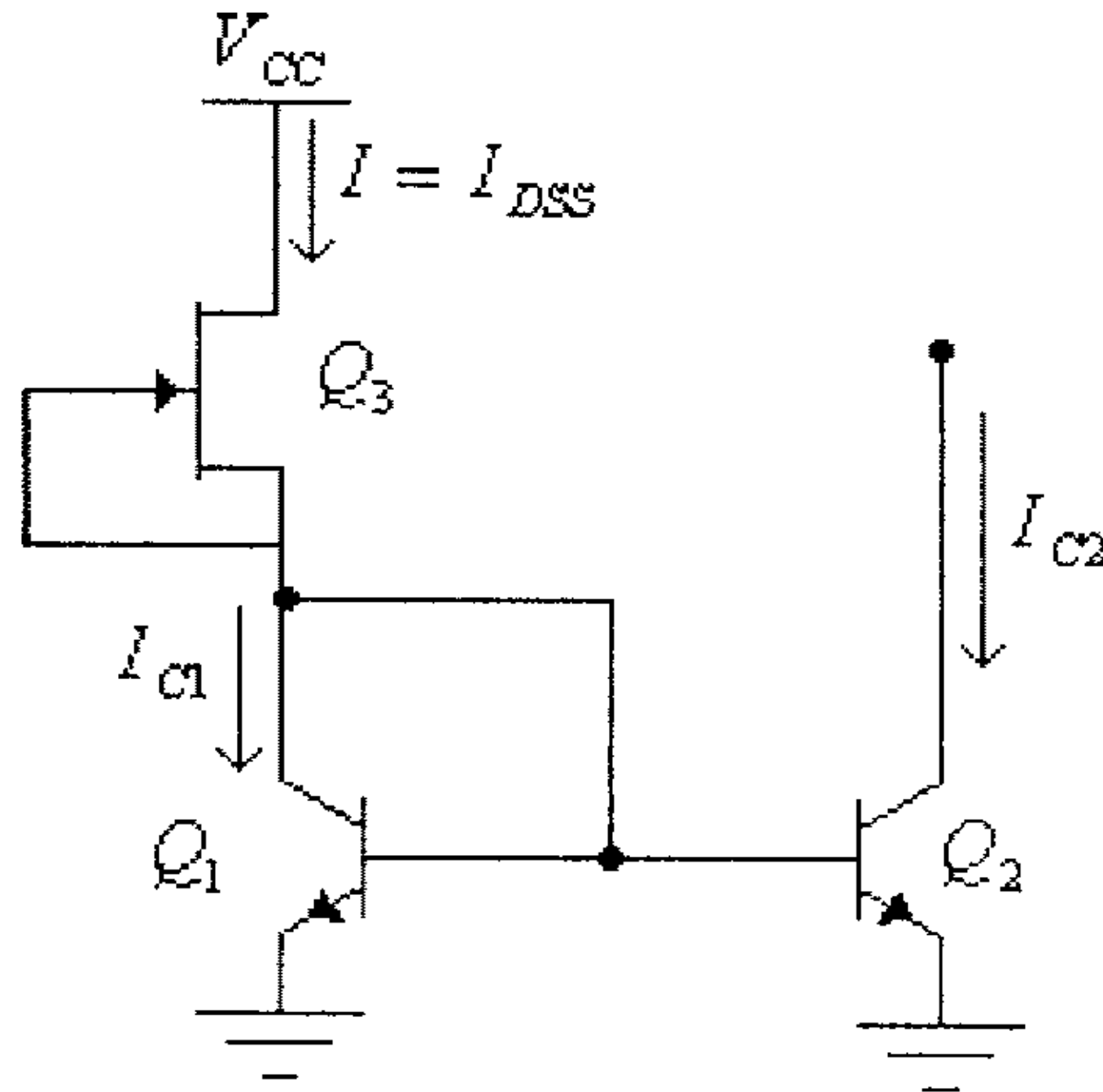
$$I \approx I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$



شكل (16)



وفي بعض الدوائر يُستخدم ترانزيستور تأثير المجال الوصلي (JFET) لتوليد التيار الثابت ( $I$ )، وذلك كما في الدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (17)

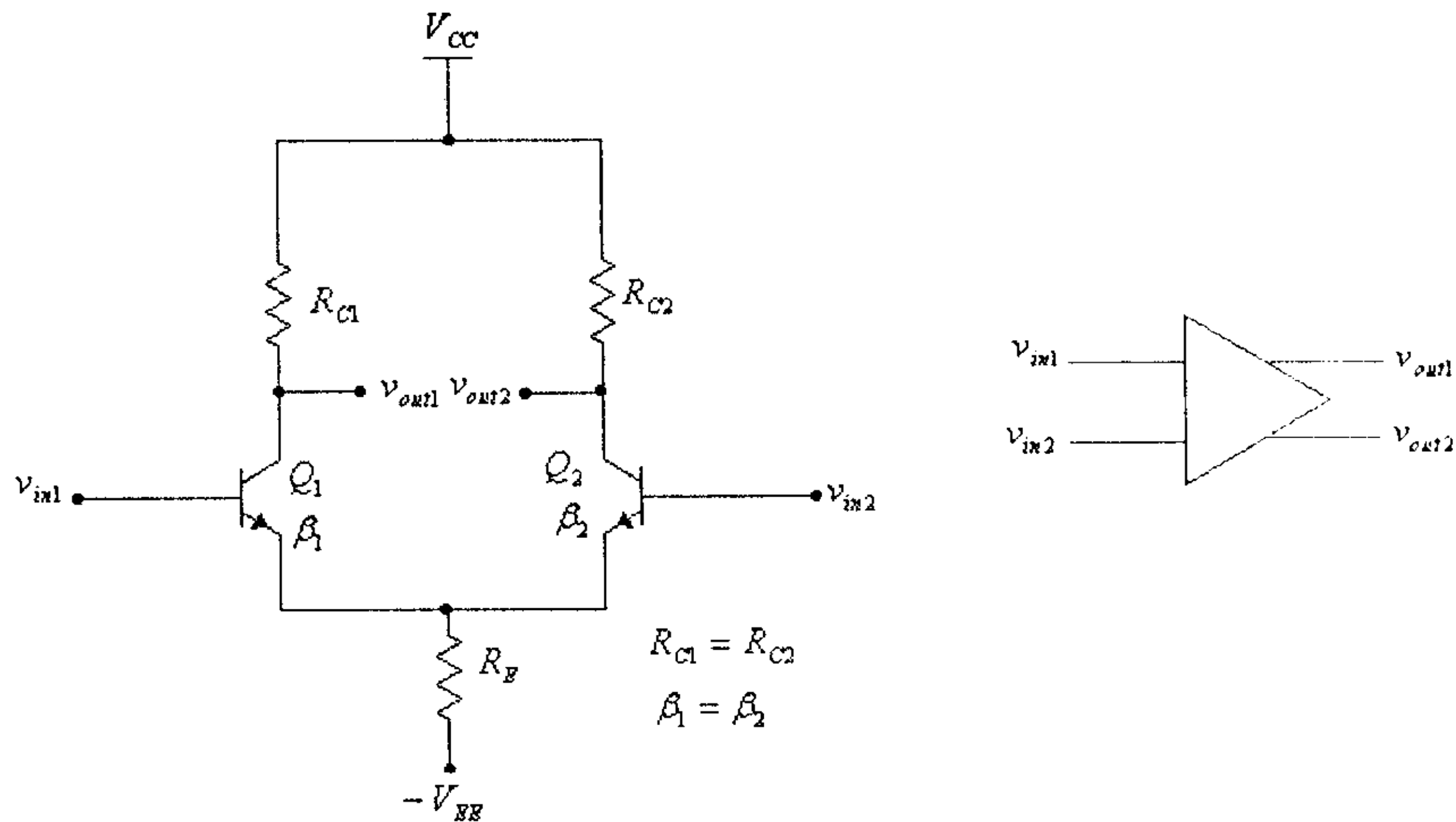
حيث تلاحظ في هذه الدائرة أن:

$$I = I_{DSS} = I_{C1} = I_{C2}$$

## 6.6 مضخمات الفرق (Differential Amplifiers)

يُستخدم مضخم الفرق لتضخيم الفرق بين إشارتين مدخليتين، وهو يُستخدم كثيراً في بناء العديد من الدارات المتكاملة وخاصة مضخمات العمليات (operational amplifiers).

الشكل التالي يبين دائرة مضخم فرق ورمزه



شكل (18)

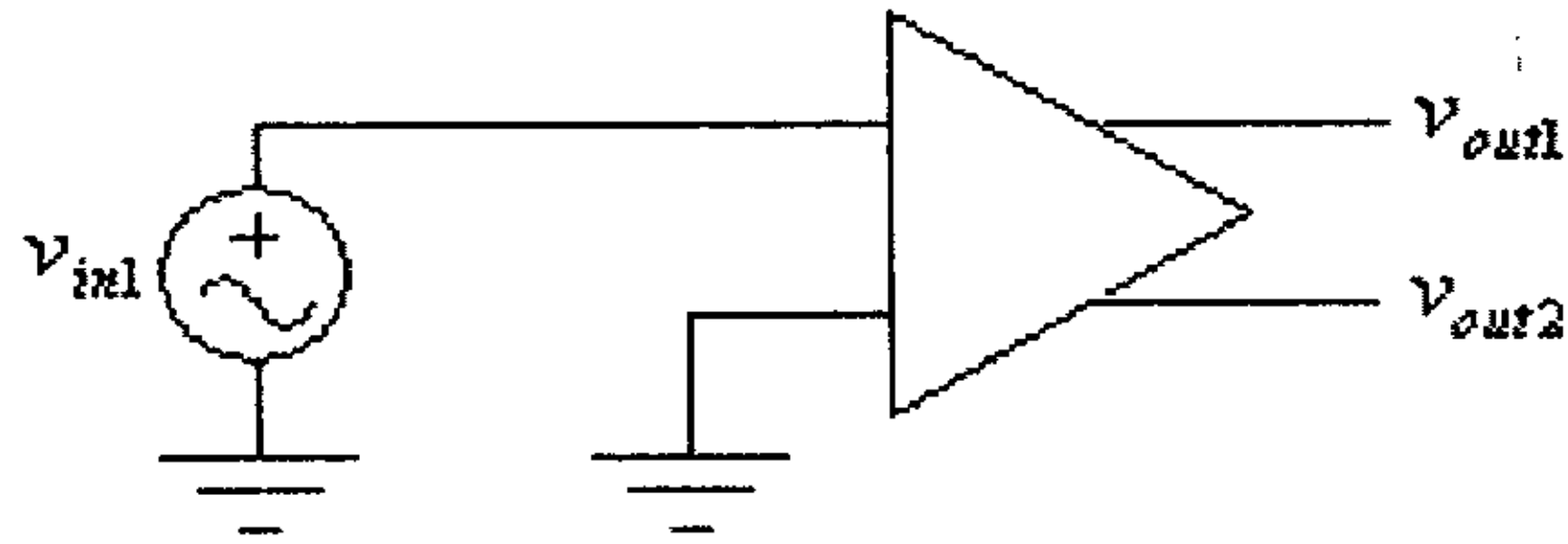
من هذا الشكل تلاحظ أنه:

- لمضخم الفرق مدخلان هما  $v_{in1}$  و  $v_{in2}$ .
- لمضخم الفرق مخرجان هما  $v_{out1}$  و  $v_{out2}$ .
- يتم تغذية مضخم الفرق بفولطيتي تغذية، إحداهما موجبة ( $V_{CC}$ ) والأخرى سالبة ( $-V_{EE}$ ).
- الترانزستوران  $Q_1$  و  $Q_2$  المستخدمان لبناء مضخم الفرق متشابهان ولهما نفس معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ).
- المقاومتين  $R_{C1}$  و  $R_{C2}$  متساويتا في القيمة، أي أن:

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C$$

ولمّا كان لهذا المضخم مدخلين فإنه يمكن أن يعمل بثلاث حالات مختلفة، وهي:

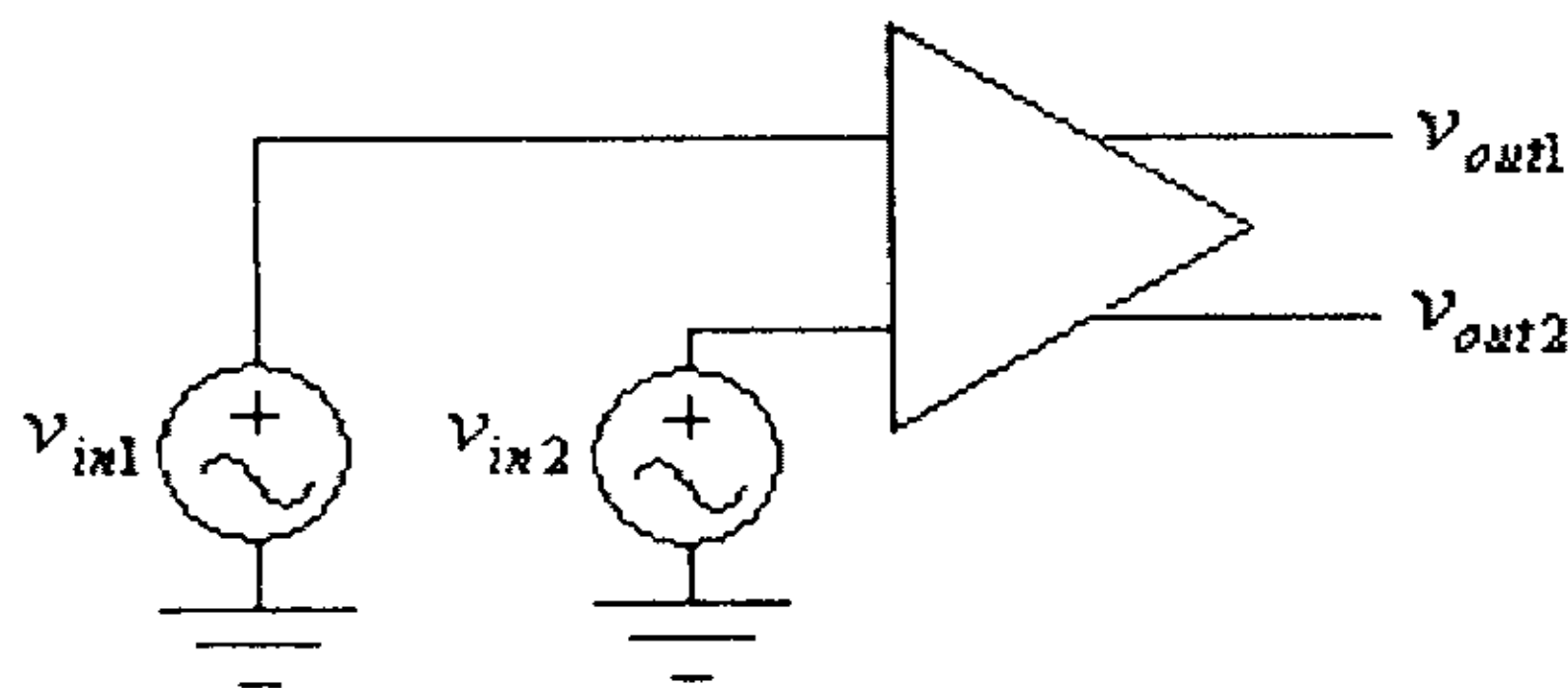
- (أ) تغذية إشارة مدخلة إلى أحد المدخلين ( $v_{in1}$  أو  $v_{in2}$ )، وتسمى هذه الحالة أحادية الطرف (single-ended)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلة معينة.



شكل (19)

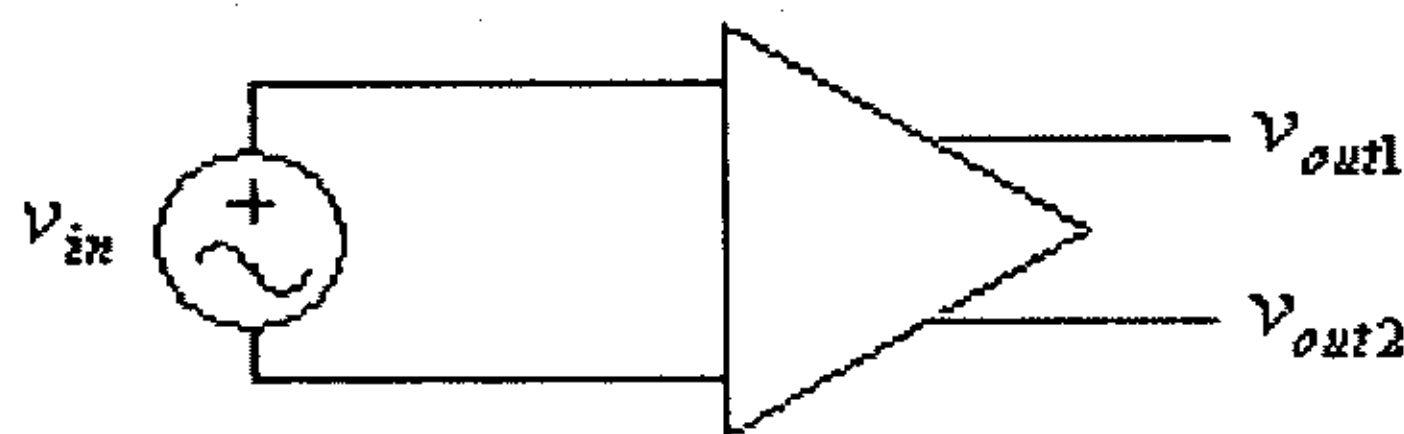
ب) تغذية إشارتين مدخليتين إلى المدخلين ( $v_{in1}$  و  $v_{in2}$ )، وتسمى هذه الحالة زوجية الطرف (double-ended)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هذه الحالة لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخليتين  $v_{in1}$  و

$v_{in2}$



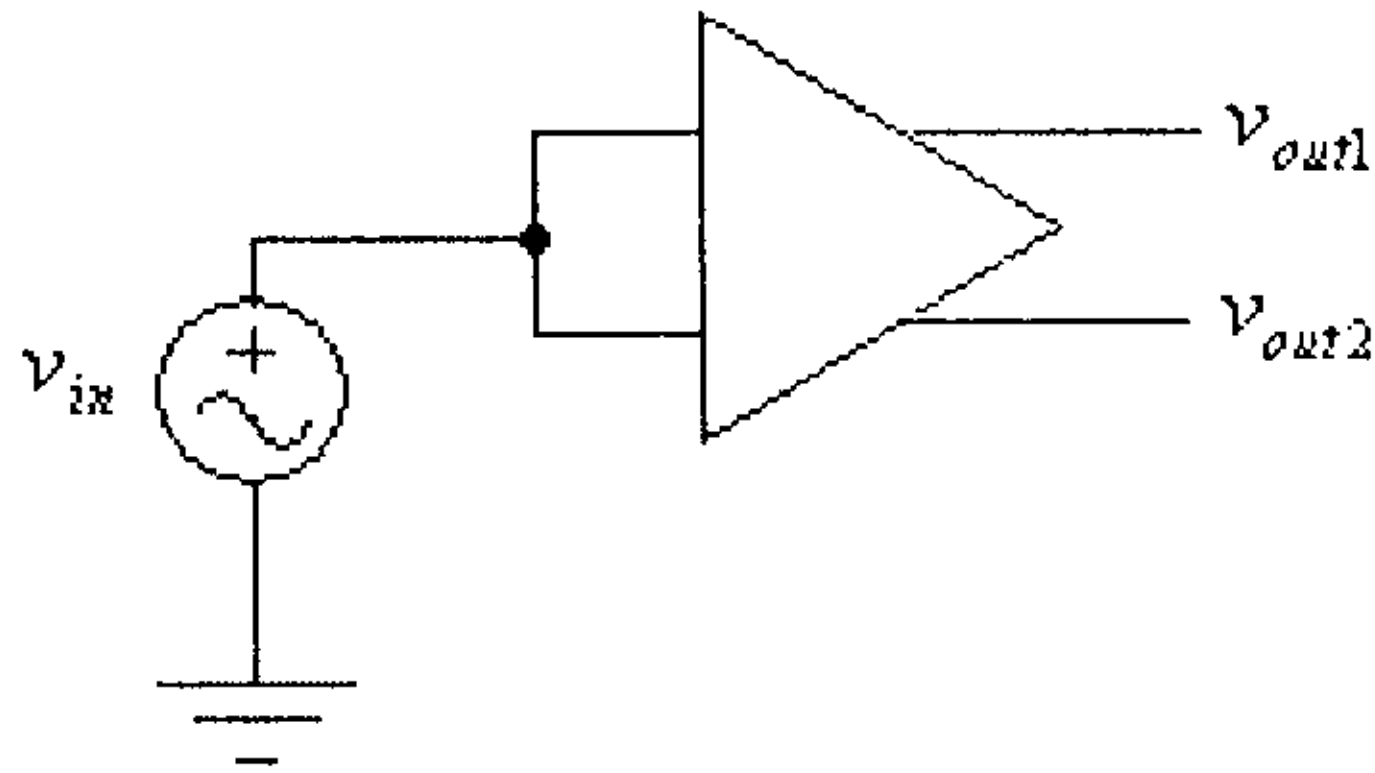
شكل (20)

ويمكن استخدام هذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلة واحدة، وذلك بتغذية هذه الإشارة بين المدخلين، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (21)

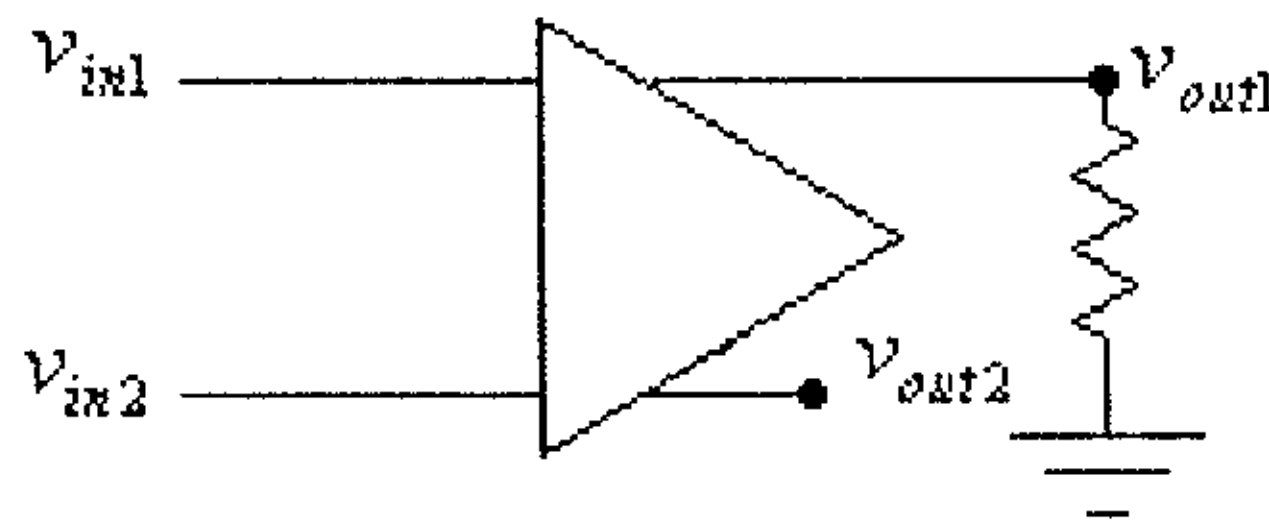
ج) تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، وتسمى هذه الحالة الحالة العامة (common-mode)، وذلك كما في الشكل التالي، وهذه الحالة لا تُستخدم في التطبيقات العملية، لأنه ولتماثل دائرة مضخم الفرق فإن معامل التضخيم في هذه الحالة (للمضخم المثالي) يساوي صفراً.



شكل (22)

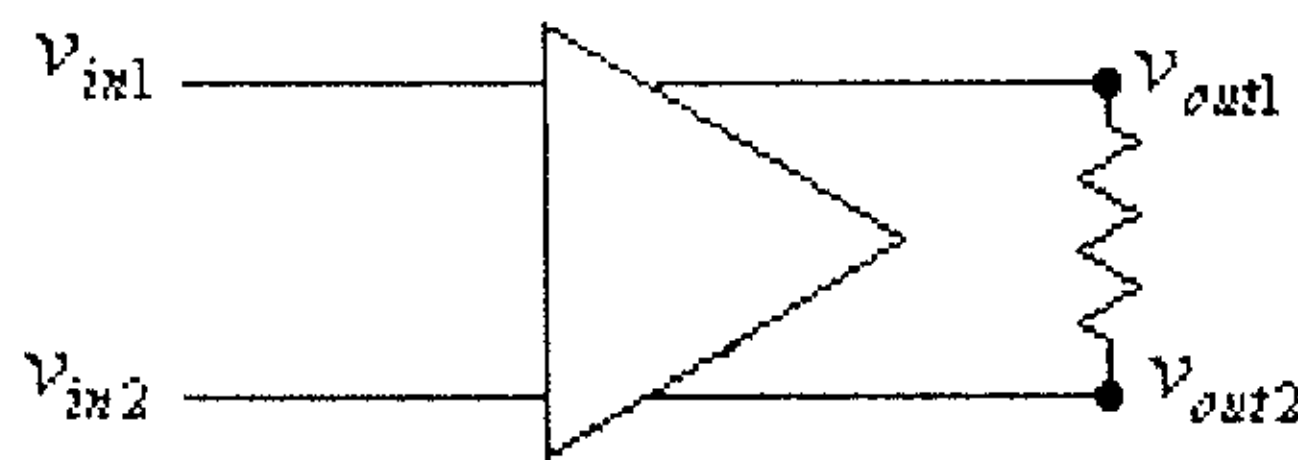
أما في ما يتعلق بمخرج مضخم الفرق، فيمكن توصيل الحمل معه بأحدى الطريقتين التاليتين:

(أ) توصيل الحمل بين أحد المخرجين  $v_{out1}$  أو  $v_{out2}$  ونقطة الأرضي للدائرة، وذلك كما في الشكل التالي.



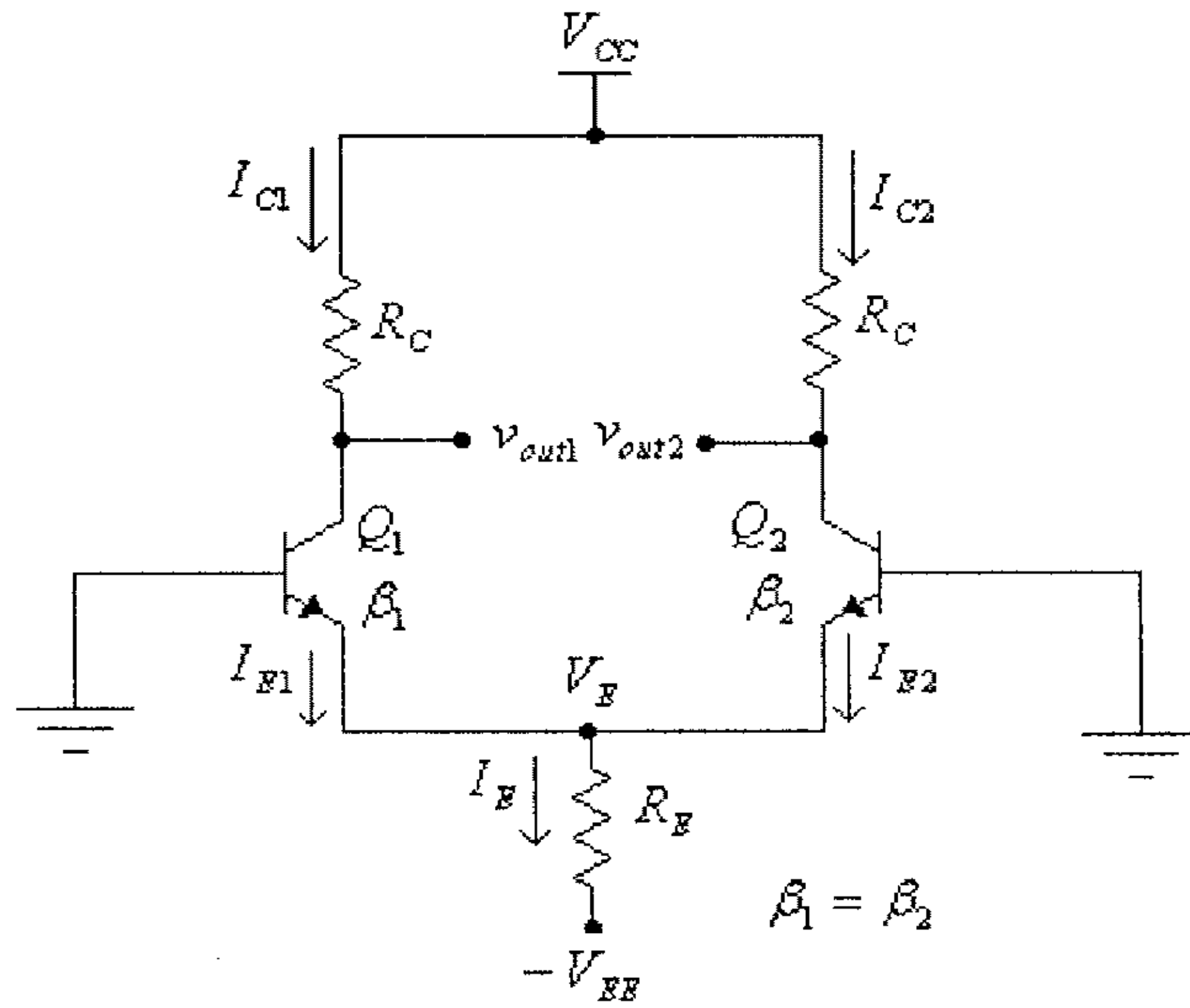
شكل (23)

(ب) توصيل الحمل بين المخرجين  $v_{out1}$  و  $v_{out2}$  ، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (24)

وحتى نستطيع فهم طريقة عمل هذا المضخم فإننا سنبدأ دراستنا لدائرة هذا المضخم، والمبينة في شكل (18) السابق، عندما تكون فولتية كل من المدخلين تساوي صفراً، أي كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

ومنها:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7V$$

وكذلك:

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7 - V_{EE}}{R_E}$$

ولتماثل هذه الدائرة، فإن:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = \frac{-0.7 - V_{EE}}{2R_E}$$

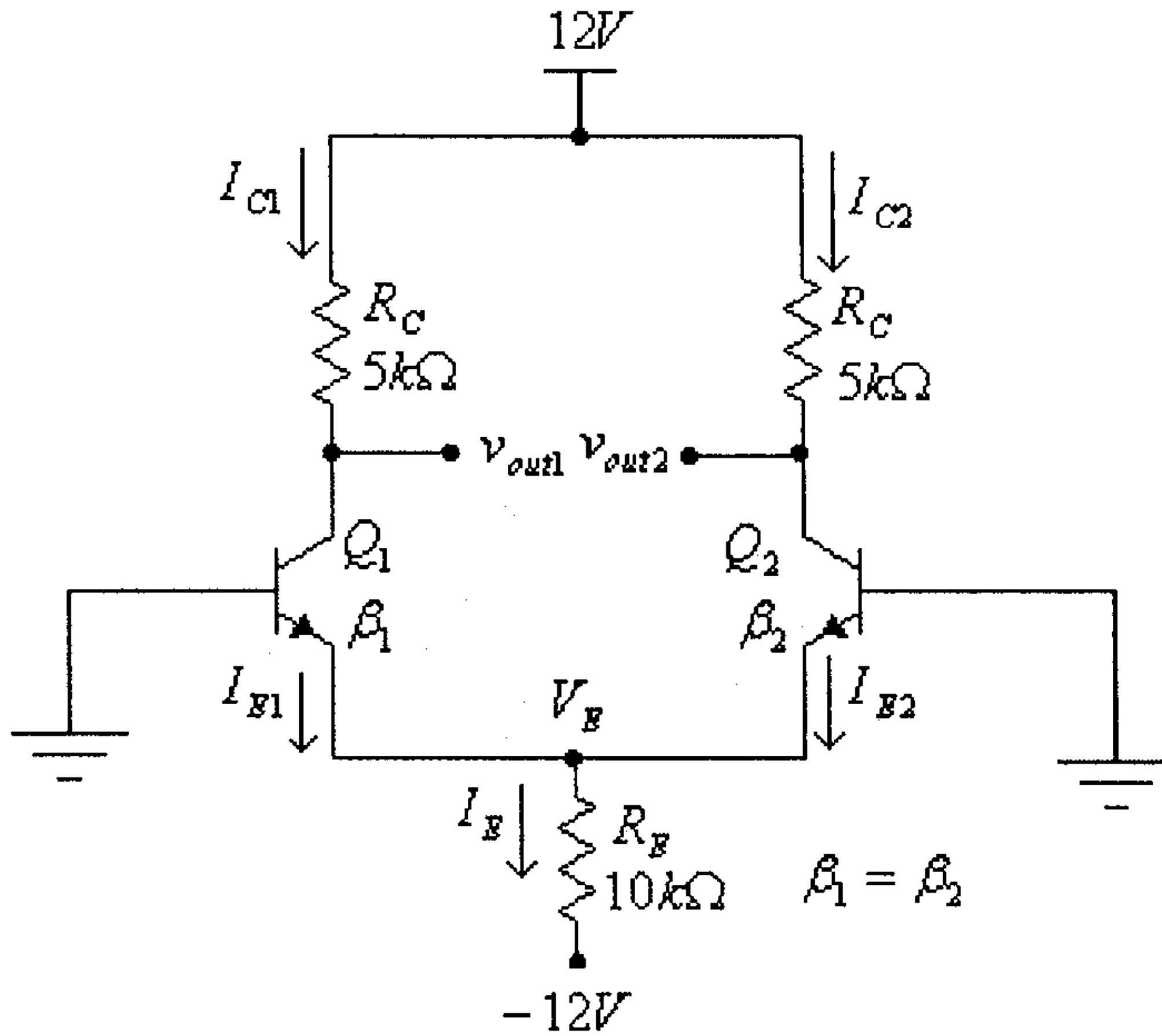
وكذلك:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx \frac{-0.7 - V_{EE}}{2R_E}$$

و:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$

مثال (6): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من  $V_{C2}$  و  $V_{C1}$ ،  $I_{C2}$ ،  $I_{C1}$ ،  $I_{E2}$ ،  $I_{E1}$ ،  $I_E$ .



شكل (26)

الحل:

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

ومنها:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 0 - 0.7 = -0.7V$$

وكذلك:

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7 - (-12)}{10k\Omega} = 1.13mA$$

ولتمائل هذه الدائرة فإن:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = 0.565mA$$

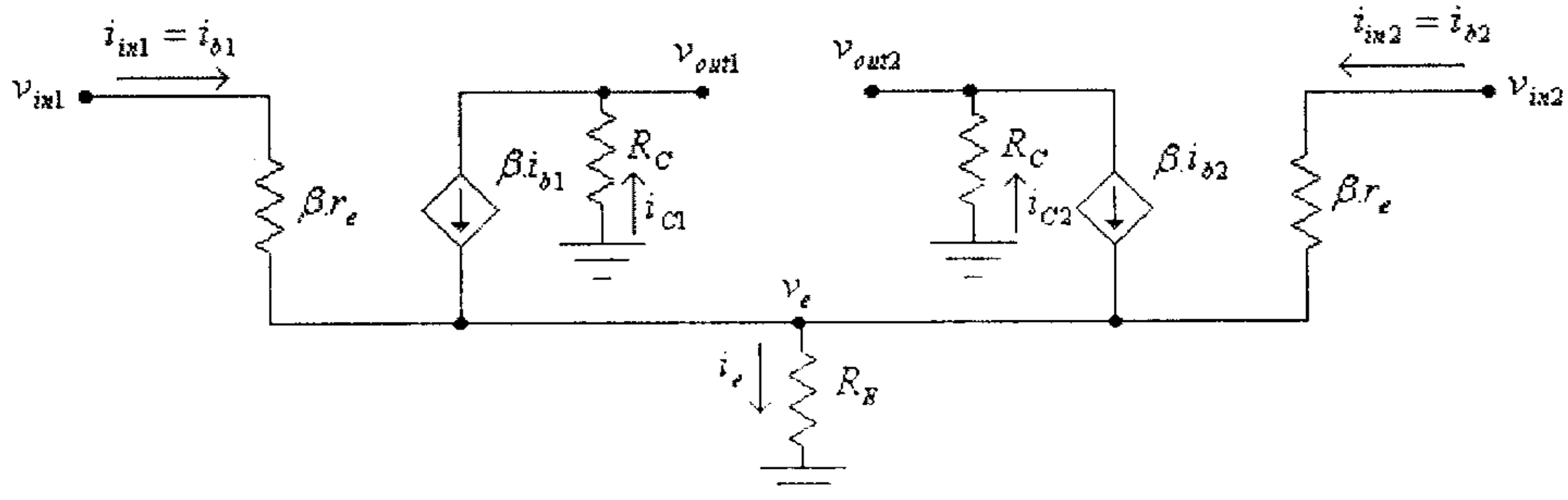
وكذلك:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx 0.565mA$$

و:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12 - (0.565 \times 10^{-3}) \cdot (5 \times 10^3) = 9.175V$$

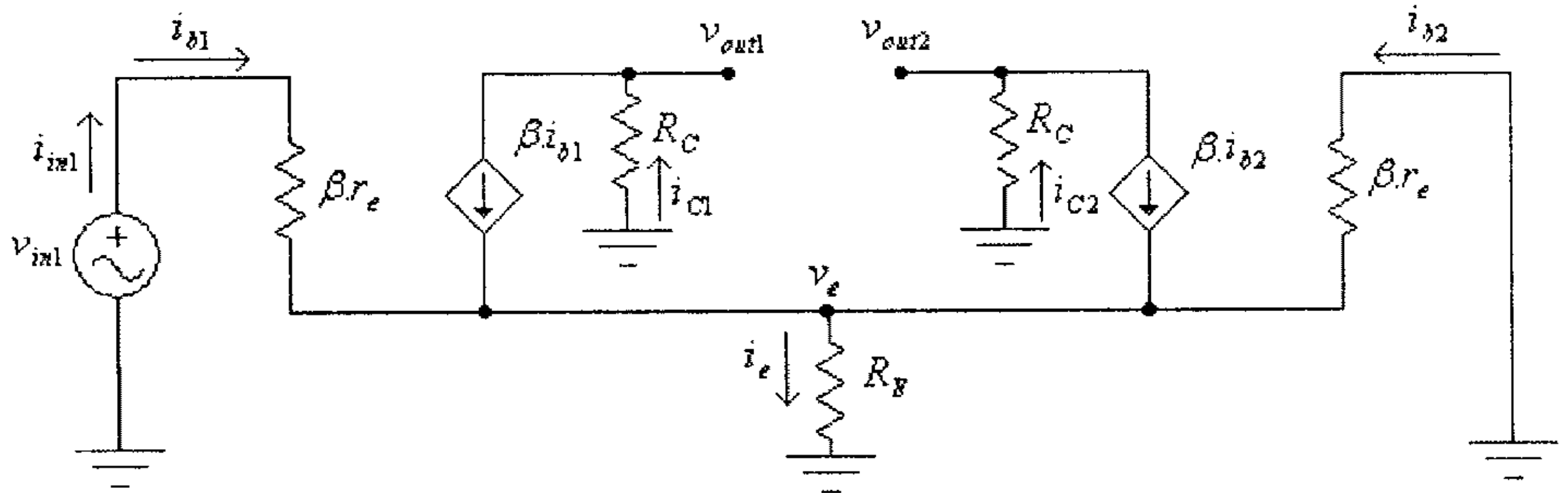
أما الدائرة المكافئة للتيار المتردد لدائرة مضخم الفرق المبينة في شكل (18) السابق فهي كما في الشكل التالي.



شكل (27)

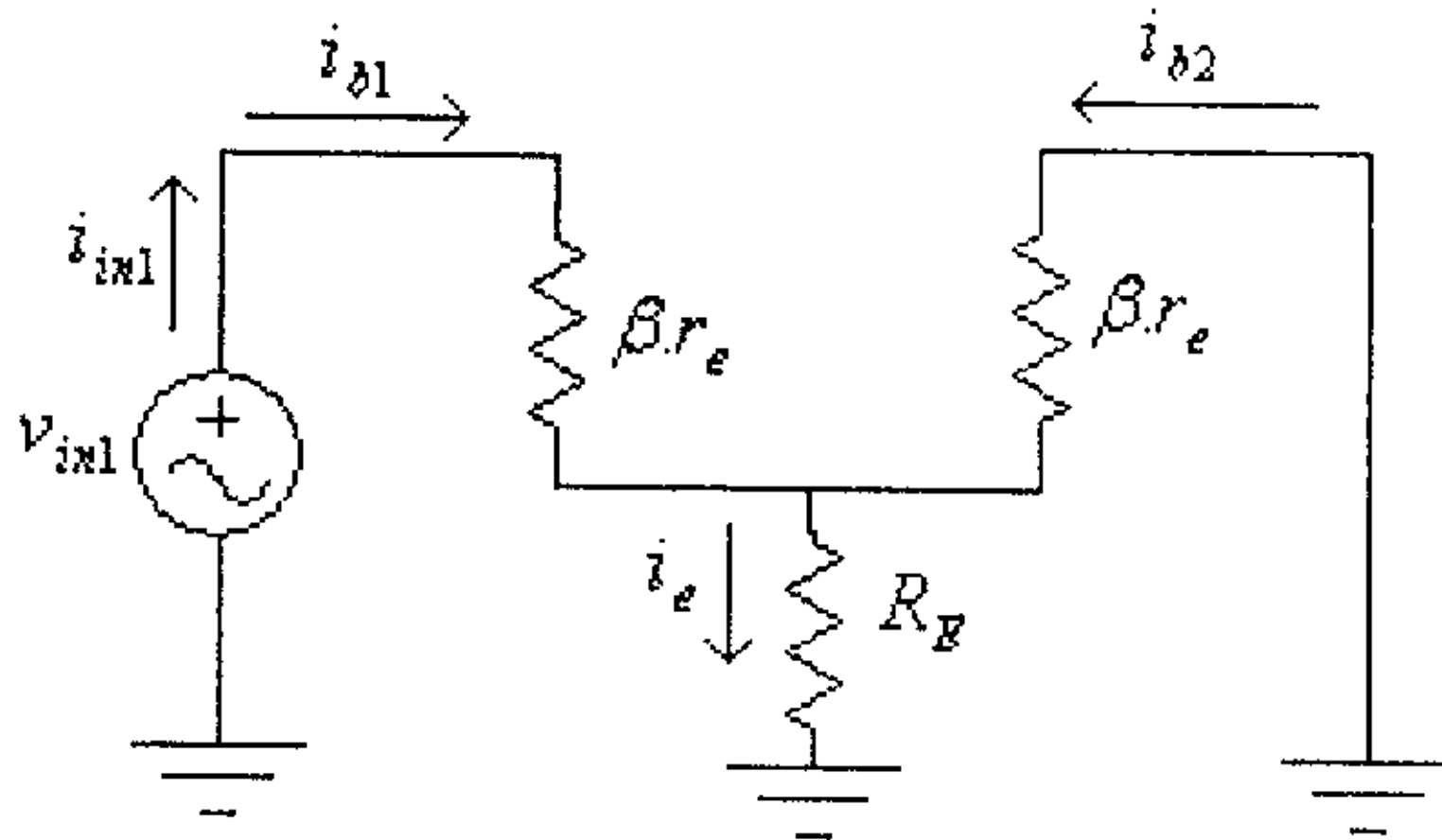
وهذه الدائرة تعطينا إمكانية دراسة عمل هذا المضخم عند حالات العمل المختلفة والمذكورة سابقاً.

ففي حالة تغذية الإشارة المدخلية الى أحد المدخلين ،  $v_{in1}$  مثلاً، (single-ended operation)، تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما في الشكل التالي.



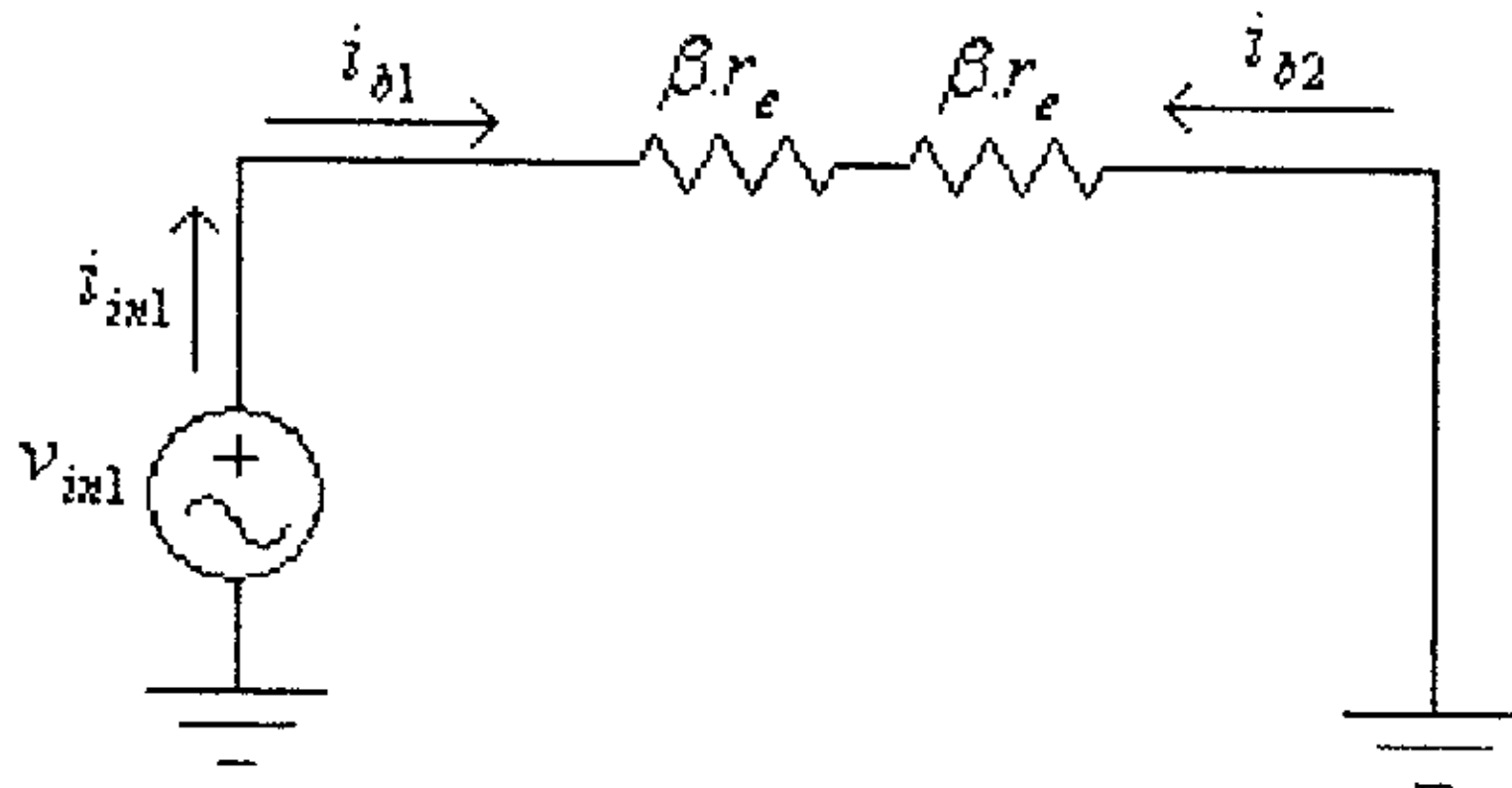
شكل (28)

لاحظ أن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (29)

ولمّا كانت قيمة المقاومة  $R_E$  عادةً ما تكون أكبر كثيراً من قيمة المقاومة  $\beta.r_e$ ، لذا يمكن اعتبار الدائرة المكافئة لمدخل مضخم الفرق كما في الشكل التالي.



شكل (30)

من هذه الدائرة، نستنتج أن:

$$i_{b1} = i_{in1} = \frac{v_{in1}}{2\beta.r_e}$$

و:

$$i_{b2} = -i_{in1} = -\frac{v_{in1}}{2\beta.r_e}$$

وبالتالي فإن:

$$i_{c1} = \beta.i_{b1} = \frac{v_{in1}}{2.r_e}$$



و:

$$i_{c2} = \beta \cdot i_{b2} = -\frac{v_{in1}}{2r_e}$$

أي أن:

$$v_{out1} = -i_{c1} \cdot R_C = -\frac{v_{in1} \cdot R_C}{2r_e}$$

و:

$$v_{out2} = -i_{c2} \cdot R_C = \frac{v_{in1} \cdot R_C}{2r_e}$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل  $v_{in1}$  والمخرج  $v_{out1}$ ) هو:

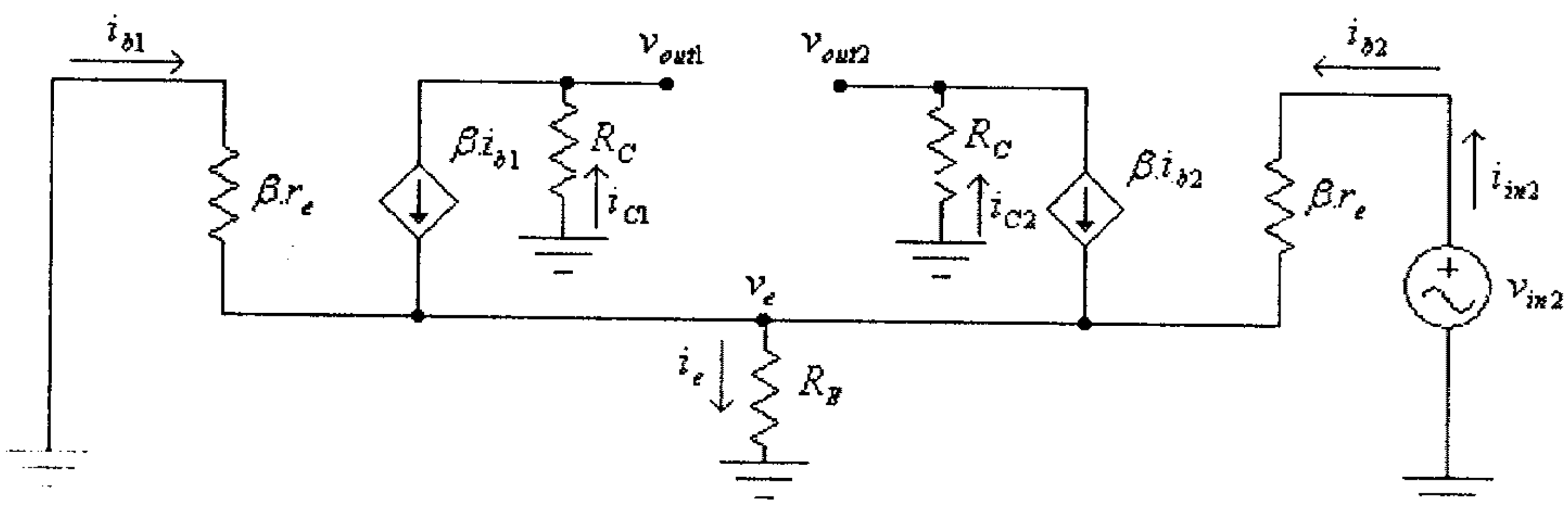
$$A_{V1,1} = \frac{v_{out1}}{v_{in1}} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

أما معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل  $v_{in1}$  والمخرج  $v_{out2}$ ) فهو:

$$A_{V1,2} = \frac{v_{out2}}{v_{in1}} = \frac{R_C}{2r_e}$$

وفي حالة تغذية الإشارة المدخلة الى المدخل،  $v_{in2}$ ، فإن الدائرة

المكافئة تصبح كما يلي:



شكل (31)

من هذه الدائرة، وكما في الحالة السابقة، تستطيع أن تستنتج أن معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل  $v_{in2}$  والمخرج  $v_{out2}$ ) هو:

$$A_{V2,2} = \frac{v_{out2}}{v_{in2}} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

أما معامل تضخيم الفولطية (بين المدخل  $v_{in2}$  والمخرج  $v_{out1}$ ) فهو:

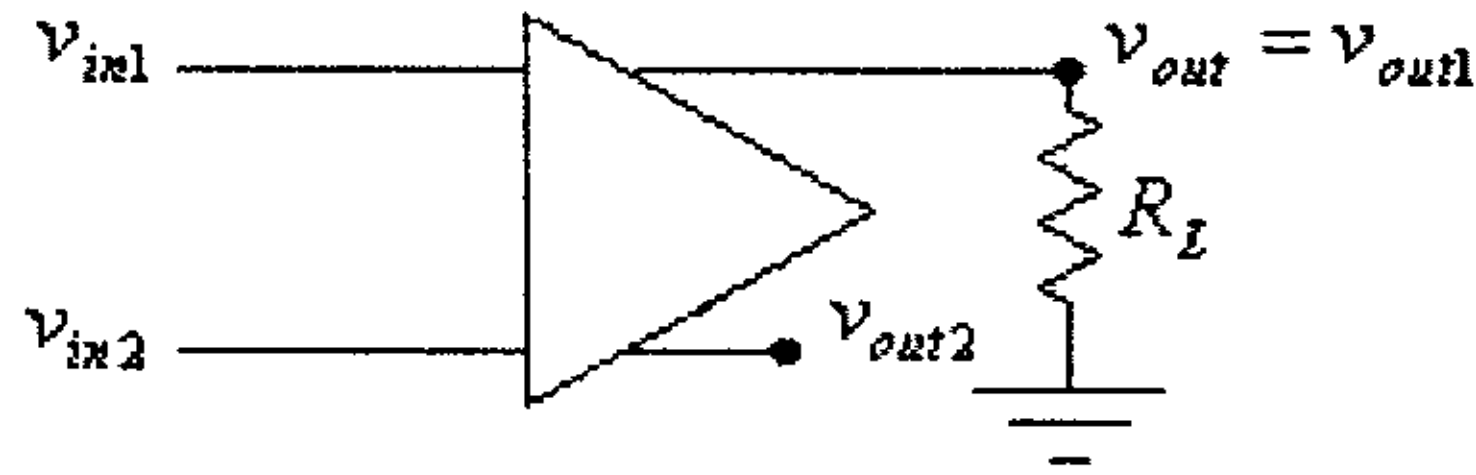
$$A_{V2,1} = \frac{v_{out1}}{v_{in2}} = \frac{R_C}{2.r_e}$$

مما سبق نستنتج مايلي:

- الإشارة السالبة لمعامل التضخيم  $A_{V1,1}$  يعني وجود فرق بالطور مقداره  $180^0$  بين الإشارتين  $v_{out1}$  و  $v_{in1}$ .
- الإشارة الموجبة لمعامل التضخيم  $A_{V1,2}$  يعني عدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين  $v_{out2}$  و  $v_{in1}$ .
- الإشارة السالبة لمعامل التضخيم  $A_{V2,2}$  يعني وجود فرق بالطور مقداره  $180^0$  بين الإشارتين  $v_{out2}$  و  $v_{in2}$ .
- الإشارة الموجبة لمعامل التضخيم  $A_{V2,1}$  يعني عدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين  $v_{out1}$  و  $v_{in2}$ .
- جميع معاملات التضخيم المذكورة سابقاً، ( $A_{V2,2}$  و  $A_{V2,1}$ ،  $A_{V1,2}$ ،  $A_{V1,1}$ ) لها نفس القيمة المطلقة  $A_V$ ، حيث:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_C}{2.r_e}$$

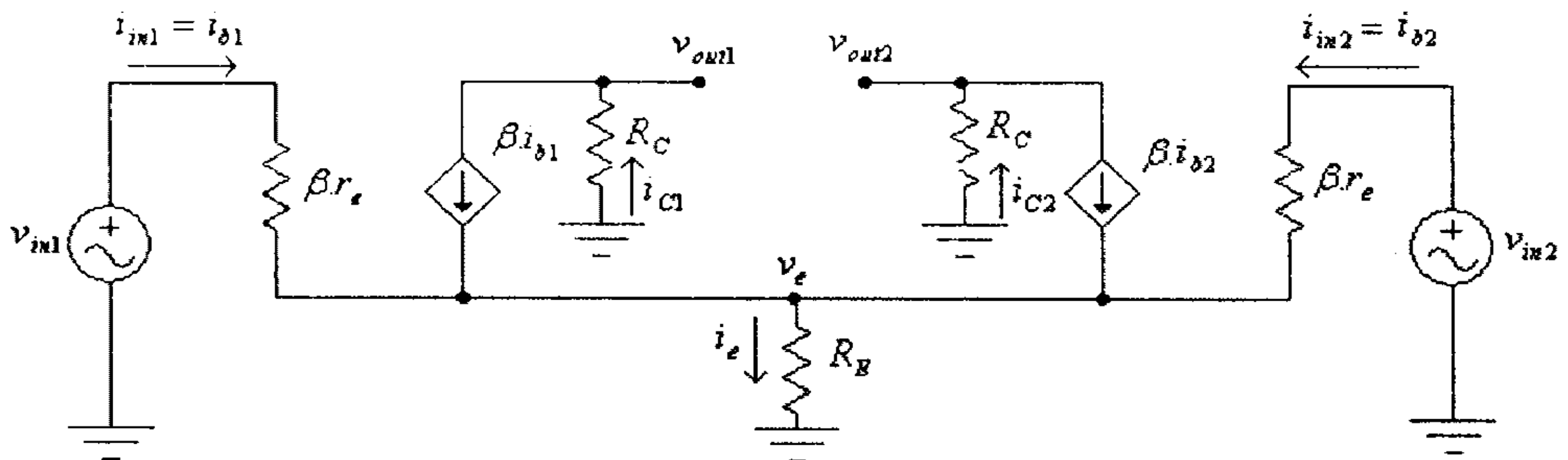
في الكثير من الحالات يتم توصيل الحمل بين أحد المخارج ( $v_{out1}$  مثلاً) ونقطة التأسيس للدائرة، كما في الشكل التالي.



شكل (32)

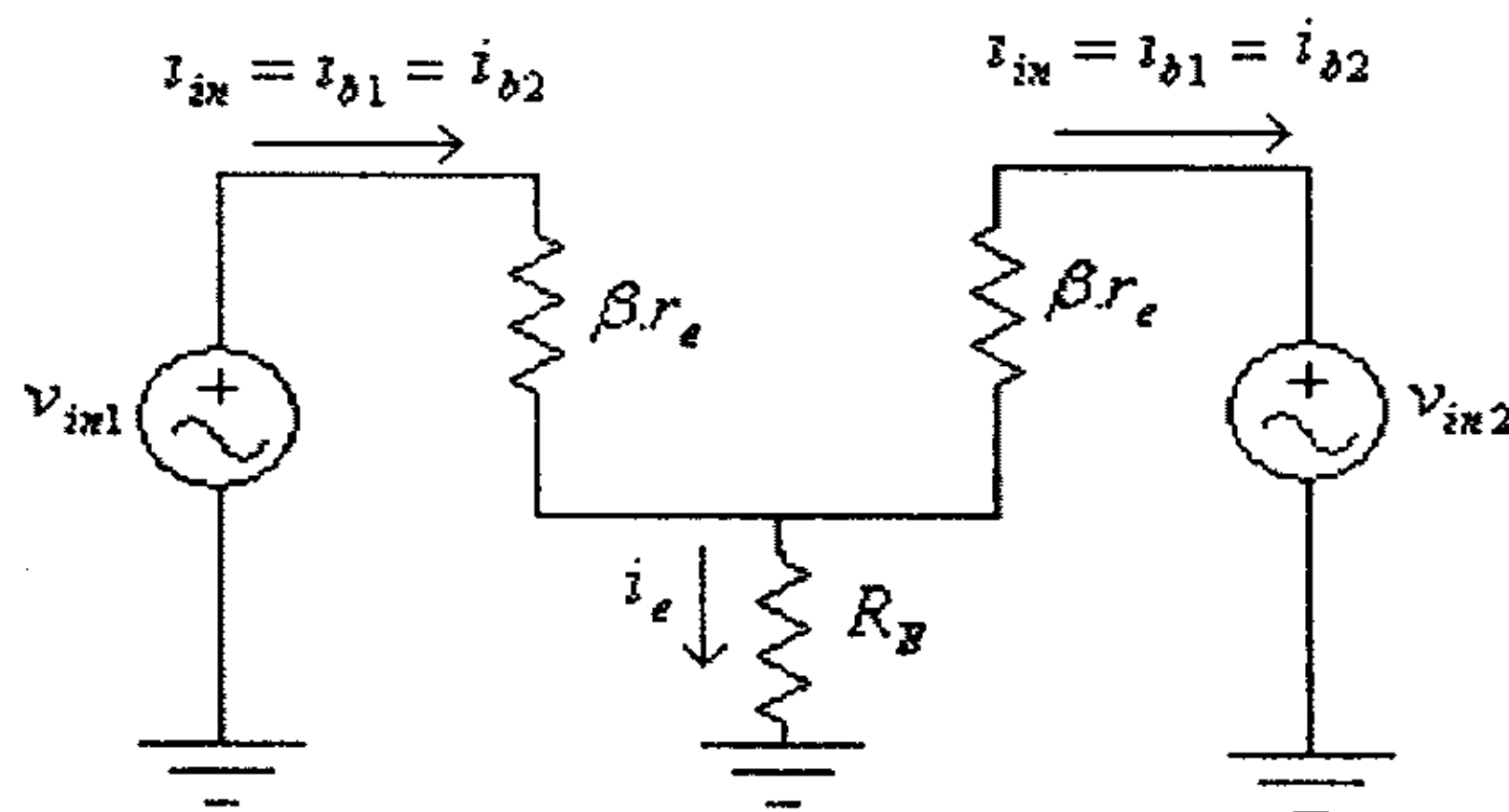
في هذه الحالة ولوجود فرق بالطور بين الإشارتين  $v_{in1}$  و  $v_{out}$  لذا يسمى المدخل  $v_{in1}$  مدخلاً عاكساً (inverting input). وكذلك ولعدم وجود فرق بالطور بين الإشارتين  $v_{in2}$  و  $v_{out}$  يسمى المدخل  $v_{in2}$  مدخلاً غير عاكس (non-inverting input).

وفي حالة تغذية إشارتين مدخليتين إلى المدخلين ( $v_{in1}$  و  $v_{in2}$ )، (double-ended operation) تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما في الشكل التالي.



شكل (33)

والدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



شكل (34)

وكما في الحالة السابقة، وحيث أن قيمة المقاومة  $R_E$  عادةً ما تكون أكبر كثيراً من قيمة المقاومة  $\beta r_e$  فيمكن في هذه الحالة إعتبار أن:

$$i_{in} = i_{b1} = i_{b2} = \frac{v_{in1} - v_{in2}}{2\beta r_e} = \frac{v_d}{2\beta r_e}$$

حيث:

$$v_d = v_{in1} - v_{in2}$$

وبالتالي فإن:

$$i_c = i_{c1} = i_{c2} = \beta i_{in} = \frac{v_d}{2r_e}$$

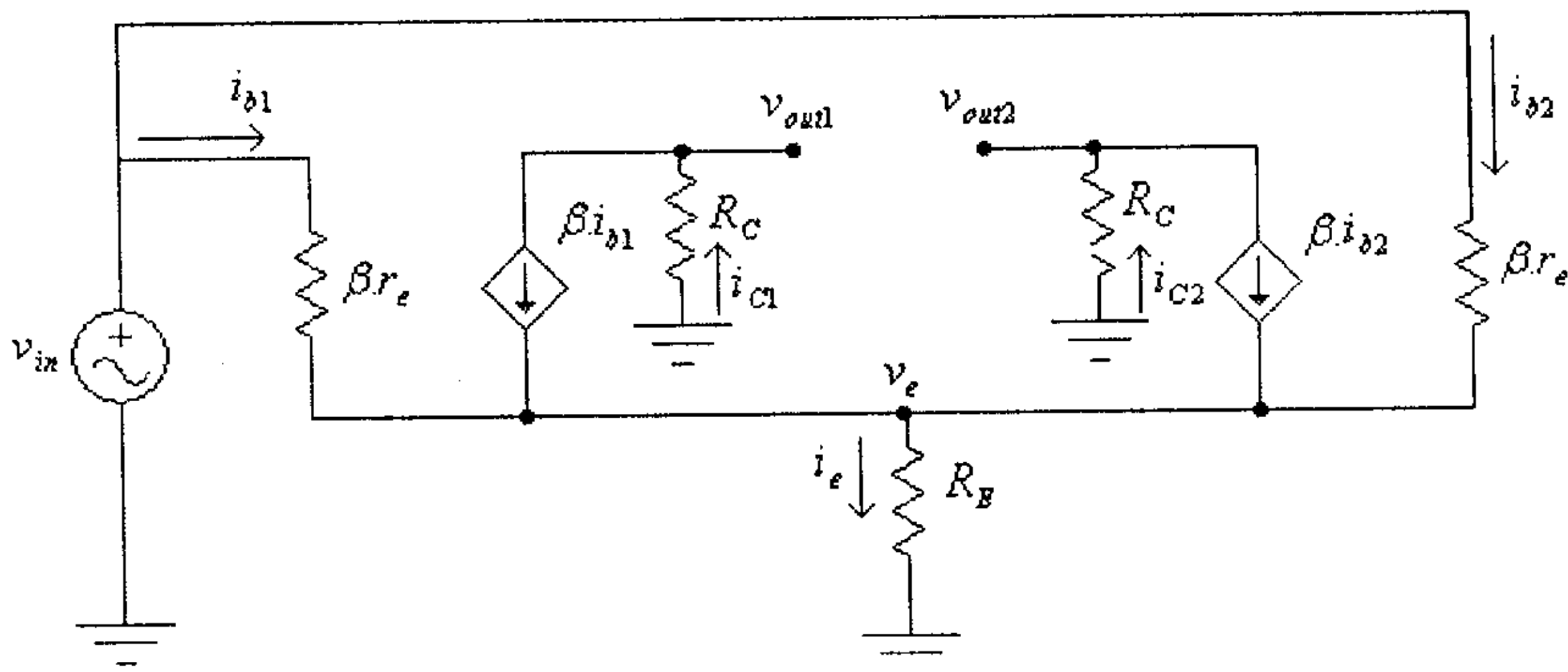
ومنها:

$$v_{out1} = v_{out2} = -i_c R_C = -\frac{v_d R_C}{2r_e}$$

أي أن معامل تضخيم الفولطية في هذه الحالة هو أيضاً:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = -\frac{R_C}{2r_e}$$

وفي حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، (common-mode operation) تصبح الدائرة المكافئة للتيار المتردد كما في الشكل التالي.



شكل (35)

من هذه الدائرة نستنتج أن:

$$i_e = \beta.i_{b1} + \beta.i_{b2} + i_{b1} + i_{b2} = (\beta + 1).i_{b1} + (\beta + 1).i_{b2}$$

ولكن:

$$i_{b1} = i_{b2} = i_b$$

أي أن:

$$i_e = (\beta + 1).i_b + (\beta + 1).i_b = 2(\beta + 1).i_b \quad \dots\dots\dots (1)$$

وكذلك من الدائرة السابقة:

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e + i_e.R_E \quad \dots\dots\dots (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$v_{in} = i_b.\beta.r_e + 2(\beta + 1).i_b.R_E$$

ومنها:

$$i_b = \frac{v_{in}}{\beta.r_e + 2(\beta + 1).R_E}$$

أي أن:

$$i_c = \beta.i_b = \frac{\beta.v_{in}}{\beta.r_e + 2(\beta + 1).R_E}$$

وبالتالي فإن:

$$v_{out} = -i_c.R_C = -\frac{\beta.v_{in}.R_C}{\beta.r_e + 2(\beta + 1).R_E}$$

أي أن:

$$A_c = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{\beta.R_C}{\beta.r_e + 2(\beta + 1).R_E}$$

وحيث أن  $\beta \gg 1$ ، فإن:

$$A_c \approx -\frac{R_C}{r_e + 2R_E}$$

مما سبق فإننا نستطيع أن نُلخص معاملات التضخيم في الحالات المختلفة لعمل مضخم الفرق، كما يلي:

- في حالة تغذية الإشارة المدخلية الى أحد المدخلين ،  $v_{in1}$  مثلاً، (single-ended operation)، فإن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in1}} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

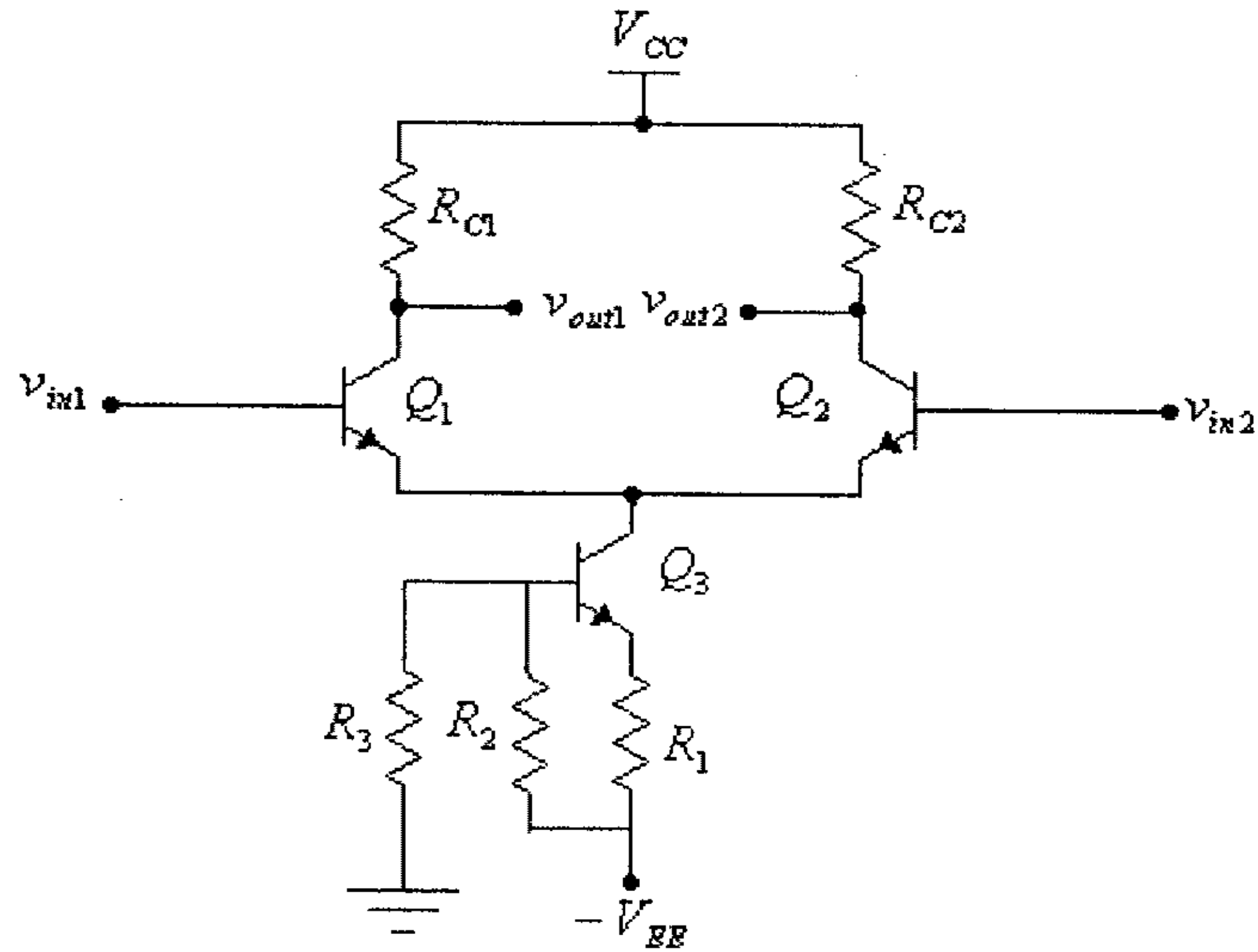
- في حالة تغذية إشارتين مدخليتين الى المدخلين ( $v_{in2}$  و  $v_{in1}$ )، (double-ended operation)، فإن:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = -\frac{R_C}{2.r_e}$$

- وفي حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة، (common-mode operation)، فإن:

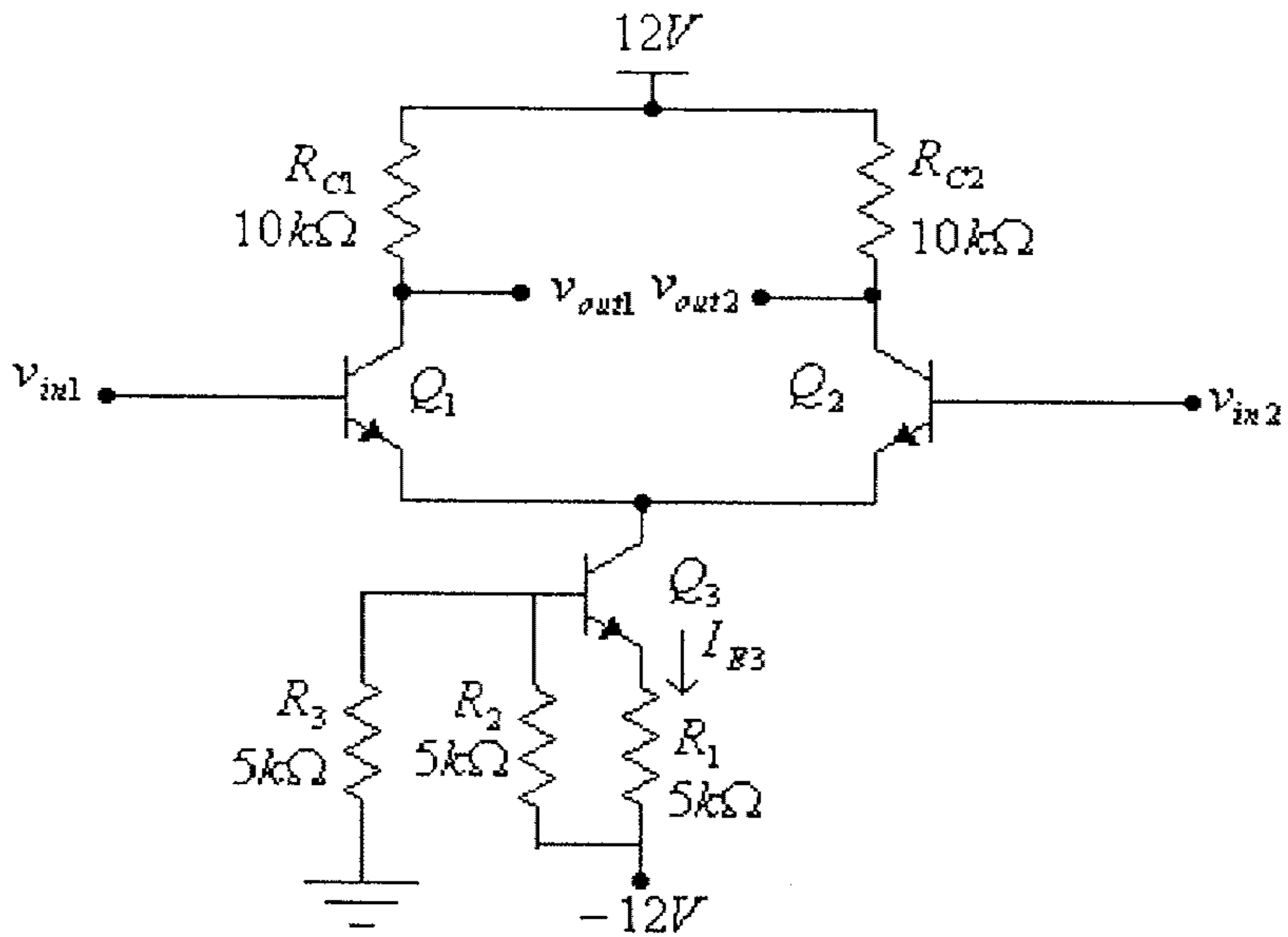
$$A_C = -\frac{R_C}{r_e + 2R_E}$$

وحيث أن معامل التضخيم في حالة تغذية المدخلين معاً بإشارة واحدة،  $A_C$ ، يجب أن يكون قليلاً، وذلك لأن هذا المضخم مصمم أصلاً لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخليتين، فإننا نستنتج أن قيمة المقاومة  $R_E$  يجب أن تكون كبيرة. لذا وفي الكثير من الدوائر العملية يتم إستبدال المقاومة  $R_E$  بإحدى دوائر مصدر التيار التي سبق شرحها، كما في الشكل التالي.



شكل (36)

مثال (7): للدائرة التالية أوجد قيمة كل من معاملات التضخيم  $A_v$ ،  $A_d$  و  $A_c$



شكل (37)

الحل:

في هذه الدائرة ، فإن جهد القاعدة للترانزستور  $Q_3$  هو:

$$V_{B3} = \frac{V_{EE} \cdot R_3}{R_2 + R_3} = \frac{(-12V) \cdot (5k\Omega)}{5k\Omega + 5k\Omega} = -6V$$

جهد الباعث للترانزستور  $Q_3$  هو:

$$V_{E3} = V_{B3} - V_{BE} = -6 - 0.7 = -6.7V$$

تياري المجمع والباعث للترانزستور  $Q_3$  هما:

$$I_{C3} = I_{E3} = \frac{V_{E3} - V_{EE}}{R_1} = \frac{-6.7 - (-12)}{5k\Omega} = 1.06mA$$

تيار الباعث لكل من الترانزستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  هو:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{C3}}{2} = \frac{1.06mA}{2} = 0.53mA$$

أي أن:

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{26mV}{0.53mA} = 49\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$A_v = -\frac{R_C}{2 \cdot r_e} = -\frac{10000}{2(49)r_e} = -102$$

$$A_d = -\frac{R_C}{2 \cdot r_e} = -\frac{10000}{2(49)r_e} = -102$$

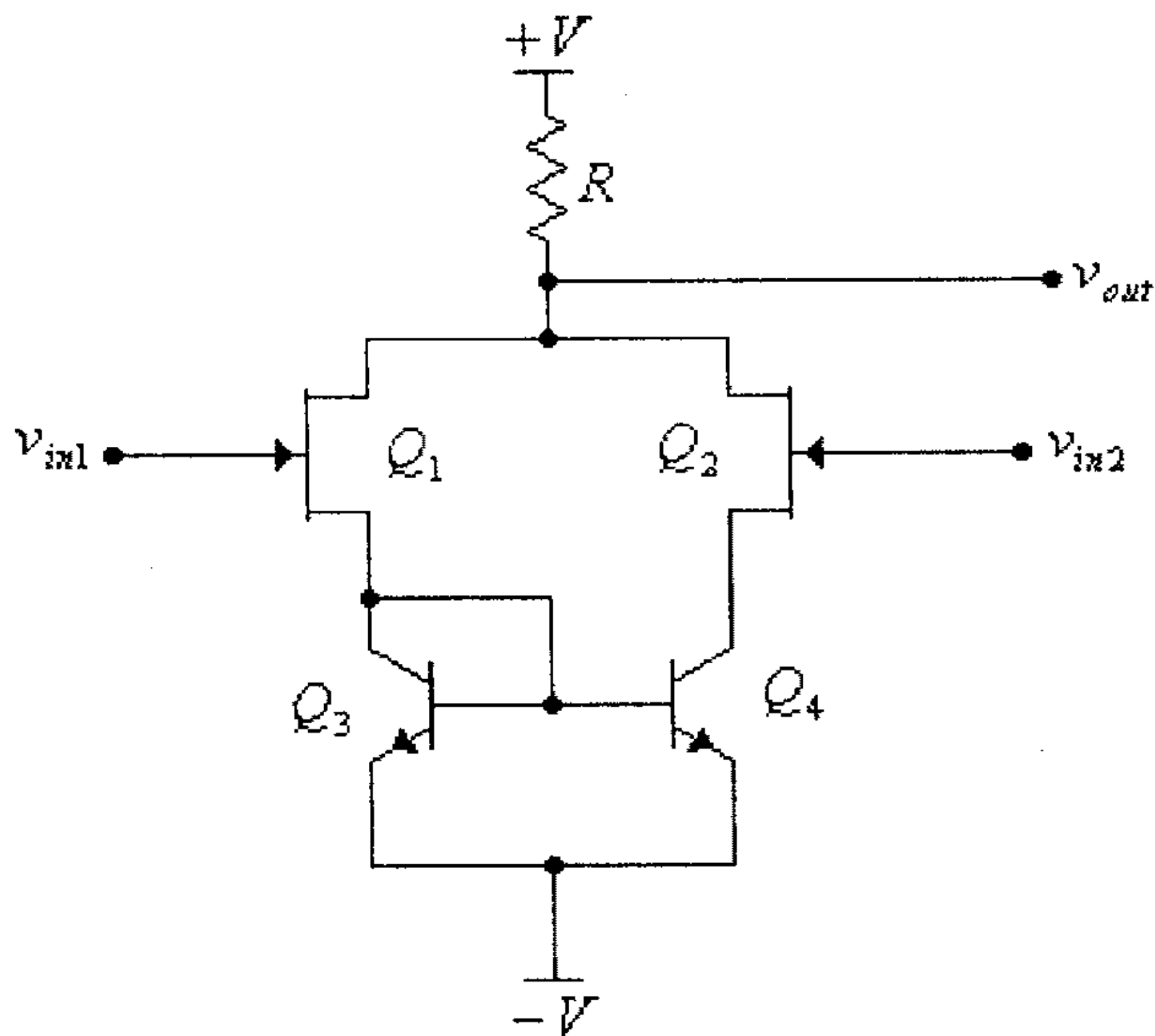
$$A_c = -\frac{R_C}{r_e + 2R_E}$$

ولكون المقاومة  $R_E$  قد تم إستبدالها بمصدر تيار مكون من الترانزستور  $Q_3$  والمقاومات  $R_1$ ،  $R_2$  و  $R_3$  فإن قيمة معامل التضخيم  $A_c$  قليلة جداً، ومن الناحية العملية يمكن حساب قيمة معامل التضخيم  $A_c$  بعد إستبدال قيمة المقاومة  $R_E$  بالمقاومة المخرجة للترانزستور،  $r_o$ .



ومما يجب ذكره أنه، وفي الكثير من التطبيقات العملية، يتم بناء دوائر مضخمات الفرق ليس باستخدام الترانزيستورات ثنائية القطبية فقط، كما في الدوائر السابقة، ولكن يمكن بناء هذه الدوائر باستخدام الترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال معاً، أو حتى باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال لوحدها.

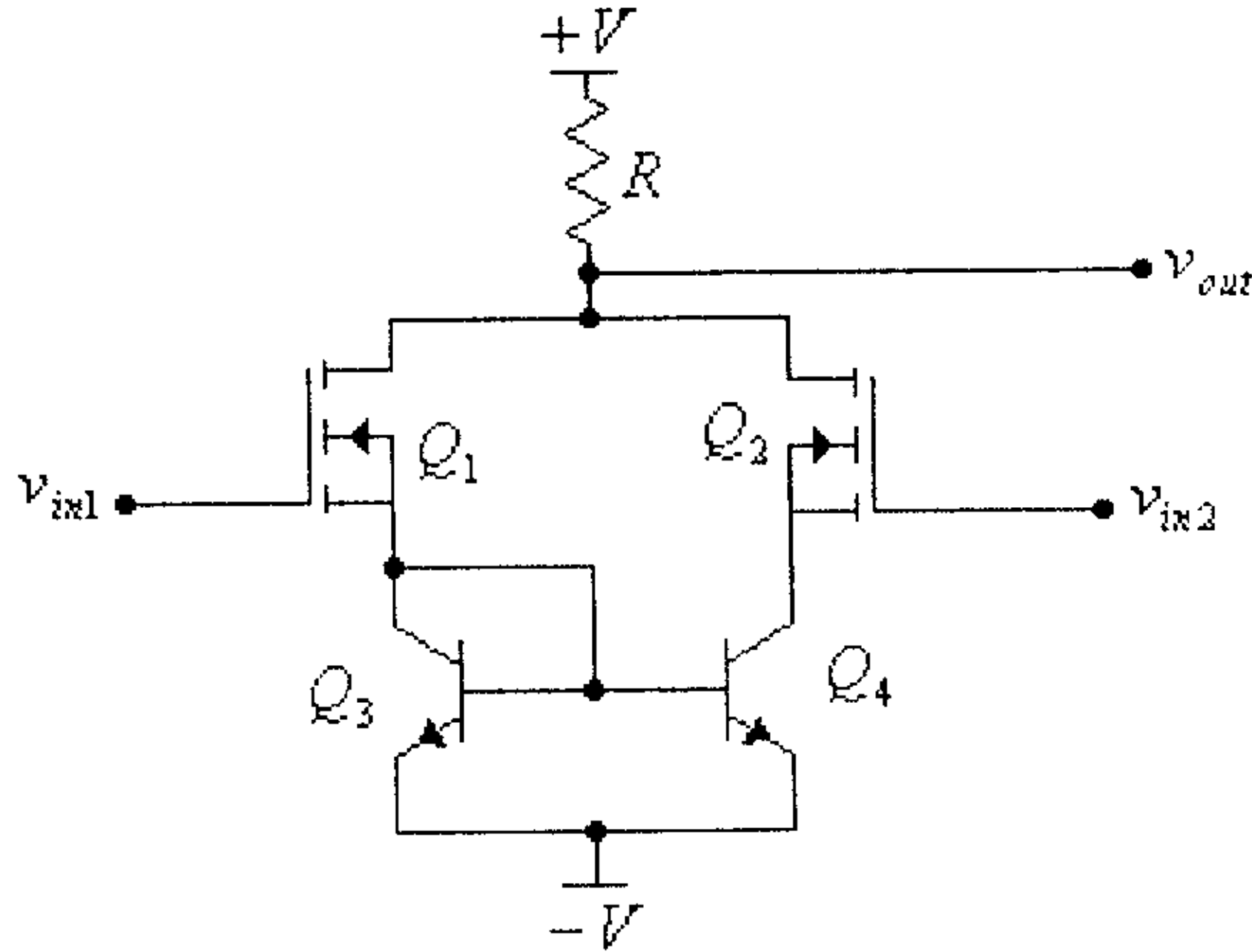
الشكل (38) يبين دائرة مضخم فرق باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (JFET) وترانزيستورات ثنائية القطبية.



شكل (38)

لاحظ أن مدخلي هذه الدائرة موصلين مباشرة مع ترانزيستورين من النوع JFET (الترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$ ) مما يجعل الممانعة المدخلية لمضخم الفرق هذا عالية جداً، بينما يشكل الترانزيستورين ثنائيي القطبية (الترانزيستورين  $Q_3$  و  $Q_4$ ) دائرة مرآة تيار (current mirror)، لتأمين تيارى إنحياز متساويين لترانزيستوري الـ JFET. وكثيراً ما يشار الى هذا النوع من الدوائر بـ BiFET والذي هو إختصاراً لـ (Bipolar – FET).

ولزيادة الممانعة المدخلية لمضخم الفرق، يمكن إستبدال ترانزيستوري الـ JFET من الدائرة السابقة بترانزيستورين من النوع MOSFET وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (39)

وكثيراً ما يشار الى نوع مثل هذه الدائرة بـ BiMOS والذي هو إختصاراً لـ (Bipolar – MOSFET).

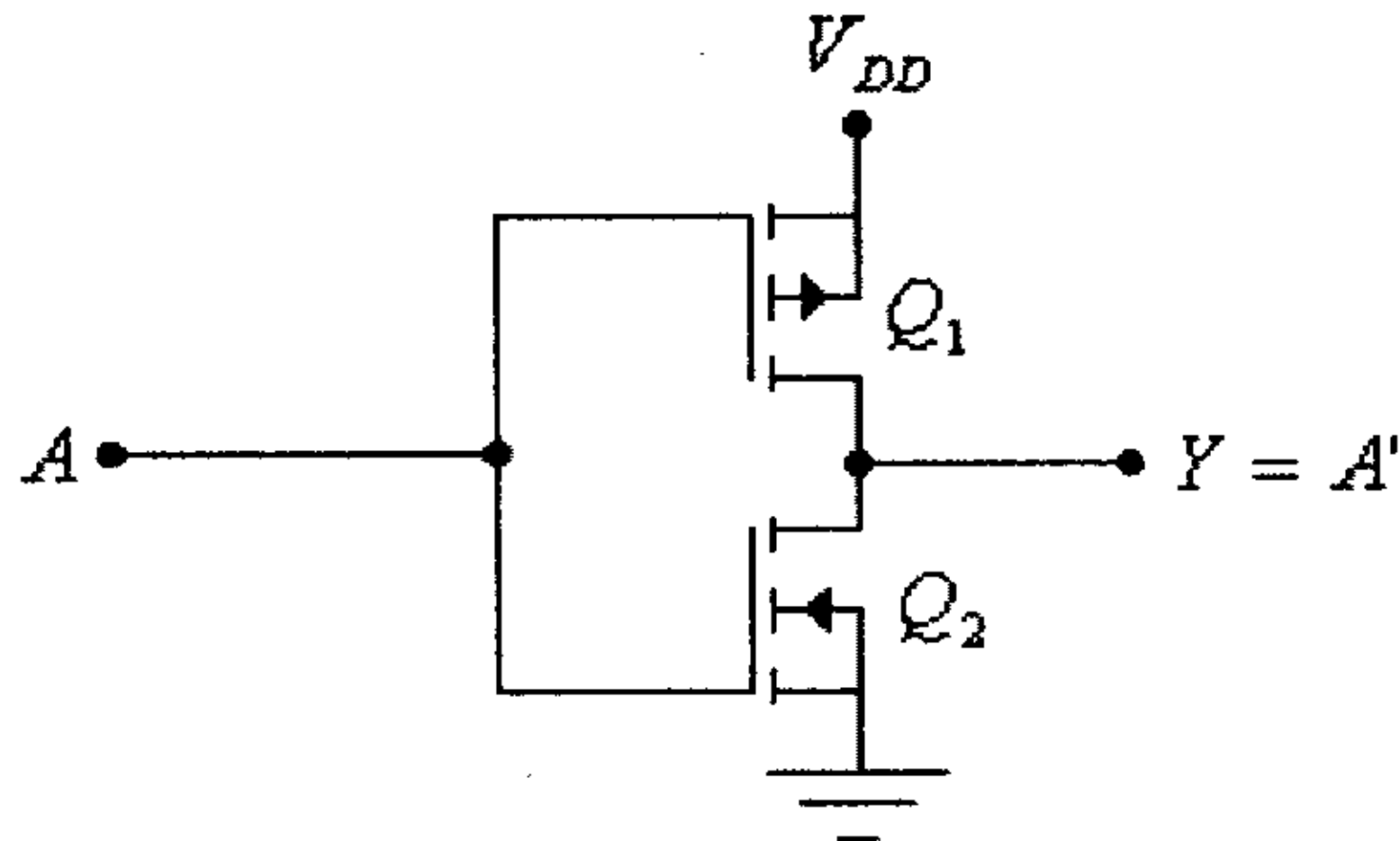
## 6.7 دوائر الـ CMOS

تستخدم هذه الدوائر كثيراً في بناء الدارات المتكاملة للدوائر المنطقية (logic circuit ICs). وما يميز الدارات المبنية باستخدام دوائر الـ CMOS هو إستهلاكها القليل للطاقة الكهربائية وصغر حجمها مما جعل معظم الدارات المتكاملة المعقدة تُبنى باستخدام دوائر الـ CMOS.

وتبنى دوائر الـ CMOS باستخدام ترانزيستورات تأثير المجال معدن-أكسيد-شبه موصل (metal-oxide-semiconductor field effect transistors) من النوع التعزيزي (enhancement type)، ويُستخدم فيها ترانزيستورات من النوعين بقناة موجبة (positive channel) وبقناة سالبة (negative channel).

الشكل التالي يبين دائرة عاكس (inverter)، بإستخدام ترانزيستورات

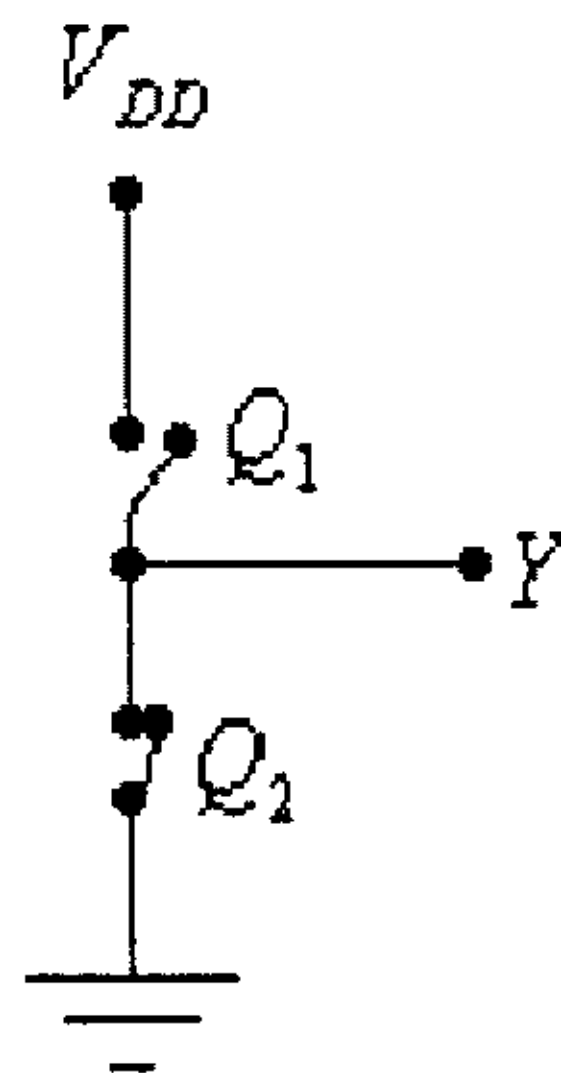
الـ CMOS.



شكل (40)

لاحظ في هذه الدائرة أن الترانزيستور  $Q_1$  بقناة موجبة ( positive channel) بينما الترانزيستور  $Q_2$  بقناة سالبة (negative channel).

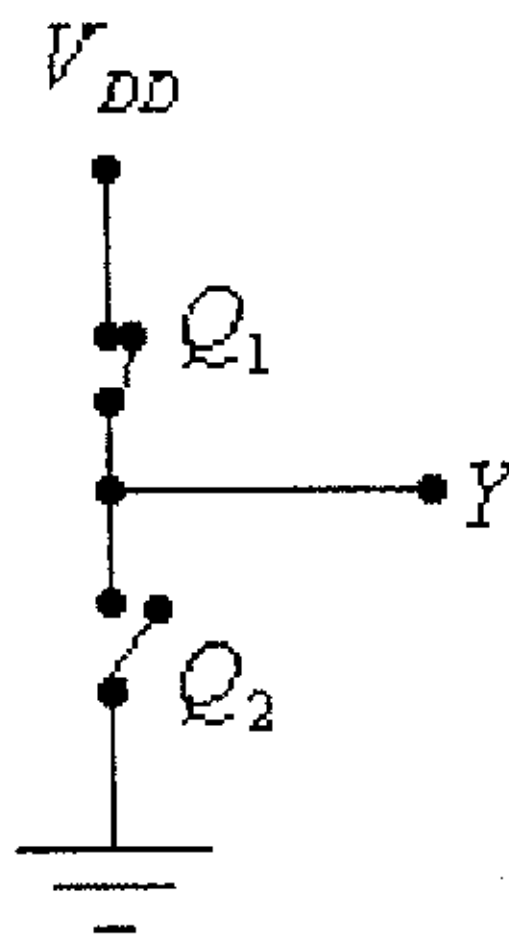
في هذه الدائرة فإن الترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  يعملان كمفتاحين الكترونيين، ومبدأ عمل هذه الدائرة هو كما يلي: عندما تكون فولتية المدخل عالية القيمة (القيمة المنطقية 1) فإن الترانزيستور  $Q_2$  يكون بوضع (On) لأن جهد البوابة له أعلى من جهد المصدر، بينما يكون الترانزيستور  $Q_1$  بوضع (Off) لأن جهد البوابة له مساوياً لجهد المصدر، أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (41)

وبالتالي فإن فولتية المخرج تساوي صفراً (القيمة المنطقية 0).

وعندما تكون فولتية المدخل صفراً (القيمة المنطقية 0) فإن الترانزيستور  $Q_2$  يكون بوضع (Off) لأن جهد البوابة له مساوياً لجهد المصدر، بينما يكون الترانزيستور  $Q_1$  بوضع (On) لأن جهد البوابة له أقل من جهد المصدر، أي أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة في هذه الحالة هي كما في الشكل التالي.



شكل (42)

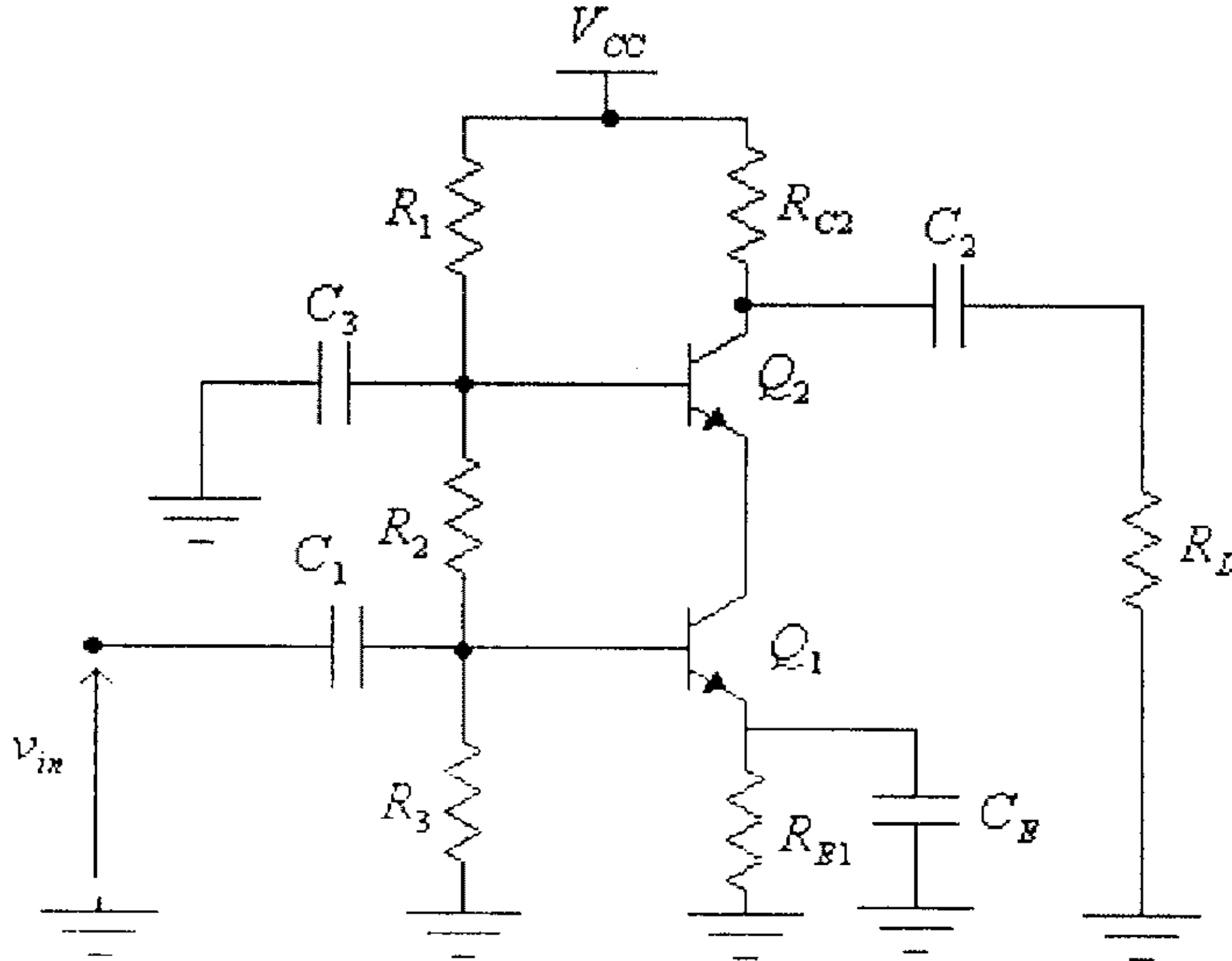
وبالتالي فإن فولتية المخرج تساوي فولتية مصدر التغذية  $V_{DD}$  (القيمة المنطقية 1).

ويمكن تلخيص مبدأ عمل هذه الدائرة بجدول الحقيقة (truth table) التالي.

فولتية المدخل	وضع $Q_1$	وضع $Q_2$	فولتية المخرج
مرتفعة (1)	Off	On	منخفضة (0)
منخفضة (0)	On	Off	مرتفعة (1)

## 6.8 توصيلة الـ Cascode

في هذه التوصيلة فإن أحد الترانزيستورات يكون حملاً للترانزيستور الآخر، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (43)

ففي هذا الشكل تلاحظ أن الترانزيستور ( $Q_2$ ) والموصول بدائرة القاعدة المشتركة يشكل حملاً للترانزيستور ( $Q_1$ ) الموصول بدائرة الباعث المشترك. وكما عرفت سابقاً فإن معامل التضخيم للمضخم الموصول بدائرة الباعث المشترك (الترانزيستور  $Q_1$ ) هو:

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e}$$

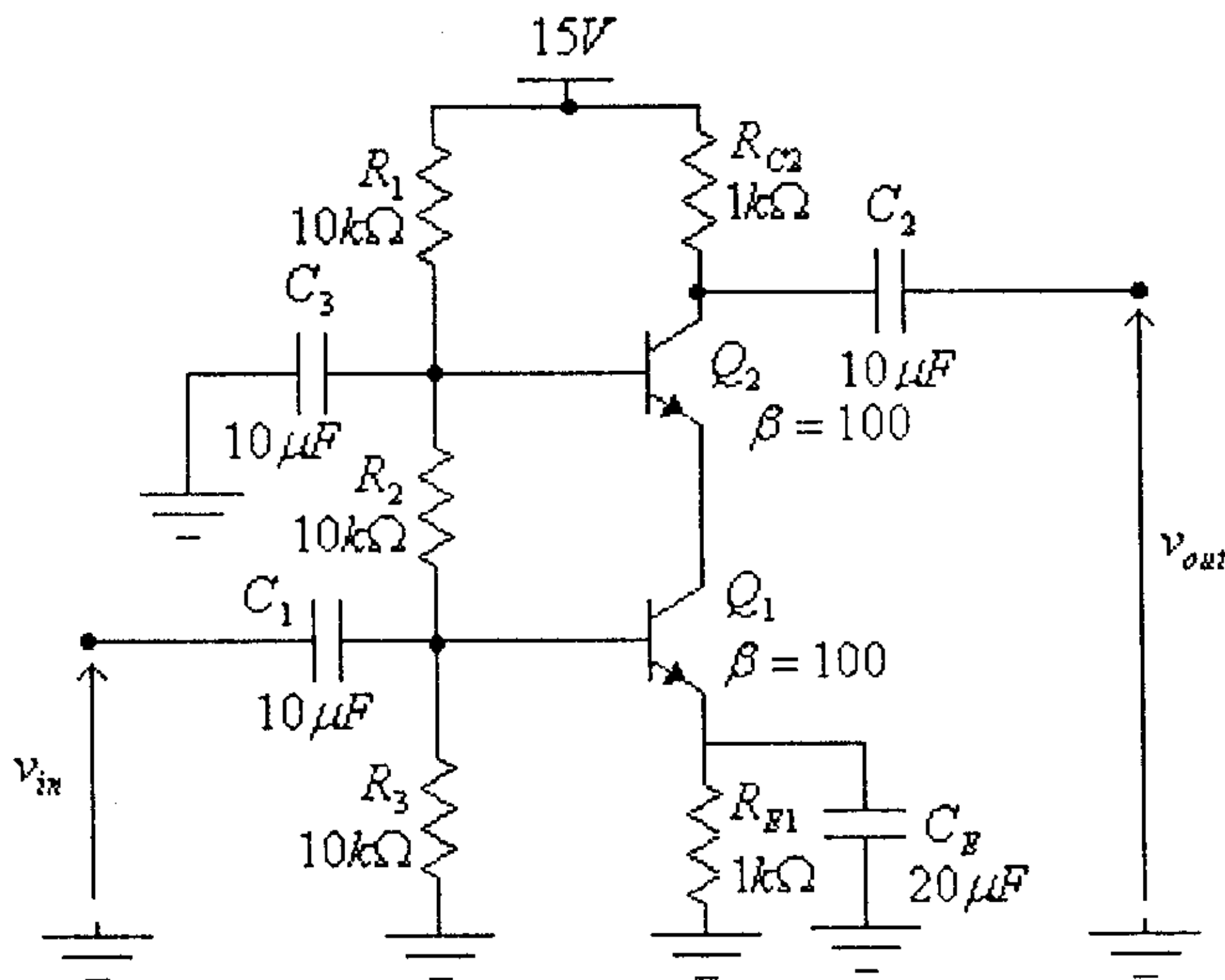
ولمّا كانت الوصلة بين القاعدة والباعث (B-E junction) للترانزيستور ( $Q_2$ ) تمثل المقاومة  $R_C$  للترانزيستور  $Q_1$ ، فإن معامل التضخيم للترانزيستور  $Q_1$  سيكون:

$$A_v = -\frac{r_e}{r_e} = -1$$

أي أن هذا الترانزيستور لا يقدم أي تضخيم للإشارة المدخلية، ولكنه يؤمن ممانعة مدخلية عالية نسبياً للمضخم. ولكون الترانزيستور  $Q_2$  موصول بدائرة القاعدة المشتركة فإن معامل التضخيم لهذا الترانزيستور يكون عالياً.

مما سبق شرحه نستنتج أن المضخم المكون من الترانزيستور  $Q_1$  و المضخم المكون من الترانزيستور  $Q_2$  موصولين على التسلسل، وهذا يؤدي أن يكون تأثير ظاهرة Miller قليلاً وبالتالي فإن قيمة المكثف المكافئ، الموجود على مدخل هذه الدائرة، صغيرة مما يجعل هذه الدائرة مناسبة للترددات المرتفعة.

مثال (8): أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (44)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{B1} = \frac{V_{CC} \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{(15) \cdot (10k\Omega)}{10k\Omega + 10k\Omega + 10k\Omega} = 5V$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{E1} = I_{C1} = I_{E2} = I_{C2} = \frac{V_{E1}}{R_E} = \frac{4.3V}{1k\Omega} = 4.3mA$$

أي أن:

$$r_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

$$r_{e2} = \frac{26mV}{I_{E2}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

معامل التضخيم للترانزيستور  $Q_1$  هو:

$$A_{V1} = -\frac{R_{C1}}{r_{e1}} = -\frac{r_{e2}}{r_{e1}} = -\frac{6.05}{6.05} = -1$$

معامل التضخيم للترانزيستور  $Q_2$  هو:

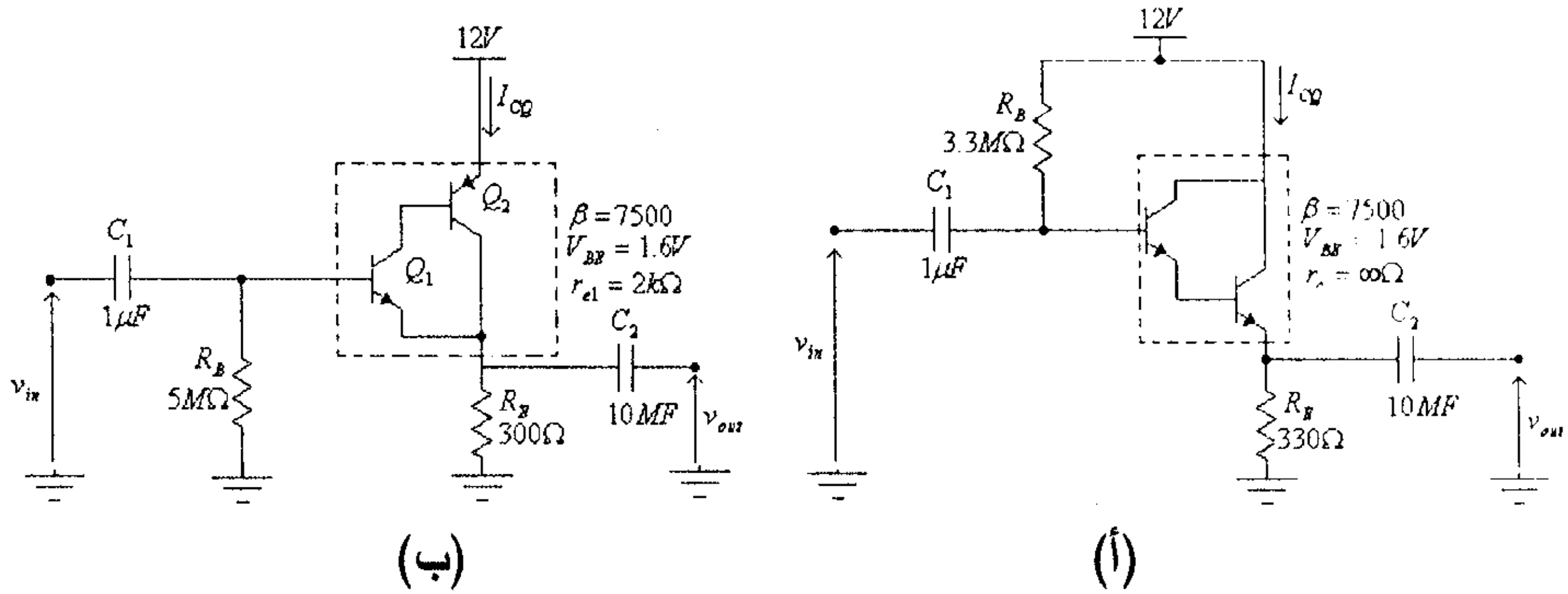
$$A_{V2} = \frac{R_{C2}}{r_{e2}} = \frac{1000}{6.05} = 165.23$$

وبالتالي، فإن:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = (-1) \cdot (165.23) = -165.23$$

## 6.9 تمارين

(1) لكل من الدائرتين التاليتين:



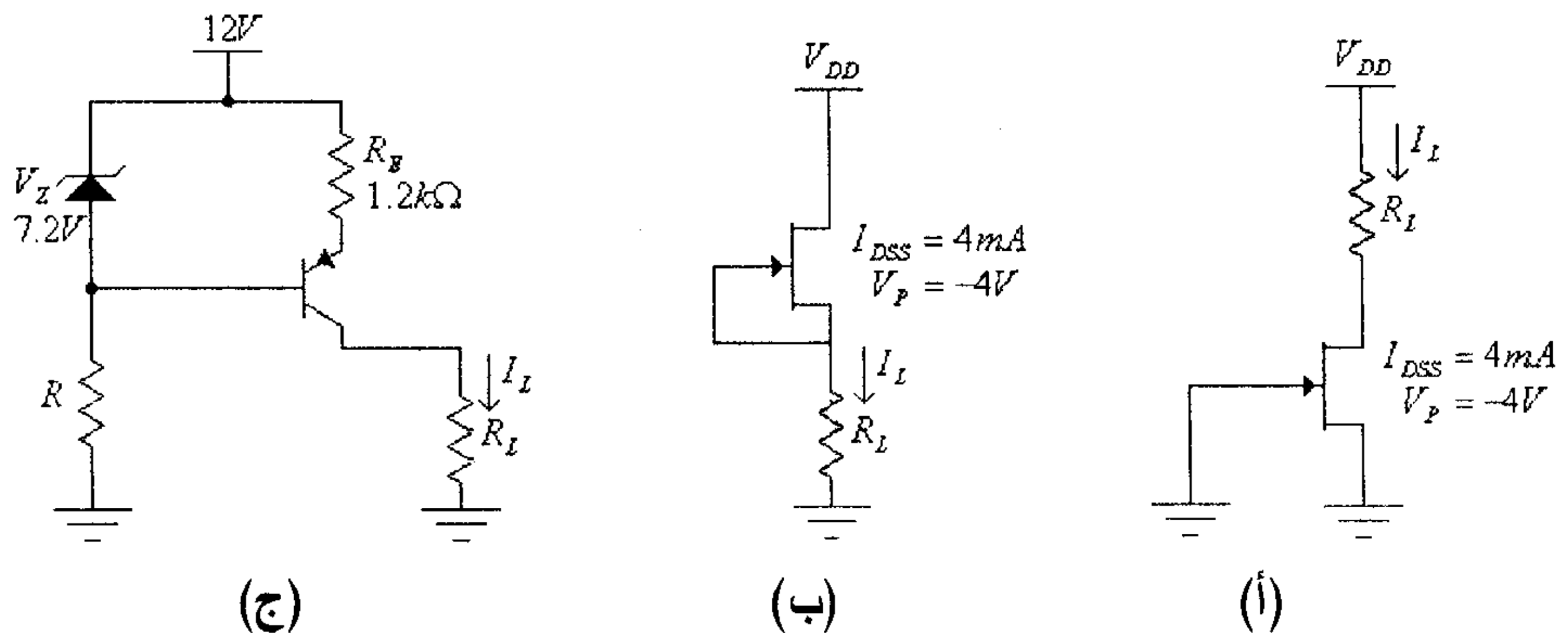
شكل (45)

(أ) أوجد قيمة تيار الإنحياز  $I_{CQ}$  وفولطية الإنحياز  $V_{CEQ}$ .(ب) أرسم الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وأوجد قيمة كل من  $Z_{in}$ ،  $Z_{out}$  و  $A_v$ 

(2) لكل من الدائرتين في السؤال السابق وللمعطيات الأخرى المعطاة، أوجد

قيمة المقاومة  $R_E$  اللازمة لجعل فولطية الإنحياز  $V_{CEQ}$ ، تساوي  $\frac{V_{CC}}{2}$ .

(3) أوجد مقدار تيار الحمل في كل من الدوائر التالية:

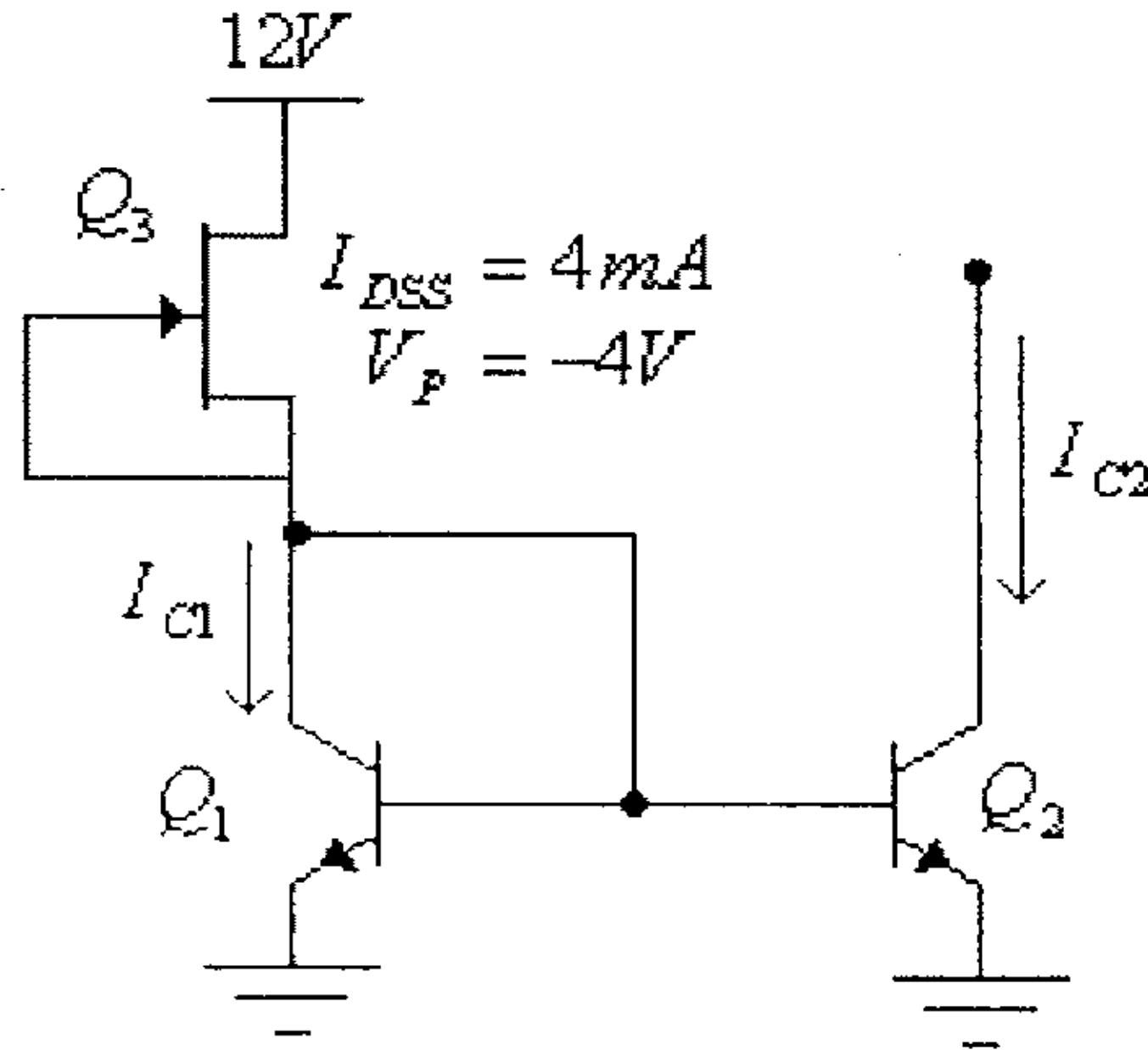


شكل (46)



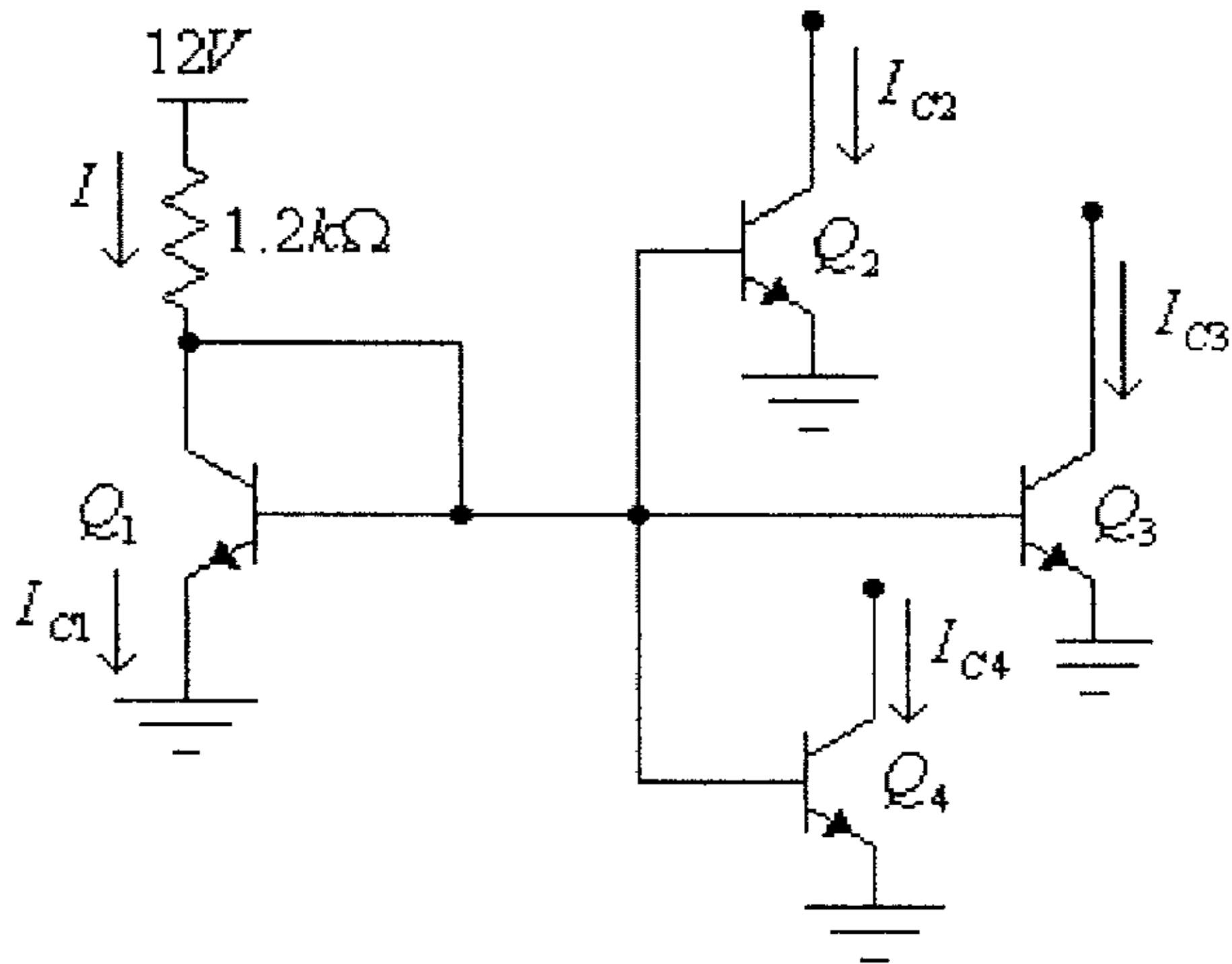
(4) ماهي القيمة العظمى لمقاومة الحمل الذي يمكن وصله على مخرج كل من الدوائر في السؤال السابق.

(5) في دائرة مرآة التيار التالية، أوجد قيمة كل من التيارين  $I_{C1}$  و  $I_{C2}$ .



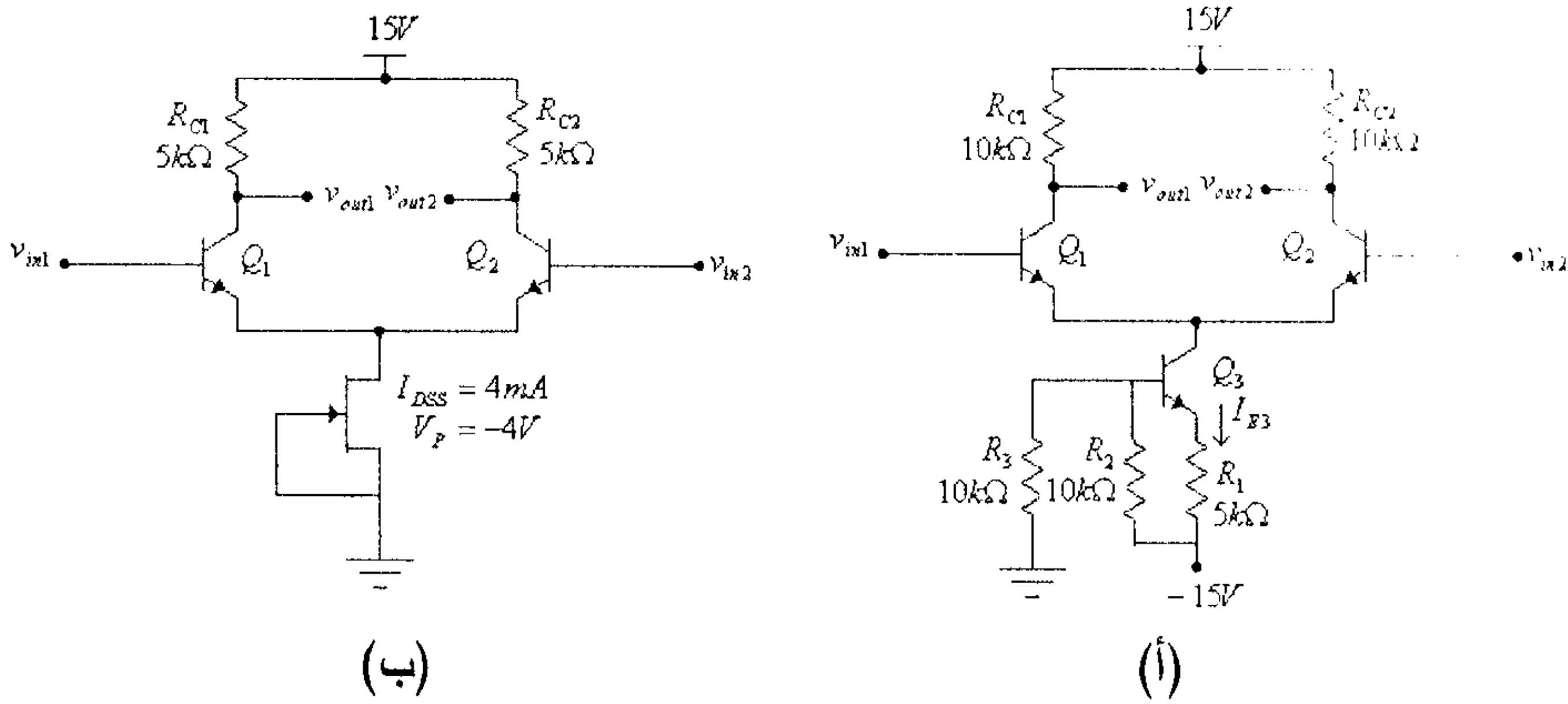
شكل (47)

(6) في دائرة مرآة التيار التالية، أوجد قيمة كل من التيارات  $I_{C1}$  ،  $I_{C2}$  ،  $I_{C3}$  و  $I_{C4}$ .



شكل (48)

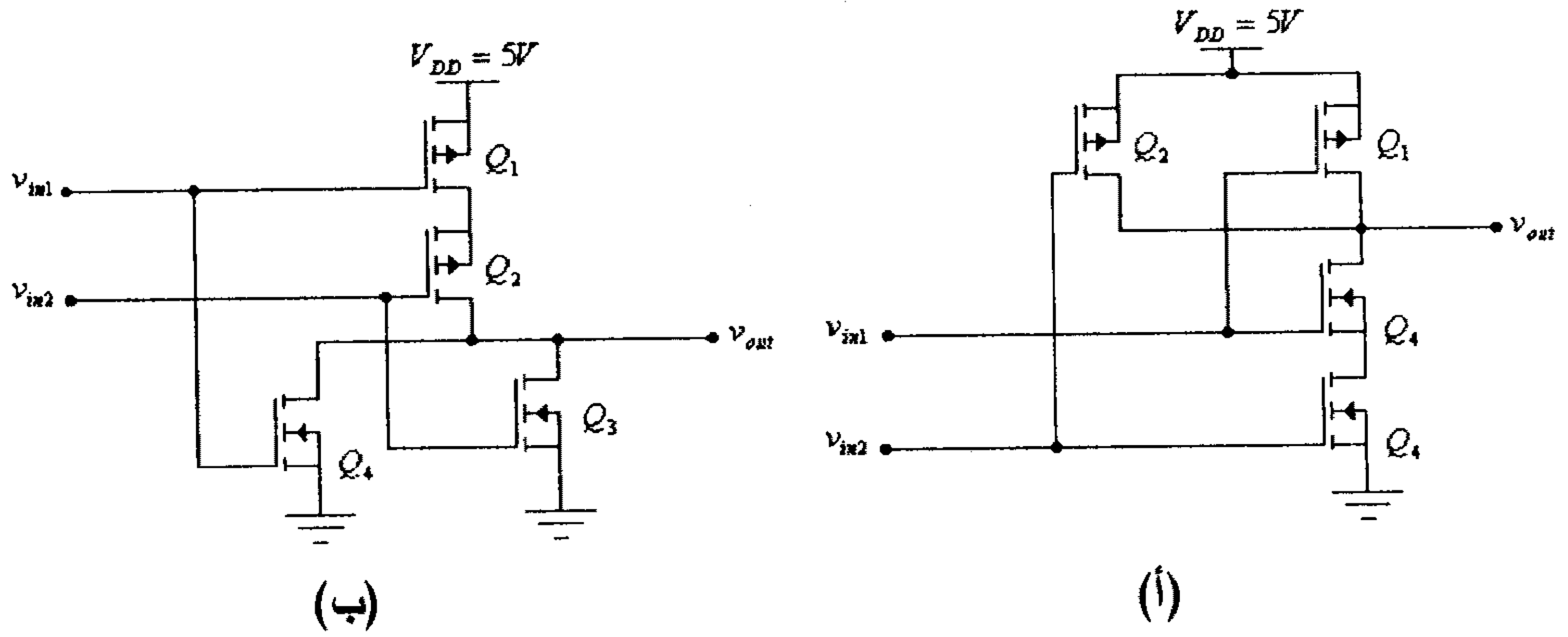
(7) لكل من الدائرتين التاليتين، أوجد قيمة كل من معاملات التضخيم  $A_d$ ،  $A_v$  و  $A_c$ .



شكل (49)

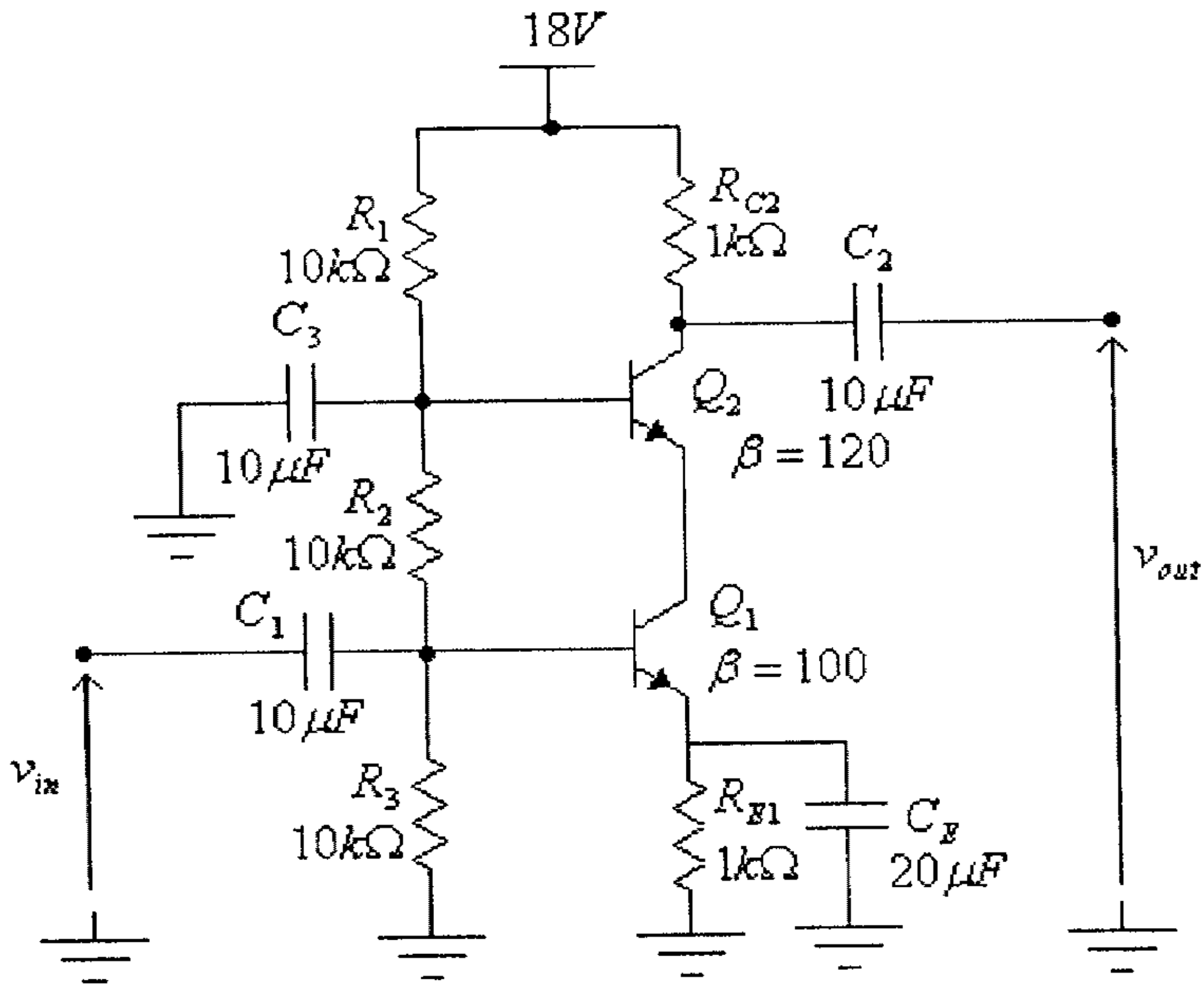
(8) لكل من دائرتي الـ CMOS المنطقتين في الشكل (50)، أكمل جدول الحقيقة (truth table) التالي. ما هي الدالة المنطقية التي تنفذها كل من هاتين الدائرتين.

$v_{out}$	وضع $Q_4$	وضع $Q_3$	وضع $Q_2$	وضع $Q_1$	$v_{in2}$	$v_{in1}$
					0V	0V
					5V	0V
					0V	5V
					5V	5V



شكل (50)

9) أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (51)



# الوحدة السابعة





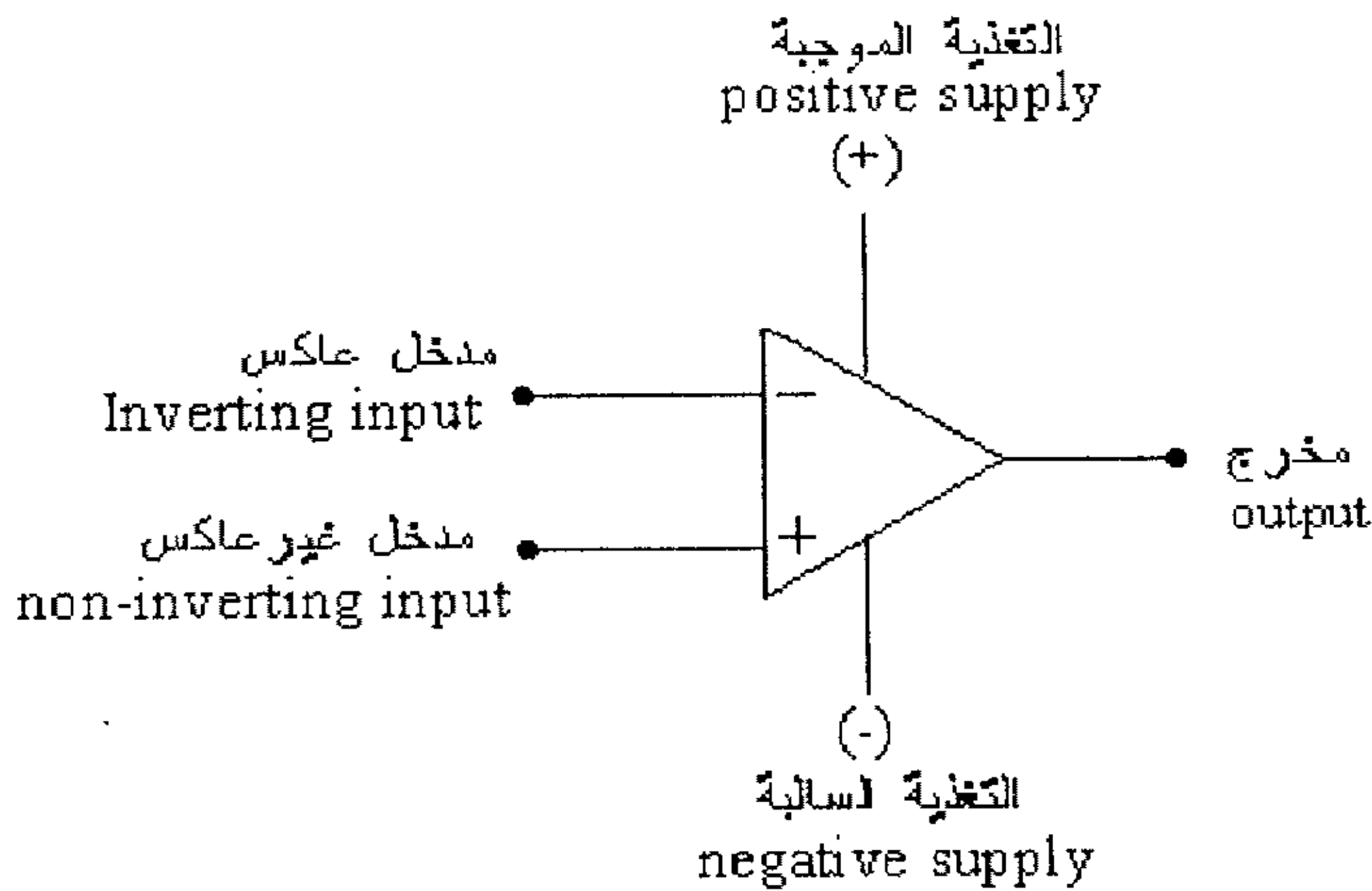
## الوحدة السابعة

### مضخمات العمليات

#### 7.1 مدخل

درسنا في الوحدة السابقة مضخمات الفرق ( differential amplifiers)، وبيناً أن هذه المضخمات تُستخدم لتضخيم الفرق بين إشارتين مدخليتين. ولزيادة معامل التضخيم فإنه عادةً ما يتم توصيل مجموعة من مضخمات الفرق على التسلسل لإنتاج ما يسمى مضخم العمليات ( operational amplifier) أو إختصاراً (op-amp).

ويُعرف مضخم العمليات بأنه مضخم فرق أحادي المخرج بمعامل تضخيم كبير جداً. ويرمز له بالرمز التالي.



شكل (1)

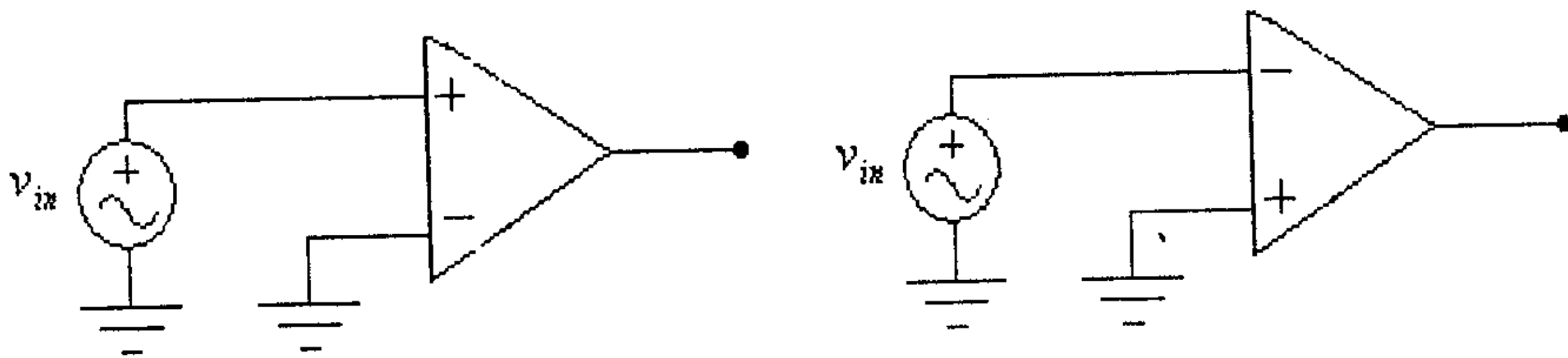
من هذا الشكل يُلاحظ أن لمضخم العمليات مدخلان هما المدخل العاكس (inverting input) والمدخل غير العاكس (non-inverting input). وكما في حالة مضخم الفرق فإن معامل التضخيم بين المدخل العاكس والمخرج سالباً،

بينما معامل التضخيم بين المدخل غير العاكس والمخرج موجباً. أي أنه هناك فرق في الطور مقداره  $180^\circ$  بين الإشارة المخرجة والإشارة المدخلة المطبقة على المدخل العاكس، بينما يكون فرق الطور بين الإشارة المخرجة والإشارة المطبقة على المدخل غير العاكس يساوي صفراً.

وكما في حالة مضخم الفرق فإنه عادةً ما تتم تغذية مضخم العمليات بفولطيتي تغذية، إحداهما موجبة ( $V_{CC}$ ) والأخرى سالبة ( $-V_{EE}$ )، إلا أنه في بعض التطبيقات تتم تغذية مضخم العمليات بفولطية تغذية واحدة.

يُصنع مضخم العمليات على شكل دارات متكاملة (integrated circuits) ويُستخدم لبناء العديد من الدوائر الالكترونية المختلفة مثل دوائر المضخمات (amplifiers) والمذبذبات (oscillators) والمرشحات (filters) والمقارنات (comparators) وغيرها.

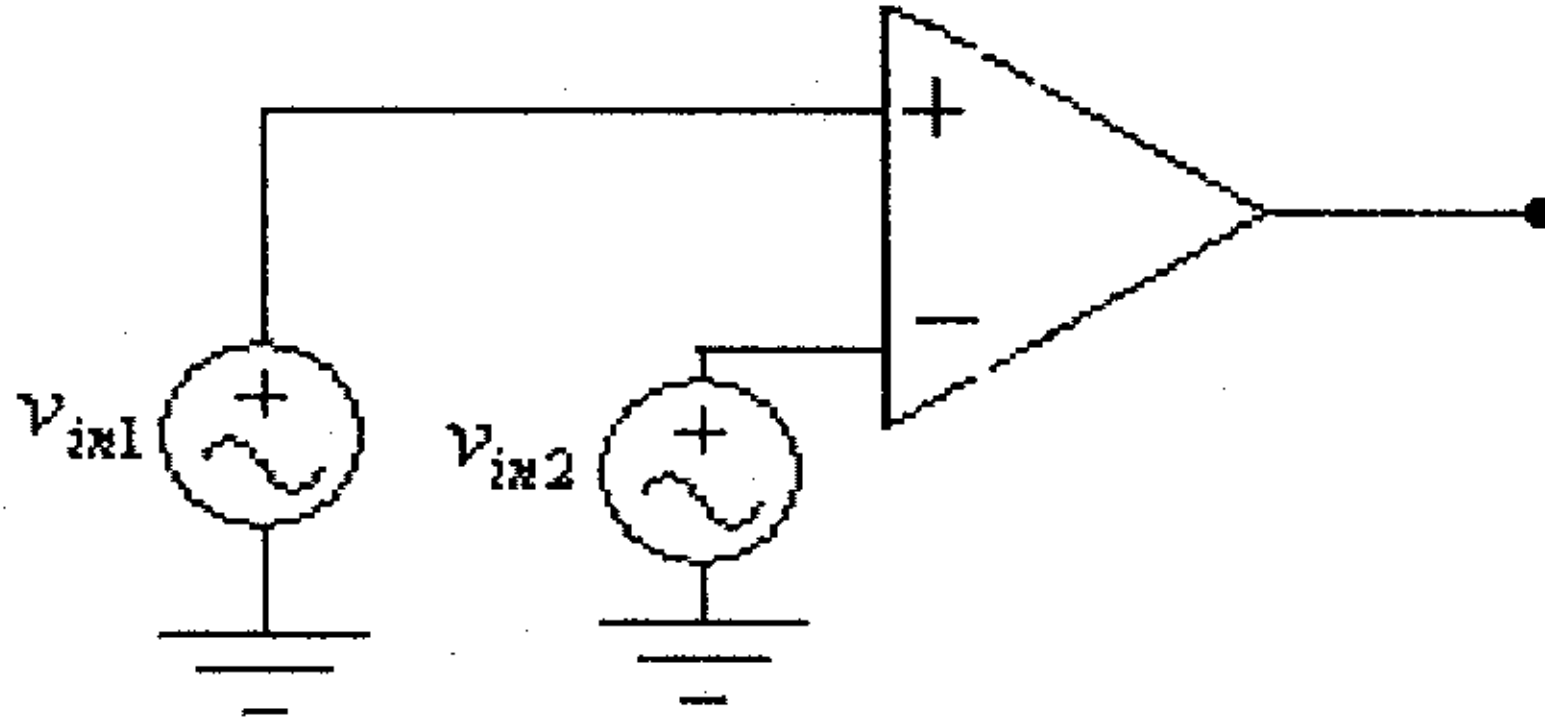
وكما في حالة مضخم الفرق فإنه يمكن تغذية الإشارة المدخلة الى أحد المدخلين (المدخل العاكس أو المدخل غير العاكس)، وتسمى هذه الحالة أحادية المدخل (single-ended input)، وذلك كما في الشكل التالي، وتستخدم هذه الحالة لتضخيم إشارة مدخلة معينة.



شكل (2)

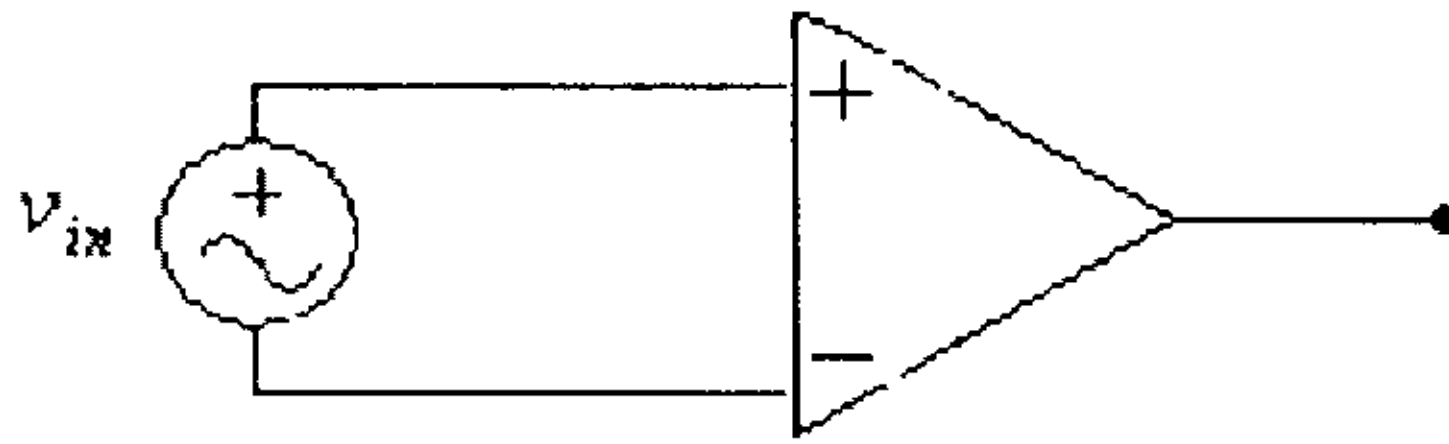
كما يمكن تغذية إشارتين مدخليتين الى المدخلين (المدخل العاكس و المدخل غير العاكس معاً)، وتسمى هذه الحالة زوجية المدخل (double-ended input)، وذلك كما في الشكل التالي.





شكل (3)

وتستخدم هذه الطريقة لتضخيم الفرق بين الإشارتين المدخلتين، كما يمكن كذلك استخدام هذه الطريقة لتضخيم إشارة مدخلة واحدة، وذلك بتغذية هذه الإشارة بين المدخلين، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (4)

## 7.2 خواص مضخم العمليات

يمتاز مضخم العمليات بالمواصفات التالية:

1- ممانعته المدخلة كبيرة جداً، وهي لمضخم العمليات المثالي تساوي ما لانهاية، أي أنه لمضخم العمليات المثالي:  $Z_{in} = \infty \Omega$  وبالتالي فإن التيار المدخلي لمضخم العمليات المثالي يساوي صفراً.

2- معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات كبير جداً، ولمضخم العمليات المثالي، فإن معامل تضخيم الفولطية يساوي ما لانهاية، أي أنه لمضخم العمليات المثالي:  $A_v = \infty$  ومن كون أن قيمة معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات كبير جداً نستطيع أن نستخلص الحقيقتين التاليتين:

(أ) فرق الجهد بين مدخلي مضخم العمليات قليل جداً، أي أن مدخلي مضخم العمليات لهما نفس الجهد تقريباً، فمن معرفتنا أن العلاقة التي تربط بين فولتية المخرج وفولتية المدخلين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V (v^+ - v^-) = A_V \cdot v_d$$

نستنتج أن:

$$v_d = \frac{v_{out}}{A_V} = \frac{v_{out}}{\infty} = 0V$$

هنا:

$v^+$ : جهد المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات.

$v^-$ : جهد المدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات.

$v_d$ : فرق الجهد (الفولتية) بين مدخلي مضخم العمليات.

(ب) وكون معامل تضخيم الفولتية لمضخم العمليات كبير جداً، فهذا يُحتم وجود تغذية راجعة سالبة (negative feedback) في كل دوائر التضخيم المُستخدم فيها مضخم العمليات، ودور هذه التغذية الراجعة السالبة هو إنقاص قيمة معامل التضخيم للدائرة المُستخدم فيها مضخم العمليات.

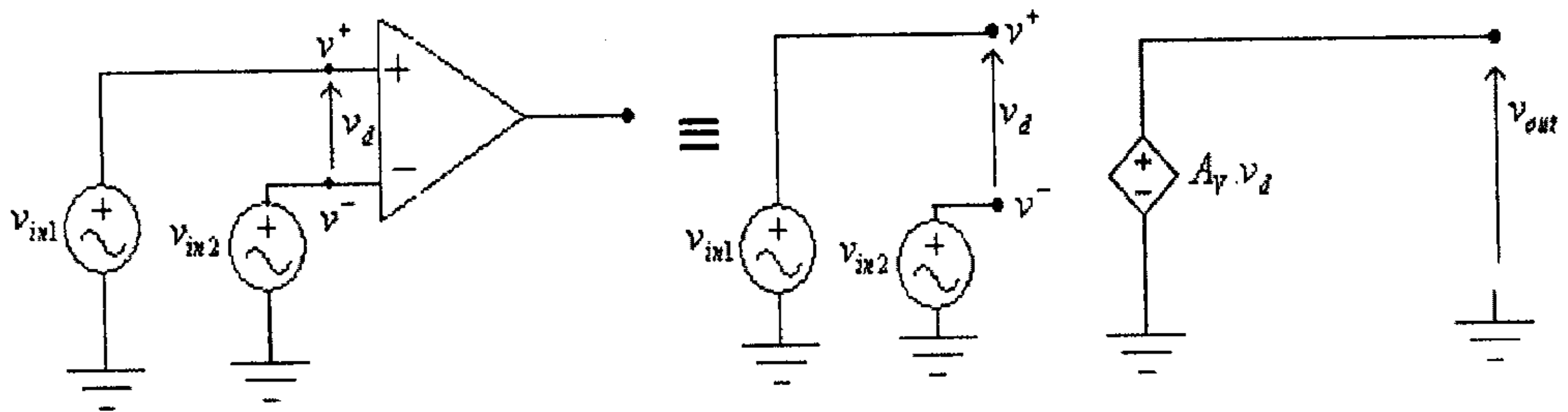
3- الممانعة المخرجة لمضخم العمليات قليلة جداً، وهي لمضخم العمليات

المثالي تساوي صفراً، أي أنه لمضخم العمليات المثالي:  $Z_{out} = 0\Omega$

وهذا يعني أن الفولتية المخرجة لمضخم العمليات المثالي لا تتأثر

بمقدار التيار المُستهلك من الحمل الموصول مع مخرج مضخم العمليات.

مما سبق يستنتج أن الدائرة المكافئة لمضخم العمليات هي كما في الشكل التالي.



شكل (5)

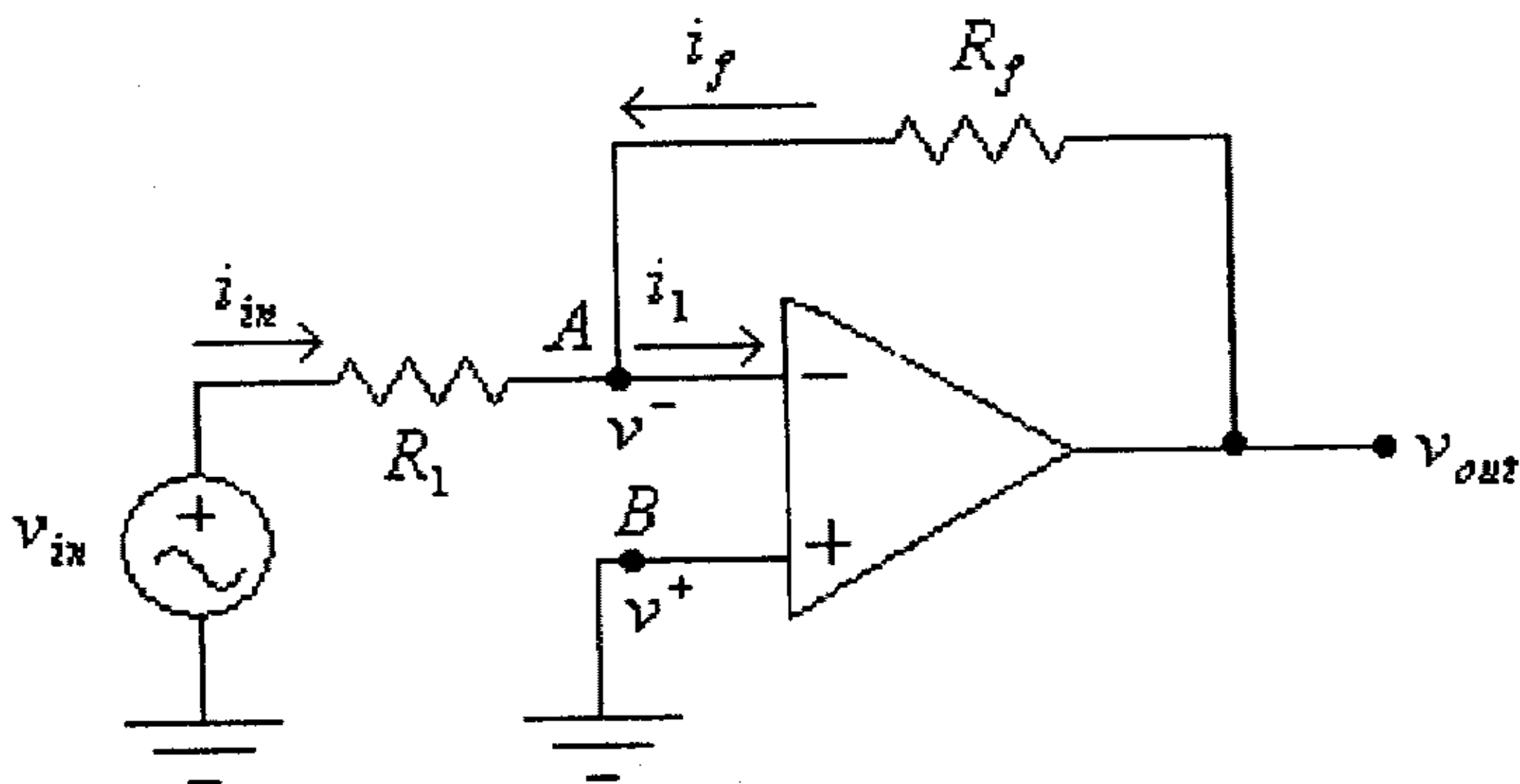
ويُنصح عند دراسة دوائر مضخمات العمليات أن تتذكر دائماً القاعدتين التاليتين، وهما:

(1) تتغير الفولطية المخرجة لمضخم العمليات بالطريقة التي تجعل فرق الجهد بين مدخليه صغيراً جداً (يساوي صفر تقريباً).

(2) قيمة كل من التيارين المدخليين لمضخم العمليات تساوي صفراً.

### 7.3 المضخم العاكس (Inverting Amplifier)

في هذا المضخم يتم تغذية الإشارة المدخلية إلى المدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (6)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومة  $R_f$  تشكل دائرة التغذية الراجعة السالبة لأنها موصولة بين المخرج والمدخل العاكس لمضخم العمليات. كما يمكنك أن تلاحظ أن المدخل غير العاكس لمضخم العمليات موصولاً مع نقطة الأرضي للدائرة (أي النقطة المرجعية أو النقطة ذات الجهد صفر) لذا يُقال أن النقطة  $B$  مؤرضة (grounded).

ولما كان فرق الجهد بين مدخلي مضخم العمليات صغيراً جداً، لذا فإن:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A \approx v_B$$

ولمّا كان:

$$v_B = 0$$

فإن:

$$v_A \approx 0$$

لذا فكثيراً ما يقال للنقطة  $A$  بأنها مؤرضة افتراضياً (virtually grounded). في الدائرة السابقة :

$$i_{in} + i_f - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_{in} + i_f = 0$$

ومنها:

$$i_{in} = -i_f \dots\dots\dots (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} \dots \dots \dots (2)$$

وكذلك:

$$i_f = \frac{v_{out} - v_A}{R_f} = \frac{v_{out}}{R_f} \dots \dots \dots (3)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (3) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_{out}}{R_f}$$

أي أن معامل التضخيم لهذه الدائرة هو:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

- معامل التضخيم لهذه الدائرة سالباً، أي أن هنال فرق في الطور بين موجتي الإشارتين المدخلية والمخرجة مقداره  $180^\circ$ .

- في حالة عدم توصيل المقاومة  $R_f$ ، أي في حالة عدم وجود تغذية راجعة، فإن معامل التضخيم لهذه الدائرة يساوي ما لا نهاية.

لاحظ أن الممانعة المدخلية لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \dots \dots \dots (4)$$

وبتعويض المعادلة (2) في هذه المعادلة، نجد أن:

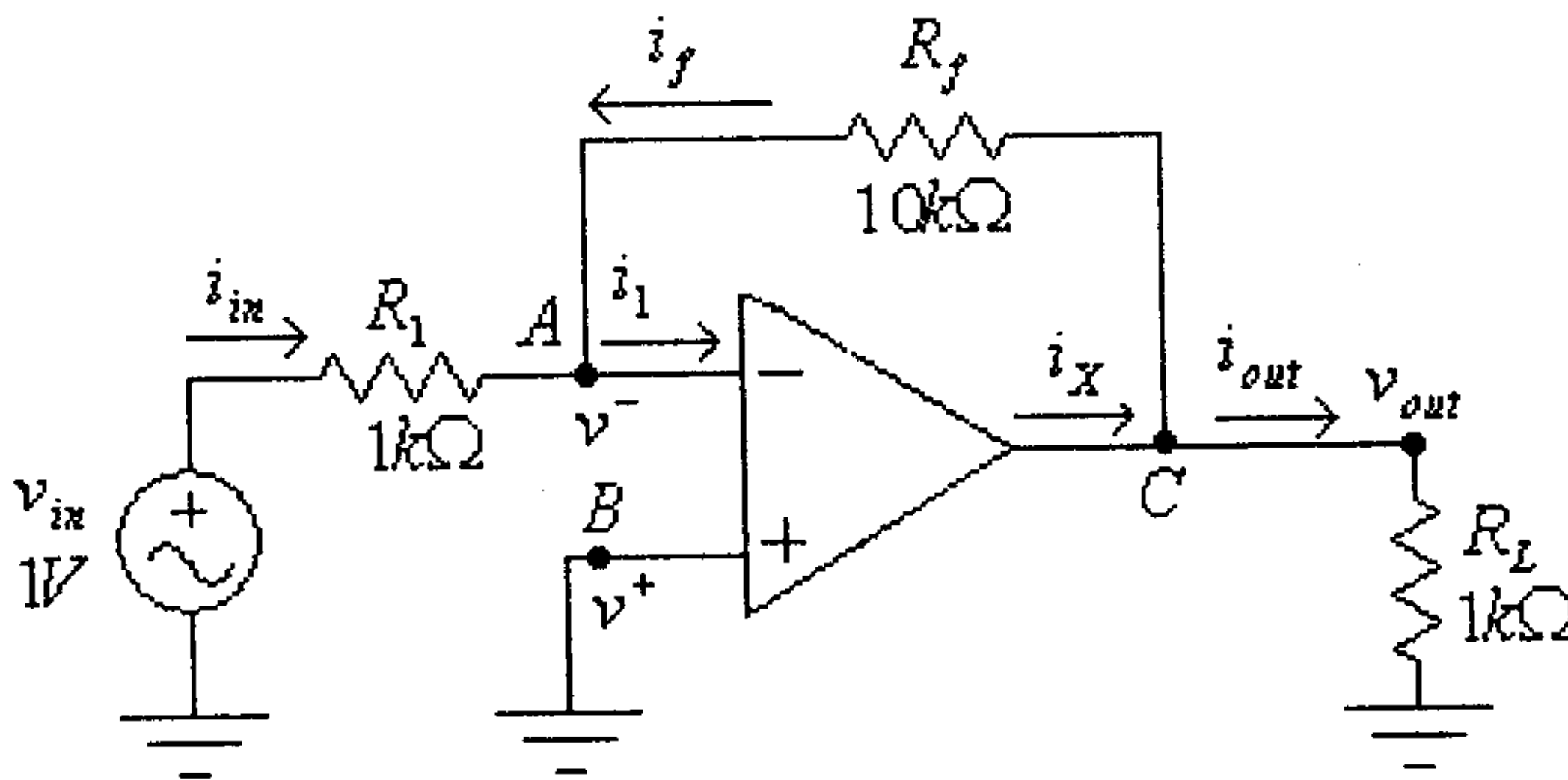
$$Z_{in} = R_1$$

والممانعة المخرجة لهذه الدائرة هي الممانعة المخرجة لمضخم العمليات، أي أن:

$$Z_{out} = 0\Omega$$

مثال (1):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من  $i_{out}$ ،  $i_x$ ،  $i_1$ ،  $i_f$ ،  $i_{in}$ ،  $A_v$



شكل (7)

الحل: في هذه الدائرة

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{10k\Omega}{1k\Omega} = -10$$

أي أن:

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in} = -10 \cdot (1V) = -10V$$

و:

$$v_A = v_B = 0V$$

وبالتالي فإن:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{1V}{1k\Omega} = 1mA$$

$$i_f = \frac{v_{out} - v_A}{R_f} = \frac{v_{out}}{R_f} = \frac{-10V}{10k\Omega} = -1mA$$

$$i_1 = 0A$$

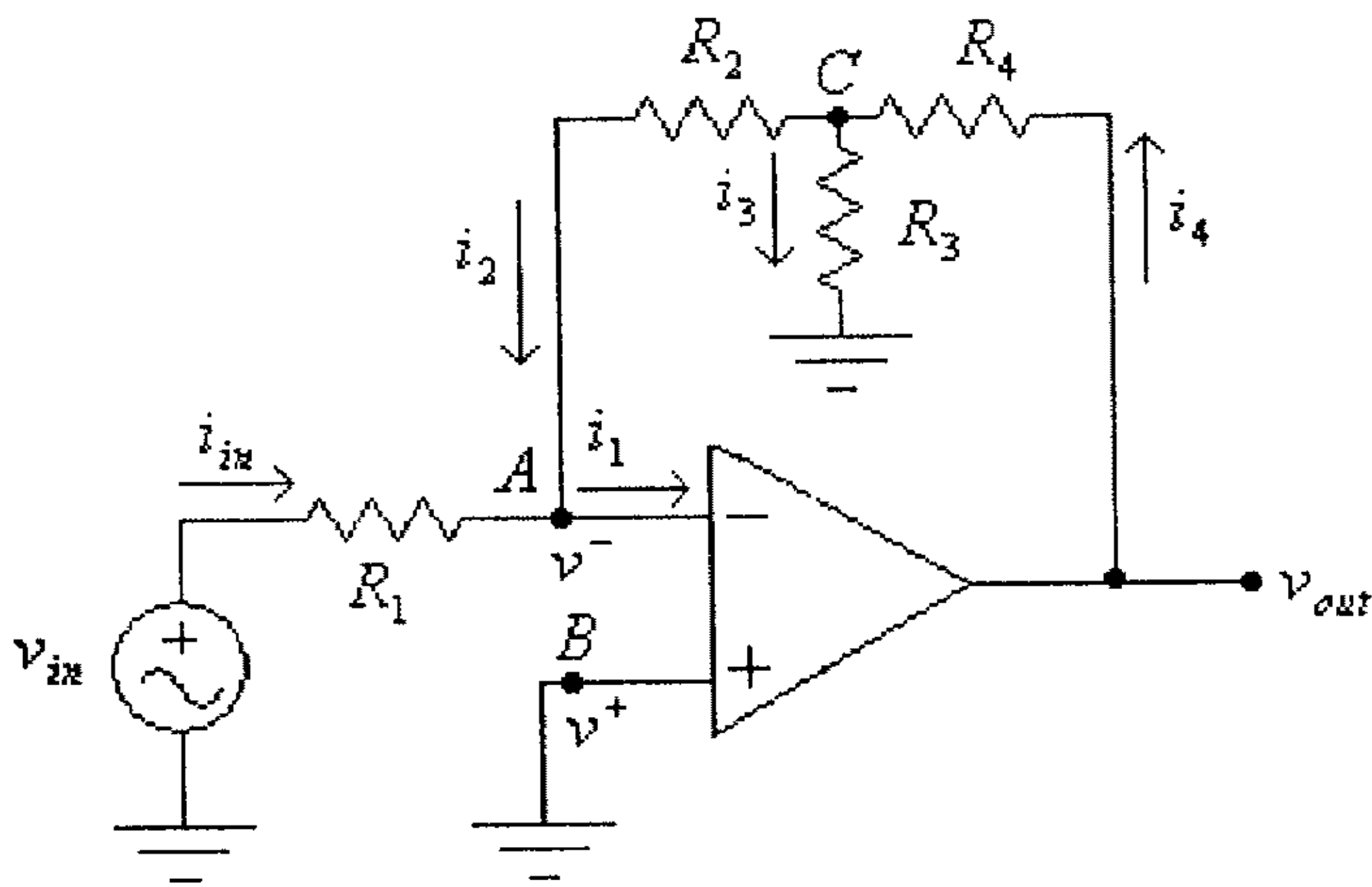
$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_L} = \frac{-10V}{1k\Omega} = -10mA$$

وللنقطة C ، فإن:

$$i_X = i_{out} + i_f = -10 - 1 = -11mA$$

وهناك أشكال أخرى لدائرة المضخم العاكس، إحداها كما هو مبين

بالشكل التالي.



شكل (8)

في هذه الدائرة:

$$i_{in} + i_2 - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_{in} + i_2 = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_{in} - v_A}{R_1} + \frac{v_C - v_A}{R_2} = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B = 0$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_C}{R_2} = 0$$

أي:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_C}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \dots\dots\dots (1)$$

وكذلك للنقطة C:

$$i_2 + i_3 = i_4$$

أي أن:

$$\frac{v_C - v_A}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} = \frac{v_{out} - v_C}{R_4}$$

وحيث أن:

$$v_A = 0$$



فإن:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} = \frac{v_{out} - v_C}{R_4}$$

أي أن:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C}{R_4} = \frac{v_{out}}{R_4}$$

ومنها:

$$v_{out} = R_4 \cdot v_C \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) \dots\dots\dots (2)$$

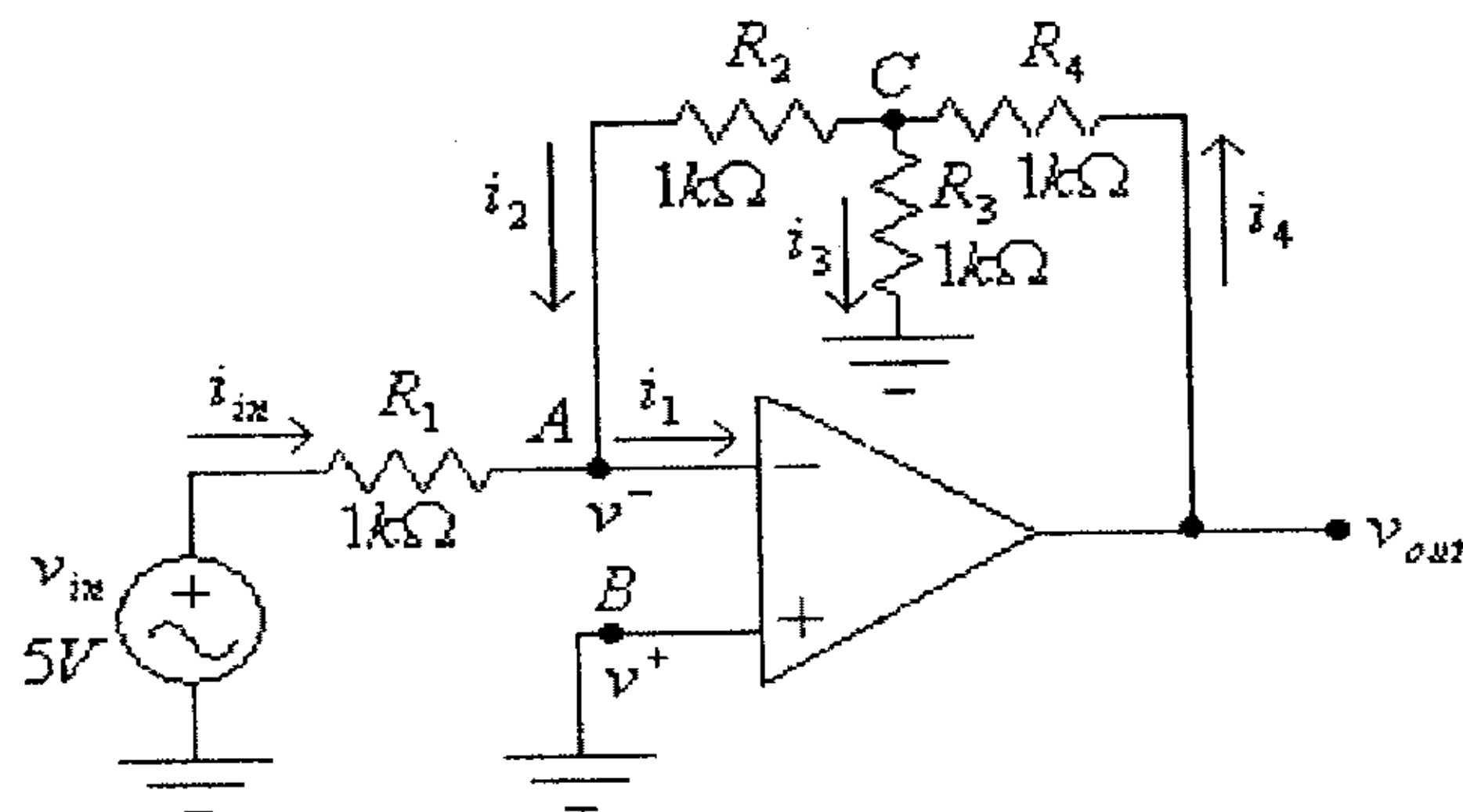
وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

$$v_{out} = -\frac{R_2 \cdot R_4 \cdot v_{in}}{R_1} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)$$

ومنها:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2 \cdot R_4}{R_1} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)$$

مثال (2):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من  $v_{out}$  ،  $v_C$  ،  $i_4$  ،  $i_3$  ،  $i_2$  ،  $i_1$  ،  $i_{in}$ .  $Z_{in}$  و  $A_V$ 

شكل (9)

الحل: في هذه الدائرة، وللنقطة A :

$$\frac{v_{in} - v_A}{R_1} + \frac{v_C - v_A}{R_2} = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B = 0$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} + \frac{v_C}{R_2} = 0$$

أي:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_C}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} = -\frac{1k\Omega}{1k\Omega} (5V) = -5V \dots\dots\dots(1)$$

وللنقطة C:

$$\frac{v_C - v_A}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} = \frac{v_{out} - v_C}{R_4}$$

وحيث أن:

$$v_A = 0$$

فإن:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} = \frac{v_{out} - v_C}{R_4}$$

أي أن:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C}{R_4} = \frac{v_{out}}{R_4}$$

ومنها:

$$v_{out} = R_4 \cdot v_C \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = (1000) \cdot (-5) \left( \frac{1}{1000} + \frac{1}{1000} + \frac{1}{1000} \right) = -15V$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-15V}{5V} = -3$$

وكذلك:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R_1} = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{5V}{1k\Omega} = 5mA$$

$$i_1 = 0mA$$

$$i_2 = \frac{v_C - v_A}{R_2} = \frac{v_C}{R_1} = \frac{-5V}{1k\Omega} = -5mA$$

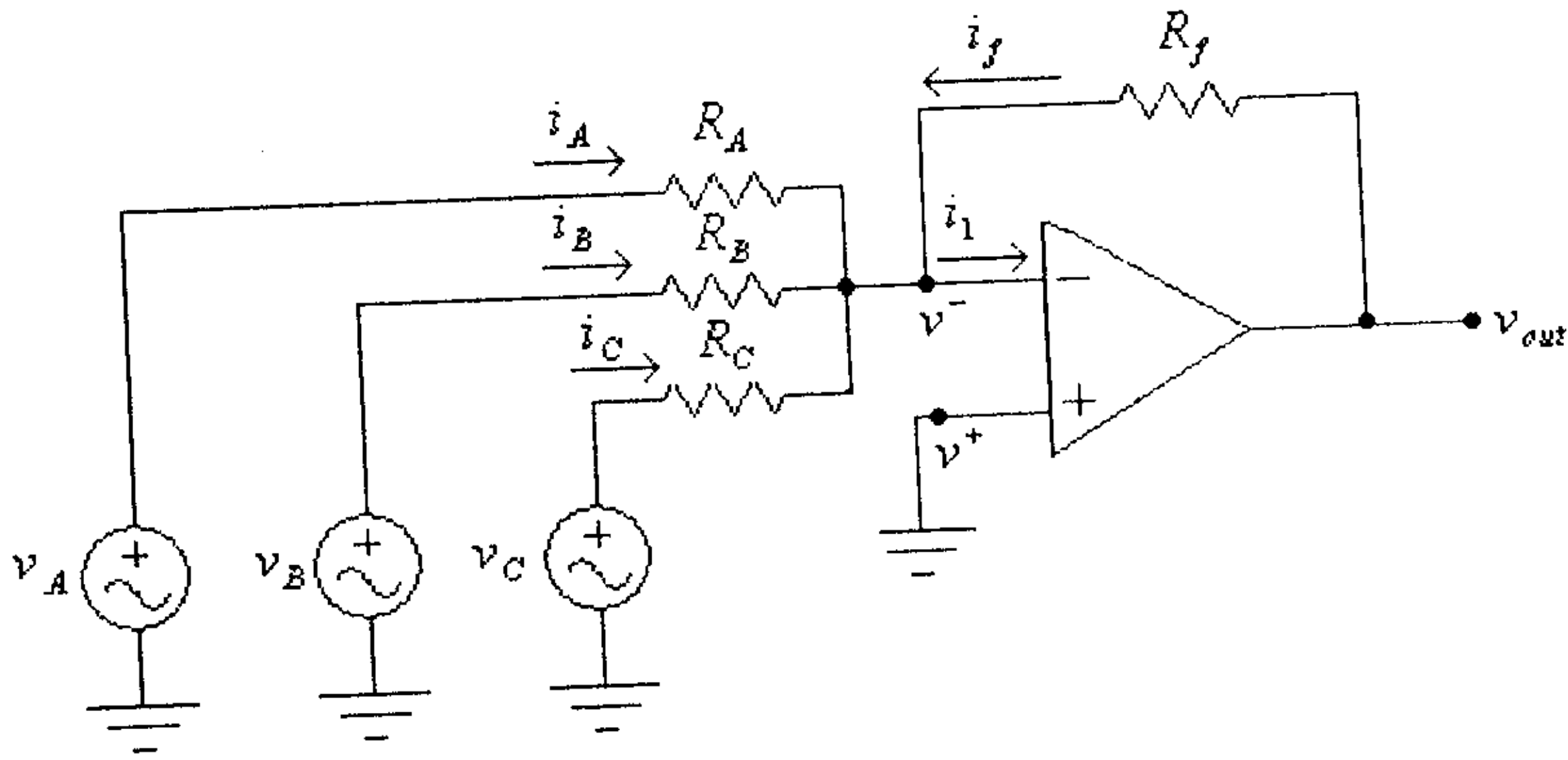
$$i_3 = \frac{v_C}{R_3} = \frac{-5V}{1k\Omega} = -5mA$$

$$i_4 = \frac{v_{out} - v_C}{R_4} = \frac{-15V - (-5V)}{1k\Omega} = -10mA$$

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{5V}{5mA} = 1k\Omega$$

#### 7.4 مضخم الجمع (Summing Amplifier)

يُمكن إستخدام المضخم العاكس، المُبين سابقاً، لإيجاد مجموع إشارتين أو أكثر وذلك كما في الدائرة التالية.



شكل (10)

في هذه الدائرة:

$$i_A + i_B + i_C + i_f - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_A + i_B + i_C + i_f = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_A - v^-}{R_A} + \frac{v_B - v^-}{R_B} + \frac{v_C - v^-}{R_C} + \frac{v_{out} - v^-}{R_f} = 0$$

ولكن:

$$v^- = v^+ = 0$$

وبالتالي فإن:

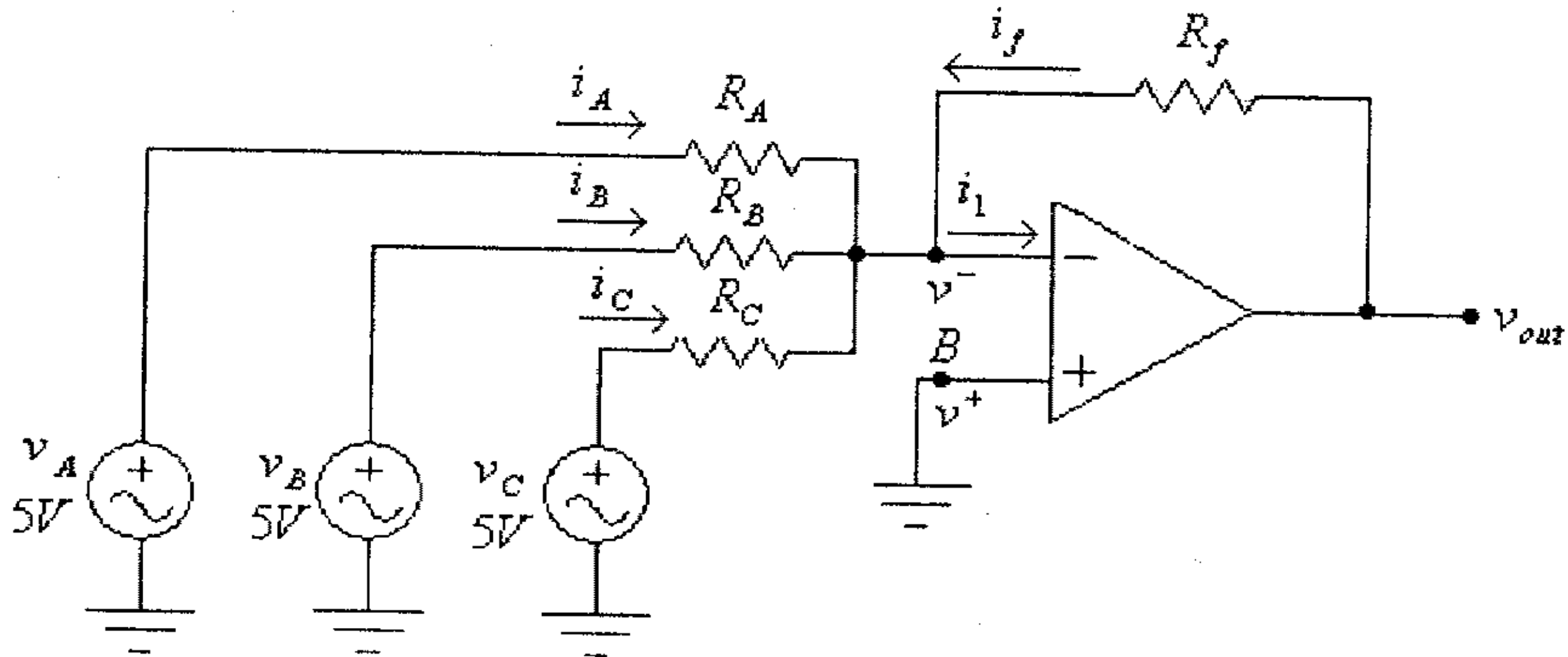
$$\frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C} + \frac{v_{out}}{R_f} = 0$$

ومنها:

$$v_{out} = -R_f \left( \frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C} \right)$$

## مثال (3):

للدائرة التالية، وإذا علمت أن  $R_A = R_B = R_C = R_f = 1k\Omega$ ، أوجد قيمة  $v_{out}$ .



شكل (11)

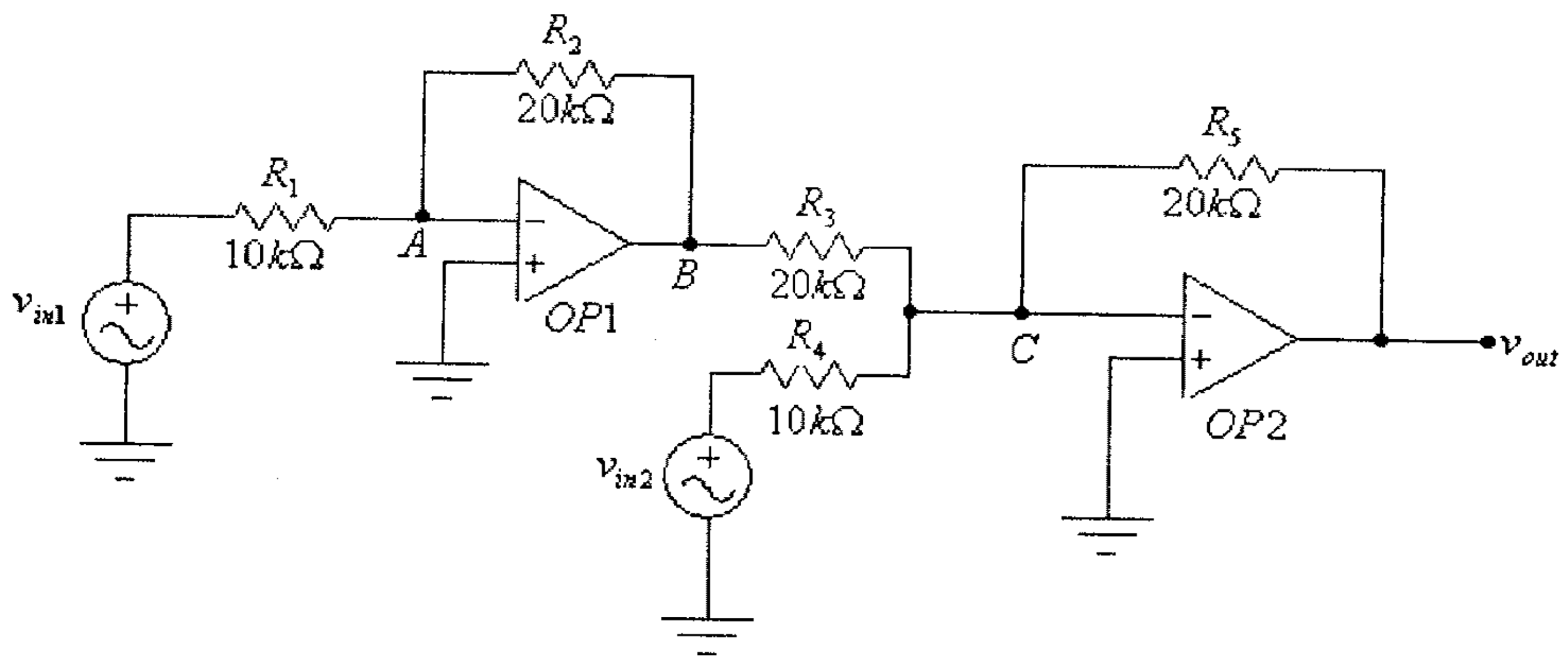
الحل: في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -R_f \left( \frac{v_A}{R_A} + \frac{v_B}{R_B} + \frac{v_C}{R_C} \right) = -(1k\Omega) \left( \frac{5V}{1k\Omega} + \frac{5V}{1k\Omega} + \frac{5V}{1k\Omega} \right) = -15V$$

## مثال (4):

للدائرة التالية، أوجد العلاقة بين الفولطيتين المدخلتين  $v_{in1}$  و  $v_{in2}$

والفولطية المخرجة  $v_{out}$ .



شكل (12)

الحل:

في هذه الدائرة تلاحظ أن مضخم العمليات الأول ( $OP_1$ ) موصول بدائرة مضخم عاكس، لذا فإن:

$$v_B = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{in1} = -\frac{20k\Omega}{10k\Omega} \cdot v_{in1} = -2v_{in1} \dots \dots \dots (1)$$

وللنقطة C والتي هي المدخل العاكس لمضخم العمليات الثاني ( $OP_2$ )، فإن:

$$\frac{v_B - v_C}{R_3} + \frac{v_{in2} - v_C}{R_4} = -\frac{v_{out} - v_C}{R_5}$$

ولكن  $v_C = 0$ ، وبتعويض ذلك في هذه المعادلة، نجد أن:

$$\frac{v_B}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4} = -\frac{v_{out}}{R_5} \dots \dots \dots (2)$$

وبتعويض قيمة  $v_B$  من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد أن:

$$\frac{-2v_{in1}}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4} = -\frac{v_{out}}{R_5}$$

ومنها نجد أن:

$$v_{out} = -R_5 \left( \frac{-2v_{in1}}{R_3} + \frac{v_{in2}}{R_4} \right) = \frac{2R_5}{R_3} v_{in1} - \frac{R_5}{R_4} v_{in2}$$

أي أن:

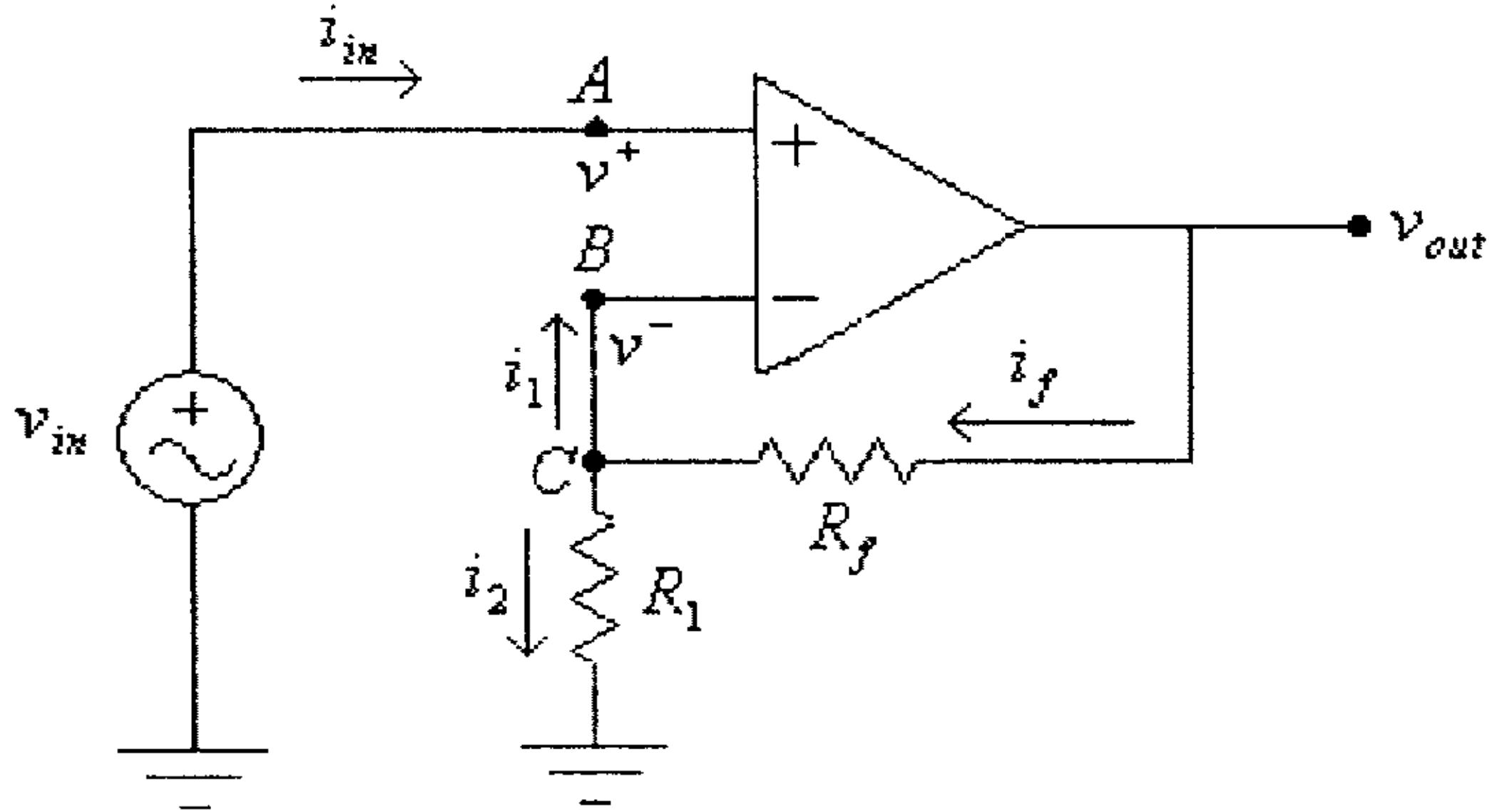
$$v_{out} = \frac{2(20k\Omega)}{20k\Omega} v_{in1} - \frac{20k\Omega}{10k\Omega} v_{in2} = 2v_{in1} - 2v_{in2} = 2(v_{in1} - v_{in2})$$

لاحظ أن مثل هذه الدائرة يُمكن إستخدامها لإيجاد حاصل طرح إشارتين

مدخليتين.

### 7.5 المضخم غير العاكس (Non-inverting Amplifier)

في هذا المضخم يتم تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (13)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومة  $R_f$  تشكل دائرة التغذية الراجعة السالبة لأنها موصولة بين المخرج والمدخل العاكس (inverting input) لمضخم العمليات.

في هذه الدائرة:

$$i_2 = i_f$$

لأن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$\frac{v_B}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_f + R_1}$$

ولكن:

$$v_A = v_B = v_m$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_f + R_1}$$

ومنها:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_f + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

من هذه المعادلة نستنتج أن معامل التضخيم لهذه الدائرة موجباً، أي أنه ليس هناك فرق في الطور بين موجتي الإشارتين المدخلة والمخرجة. لاحظ أن الممانعة المدخلة لهذه الدائرة هي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

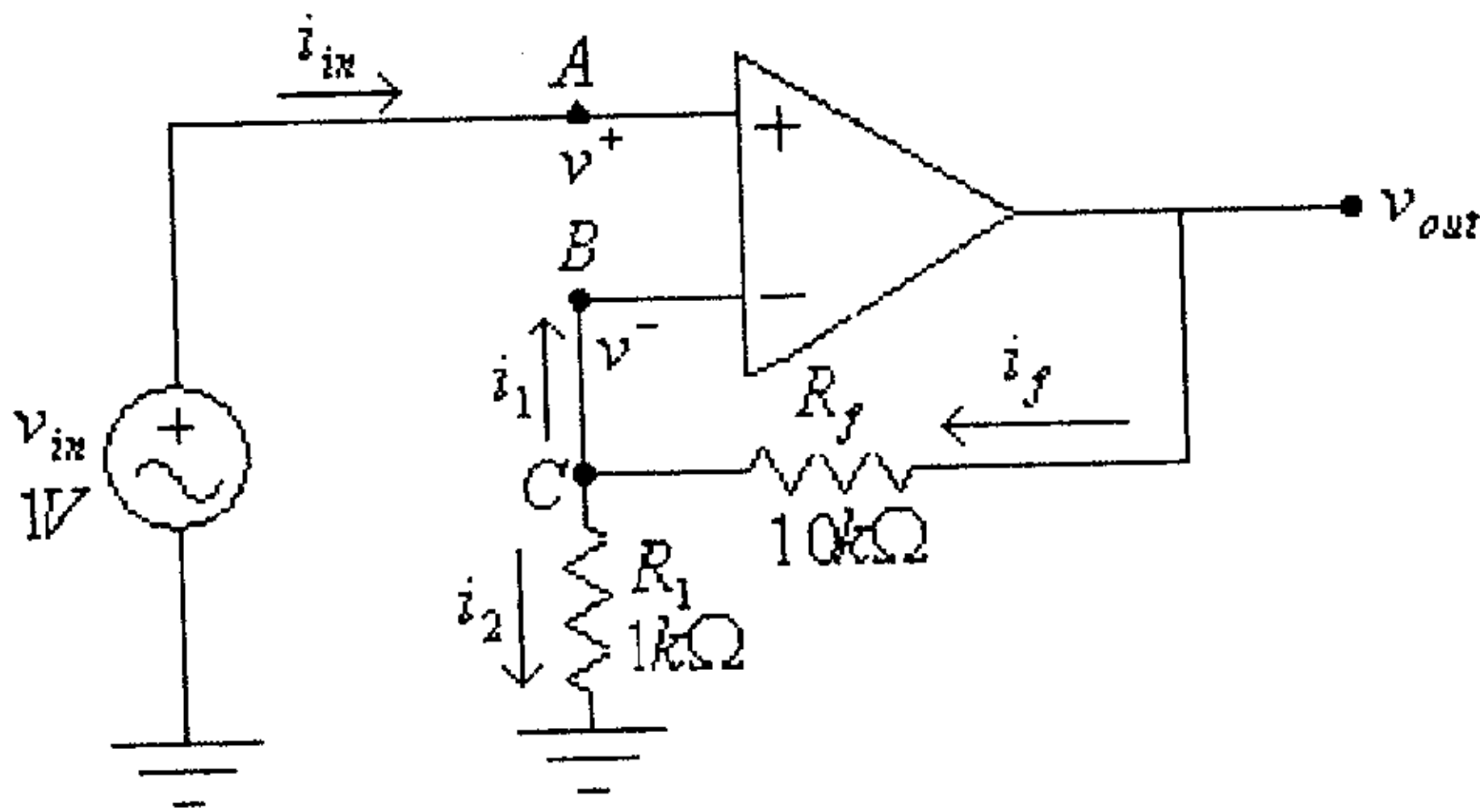
ولكن:

$$i_{in} = 0$$

أي أن الممانعة المدخلة لهذه الدائرة هي:  $Z_{in} = \infty \Omega$

مثال (5):

للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من  $A_V$ ،  $v_{out}$ ،  $i_f$ ،  $i_2$ ،  $i_1$ ، و  $i_{in}$ .



شكل (14)



الحل: في هذه الدائرة

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega} = 11$$

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in} = 11 \cdot (1V) = 11V$$

و:

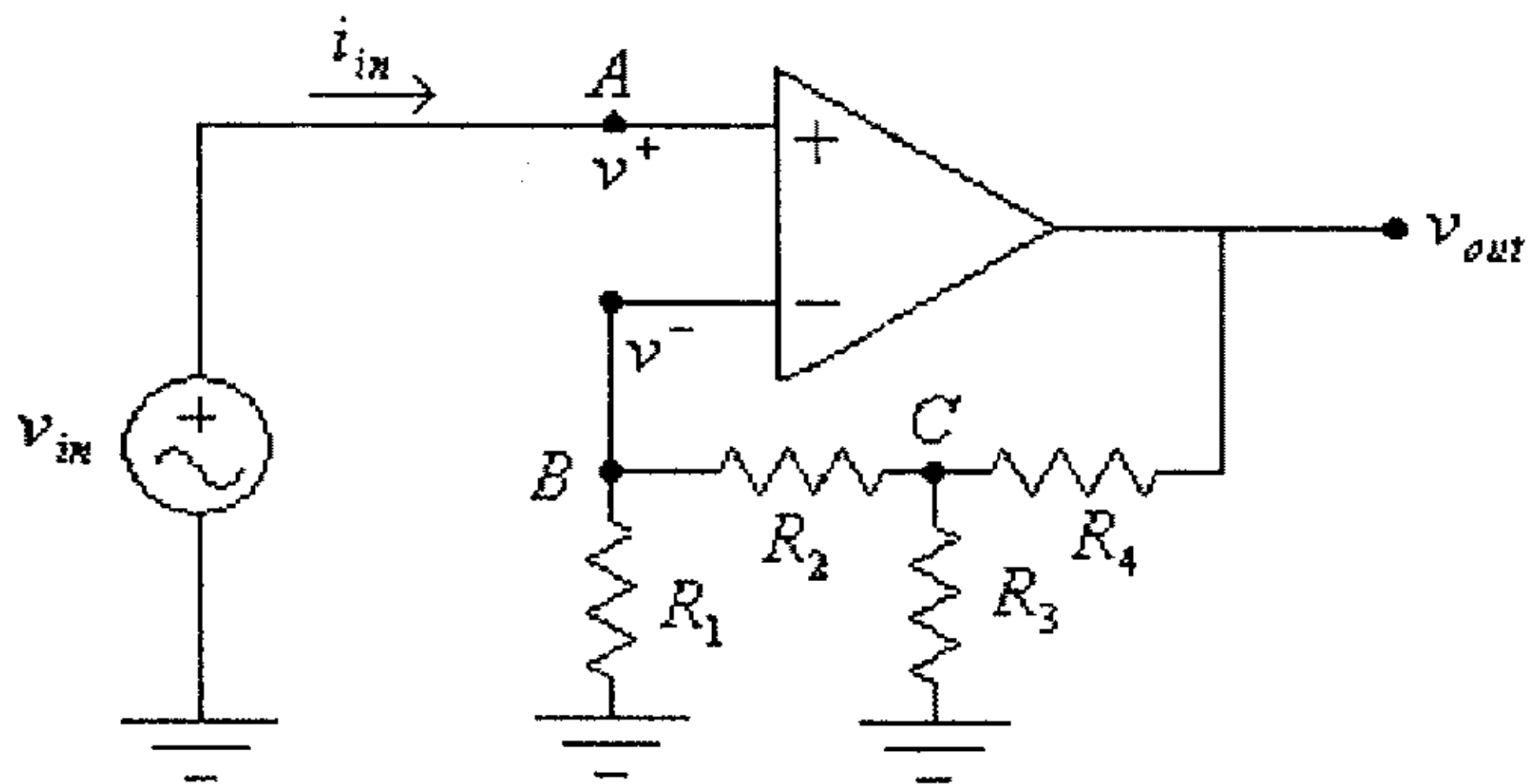
$$i_f = i_2 = \frac{v_{out}}{R_f + R_1} = \frac{11}{10k\Omega + 1k\Omega} = 1mA$$

$$i_1 = 0A$$

$$i_{in} = 0A$$

وهناك أشكال أخرى لدائرة المضخم العاكس، إحداها كما هو مبين

بالشكل التالي.



شكل (15)

في هذه الدائرة، وللنقطة B، فإن:

$$\frac{v_B}{R_1} = \frac{v_C - v_B}{R_2}$$

ولكن:

$$v_B = v_A = v_{in}$$

أي أن:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_C - v_{in}}{R_2}$$

ومنها:

$$v_C = v_{in} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \dots\dots\dots (1)$$

وللنقطة C، فإن:

$$\frac{v_C - v_{in}}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C - v_{out}}{R_4} = 0$$

ومنها:

$$\frac{v_C}{R_2} + \frac{v_C}{R_3} + \frac{v_C}{R_4} = \frac{v_{in}}{R_2} + \frac{v_{out}}{R_4}$$

أي أن:

$$v_C \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{v_{in}}{R_2} + \frac{v_{out}}{R_4} \dots\dots\dots (2)$$

وبتعويض قيمة  $v_C$  من المعادلة (1) في هذه المعادلة، نجد:

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

ومنها:

$$v_{in} \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_3} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_4} - \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_{out}}{R_4}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_4}{\frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_3} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_4} - \frac{1}{R_2}}$$

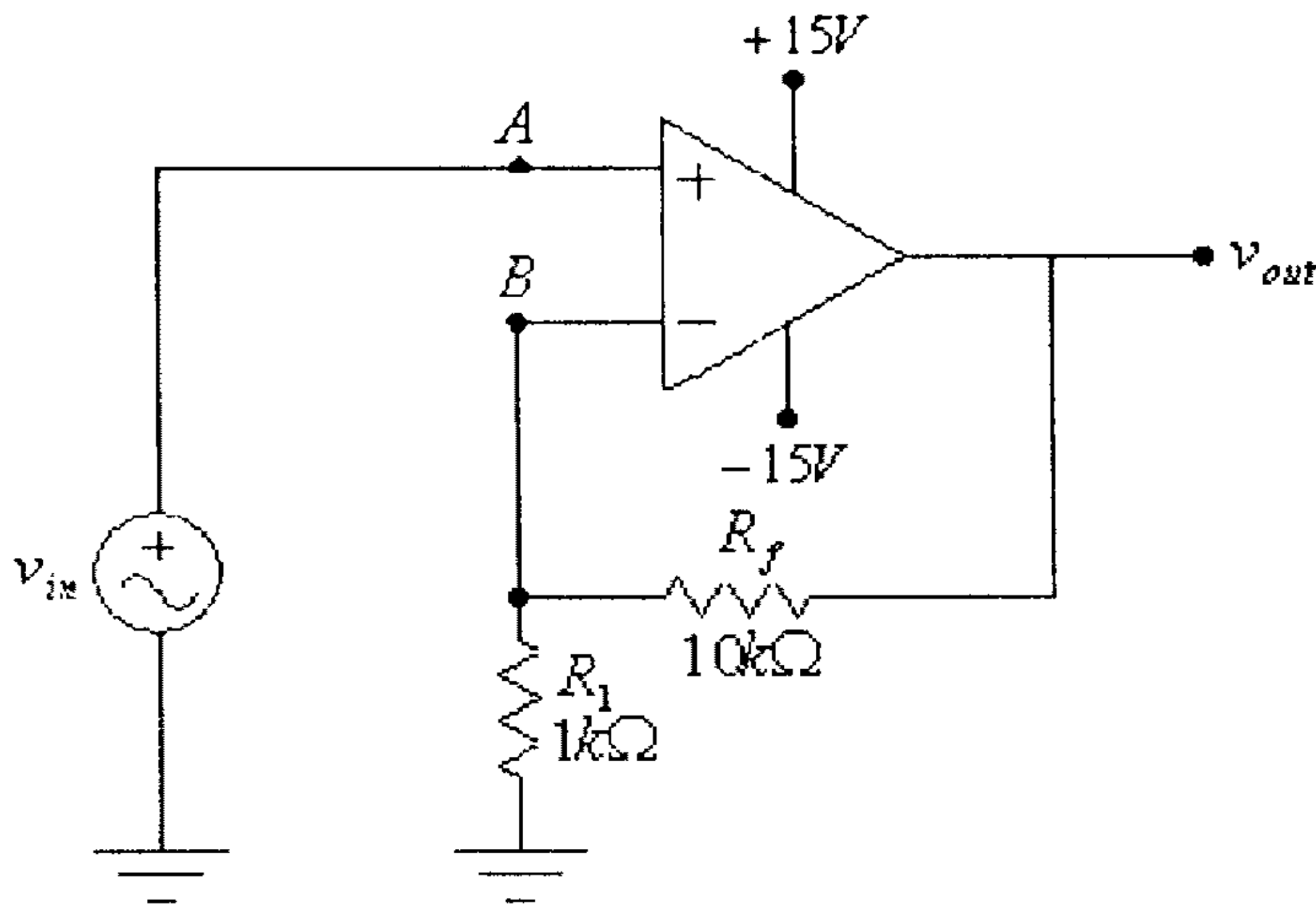
ومما تجب الإشارة اليه أن الفولطية المخرجة لمضخم العمليات لا يمكن أن تتجاوز فولطيات التغذية له، ففي المثال التالي لا يمكن أن تتجاوز الفولطية المخرجة القيمتين  $+15V$  و  $-15V$ .

مثال (6):

للدائرة التالية، أرسم موجة الفولطية المخرجة، عند:

$$v_{in} = 0.5 \sin(\omega t) \quad (\text{أ})$$

$$v_{in} = 2 \sin(\omega t) \quad (\text{ب})$$



شكل (16)

الحل: في هذه الدائرة

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{10k\Omega}{1k\Omega} = 11$$

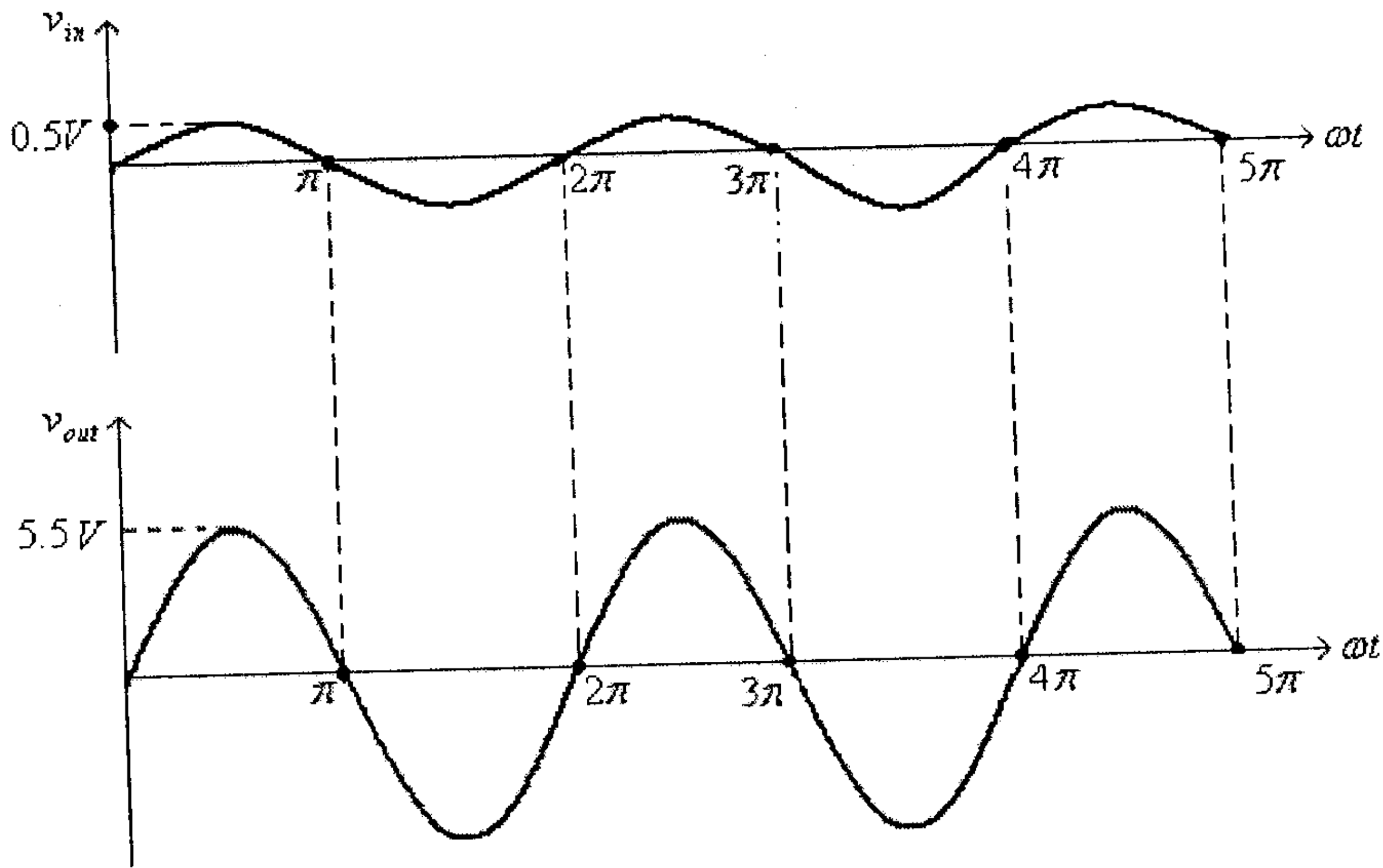
أي أن:

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in}$$

(أ) عند  $v_{in} = 0.5 \sin(\omega t)$  ، فإن:

$$v_{out} = 11 \times 0.5 \sin(\omega t) = 5.5 \sin(\omega t)$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والمخرجة.



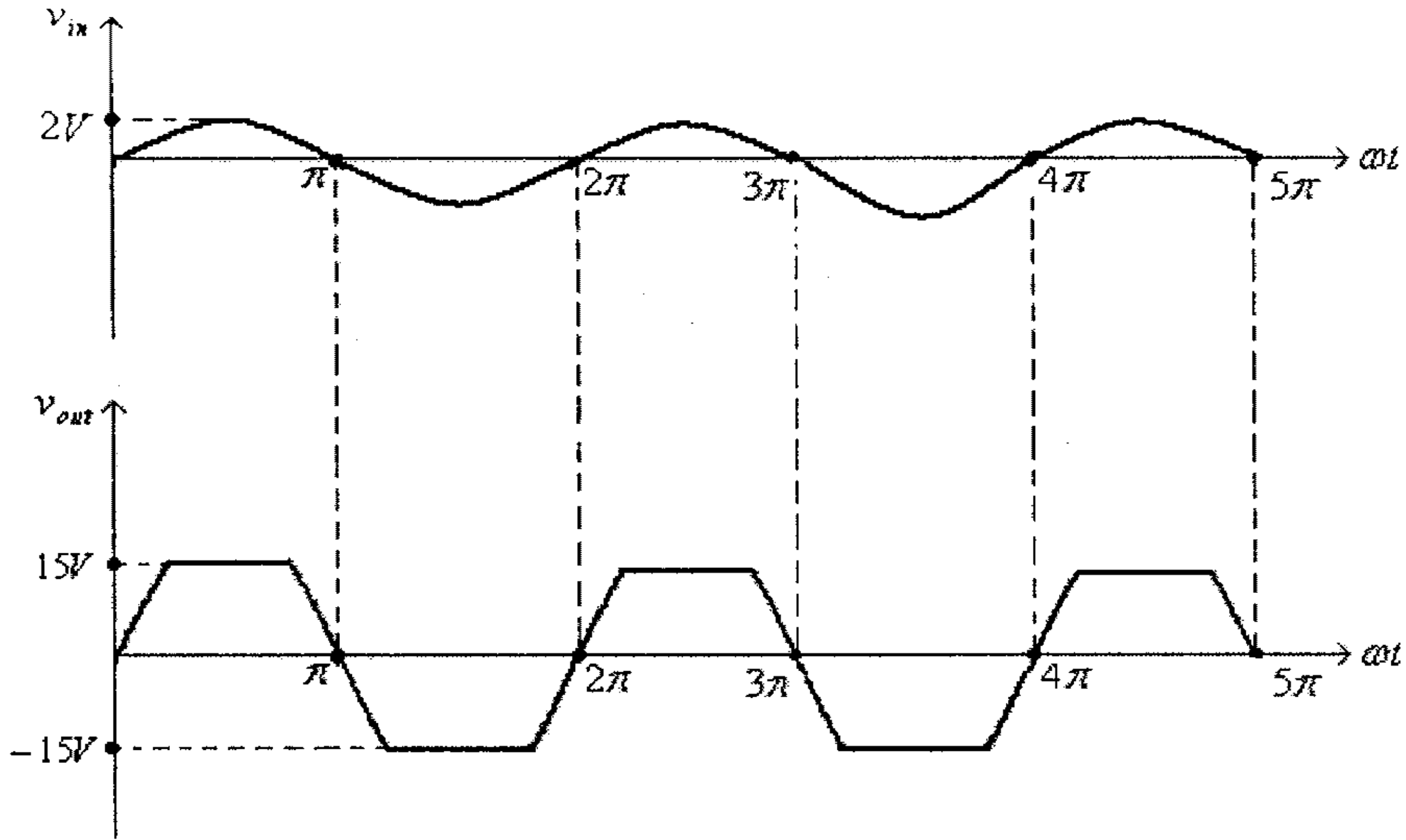
شكل (17)

(ب) عند  $v_{in} = 2 \sin(\omega t)$  ، فإن:

$$v_{out} = 11 \times 2 \sin(\omega t) = 22 \sin(\omega t)$$

لكن، وكما ذكر سابقاً، فإن قيمة الفولطية المخرجة لا يمكن أن تتجاوز فولطيات التغذية لمضخم العمليات وهي لمضخم العمليات المُستخدم في هذه الدائرة  $+15V$  و  $-15V$ .

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والمخرجة.



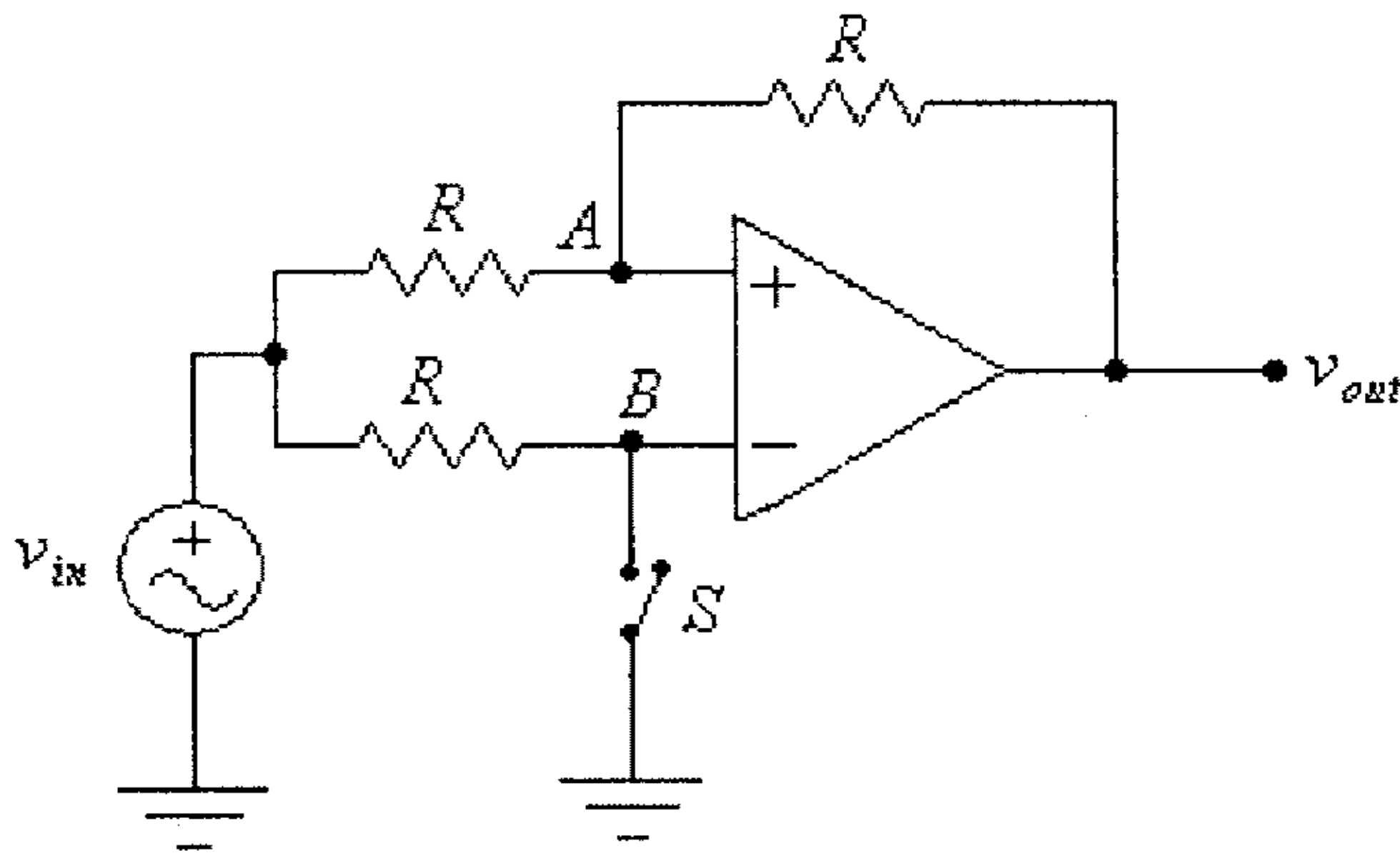
شكل (18)

مثال (7):

للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية  $A_v$ :

(أ) في حالة كون المفتاح  $S$  مفتوحاً.

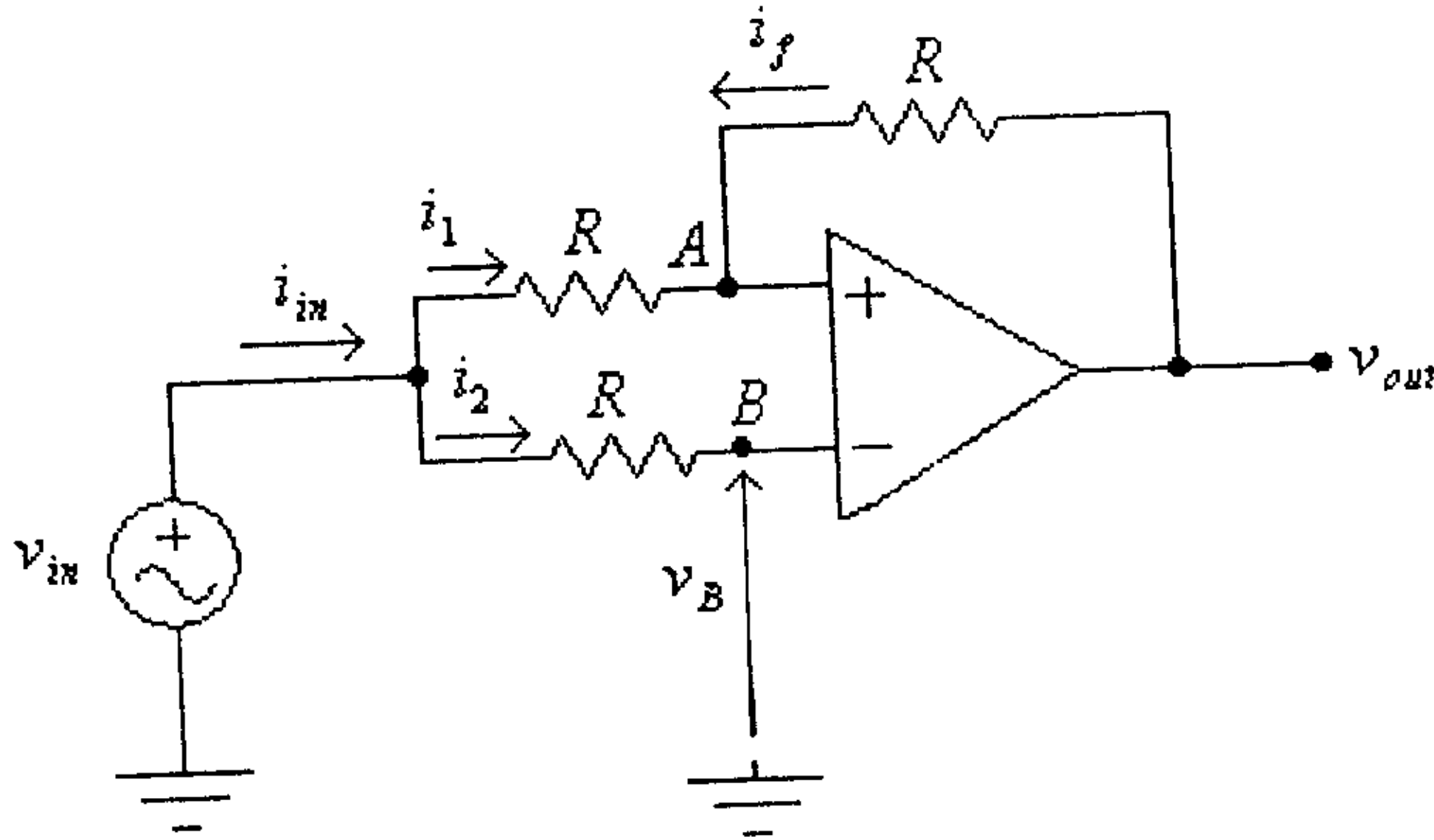
(ب) وفي حالة كون المفتاح  $S$  مغلقاً.



شكل (19)

الحل:

(أ) في حالة كون المفتاح  $S$  مفتوحاً، تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (20)

في هذه الدائرة:

$$i_2 = 0A$$

وكذلك:

$$v_B = v_{in} - i_2 \cdot R = v_{in}$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_A = v_{in} \dots \dots \dots (1)$$

وكذلك:

$$i_1 = -i_f$$

أي أن:

$$\frac{v_{in} - v_A}{R} = -\frac{v_{out} - v_A}{R} \dots \dots \dots (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$0 = -\frac{v_{out} - v_{in}}{R}$$

ومنها:

$$v_{out} = v_{in}$$

أي أن:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1$$

لاحظ في هذه الدائرة كذلك أن:

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in} - v_{in}}{R} = 0$$

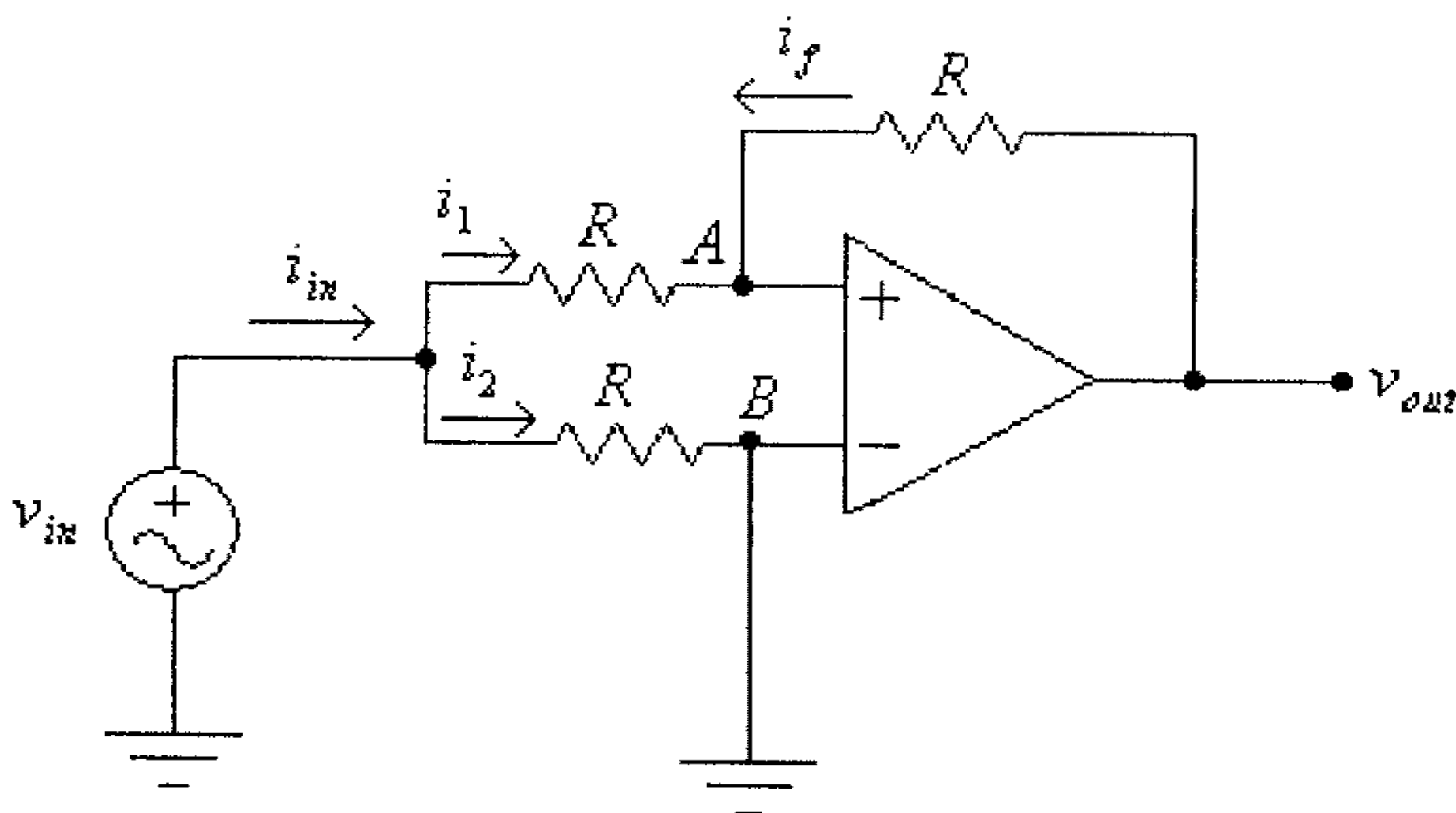
أي أن:

$$i_m = i_1 + i_2 = 0 A$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \infty \Omega$$

(ب) في حالة كون المفتاح  $S$  مغلقاً، تصبح الدائرة كما في الشكل التالي.



شكل (21)

في هذه الدائرة:

$$v_B = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_A = 0 \dots\dots\dots (1)$$

وكذلك:

$$i_1 = -i_f$$

أي أن:

$$\frac{v_{in} - v_A}{R} = -\frac{v_{out} - v_A}{R} \dots\dots\dots (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

$$\frac{v_{in}}{R} = -\frac{v_{out}}{R}$$

ومنها:

$$v_{out} = -v_{in}$$

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -1$$

لاحظ في هذه الدائرة كذلك، أن:

$$i_1 = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in}}{R}$$

وكذلك:



$$i_2 = \frac{v_{in} - v_B}{R} = \frac{v_{in}}{R}$$

أي أن:

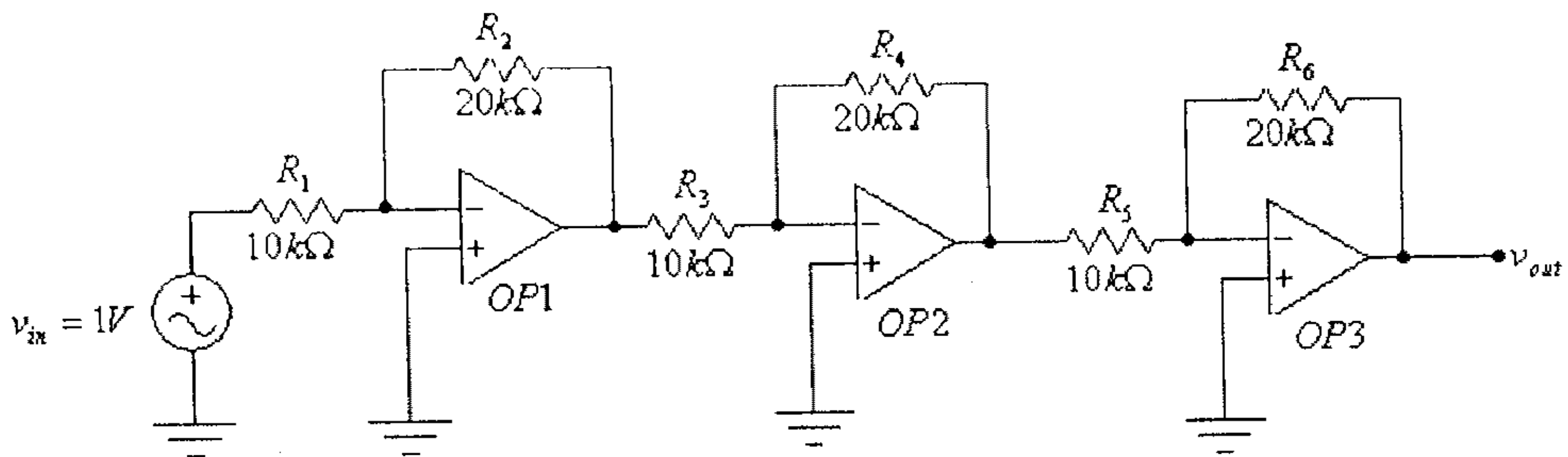
$$i_{in} = i_1 + i_2 = \frac{2v_{in}}{R}$$

وبالتالي، فإن الممانعة المدخلية تساوي:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{\frac{2v_{in}}{R}} = \frac{R}{2}$$

مثال (8):

في الدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجة  $v_{out}$ .



شكل (22)

الحل:

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من ثلاث مراحل تضخيم متشابهة وموصولة على التسلسل.

معامل تضخيم الفولطية لكل من مراحل التضخيم الثلاث هو:

$$A_{V1} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{20k\Omega}{10k\Omega} = -2$$

وبالتالي فإن معامل تضخيم الفولطية لهذه الدائرة يساوي:

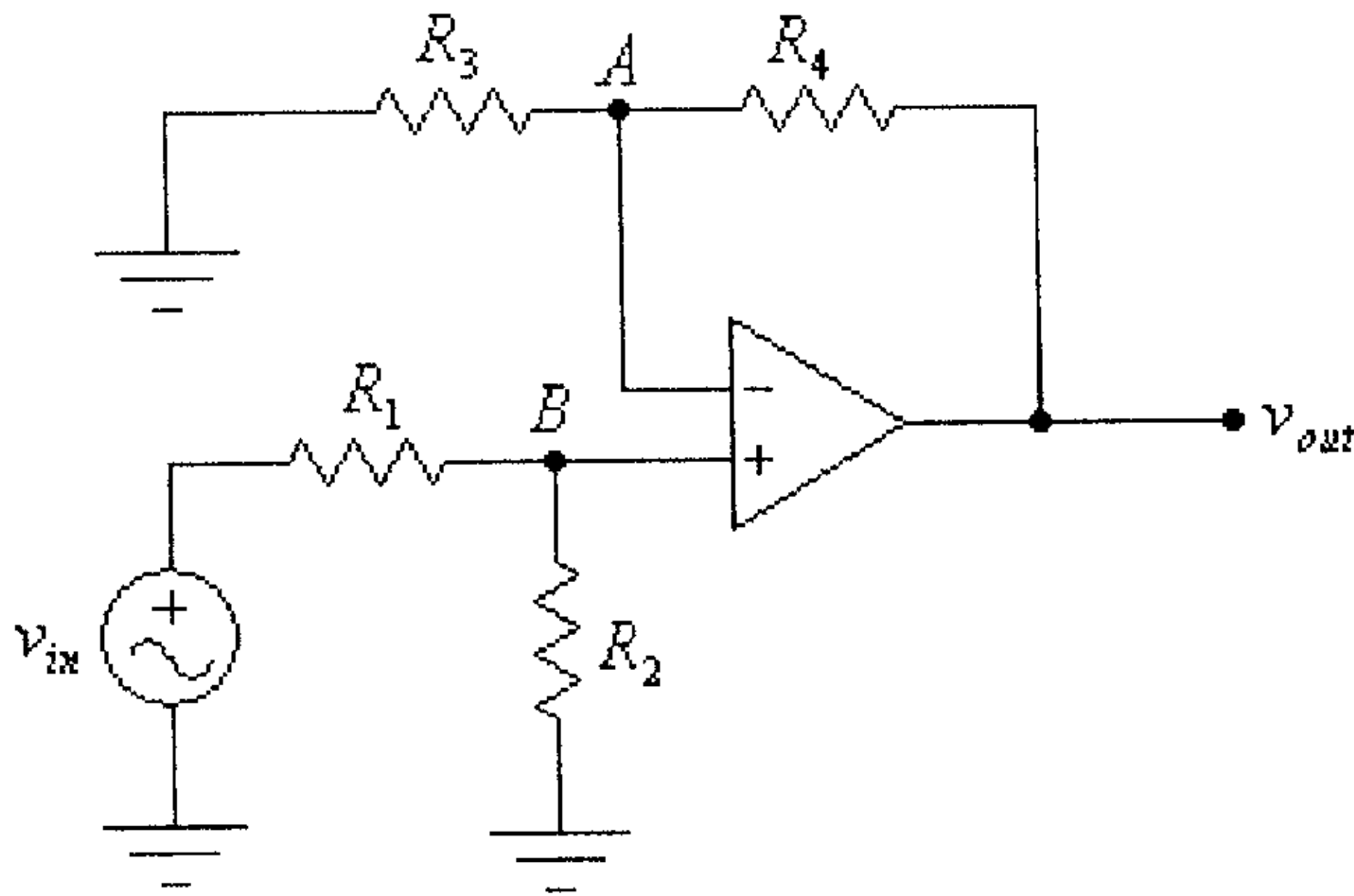
$$A_V = (A_{V1})^3 = (-2)^3 = -8$$

وقيمة الفولطية المخرجة هي:

$$v_{out} = A_V \cdot v_{in} = (-8) \cdot (1V) = -8V$$

مثال (9):

أوجد معامل تضخيم الفولطية للدائرة التالية.



شكل (23)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in}$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in} \dots \dots \dots (1)$$

والنقطة A، فإن:

$$\frac{v_A}{R_3} = \frac{v_{out} - v_A}{R_4}$$

ومنها:

$$v_A \cdot R_4 = R_3 \cdot (v_{out} - v_A)$$

أي أن:

$$v_{out} = \frac{v_A \cdot (R_3 + R_4)}{R_3} = v_A \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \dots\dots\dots (2)$$

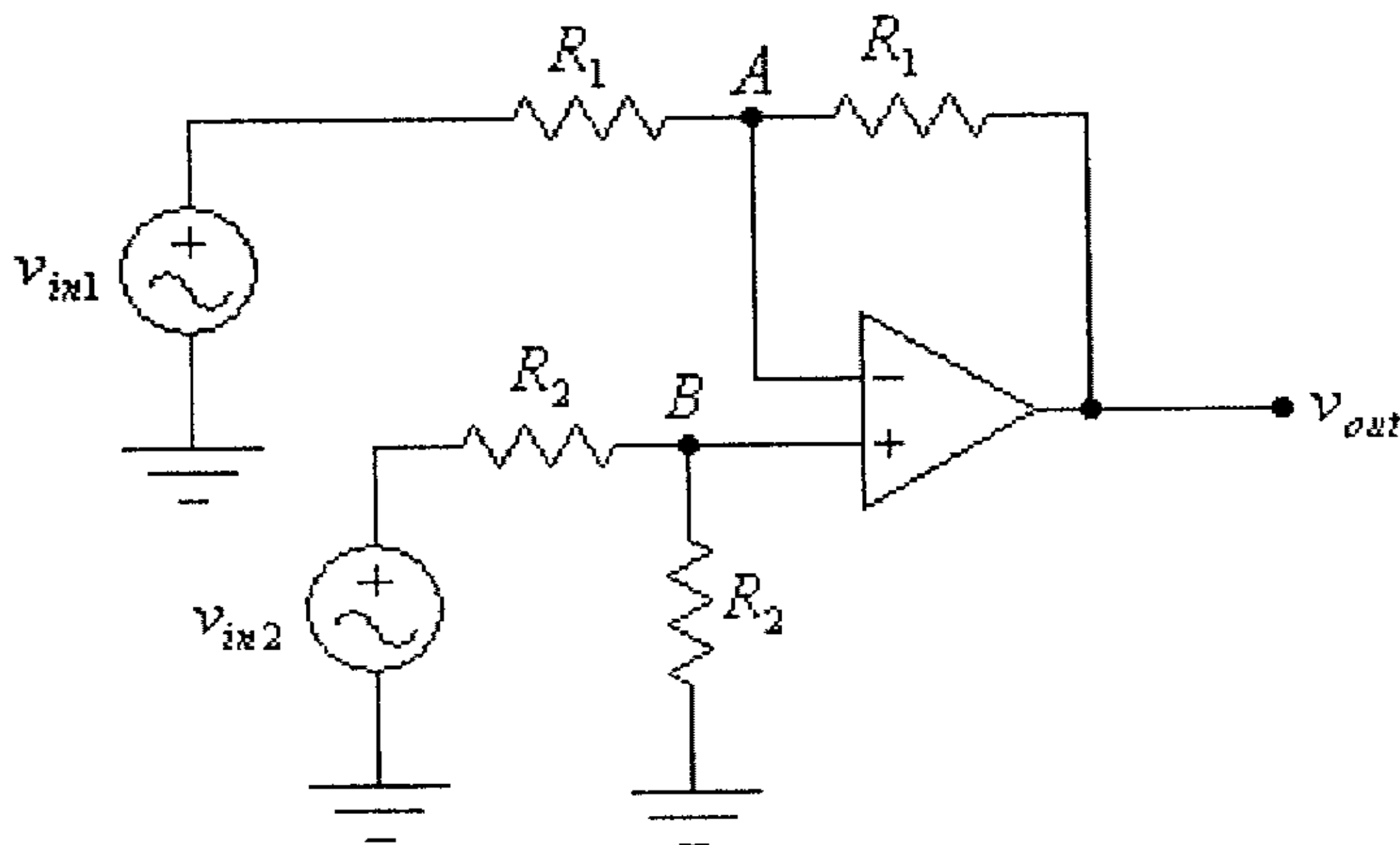
بتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد:

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

أي أن:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$

مثال (10):

للدائرة التالية، أوجد العلاقة بين الفولطية المخرجة  $v_{out}$  والفولطيتينالمدخليتين  $v_{in1}$  و  $v_{in2}$ .

شكل (24)

الحل: في هذه الدائرة:

$$v_B = \frac{R_2 \cdot v_{in2}}{R_2 + R_2} = \frac{v_{in2}}{2}$$

ولكن:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = \frac{v_{in2}}{2} \dots\dots\dots (1)$$

والنقطة A:

$$\frac{v_{in1} - v_A}{R_1} = -\frac{v_{out} - v_A}{R_1}$$

ومنها:

$$v_{in1} - v_A = -(v_{out} - v_A)$$

أي أن:

$$v_{out} = 2v_A - v_{in1} \dots\dots\dots (2)$$

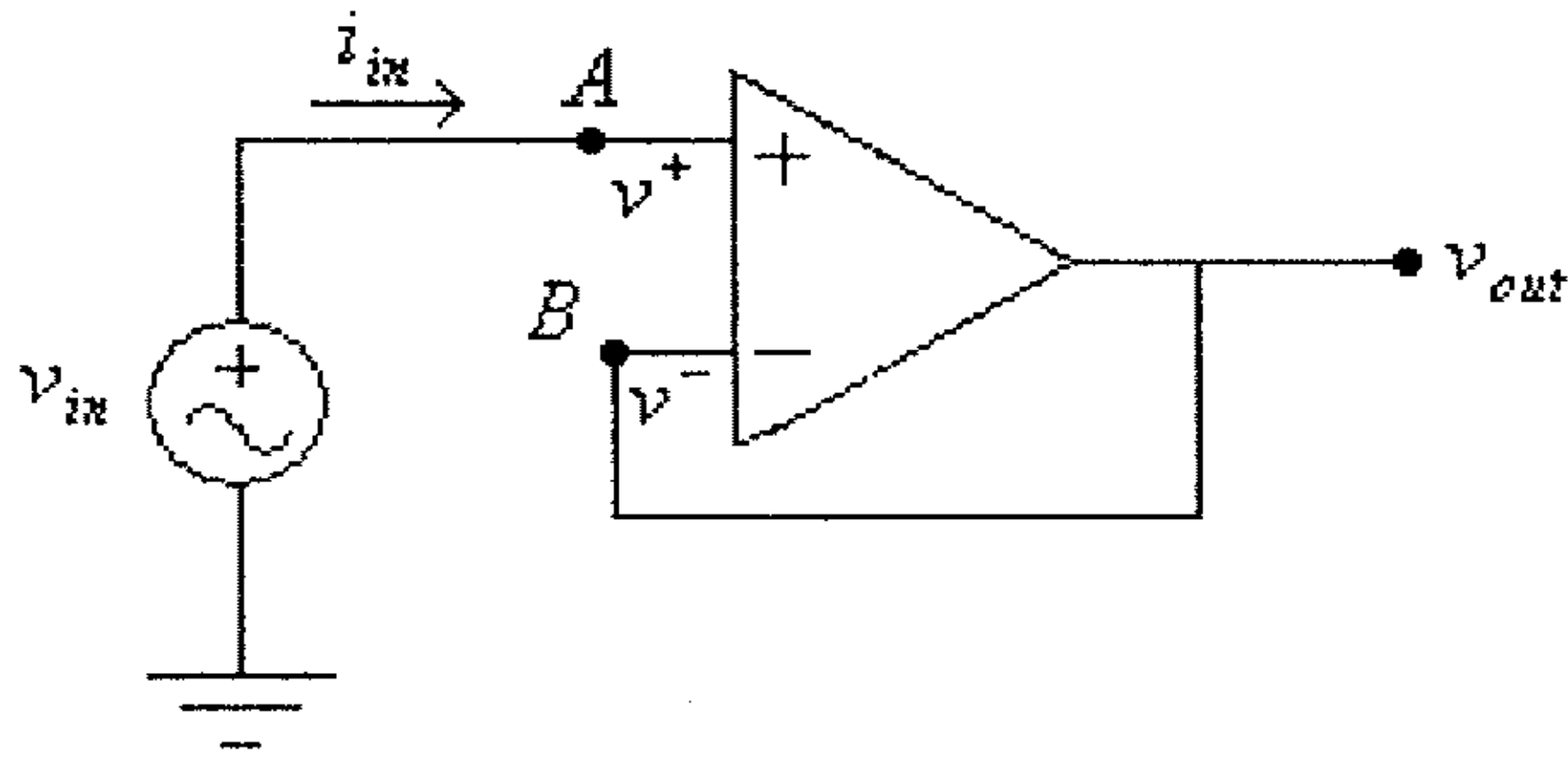
وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد أن:

$$v_{out} = v_{in2} - v_{in1}$$

لاحظ أن هذه الدائرة يمكن إستخدامها لإيجاد الفرق بين إشارتين مدخليتين.

## 7.6 تابع الفولطية (Voltage Follower)

في هذا الدائرة يتم تغذية الإشارة المدخلية الى المدخل غير العاكس (non-inverting input) لمضخم العمليات ويتم توصيل المدخل العاكس (inverting input) مع المخرج مباشرة، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (25)

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_A$$

$$v_{out} = v_B$$

ولكن:

$$v_A = v_B$$

أي أن:

$$v_{in} = v_{out}$$

وبالتالي فإن:

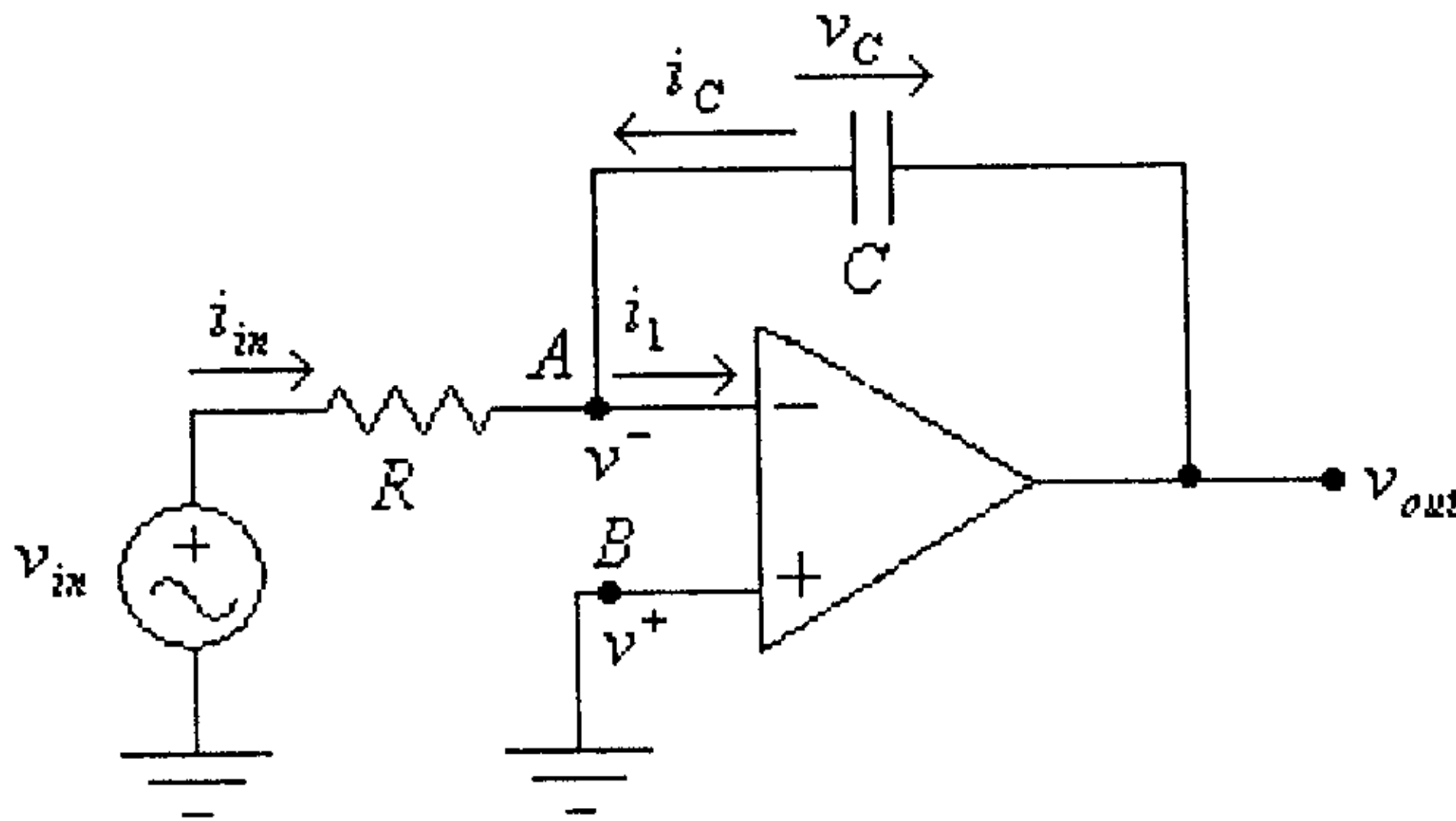
$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1$$

لاحظ أن هذه الدائرة لا تقدم أي تضخيم للفولطية ولكن ممانعتها المدخلية عالية جداً، وهي شبيهة بعملها لتابع الباعث (emitter-follower) في الترانزستورات ثنائية القطب أو تابع المصدر (source-follower) في ترانزستورات تأثير المجال.

## 7.7 المُكامل (Integrator)

يُستخدم المكامل (integrator) لإنتاج إشارة مخرجة قيمتها تساوي تكامل الإشارة المدخلة.

الشكل التالي يبين دائرة مُكامل.



شكل (26)

لاحظ في هذه الدائرة أن المكثف  $C$  يشكل دائرة التغذية الراجعة السالبة وهو موصول بين المخرج والمدخل العاكس لمضخم العمليات.

في هذه الدائرة:

$$i_m + i_C - i_1 = 0$$

ولكن:

$$i_1 = 0$$

أي أن:

$$i_m + i_C = 0$$

ومنها:

$$i_m = -i_C \dots\dots\dots (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0 \dots\dots\dots (2)$$

و:

$$i_{in} = \frac{v_{in} - v_A}{R} = \frac{v_{in}}{R} \dots\dots\dots (3)$$

من المعادلتين (1) و (3)، نجد أن:

$$i_C = -\frac{v_{in}}{R} \dots\dots\dots (4)$$

وكذلك:

$$v_{out} - v_C + v_A = 0$$

ولكن:

$$v_A = v_B = 0$$

أي أن:

$$v_{out} = v_C \dots\dots\dots (5)$$

ولكن:

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C \cdot dt \dots\dots\dots (6)$$

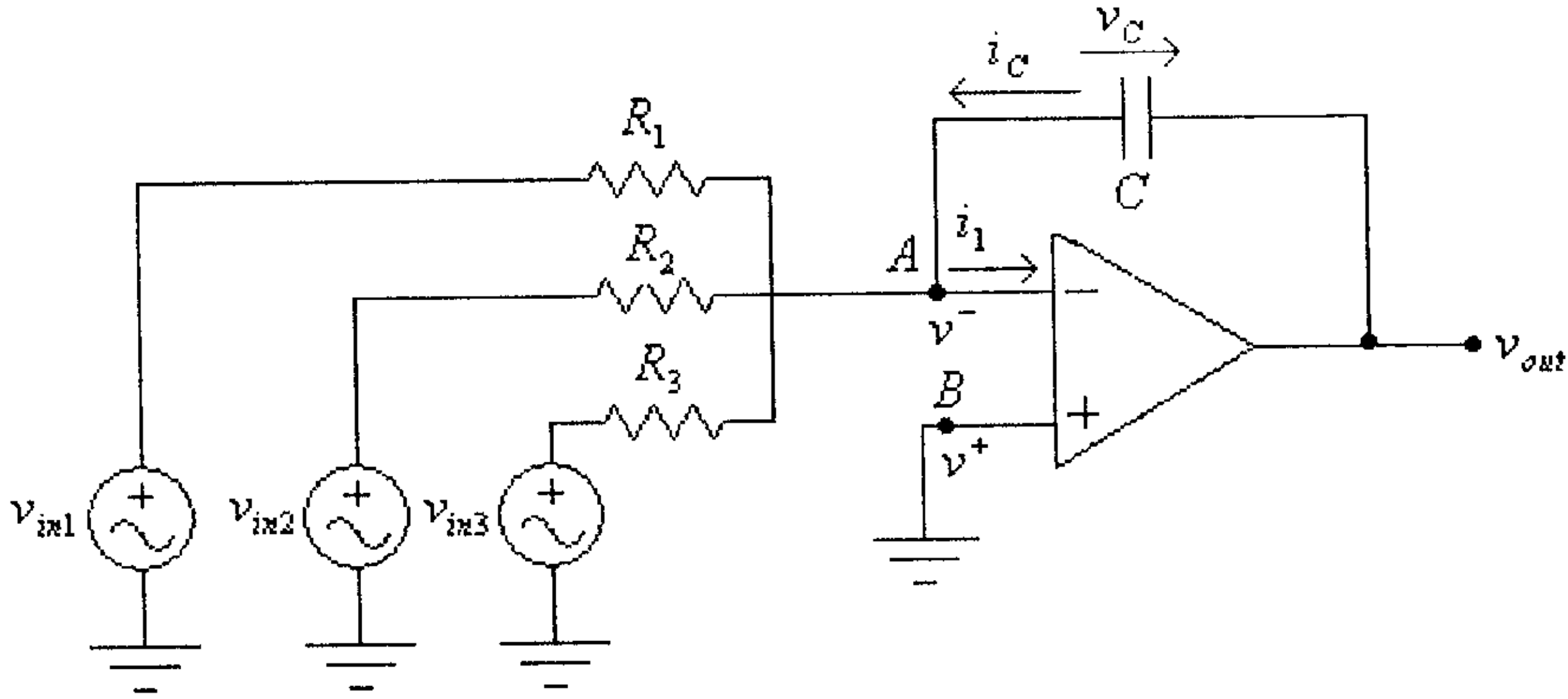
وبتعويض المعادلة (4) في هذه المعادلة، نجد أن:

$$v_C = -\frac{1}{C} \int \frac{v_{in}}{R} \cdot dt = -\frac{1}{RC} \int v_{in} \cdot dt \dots\dots\dots (7)$$

وبتعويض هذه المعادلة في المعادلة (5)، فإن:

$$v_{out} = -\frac{1}{RC} \int v_{in} . dt$$

ويمكن توصيل أكثر من مدخل مع دائرة المكامل وذلك كما في الشكل التالي.



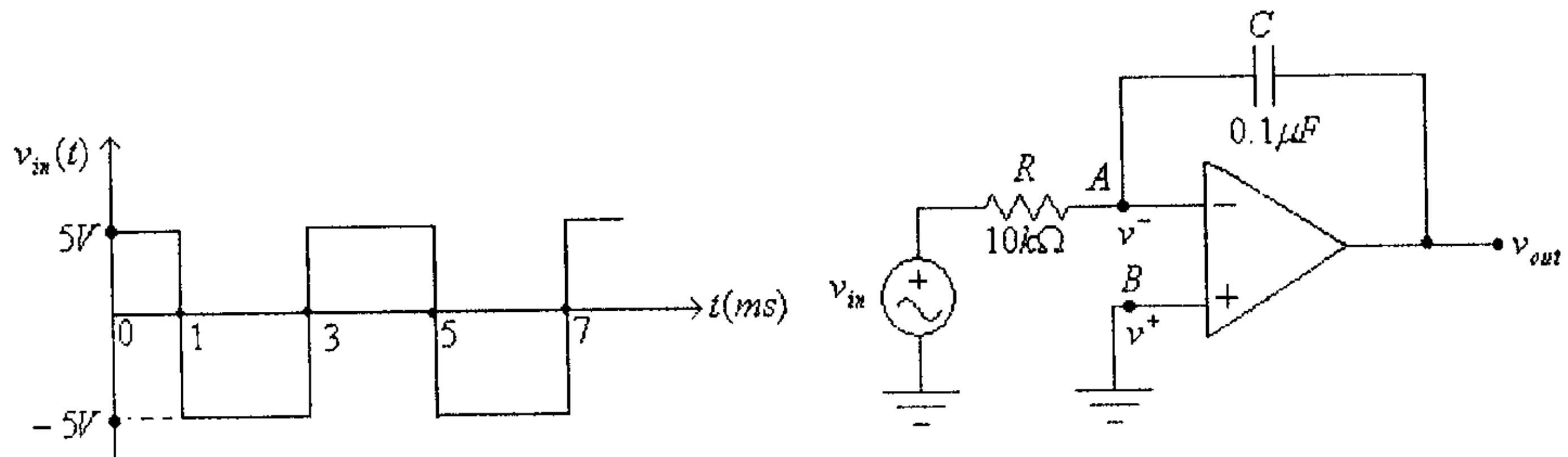
شكل (27)

في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -\left( \frac{1}{R_1 C} \int v_{in1} . dt + \frac{1}{R_2 C} \int v_{in2} . dt + \frac{1}{R_3 C} \int v_{in3} . dt \right)$$

مثال (11):

لدائرة المكامل والإشارة المدخلة المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجة.



شكل (28)



الحل: في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -\frac{1}{RC} \int v_{in} \cdot dt = -\frac{1}{(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} \int v_{in} \cdot dt = -1000 \int v_{in} \cdot dt$$

في الفترة من  $t = 0ms$  الى  $t = 1ms$  :

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -1000 \int_0^t v_{in} \cdot dt = -1000 \int_0^t 5 dt = -5000 \cdot t$$

أي أنه، عند  $t = 0ms$ ، فإن:

$$v_{out}(0) = -5000(0) = 0V$$

وعند  $t = 1ms$ ، فإن:

$$v_{out}(1ms) = -5000(1 \times 10^{-3}) = -5V$$

في الفترة من  $t = 1ms$  الى  $t = 3ms$  :

$$v_{in}(t) = -5V$$

أي أن:

$$\begin{aligned} v_{out} &= -1000 \int_{1ms}^t v_{in} \cdot dt = -1000 \int_{1ms}^t (-5) dt = 5000 \cdot (t - 1ms) + v_{out}(1ms) \\ &= 5000 \cdot (t - 1ms) - 5 \end{aligned}$$

أي أنه، عند  $t = 1ms$ ، فإن:

$$v_{out}(1ms) = -5V$$

وعند  $t = 3ms$ ، فإن:

$$v_{out}(3ms) = 5000(3 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3}) - 5 = 5V$$

في الفترة من  $t = 3ms$  إلى  $t = 5ms$ :

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$\begin{aligned} v_{out} &= -1000 \int_{3ms}^t v_{in} \cdot dt = -1000 \int_{3ms}^t 5 dt = -5000 \cdot (t - 3ms) + v_{out}(3ms) \\ &= -5000 \cdot (t - 3ms) + 5 \end{aligned}$$

أي أنه، عند  $t = 3ms$ ، فإن:

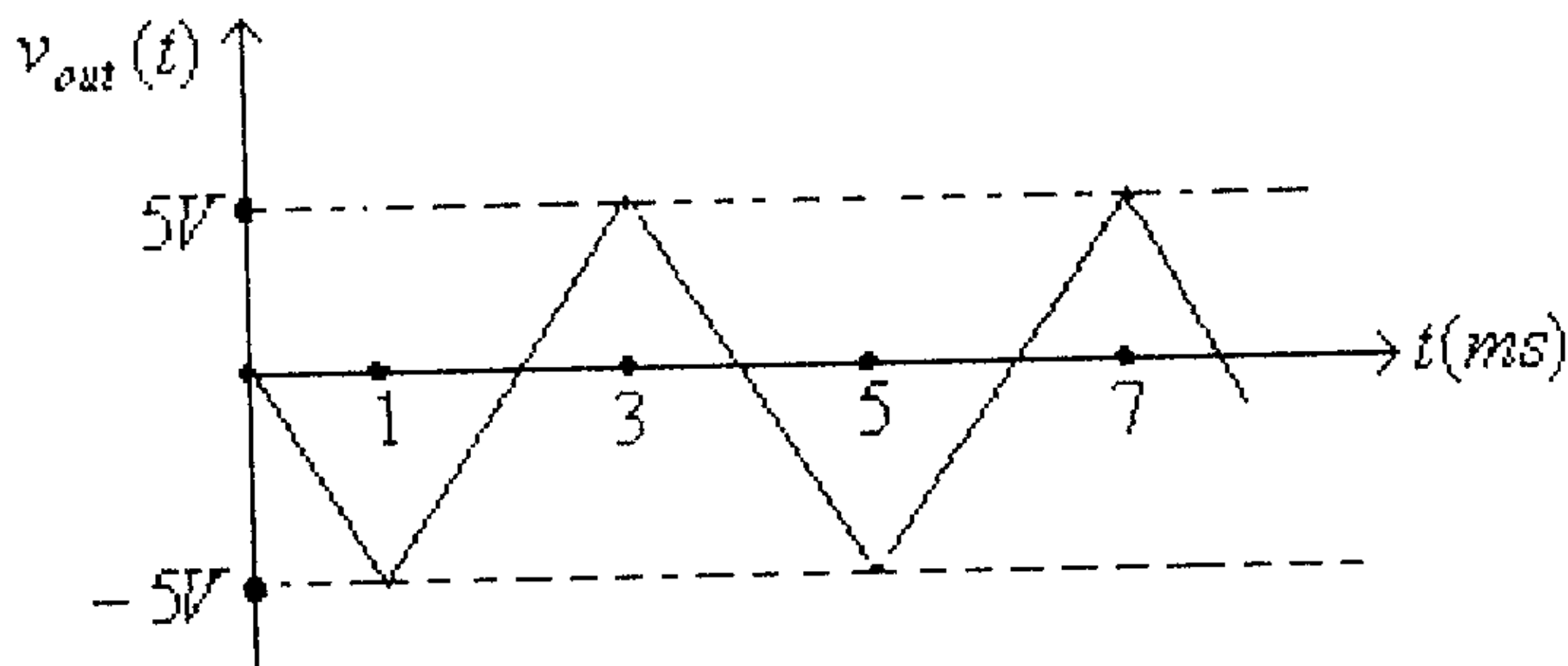
$$v_{out}(3ms) = 5V$$

وعند  $t = 5ms$ ، فإن:

$$v_{out}(5ms) = -5000(5 \times 10^{-3} - 3 \times 10^{-3}) + 5 = -5V$$

وهكذا لباقي الفترات. وبالتالي فإن موجة الفولطية المخرجة هي كما في

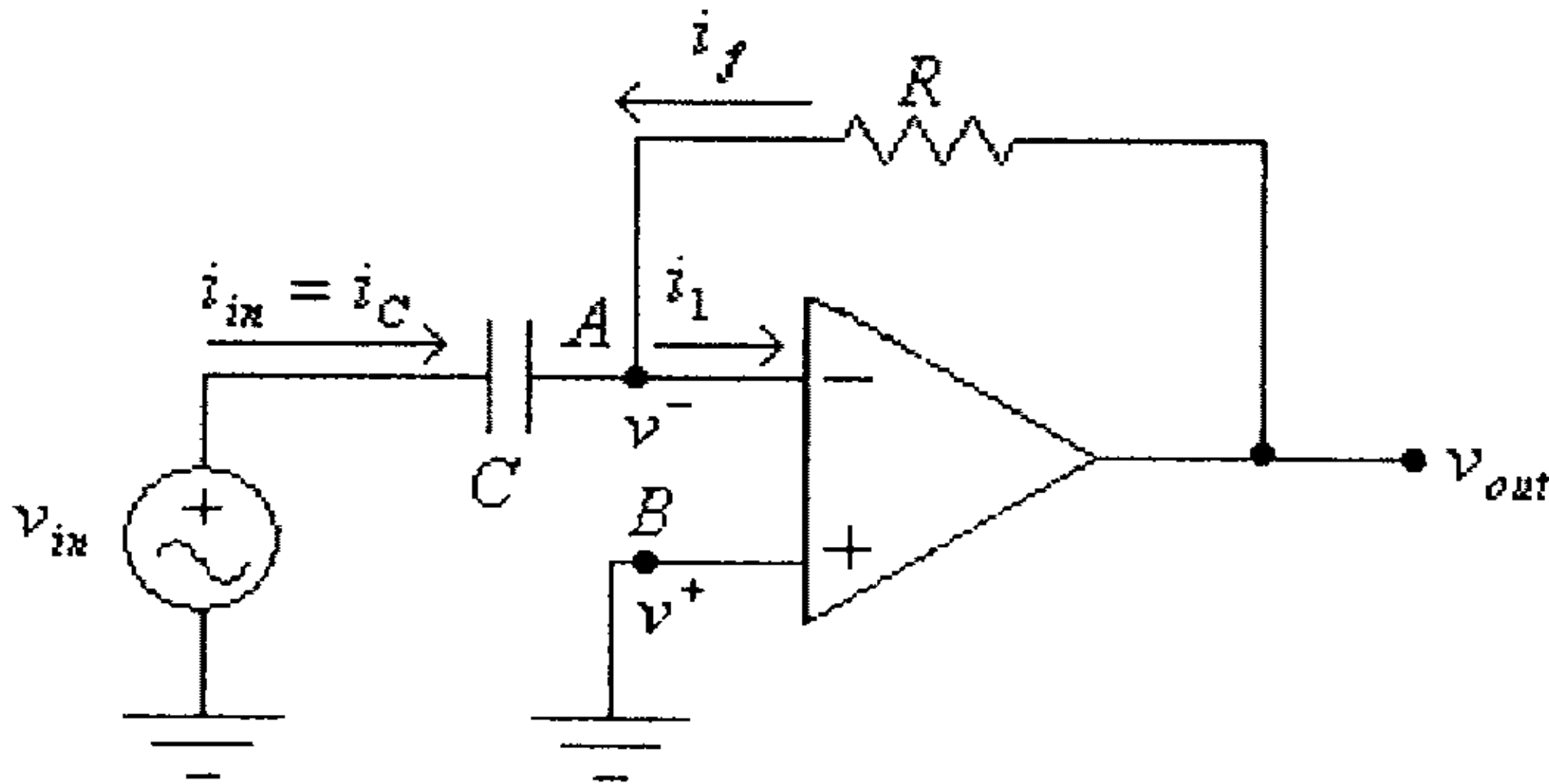
الشكل التالي.



شكل (29)

## 7.8 المُفاضل (Differentiator)

يُستخدم المُفاضل (differentiator) لإنتاج إشارة مخرجة قيمتها تساوي مشتقة (تفاضل) الإشارة المدخلة. الشكل التالي يبين دائرة مُفاضل.



شكل (30)

لاحظ في هذه الدائرة أن المكثف  $C$  موصول بين المدخل العاكس لمضخم العمليات ومصدر الإشارة المدخلة. في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_C = -i_f \dots \dots \dots (1)$$

وكذلك:

$$v_B = 0$$

و:

$$v_A - v_B = 0$$

أي أن:

$$v_A = v_B = 0 \dots \dots \dots (2)$$

و:

$$i_m = i_c = C \frac{dv_{in}}{dt} \dots\dots\dots (3)$$

من المعادلتين (1) و (3)، نجد أن:

$$i_f = -C \frac{dv_{in}}{dt} \dots\dots\dots (4)$$

وكذلك:

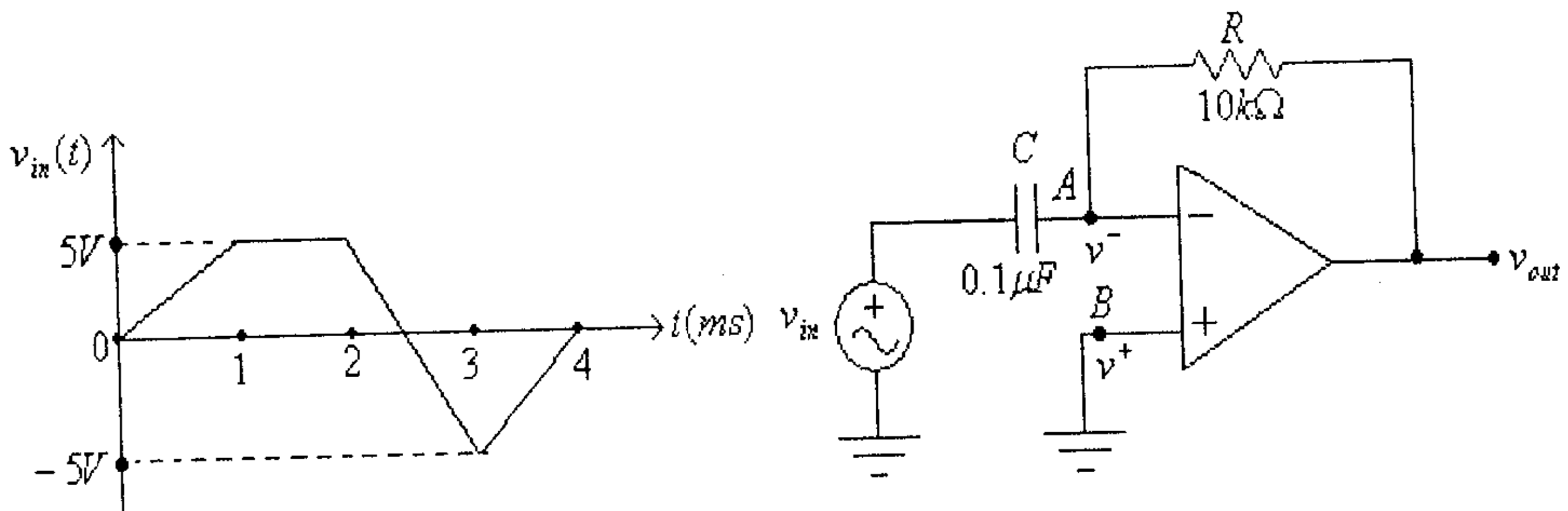
$$v_{out} = i_f \cdot R \dots\dots\dots (5)$$

وبتعويض المعادلة (4) في المعادلة (5)، نجد:

$$v_{out} = -RC \frac{dv_{in}}{dt}$$

مثال (12):

لدائرة المفاضل والإشارة المدخلية المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجة.



شكل (31)

في هذه الدائرة:

$$v_{out} = -RC \frac{dv_{in}}{dt} = -(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) \frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3} \frac{dv_{in}}{dt}$$

في الفترة من  $t = 0ms$  الى  $t = 1ms$  :

$$v_{in}(t) = 5000t$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3} \frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3} \frac{d(5000t)}{dt} = -5V$$

في الفترة من  $t = 1ms$  الى  $t = 2ms$  :

$$v_{in}(t) = 5V$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3} \frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3} \frac{d(5)}{dt} = 0V$$

في الفترة من  $t = 2ms$  الى  $t = 3ms$  :

$$v_{in}(t) = -10000(t - 2ms) + 5$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3} \frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3} \frac{d[-10000(t - 2ms)]}{dt} = 10V$$

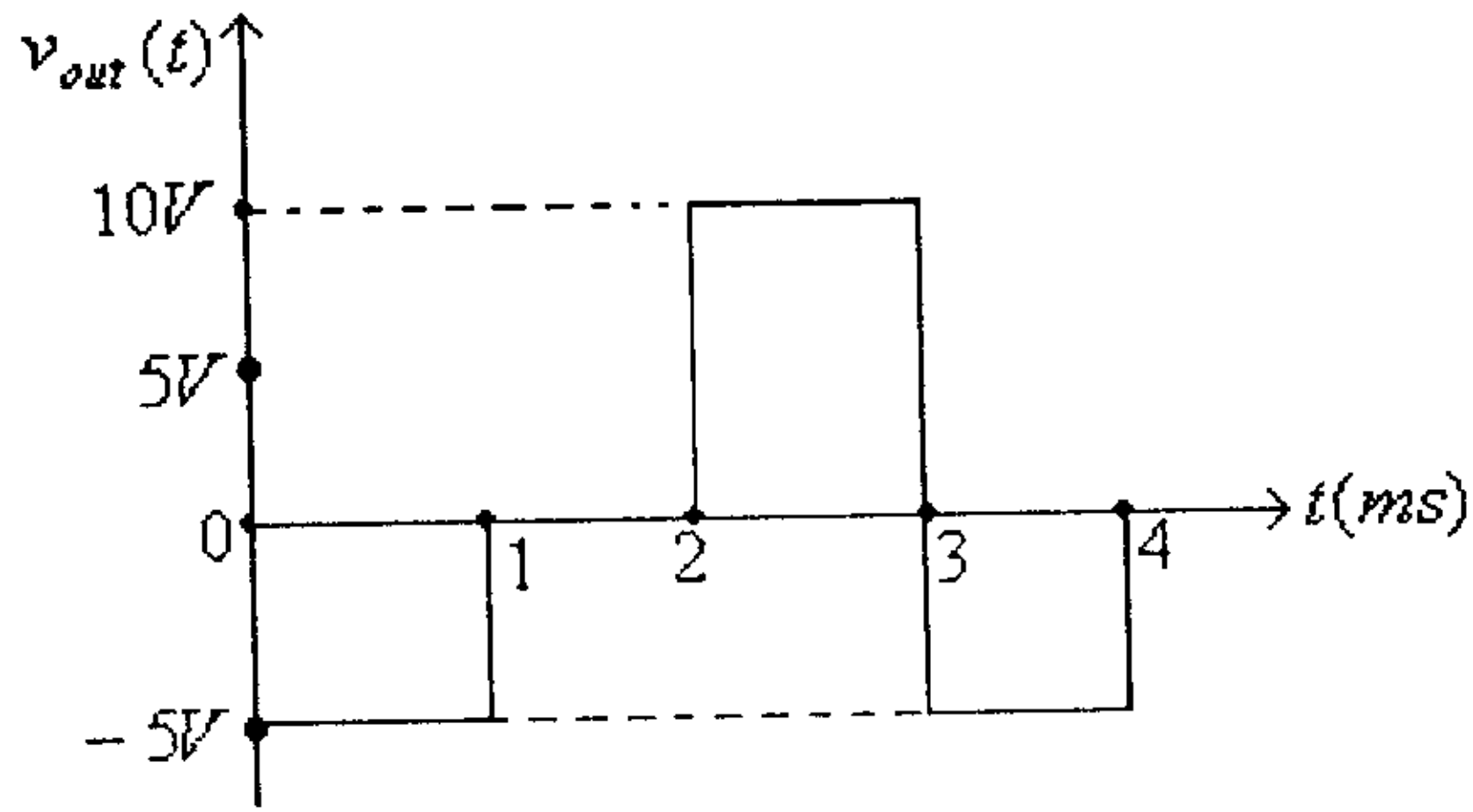
في الفترة من  $t = 3ms$  الى  $t = 4ms$  :

$$v_{in}(t) = 5000(t - 3ms) - 5$$

أي أن:

$$v_{out} = -10^{-3} \frac{dv_{in}}{dt} = -10^{-3} \frac{d[5000(t - 3ms)]}{dt} = -5V$$

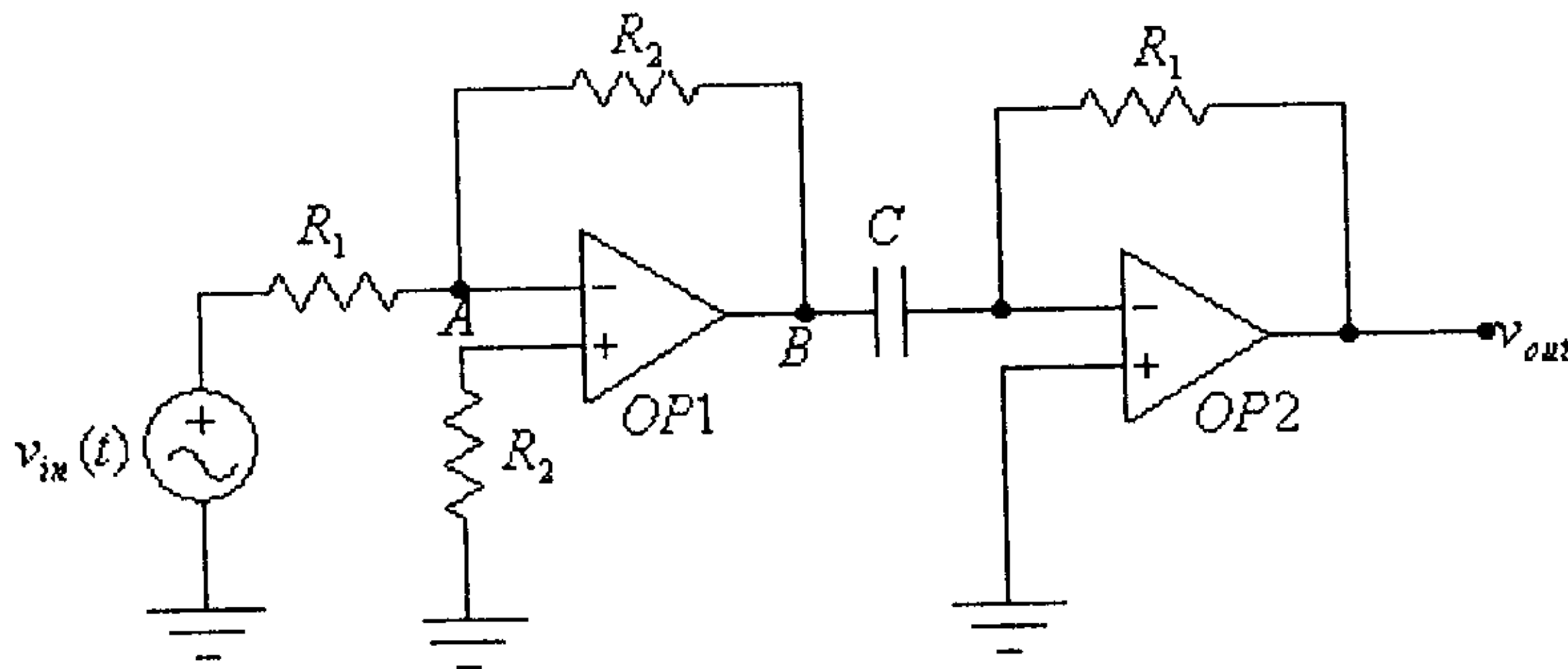
أي أن موجة الفولطية المخرجة هي كما في الشكل التالي.



شكل (32)

مثال (13):

للدائرة التالية، أوجد  $v_{out}$ ، إذا علمت أن  $v_{in}(t) = A \cdot \sin(\omega t)$ .



شكل (33)

الحل:

في هذه الدائرة تلاحظ أن مضخم العمليات الأول ( $OP_1$ ) موصول بدائرة مضخم عاكس لذا فإن:

$$v_B = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{in}(t) \dots\dots\dots (1)$$

مضخم العمليات الثاني ( $OP_2$ ) موصول بدائرة مفاضل (differentiator)، لذا فإن:

$$v_{out} = -R_1 C \frac{dv_B}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (2)، نجد ان:

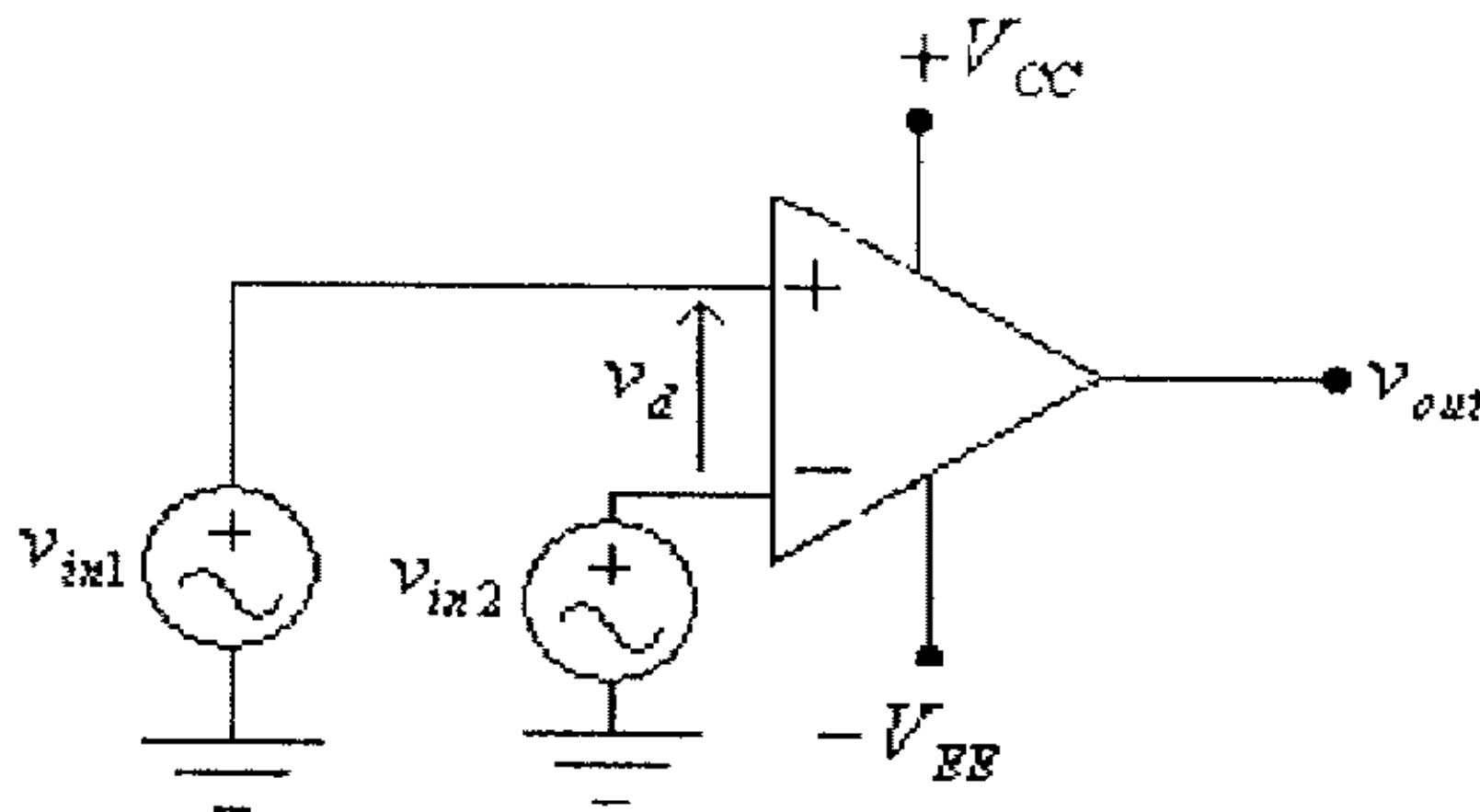
$$v_{out} = R_2 C \frac{dv_{in}(t)}{dt}$$

أي أن:

$$v_{out} = R_2 C \frac{d[A \cdot \sin(\omega t)]}{dt} = R_2 C A \omega \cos(\omega t)$$

### 7.9 المُقارن (Comparator)

يمكن استخدام مضخم العمليات لمقارنة إشارتين مدخلتين أو لمقارنة إشارة مدخلة مع إشارة مرجعية أو لمقارنة إشارة مدخلة مع الصفر. الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارتين مدخلتين.



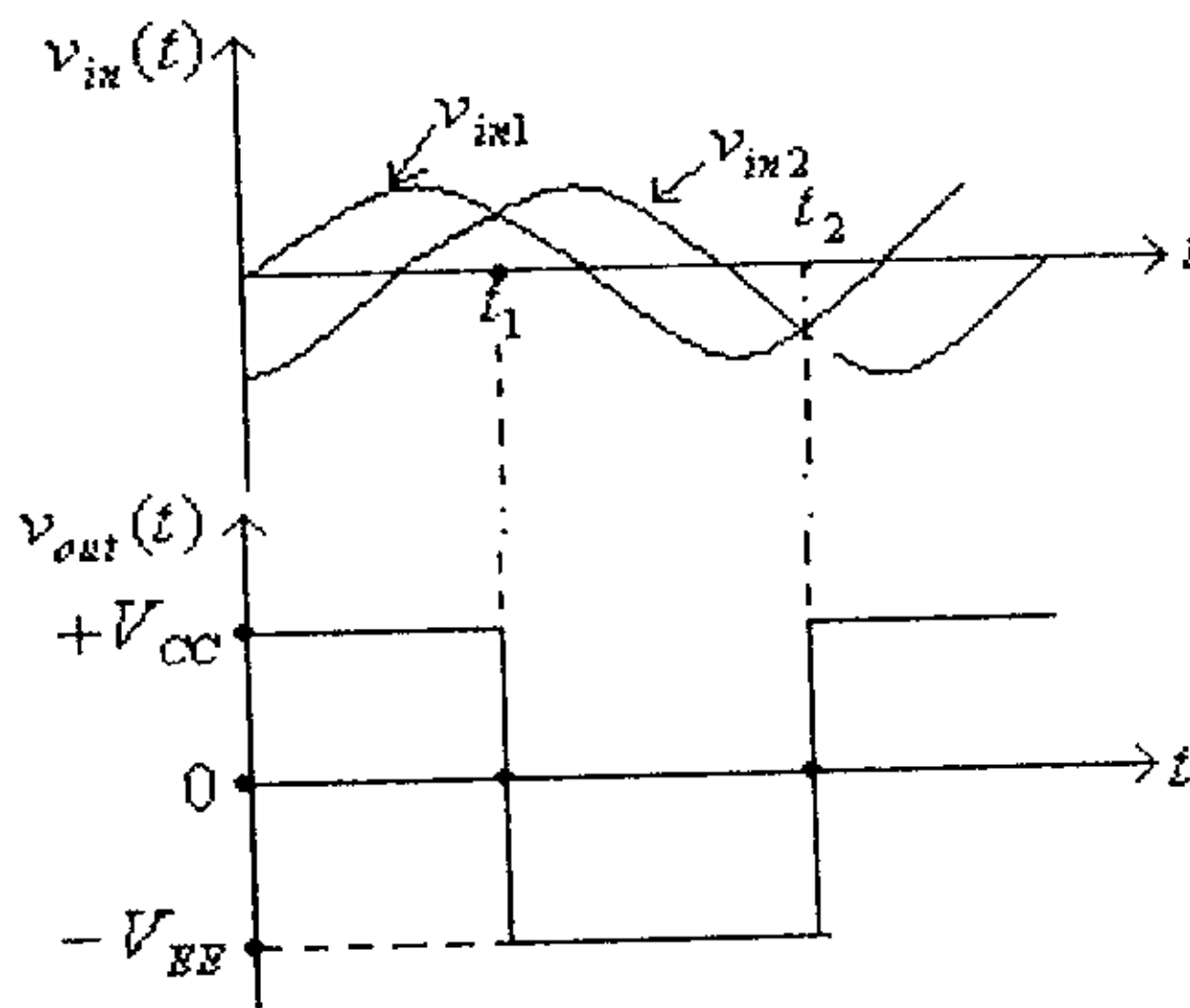
شكل (34)

لاحظ في هذه الدائرة عدم وجود دائرة للتغذية الراجعة، لذا فإن معامل التضخيم لهذه الدائرة كبير جداً وهو يساوي مالانهاية لمضخم العمليات المثالي. ولقد عرفت سابقاً أن العلاقة بين الفولطية المخرجة والفولطيتين المدخلتين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V (v_{in1} - v_{in2}) = A_V \cdot v_d$$

لذا فعندما تكون  $v_{in1} > v_{in2}$  فإن  $v_{out}$  تصبح موجبة وتساوي حدها الأعلى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات  $(+V_{CC})$ ، وعندما تكون  $v_{in1} < v_{in2}$  فإن  $v_{out}$  تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات  $(-V_{EE})$ .

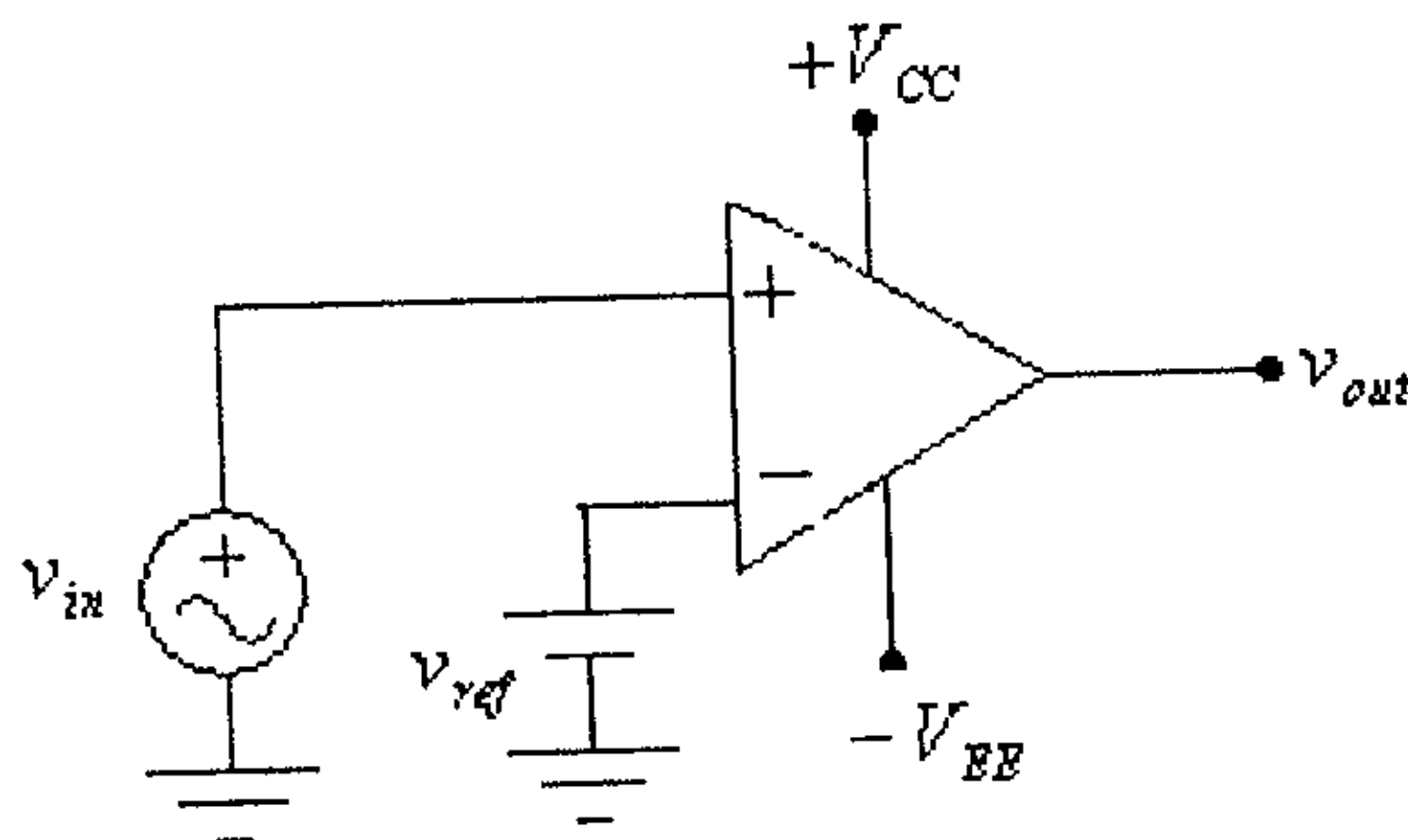
الشكل التالي يبين مثالاً لموجتي فولتية مدخلية وموجة الفولتية الناتجة عنهما للدائرة المبينة في الشكل السابق.



شكل (35)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من  $t=0$  الى  $t=t_1$  فإن  $v_{in1} > v_{in2}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = +V_{CC}$ ، أما في الفترة الزمنية من  $t=t_1$  الى  $t=t_2$  فإن  $v_{in1} < v_{in2}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = -V_{EE}$ .

الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارة مدخلية  $(v_{in})$  مع إشارة مرجعية  $(v_{ref})$ .

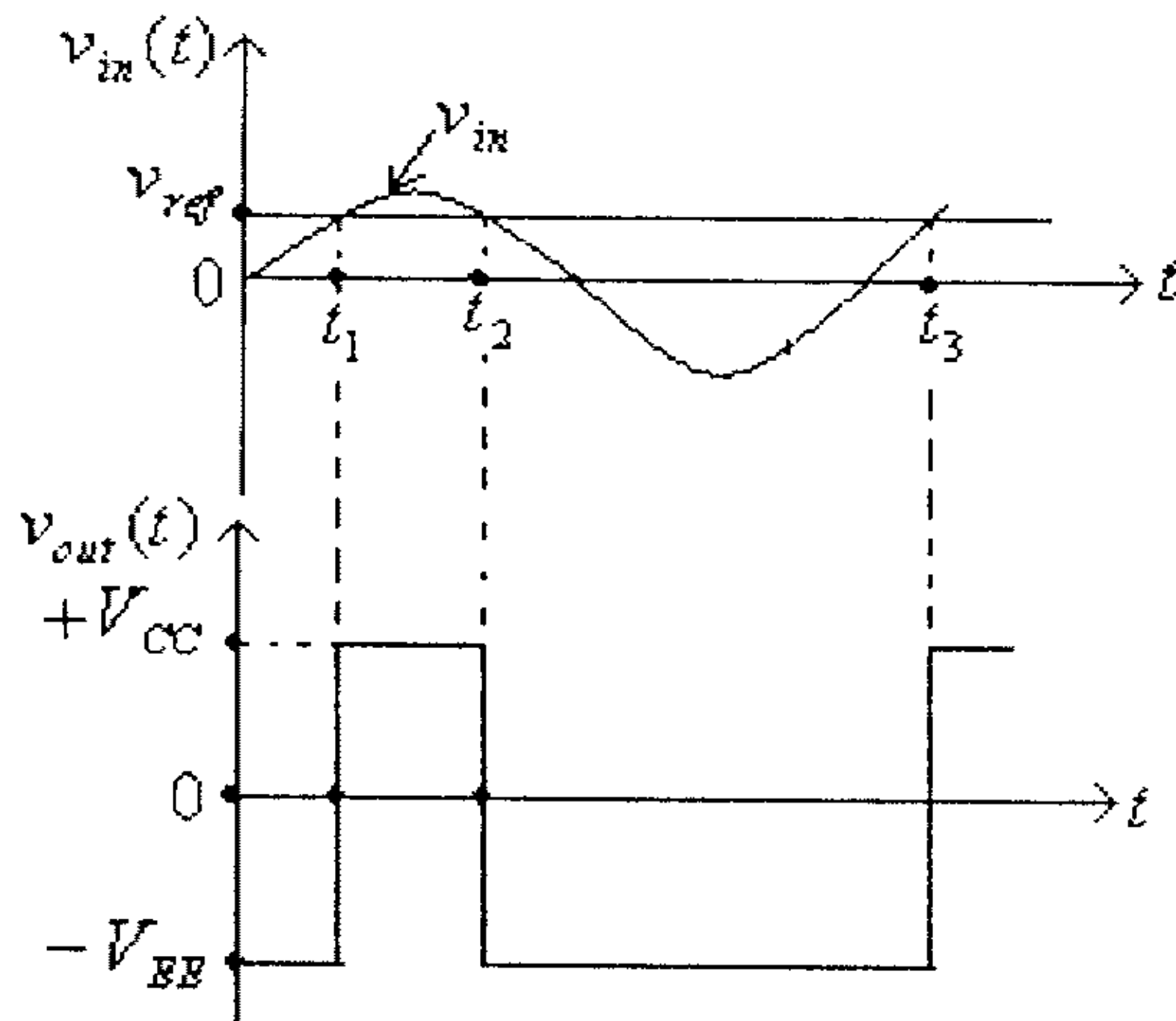


شكل (36)



في هذه الدائرة، عندما تكون  $v_{in} > v_{ref}$  فإن  $v_{out}$  تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات  $(+V_{CC})$ ، وعندما تكون  $v_{in} < v_{ref}$  فإن  $v_{out}$  تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات  $(-V_{EE})$ .

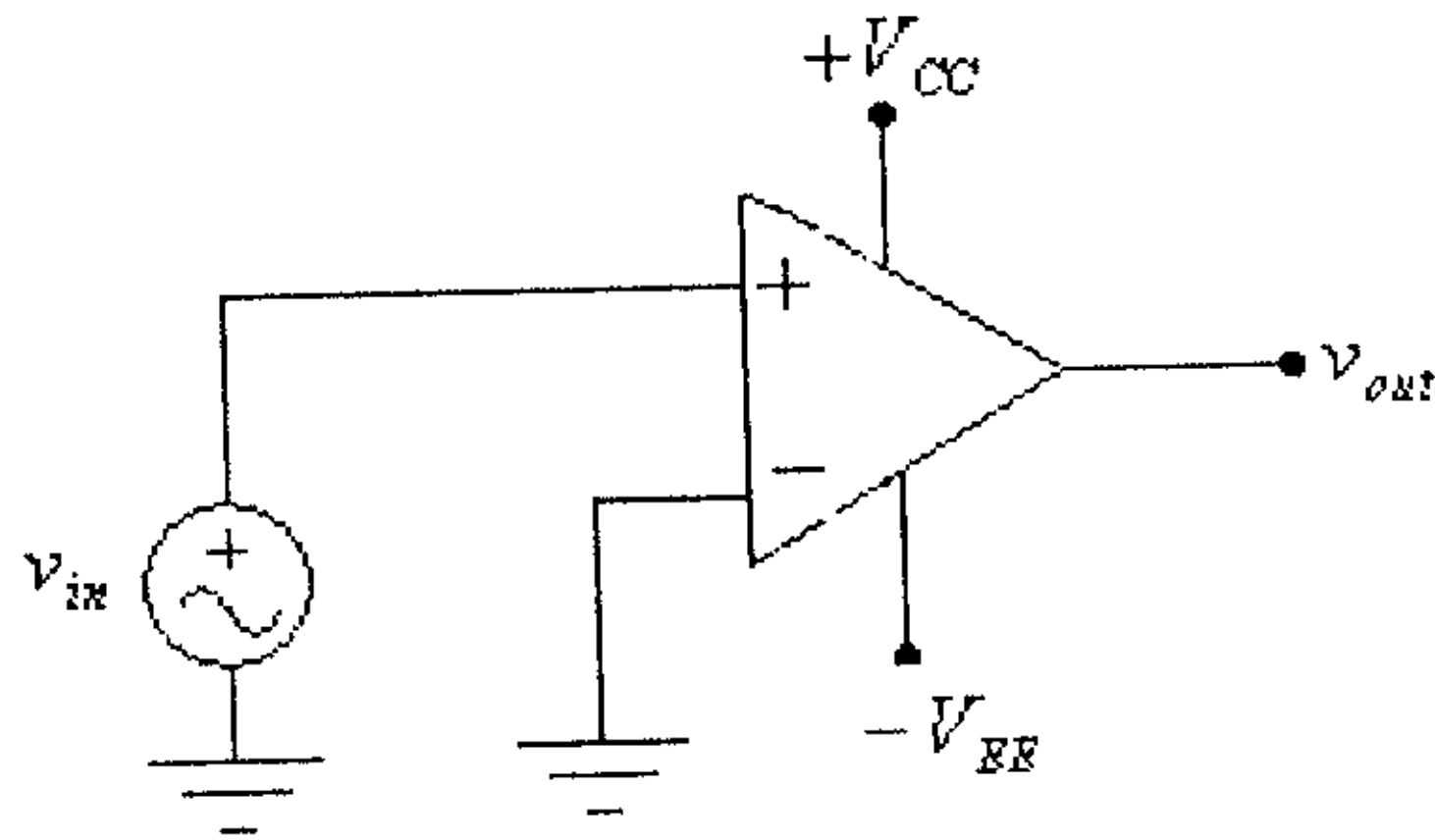
الشكل التالي يبين مثلاً لموجة فولطية مدخلية وموجة الفولطية الناتجة عن مقارنة هذه الفولطية المدخلية مع فولطية مرجعية  $(v_{ref})$ .



شكل (37)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من  $t = 0$  إلى  $t = t_1$ ، وكذلك في الفترة الزمنية من  $t = t_2$  إلى  $t = t_3$  فإن  $v_{in} < v_{ref}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = -V_{EE}$ ، أما في الفترة الزمنية من  $t = t_1$  إلى  $t = t_2$  فإن  $v_{in} > v_{ref}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = +V_{CC}$ .

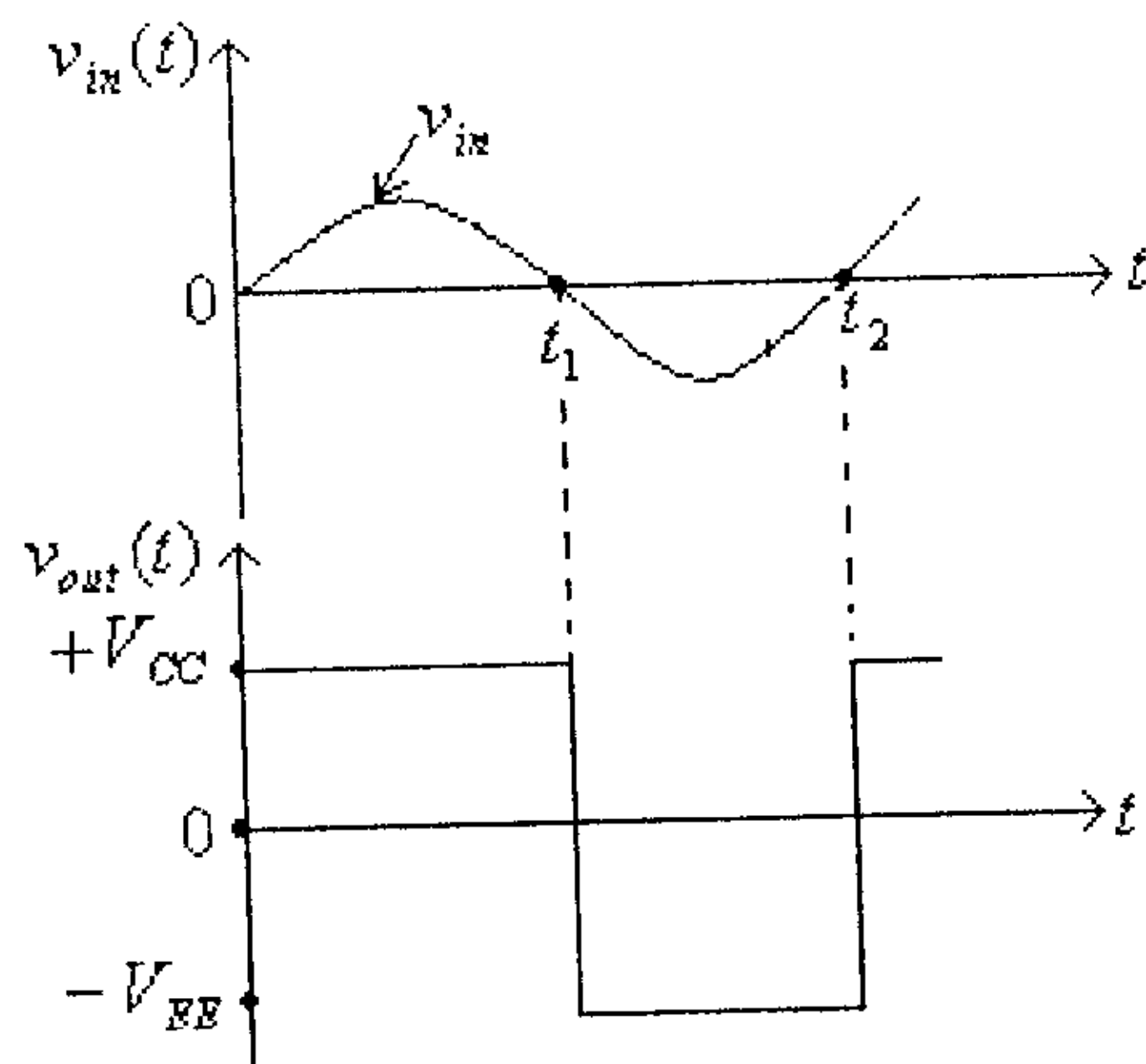
الشكل التالي يبين دائرة لمقارنة إشارة مدخلية  $(v_{in})$  مع الصفر.



شكل (38)

في هذه الدائرة، عندما تكون  $v_{in} > 0$  فإن  $v_{out}$  تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات  $(+V_{cc})$ ، وعندما تكون  $v_{in} < 0$  فإن  $v_{out}$  تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات  $(-V_{EE})$ .

الشكل التالي يبين مثلاً لموجة فولتية مدخلية وموجة الفولتية الناتجة عن مقارنة هذه الفولتية المدخلية مع الصفر.



شكل (39)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من  $t = 0$  إلى  $t = t_1$  فإن  $v_{in} > 0$  وبالتالي فإن  $v_{out} = +V_{cc}$ ، أما في الفترة الزمنية من  $t = t_1$  إلى  $t = t_2$  فإن  $v_{in} < 0$  وبالتالي فإن  $v_{out} = -V_{EE}$ .

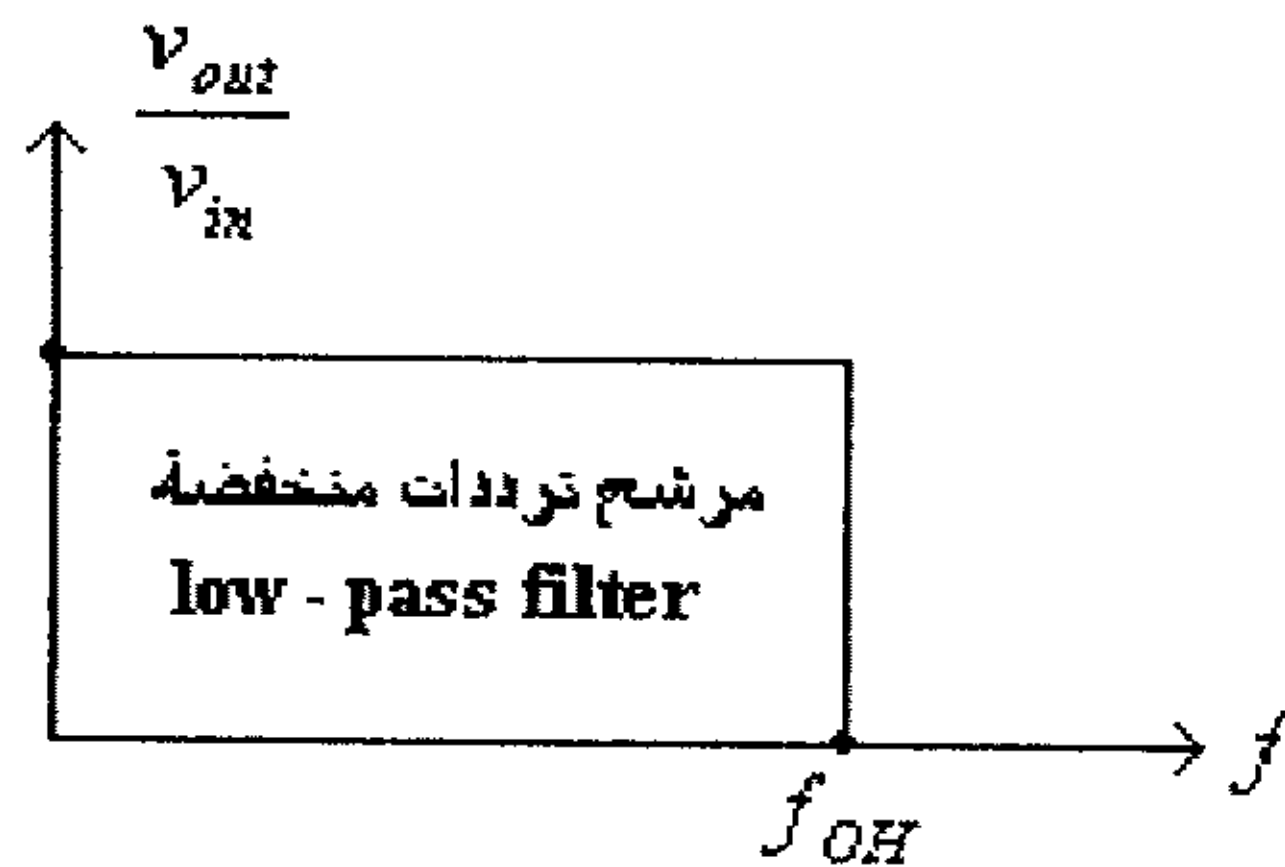
لاحظ أنه يمكن إستخدام هذه الدائرة لإنتاج موجة مربعة الشكل من

موجة جيبية.

### 7.10 المرشحات (Filters)

عرفت سابقاً أن المرشحات يُمكن بناؤها باستخدام مقاومات مادية ومكثفات أو مقاومات مادية وملفات أو مكثفات وملفات. وعرفت كذلك أن المرشحات يمكن تصنيفها الى:

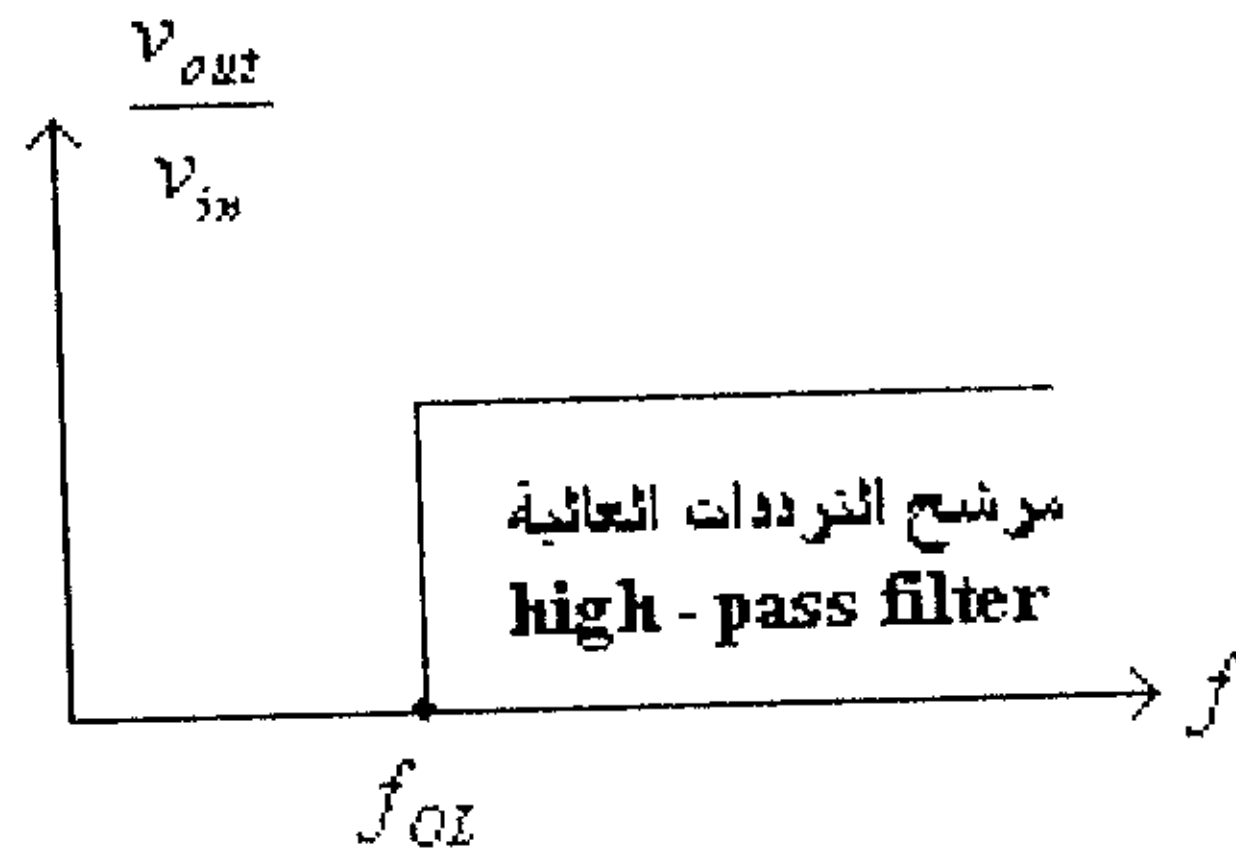
- مرشحات الترددات المنخفضة (low-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات من التردد صفر (إشارة تيار ثابت) وحتى تردد بقيمة معينة ( $f_{OH}$ )، وتمنع مرور الإشارات التي ترددها أعلى من التردد  $f_{OH}$ . لاحظ أن التردد  $f_{OH}$  يسمى تردد القطع للترددات العالية (high cutoff frequency). والخاصية الترددية لمرشح الترددات المنخفضة المثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (40)

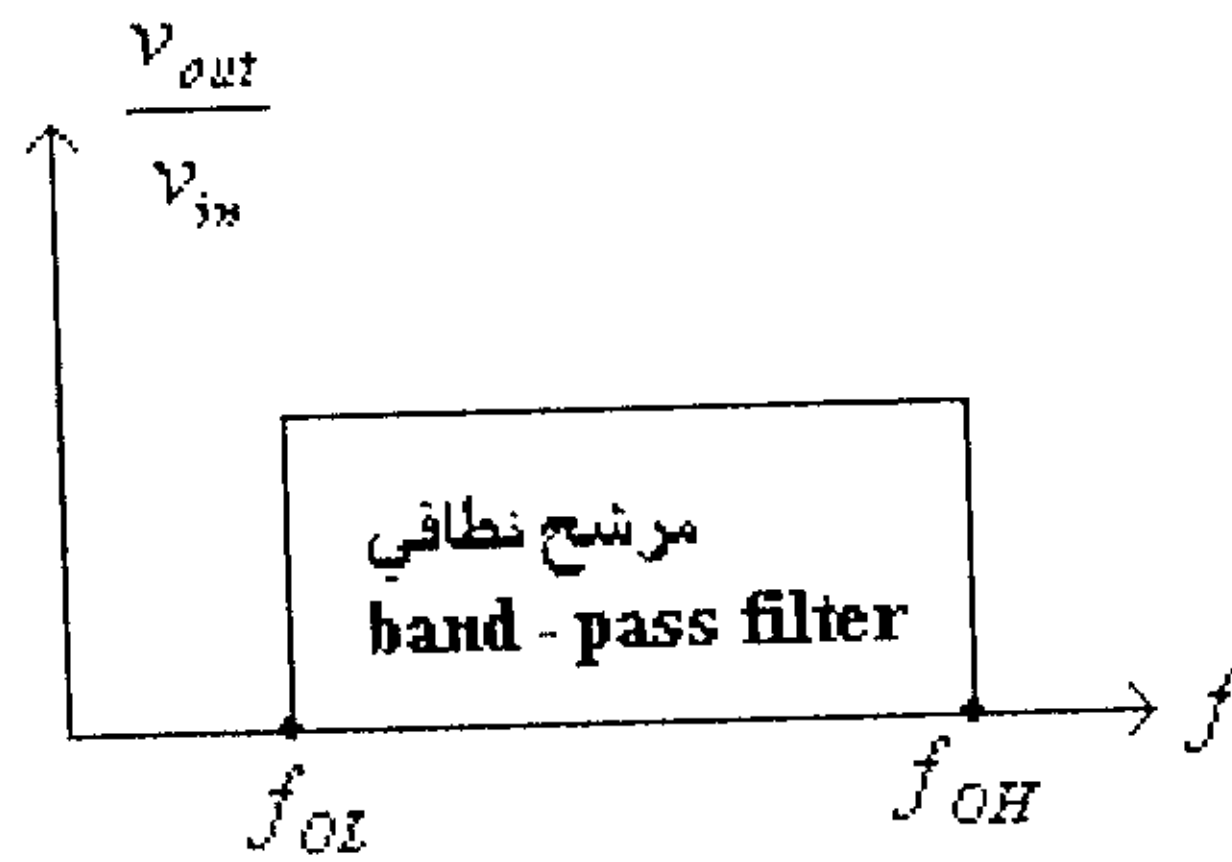
- مرشحات الترددات العالية (high-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات التي ترددها أعلى من تردد معين ( $f_{OL}$ )، وتمنع مرور الإشارات التي ترددها أقل من التردد  $f_{OL}$ . لاحظ أن التردد  $f_{OL}$  يسمى

تردد القطع للترددات المنخفضة (low cutoff frequency). والخاصية الترددية لمرشح الترددات العالية المثالي هي كما في الشكل التالي.



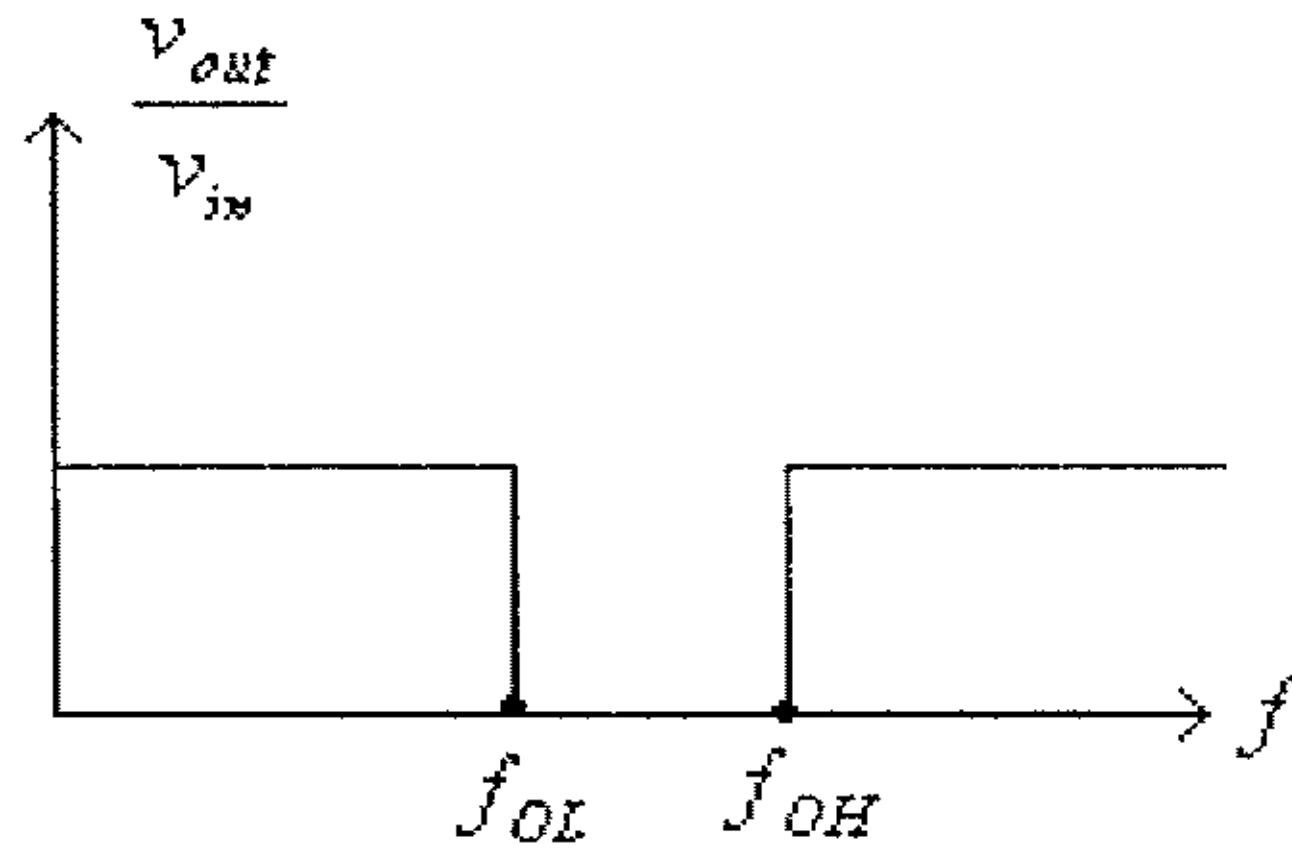
شكل (41)

- مرشحات نطاقية (band-pass filters): وهذه المرشحات تسمح بمرور الإشارات في مدى ترددات محدد (المدى بين الترددين  $f_{OH}$  و  $f_{OL}$ )، وتمنع مرور الإشارات خارج هذا المدى. والخاصية الترددية لمرشح نطاقي مثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (42)

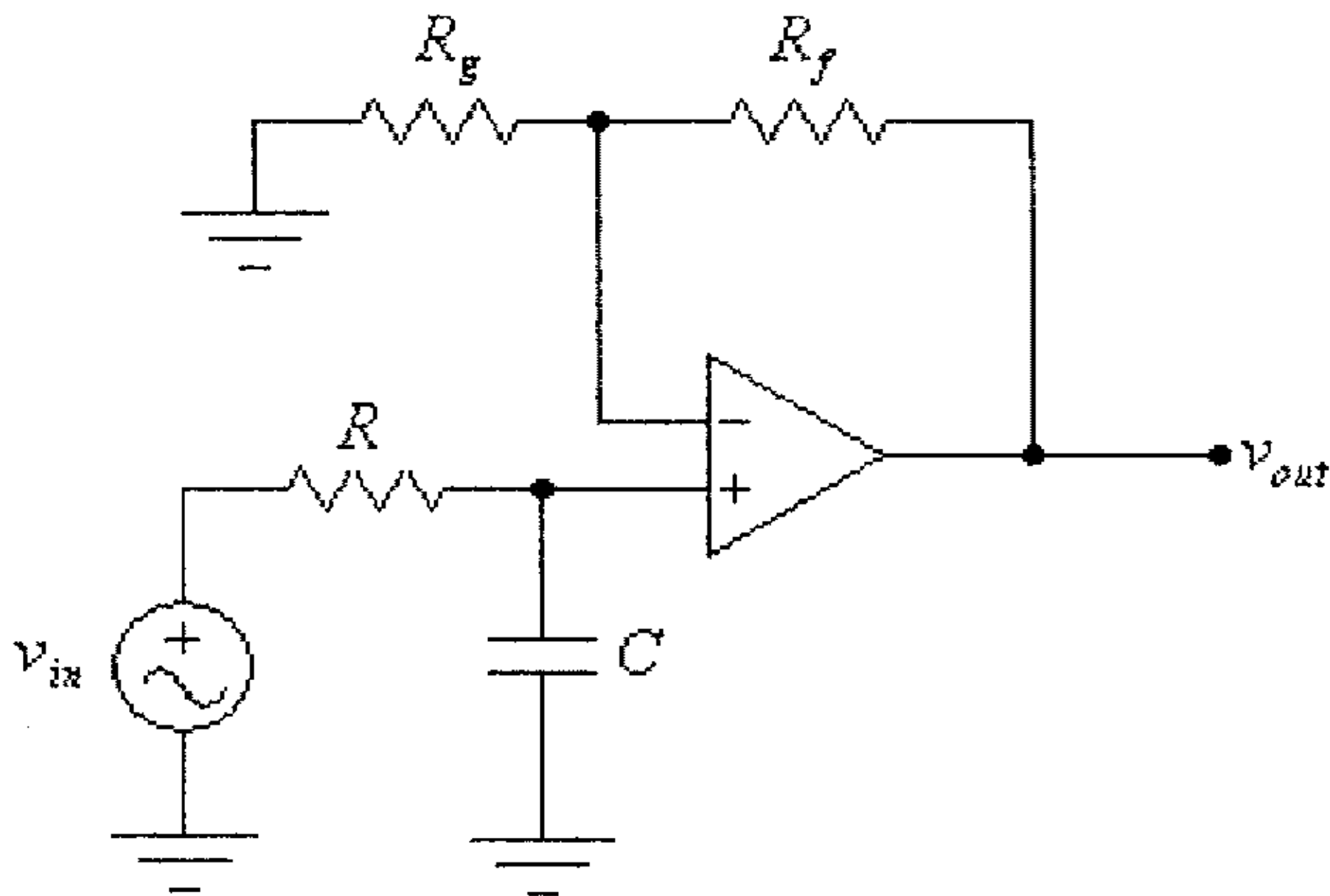
- مرشحات منع النطاق (band-stop filters): وهذه المرشحات تمنع مرور الإشارات في مدى ترددات محدد (المدى بين الترددين  $f_{OL}$  و  $f_{OH}$ )، وتسمح بمرور الإشارات خارج هذا المدى. والخاصية الترددية لمرشح منع نطاقي مثالي هي كما في الشكل التالي.



شكل (43)

ويمكن إستخدام مضخمات العمليات بالإضافة الى المقاومات والمكثفات لبناء جميع أنواع المرشحات. وتسمى المرشحات التي يُستخدم في بناؤها مضخمات العمليات بـ active filters، وتمتاز هذه المضخمات بإمكانية تضخيمها للإشارة الكهربائية بالإضافة لترشيحها كما أن الخواص الترددية لها أقرب الى خواص المرشحات المثالية.

الشكل التالي يبين دائرة مرشح ترددات منخفضة من الرتبة الأولى.



شكل (44)

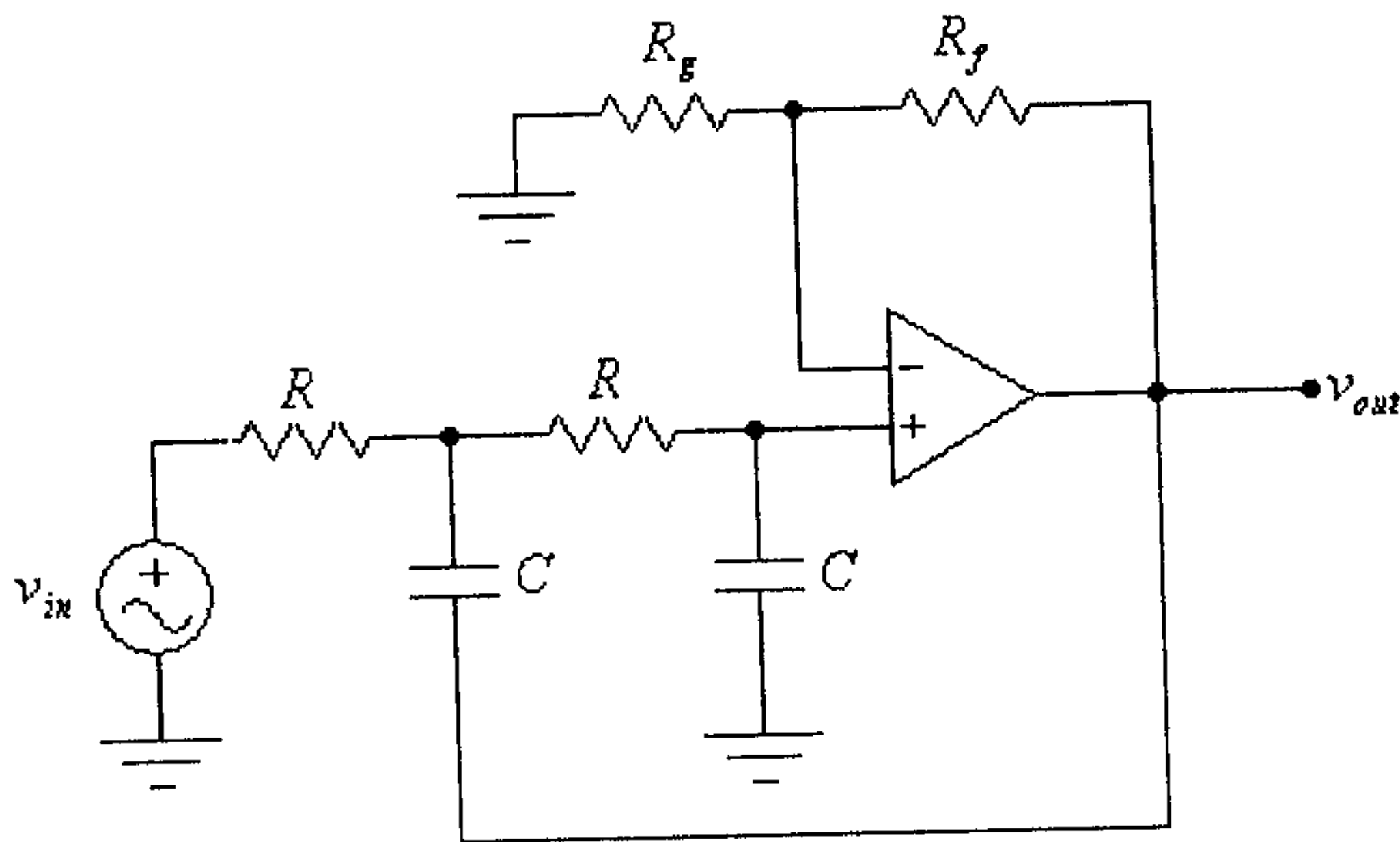
لهذه الدائرة فإن تردد القطع للترددات العالية هو:

$$f_{OH} = \frac{1}{2\pi RC}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي قيمها أقل من التردد  $f_{OH}$  فهو:

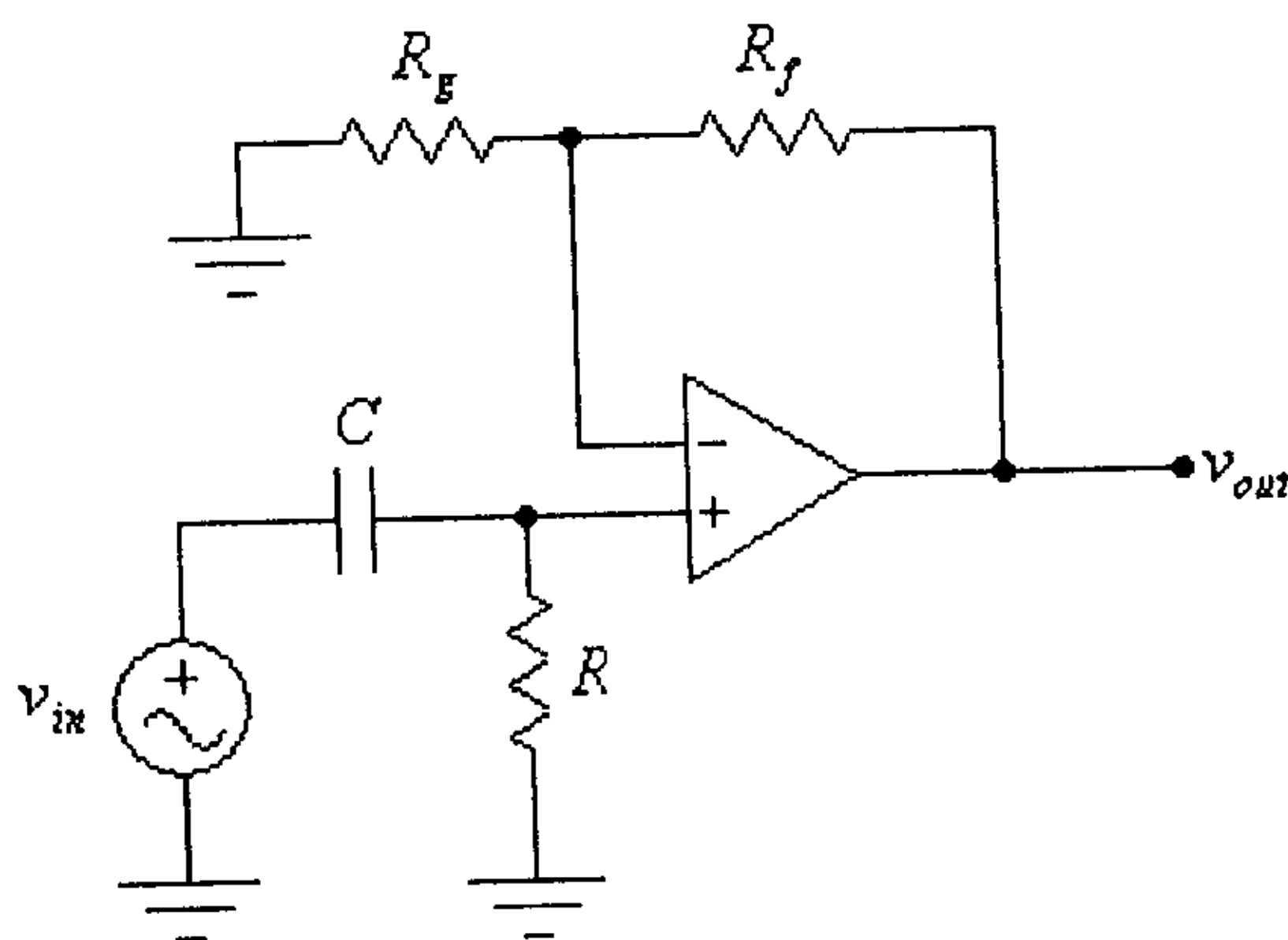
$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

وحتى تصبح الخاصية الترددية لهذا المرشح أقرب الى خاصية المرشح المثالي فيمكن إضافة مجموعة R-C أخرى الى الدائرة السابقة وذلك للحصول على مرشح ترددات منخفضة من الرتبة الثانية وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (45)

والشكل التالي يبين دائرة مرشح ترددات مرتفعة من الرتبة الأولى.



شكل (46)

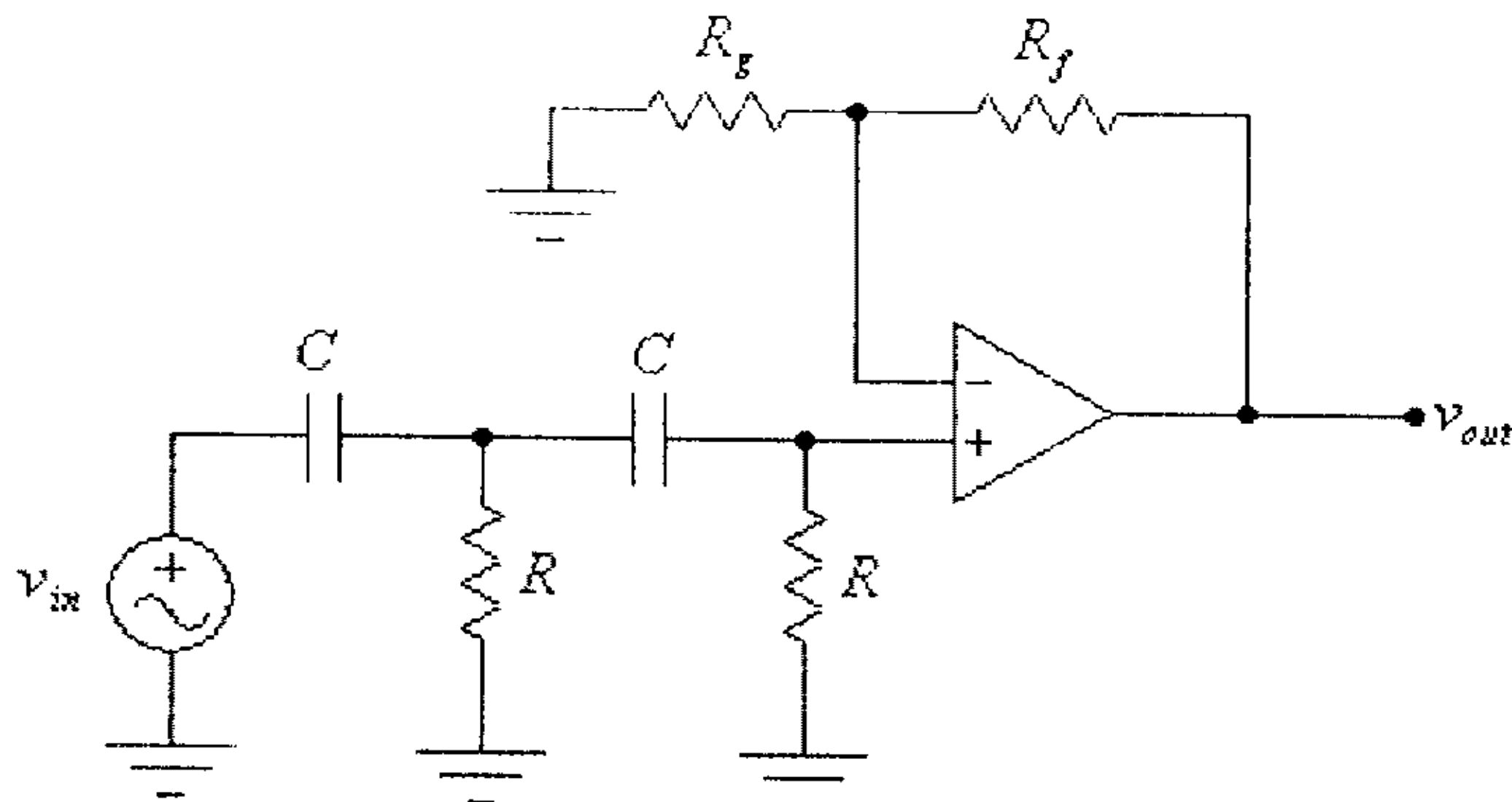
لهذه الدائرة أيضاً فإن تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_{OL} = \frac{1}{2\pi RC}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي قيمها أكبر من التردد  $f_{OL}$  فهو:

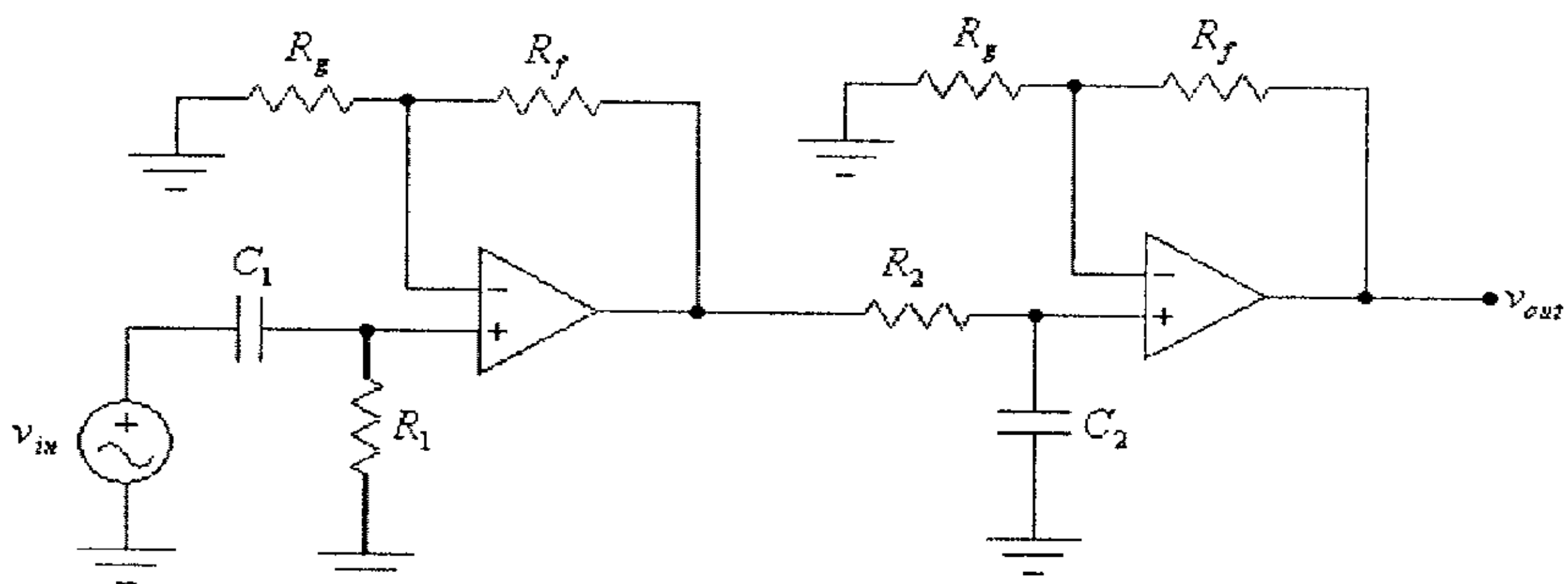
$$A_V = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

وكما في حالة مرشح الترددات المنخفضة فتصيح الخاصية الترددية لهذا المرشح أقرب الى خاصية المرشح المثالي فيمكن إضافة مجموعة R-C أخرى الى الدائرة السابقة وذلك للحصول على مرشح ترددات مرتفعة من الرتبة الثانية وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (47)

الشكل التالي يبين دائرة مرشح نطاقي (band-pass filter).



شكل (48)

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من مرشح ترددات مرتفعة موصل على التسلسل مع مرشح ترددات منخفضة.

لهذه الدائرة فإن تردد القطع للترددات المنخفضة هو:

$$f_{OL} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

أما تردد القطع للترددات المرتفعة فهو:

$$f_{OH} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

أما معامل تضخيم الفولطية للترددات التي الواقعة بين الترددين  $f_{OH}$  و  $f_{OL}$  فهو:

$$A_V = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

### 7.11 ملاحظات على عمل مضخم العمليات الحقيقي.

(1) معامل التضخيم: عرفت سابقاً أن العلاقة التي تربط بين فولطية المخرج وفولطيتي المدخلين لمضخم العمليات هي:

$$v_{out} = A_V (v^+ - v^-) = A_V \cdot v_d$$

وأن قيمة معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات المثالي كبير جداً.

من المعادلة السابقة نستنتج أنه وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متعاكستين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي  $180^\circ$ )، أي أن:

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

فإن:

$$v_d = v + v = 2v$$



و:

$$v_{out} = A_V \cdot v_d = A_V \cdot (2v) = 2v \cdot A_V$$

وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متحدتين بالطور (أي أن فرق الطور بينهما يساوي صفراً)، أي أن:

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

فإن:

$$v_d = v - v = 0$$

$$v_{out} = A_V \cdot v_d = 0$$

ولمضخم العمليات الحقيقي فإن معامل تضخيم الفولطية كبير جداً ولكنه محدودٌ، كما أنه وعندما تكون الإشارتين المدخليتين متشابهتين، أي أن:

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

فإن:

$$v_{out} \neq 0$$

بل لها قيمة يعتمد مقدارها على قيمة كل من الإشارتين المدخليتين  $v^+$  و  $v^-$ .  
وإذا رمزنا لمعامل تضخيم الفولطية للفرق بين الإشارتين المدخليتين بالرمز  $A_d$  و لمعامل تضخيم الفولطية للإشارتين المدخليتين المتشابهتين بالرمز  $A_c$  فإنه يستخدم مصطلح الـ (common-mode rejection ratio) والذي يرمز له بـ CMRR للتعبير عن النسبة بين كل من معاملي التضخيم  $A_d$  و  $A_c$ ، أي أن:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

لاحظ أن قيمة CMRR لمضخم العمليات المثالي

هي:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{\infty}{0} = \infty$$

ولأن قيمة CMRR لمضخم العمليات الحقيقي كبيرة جداً فكثيراً ما تُستخدم وحدة الديسيبل للتعبير عنها، ويكون مقدار المعامل CMRR بالديسيبل هو:

$$CMRR(\log) = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_c}\right)$$

ومما تجب الإشارة إليه فإنه ولحساب قيمة معامل تضخيم الفولطية عندما تكون الإشارتين المدخليتين متشابهتين فإن الإشارة المدخلية تعتبر متوسط الإشارتين المدخليتين.

**مثال (14):**

أوجد قيمة CMRR لمضخم عمليات، إذا علمت أنه:

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين قيمة كل منهما  $1mV$  ومتعاكستين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي  $180^\circ$ )، فإن الفولطية المخرجة تساوي  $10V$ .

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين قيمة كل منهما  $1mV$  ومتشابهتين (أي أن فرق الطور بينهما يساوي  $0^\circ$ )، فإن الفولطية المخرجة تساوي  $10mV$ .

**الحل:**

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين متعاكستين، فإن:

$$v_d = v^+ - v^- = 2mV$$

معامل التضخيم هو:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = \frac{10V}{2mV} = 5000$$

- عند تغذية هذا المضخم بإشارتين متشابهتين، فإن:

$$v_c = \frac{v^+ + v^-}{2} = 1mV$$

معامل التضخيم هو:

$$A_c = \frac{v_{out}}{v_c} = \frac{10mV}{1mV} = 10$$

وبالتالي فإن:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{5000}{10} = 500$$

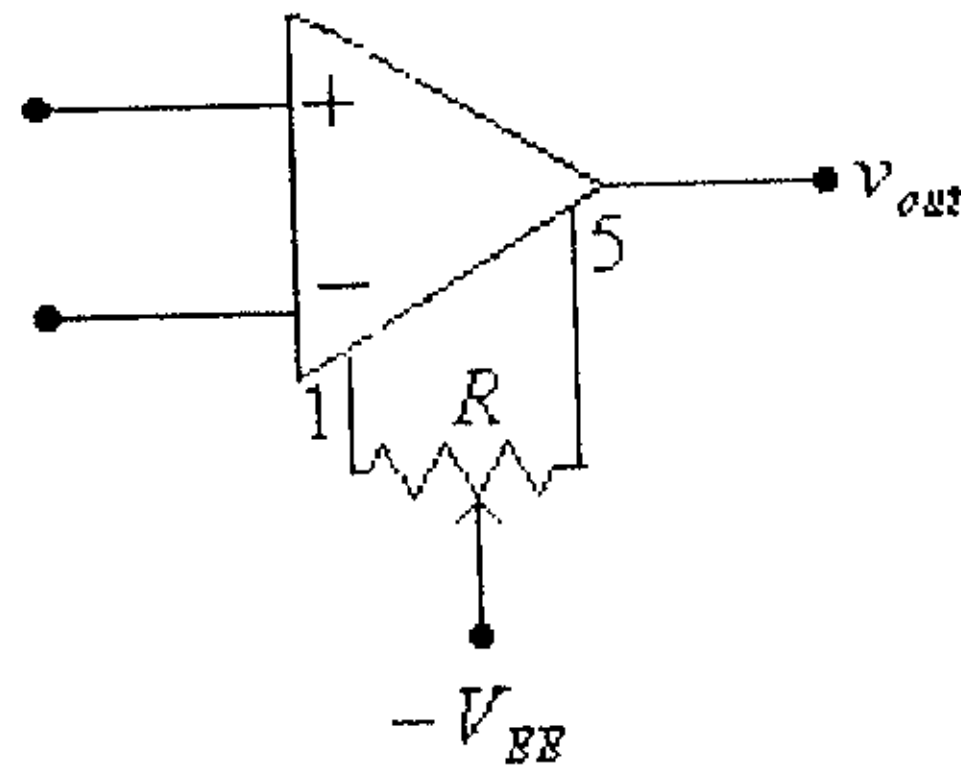
وباستخدام الديسيبل، فإن:

$$CMRR(\log) = 20 \log(500) = 53.98$$

(2) فولطية الإزاحة المدخلية وتيار الإزاحة المدخلي: عرفت سابقاً أن الفولطية المخرجة لمضخم العمليات المثالي ستكون مساوية للصفر عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً، ولكن لمضخم العمليات الحقيقي فإن قيمة الفولطية المخرجة لا تكون مساوية للصفر عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً. ويعود سبب ذلك الى عدم التماثل بين عناصر مضخمات الفرق المكونة لمضخم العمليات، مما يُسبب كون معاملي تضخيم الفولطية لكل من الترانزيستورين المكونين لمضخمات الفرق مختلفين وكذلك لإختلاف قيم التيارات المدخلية لمضخم العمليات.

وفي المواصفات الفنية لمضخم العمليات عادةً ما تذكر الشركات الصانعة قيمة فولطية الإزاحة المدخلية (input offset voltage) والتي يرمز لها بالرمز  $V_{io}$ ، والتي تعرف على أنها قيمة الفولطية المدخلية التي تجعل الفولطية المخرجة لمضخم العمليات تساوي صفراً.

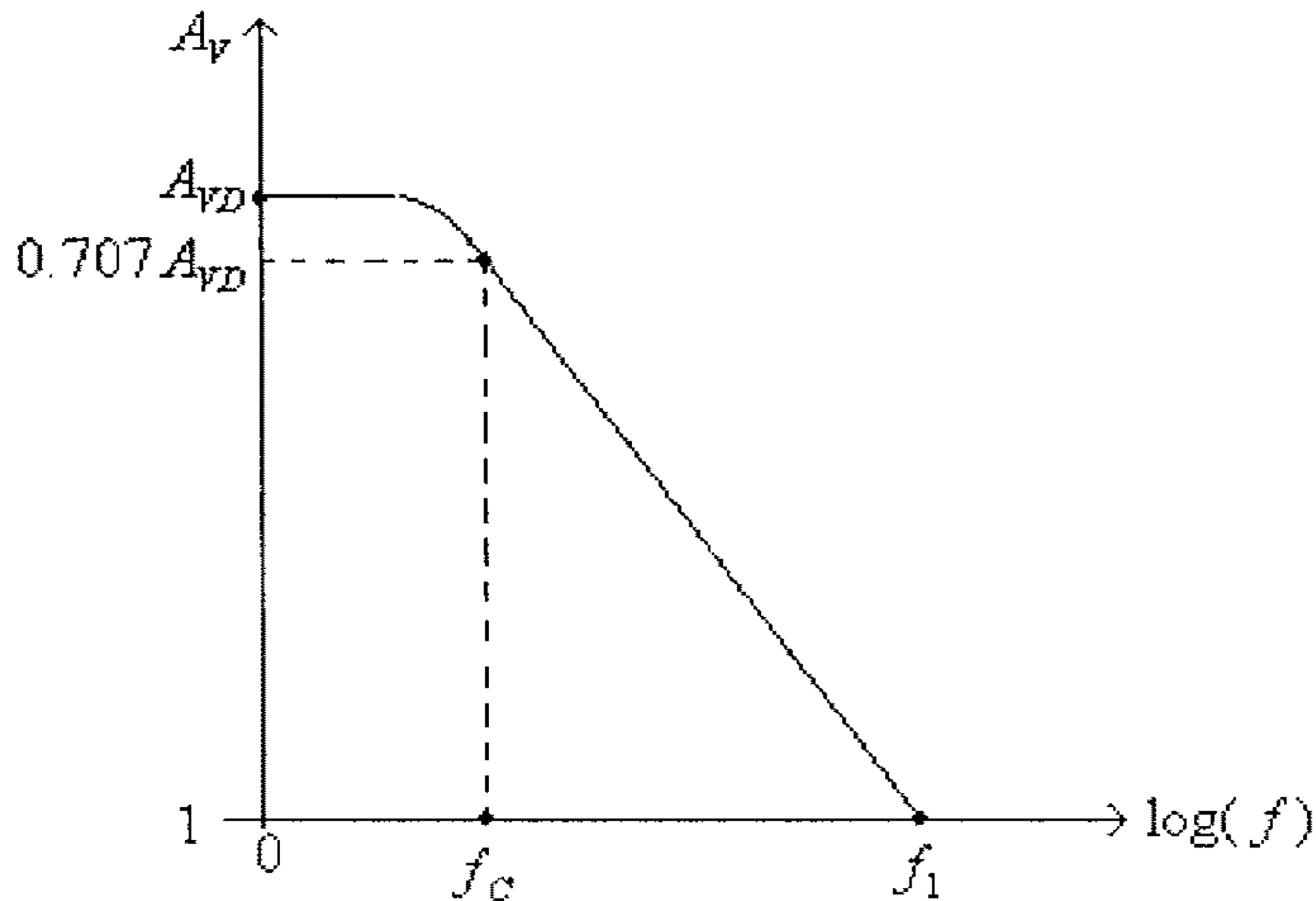
أما تيار الإزاحة المدخلي (input offset voltage) والذي يرمز له بالرمز  $I_{io}$  فيعرف على أنه الفرق بين قيم التيارين المدخليين لمضخم العمليات. وللتخلص من تأثير فولطية الإزاحة المدخلية وكذلك تأثير تيار الإزاحة المدخلي، (أي لجعل قيمة الفولطية المخرجة لمضخم العمليات تساوي صفراً عندما تكون الفولطية المدخلية تساوي صفراً)، فيوجد في بعض أنواع مضخمات العمليات أطراف إضافية تستخدم لهذا الغرض. ففي مضخم العمليات  $\mu A741$ ، والذي يُستخدم في الكثير من التطبيقات العملية، فإن الطرفين (1) و (5) يستخدمان لهذا الغرض، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (49)

(3) العلاقة بين معامل التضخيم وتردد الإشارة المدخلية: كأي مضخم فولطية فإن معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات يعتمد على تردد الإشارة المدخلية.

الشكل التالي يبين العلاقة بين معامل تضخيم الفولطية  $A_v$  وتردد الإشارة المدخلية  $f$ .



شكل (50)

من هذا الشكل، تلاحظ أن:

- القيمة العليا لمعامل التضخيم ( $A_{vD}$ ) تكون عندما تكون قيمة تردد الإشارة المدخلة تساوي صفراً (إشارة تيار مستمر).
  - بإزدياد تردد الإشارة المدخلة ينقص معامل تضخيم الفولطية لمضخم العمليات، وتردد الإشارة التي يصبح عندها معامل تضخيم الفولطية يساوي  $\frac{A_{vD}}{\sqrt{2}} = 0.707 A_{vD}$  يسمى تردد القطع ويرمز له بالرمز  $f_c$ .
  - عند وصول تردد الإشارة المدخلة الى قيمة عالية (القيمة  $f_1$ ) تصبح قيمة الإشارة المخرجة لمضخم العمليات مساوية لقيمة الإشارة المدخلة أي أن معامل التضخيم يساوي واحد.
- وللتعبير عن سرعة تغير الفولطية المخرجة لمضخم العمليات يستخدم مصطلح (slew rate) ويرمز له بالرمز SR، ويعرف بأنه أعلى سرعة يمكن أن تتغير بها قيمة الفولطية المخرجة.

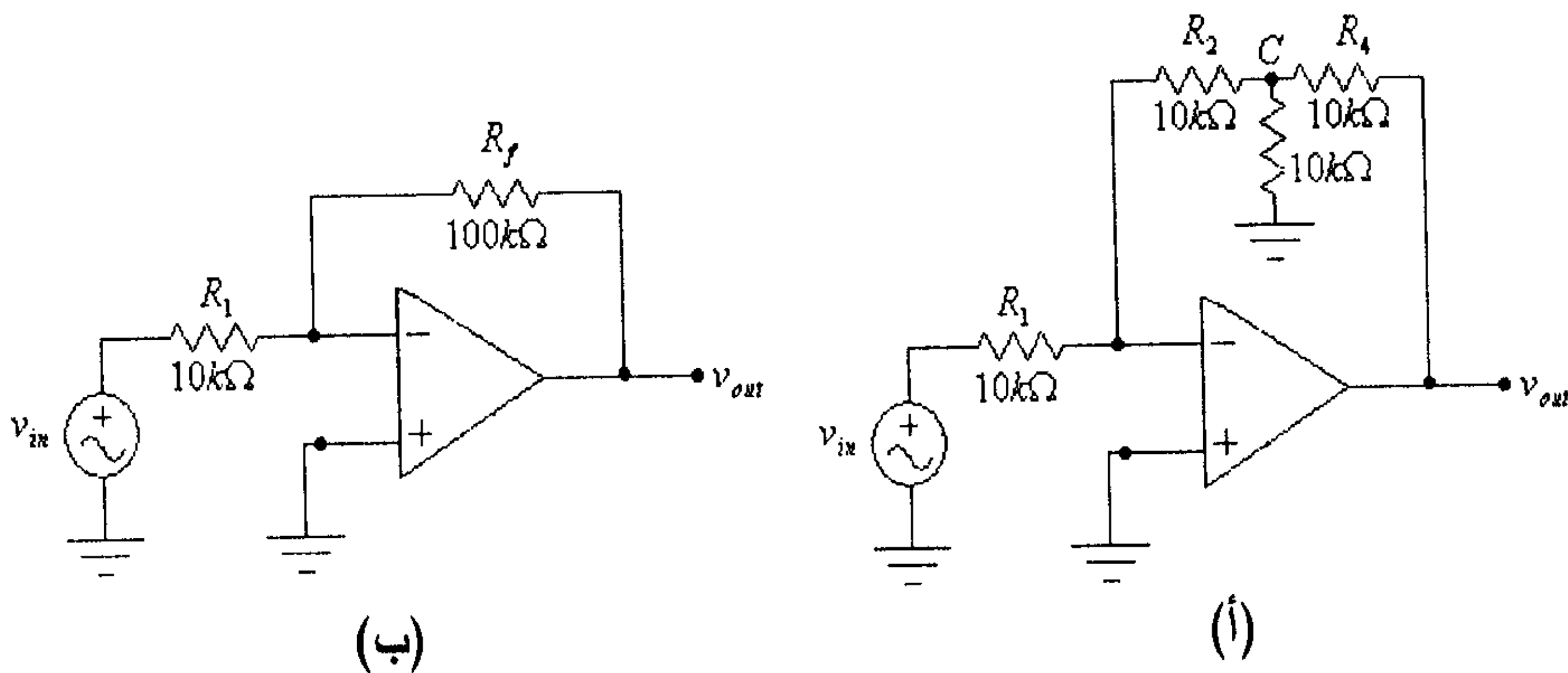
## 7.12 تمارين:

(1) لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

(أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية  $A_v$ ، الممانعة المدخلة  $Z_{in}$  و الممانعة المخرجة  $Z_{out}$ .

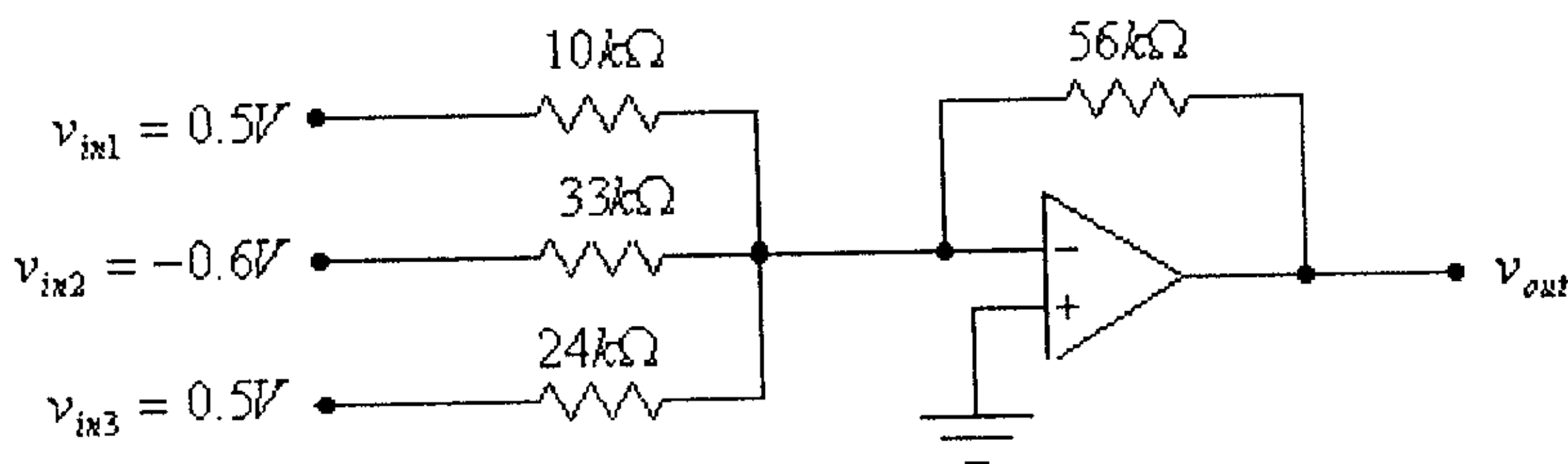
(ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلة والفولطية المخرجة، إذا علمت أن

$$v_{in}(t) = 2 \sin(\omega t)$$



شكل (51)

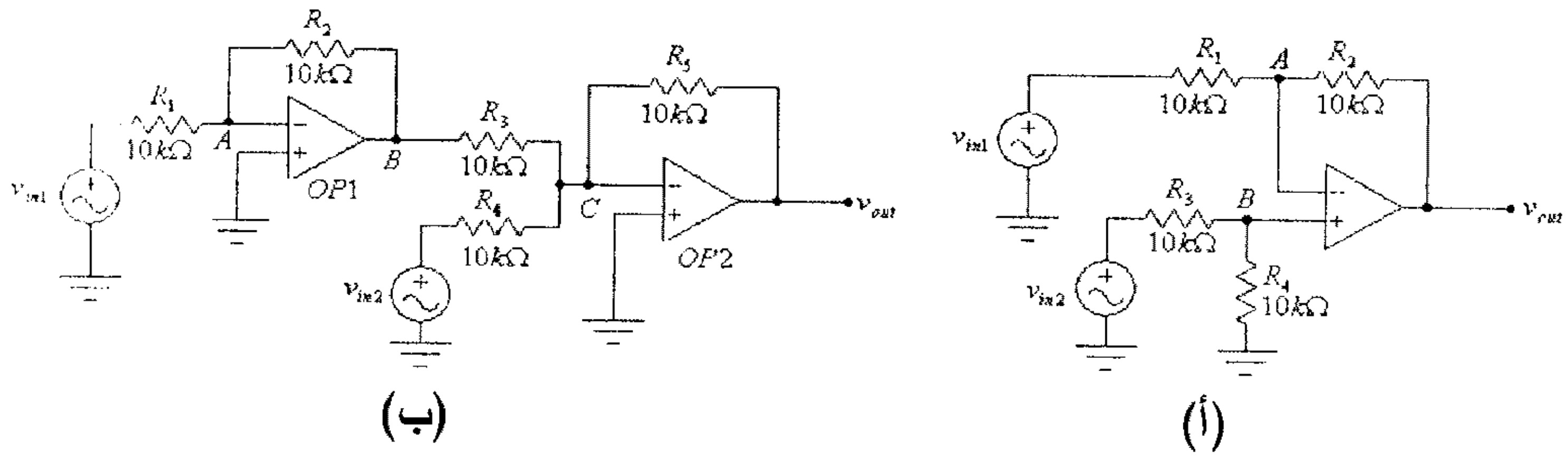
(2) للدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجة  $v_{out}$ .



شكل (52)

(3) لكل من الدائرتين التاليتين، أوجد العلاقة بين الفولطية المخرجة  $v_{out}$

والفولطيتين المدخلتين  $v_{in1}$  و  $v_{in2}$ .

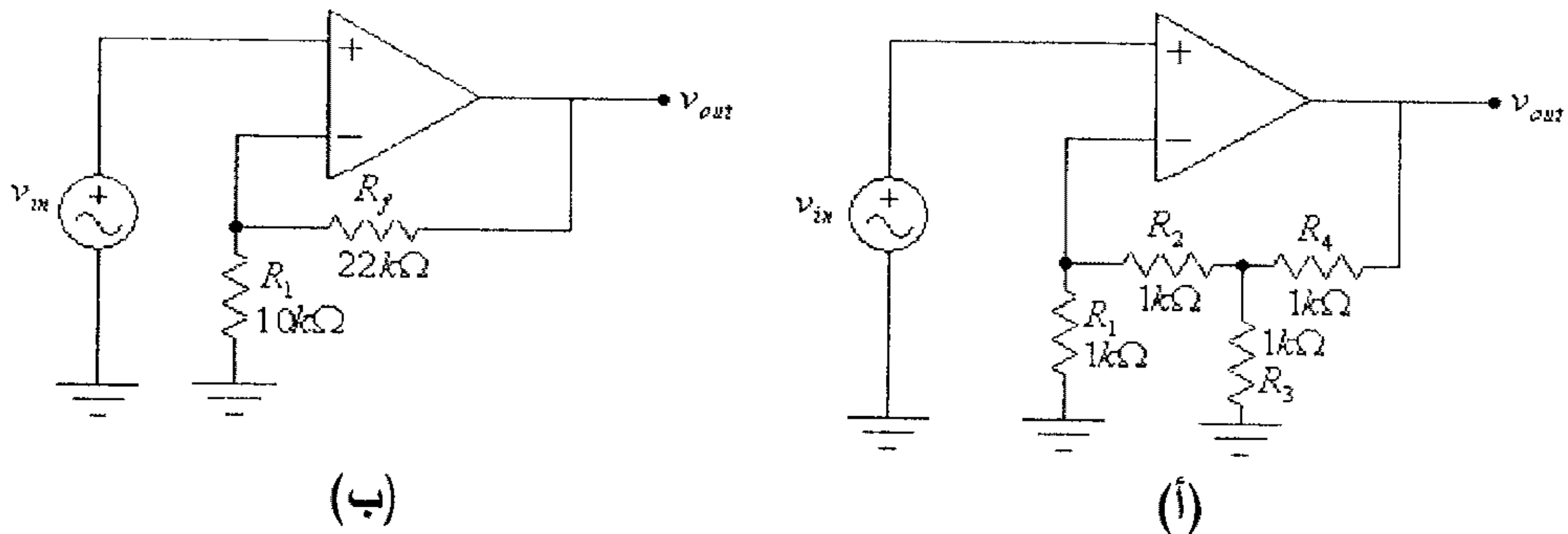


شكل (53)

4 لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

(أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية  $A_V$ ، الممانعة المدخلية  $Z_{in}$  و الممانعة المخرجة  $Z_{out}$ .

(ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلية و الفولطية المخرجة، إذا علمت أن  $v_{in}(t) = 1.5 \sin(\omega t)$ .

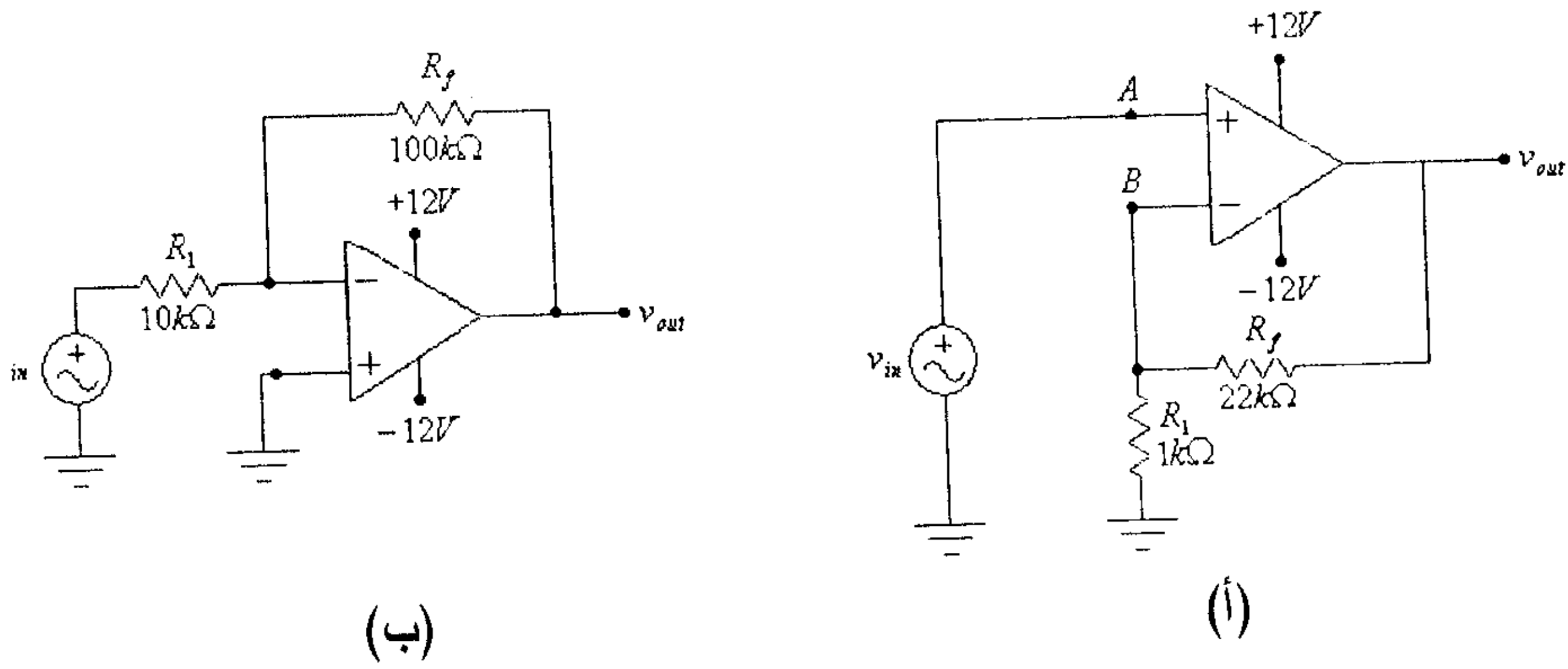


شكل (54)

5 لكل من الدائرتين في الشكل التالي:

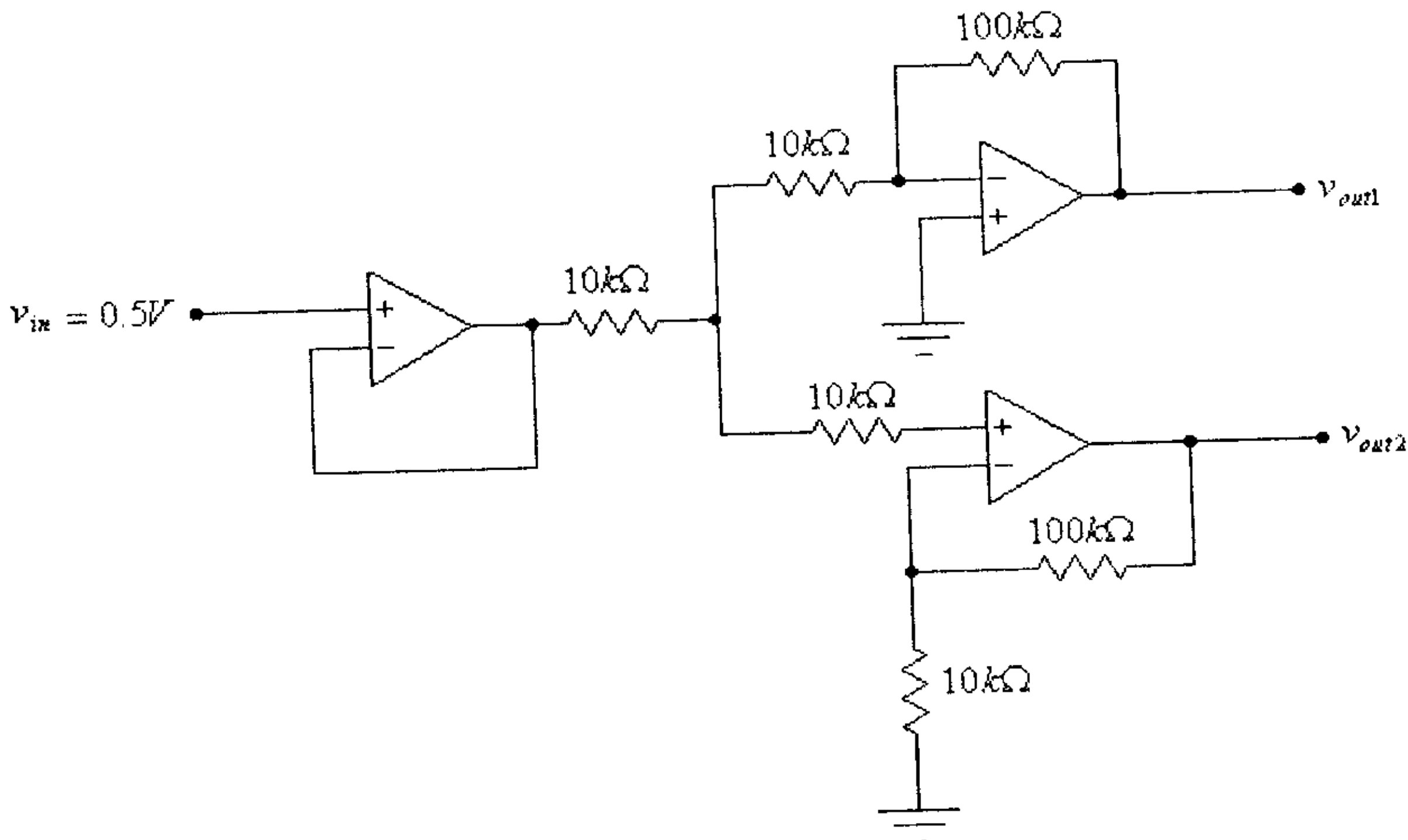
(أ) أوجد قيمة كل من معامل تضخيم الفولطية  $A_V$ ، الممانعة المدخلية  $Z_{in}$  و الممانعة المخرجة  $Z_{out}$ .

(ب) أرسم موجتي الفولطية المدخلية و الفولطية المخرجة، إذا علمت أن  $v_{in}(t) = 2 \sin(\omega t)$ .



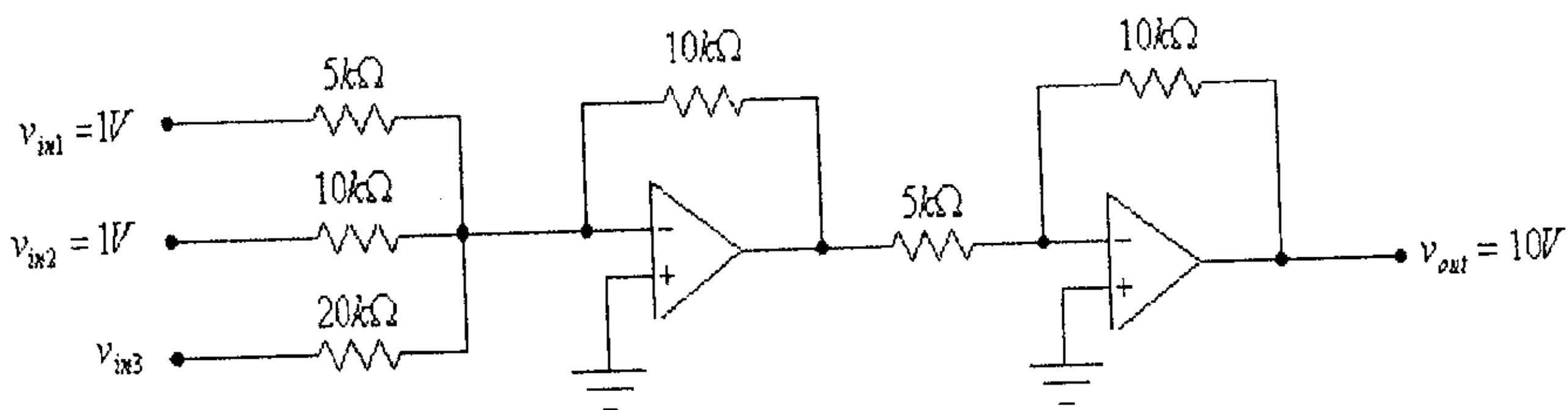
شكل (55)

6) للدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطيتين المخرجيتين  $v_{out1}$  و  $v_{out2}$ .



شكل (56)

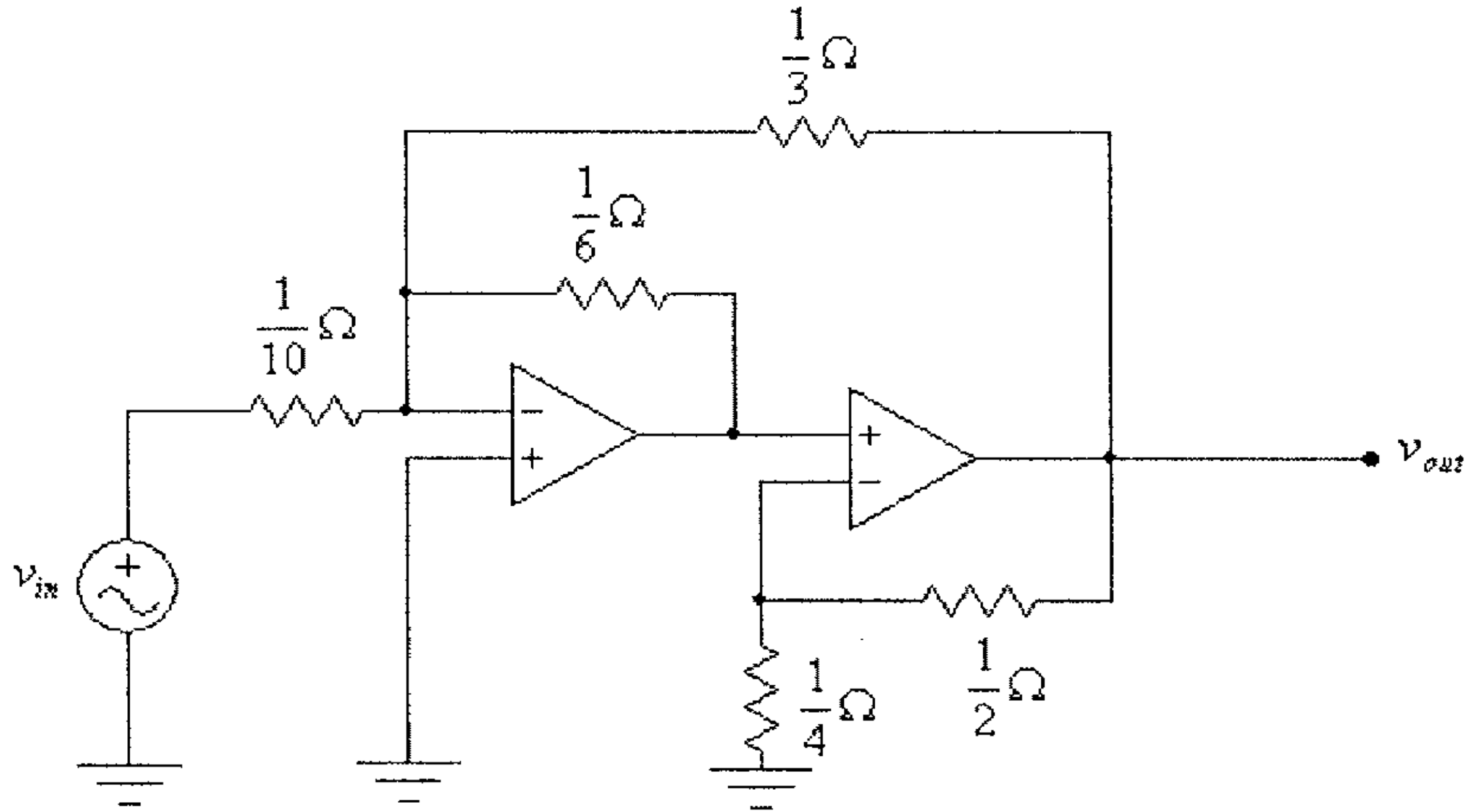
7) للدائرة التالية، وإذا علمت أن  $v_{out} = 10V$  وأن  $v_{in1} = v_{in2} = 1V$ ، أوجد قيمة الفولطية المدخلية  $v_{in3}$ .



شكل (57)

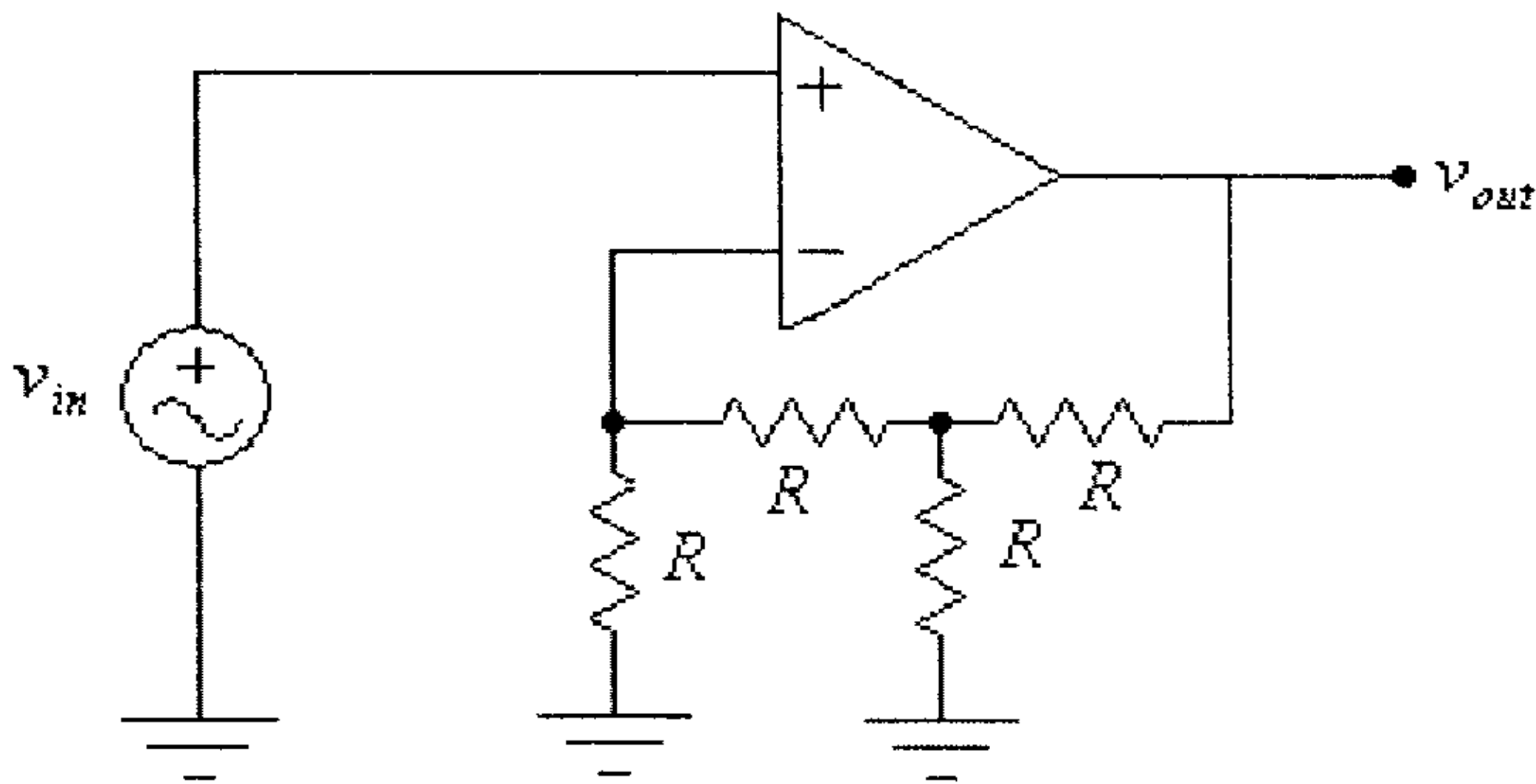


(8) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية.



شكل (58)

(9) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية.

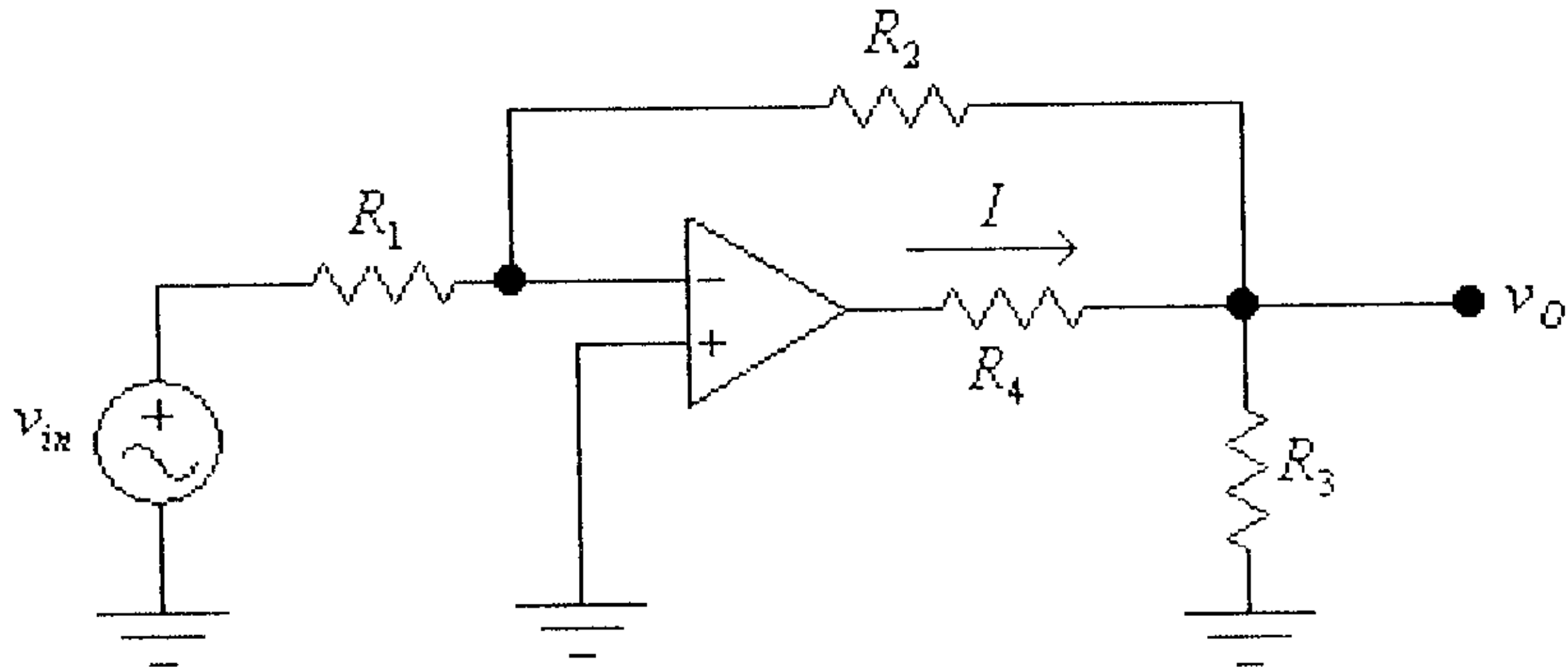


شكل (59)

(10) للدائرة التالية، وإذا علمت أن  $R_2 \gg R_3$ ، أثبت أن:

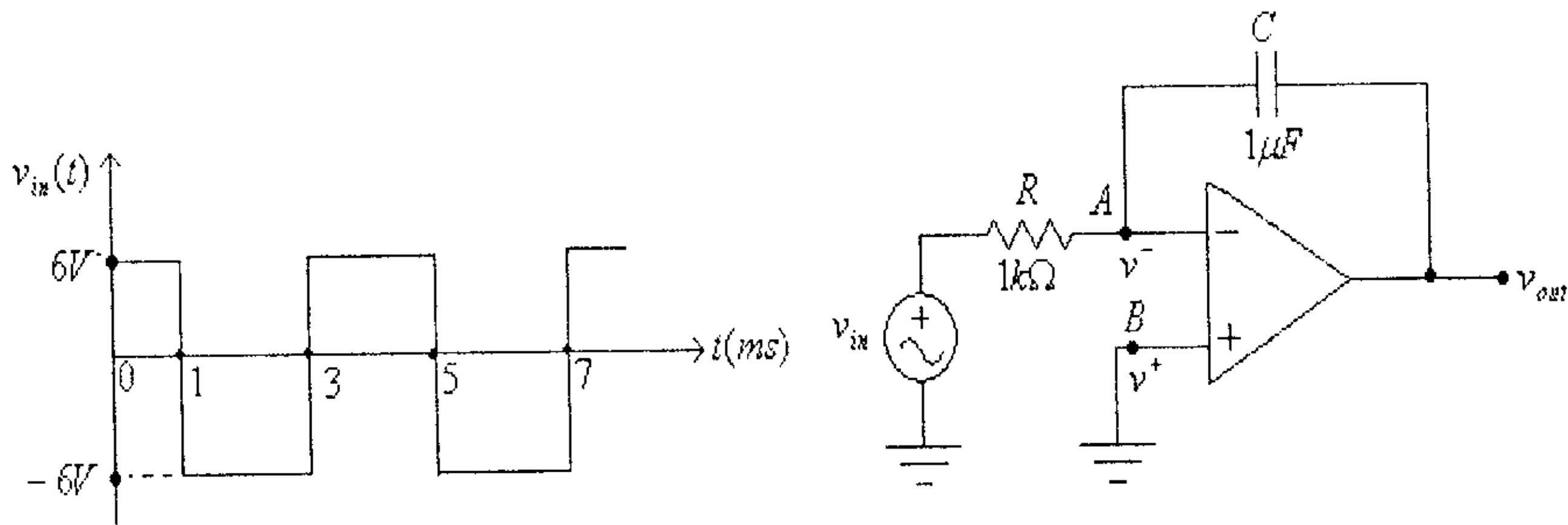
$$I = -v_{in} \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3}$$

ملاحظة: بما أن  $R_2 \gg R_3$ ، فإن:  $R_2 + R_3 \approx R_2$



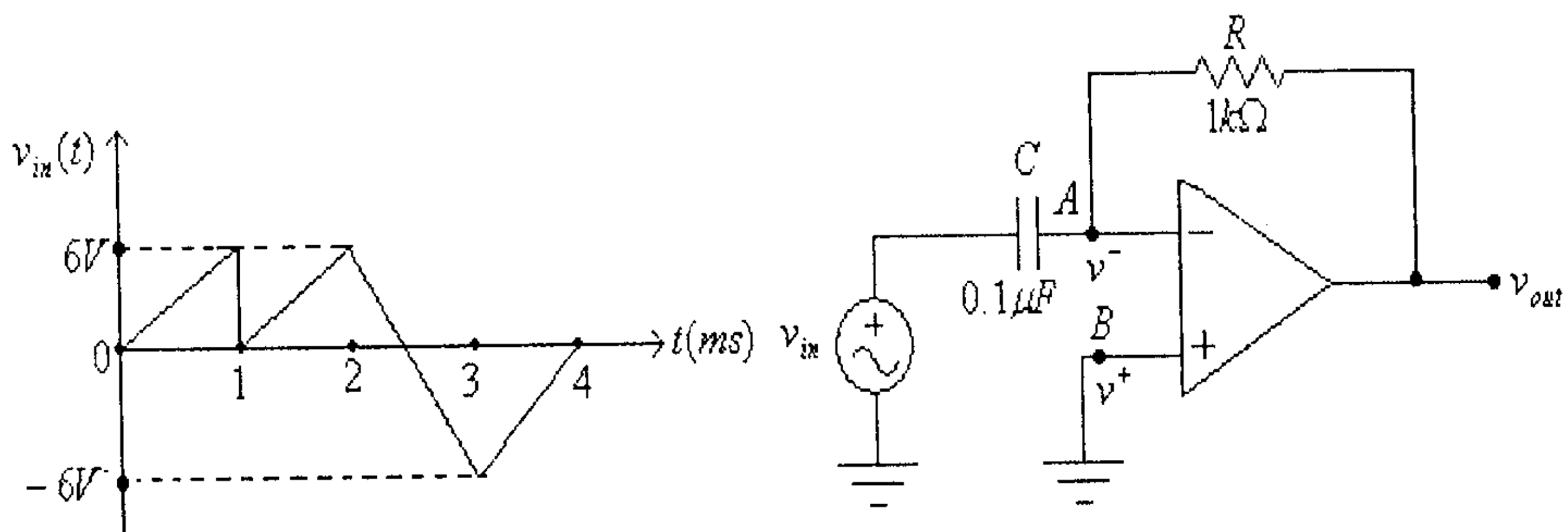
شكل (60)

11) لدائرة المكامل والإشارة المدخلة المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجة.



شكل (61)

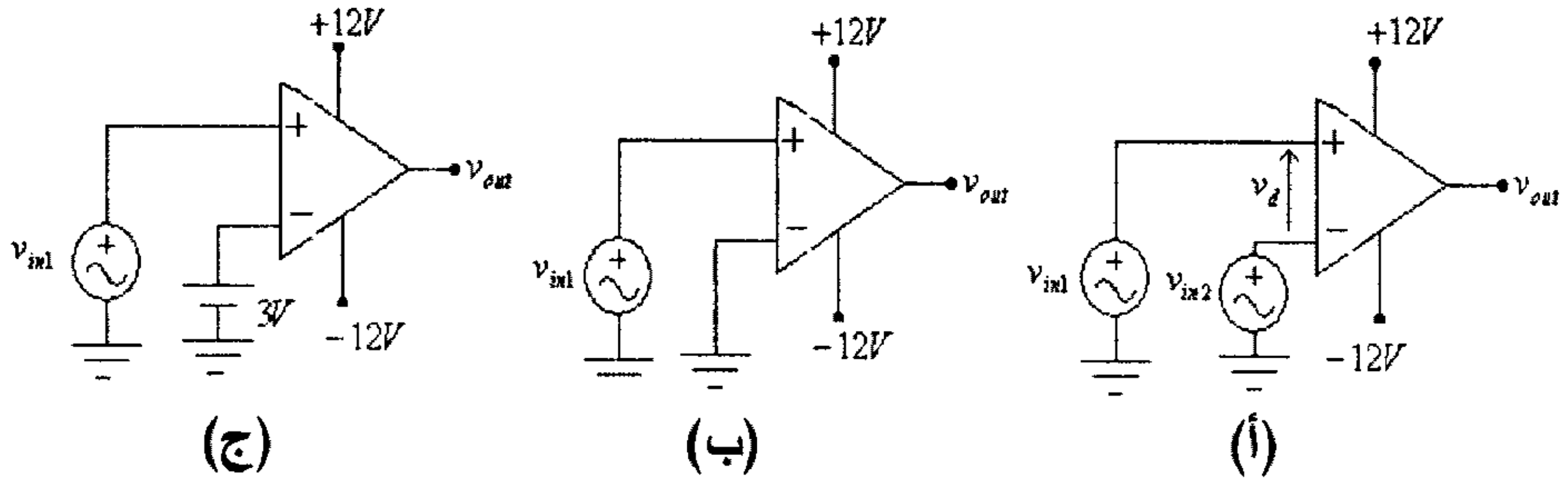
12) لدائرة المُفاضل والإشارة المدخلة المبينة في الشكل التالي، ارسم موجة الفولطية المخرجة.



شكل (62)

(13) لكل من الدوائر التالية ، أرسم موجة الفولطية المخرجة، إذا علمت أن:

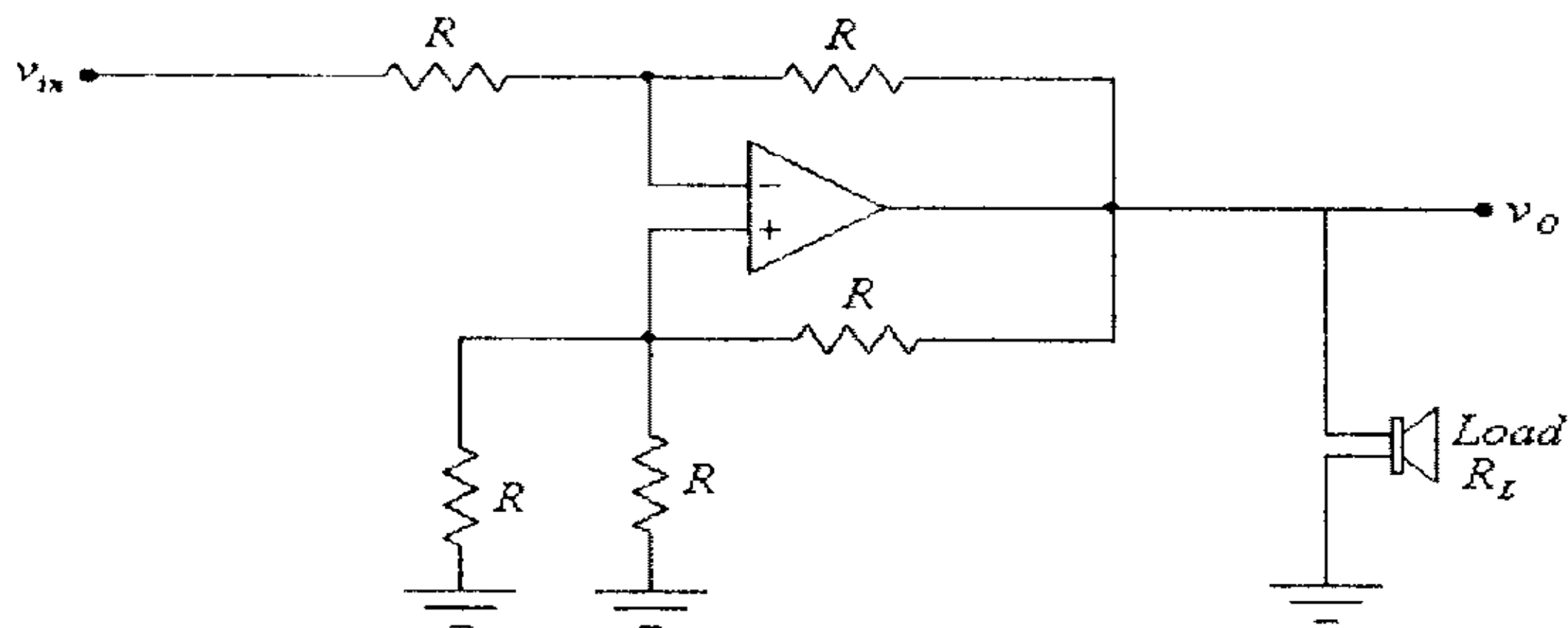
$$v_{in1} = 5 \sin(\omega t) \text{ و } v_{in2} = 5 \cos(\omega t)$$



شكل (63)

(14) للدائرة التالية، أوجد قيمة  $v_o$  بدلالة كل من  $v_{in}$  والمقاومات  $R$  و  $R_L$ .

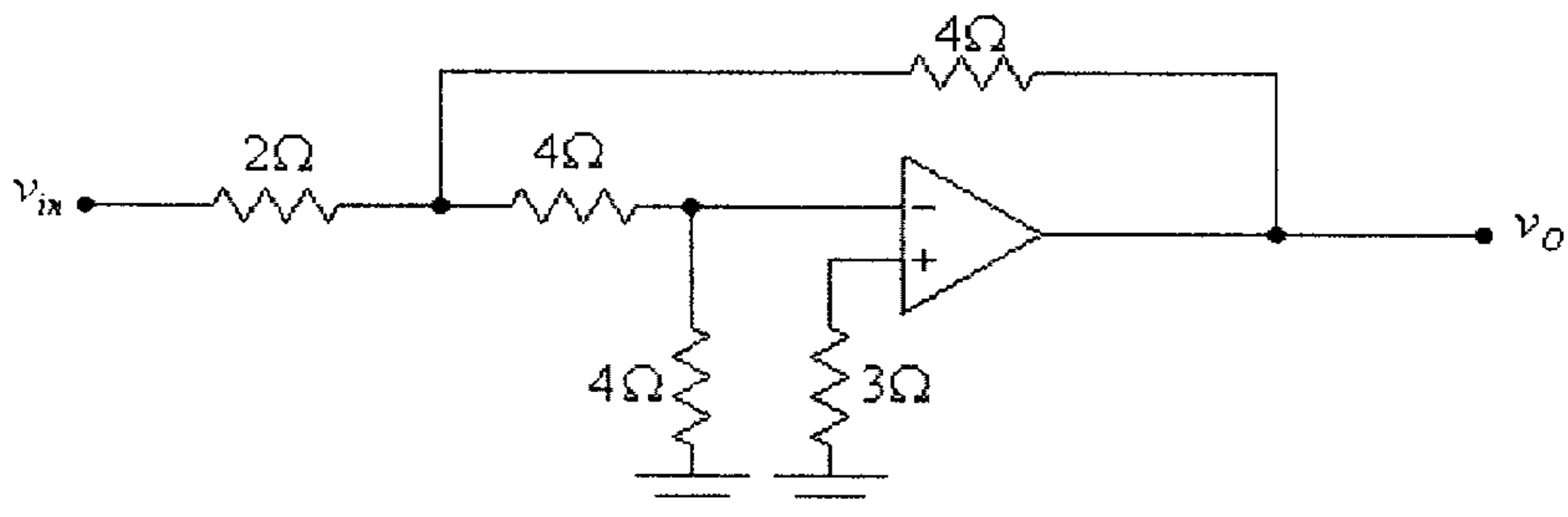
ما هي قيمة كل من الممانعتين المدخلية والمخرجة لهذه الدائرة.



شكل (64)

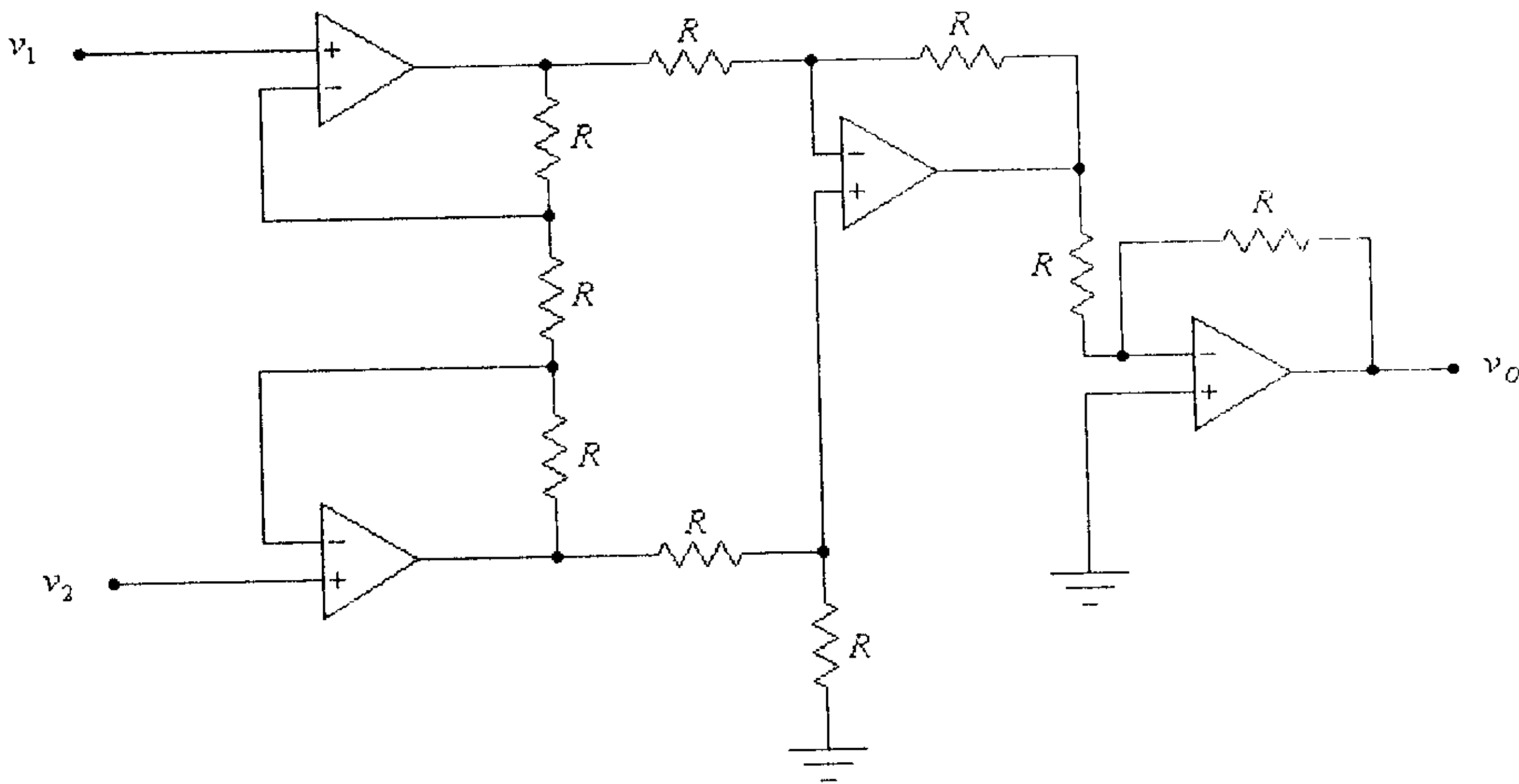
(15) للدائرة التالية، أوجد قيمة معامل تضخيم الفولطية  $A_v = \frac{v_o}{v_{in}}$

والمقاومة المدخلية  $R_{in}$ .



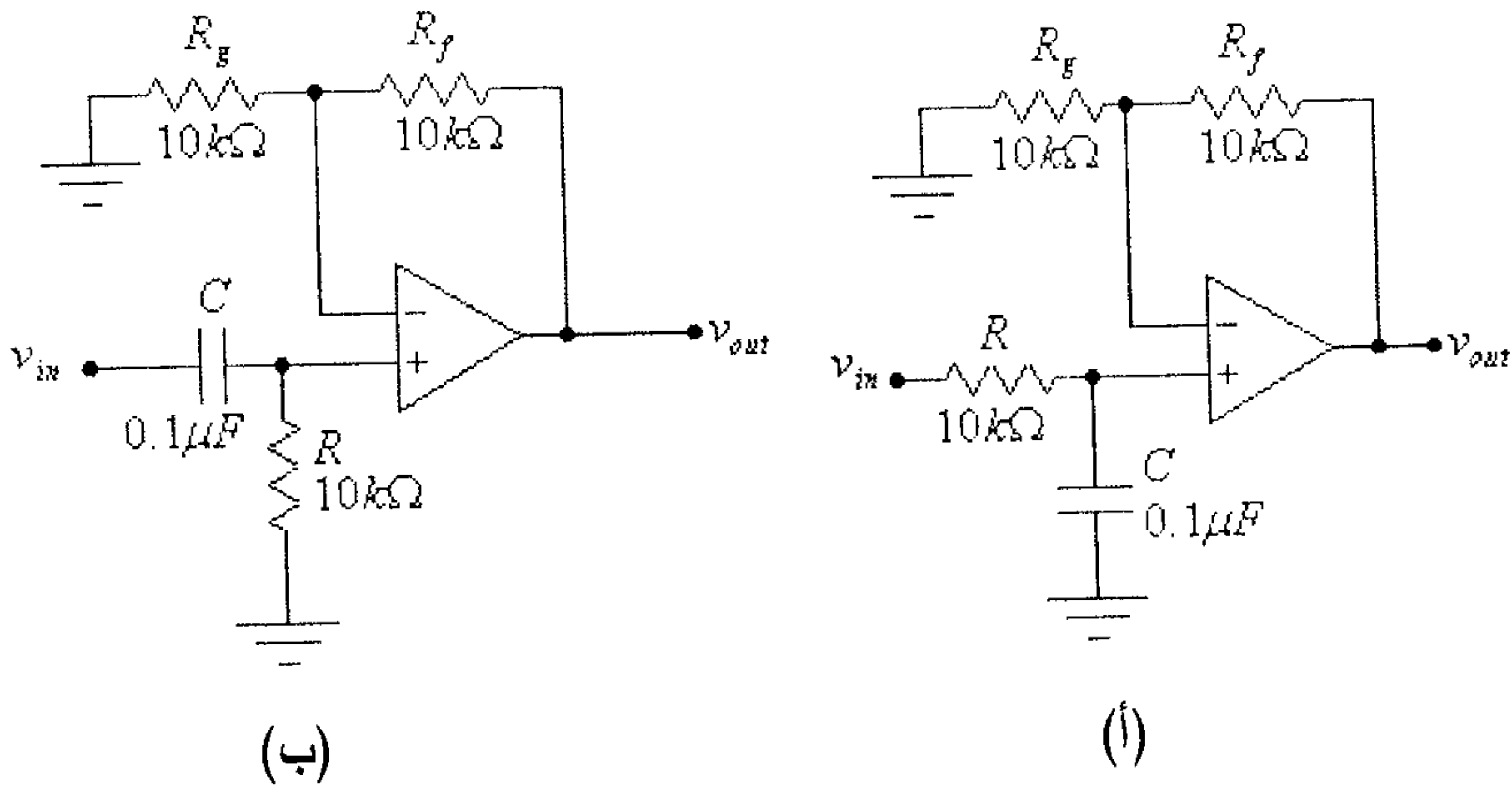
شكل (65)

(16) للدائرة التالية، أوجد قيمة  $v_o$  بدلالة كل من  $v_1$  و  $v_2$  والمقاومة  $R$ .



شكل (66)

(17) أرسم الخاصية الترددية لكل من المرشحات التالية.



شكل (67)

# الوحدة الثامنة





## الوحدة الثامنة

### مضخمات القدرة

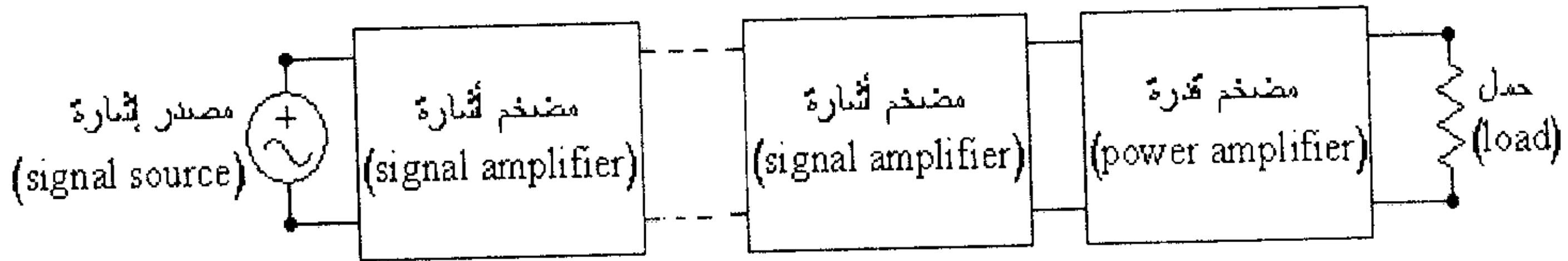
#### 8.1 مدخل

عرفنا في الوحدة الرابعة من هذا الكتاب أنه يمكن تقسيم المضخمات الإلكترونية إلى مضخمات فولطية (voltage amplifiers) ومضخمات تيار (current amplifiers) و مضخمات قدرة (power amplifiers). وعرفنا كذلك أن الهدف الرئيسي لمضخمات الفولطية ومضخمات التيار، والتي تسمى معاً مضخمات إشارة (signal amplifiers)، هو تضخيم سعة الإشارة المدخلة وإنتاج صورة مكبرة لها على مخرج المضخم دون إحداث تشويه على شكل تلك الإشارة. ولما كانت قيم فولطيات (وتيارات) الإشارات المراد تضخيمها يمثل هذه المضخمات قليلة، فإن قدرات تلك المضخمات قليلة جداً.

أما مضخمات القدرة (power amplifiers) فهدفها الرئيسي هو تضخيم القدرة وتغذية الحمل بقدرة أكبر من القدرة المدخلة للمضخم، لذا فإن قدرات مثل هذه المضخمات تكون كبيرة نسبياً.

وحيث أن قدرات مضخمات القدرة كبيرة نسبياً فإنه وعند تصميم مثل هذه المضخمات يراعى أن تكون الضياعات المبددة فيها قليلة، أي أن يكون معامل الفائدة لهذه المضخمات كبير نسبياً.

في دوائر التضخيم الإلكترونية، والتي تتكون عادةً من عدة مراحل تضخيم موصولة على التسلسل كما في الشكل التالي، فإن مرحلة التضخيم الأخيرة والتي تُغذي الحمل تكون، عادةً، مضخم قدرة.

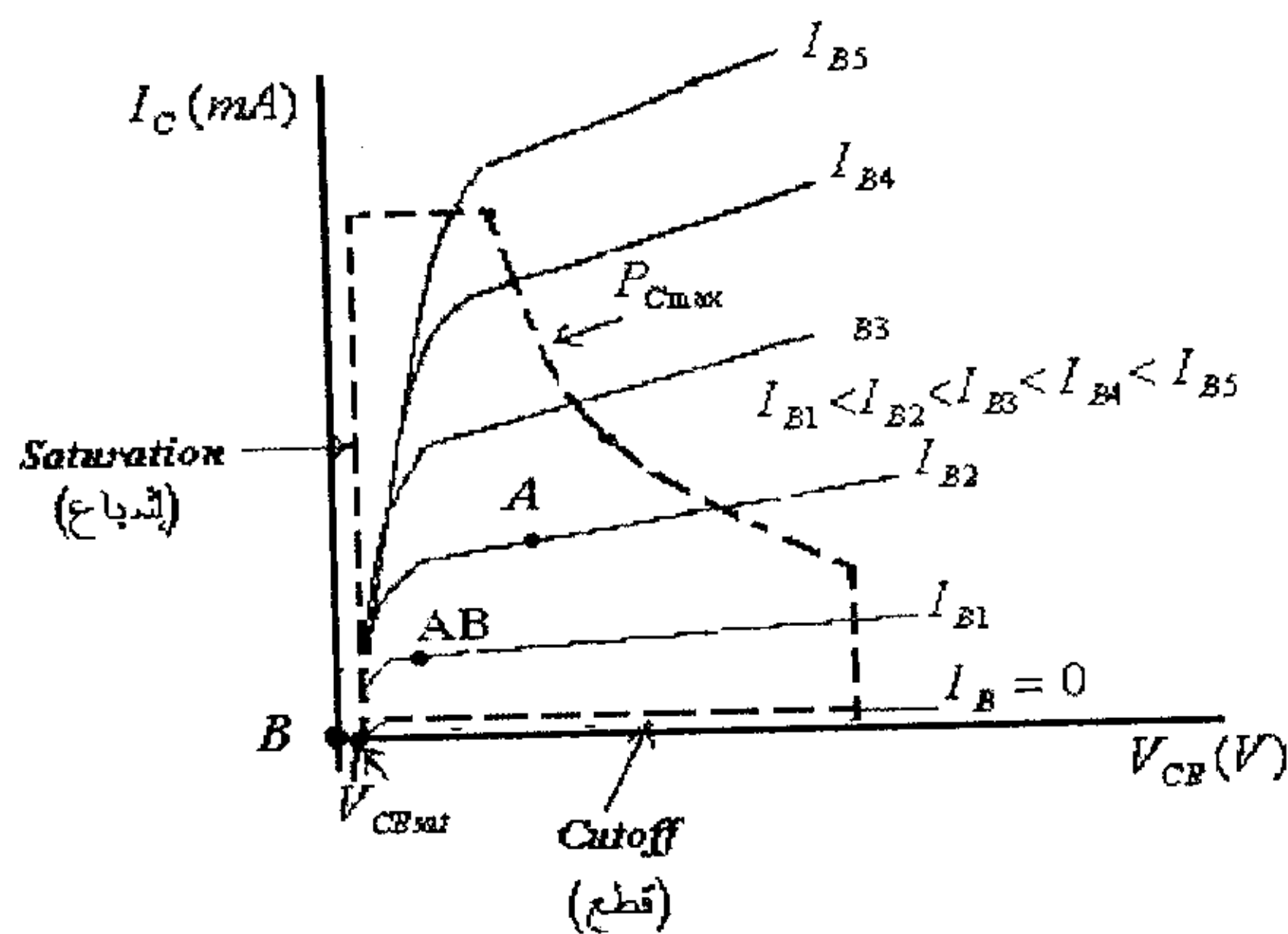


شكل (1)

## 8.2 تصنيف مضخمات القدرة

حسب موقع نقطة عمل (operating point) الترانزيستور والتي تُحدد قيم التيارات في الترانزيستور وفرق الجهد بين أطرافه عندما تكون فولطية الإشارة المدخلية  $v_{in}$  تساوي صفراً، والتي كثيراً ما تسمى أيضاً نقطة السكون (quiescent point) أو إختصاراً (Q-point)، يمكن تصنيف مضخمات القدرة الى الأصناف التالية:

- المضخمات من الصنف A (class A amplifiers): في هذا الصنف من المضخمات تكون نقطة العمل للترانزيستور في منتصف المنطقة الفعالة (النقطة A في الشكل التالي)، وهذا يضمن عدم دخول الترانزيستور، عند عمله، منطقتي الإشباع (saturation) أو القطع (cutoff).



شكل (2)



- المضخمات من الصنف B (class B amplifiers): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور دون إنحياز، لذا تكون قيمة كل من جهد الإنحياز و تيار الإنحياز للترانزيستور تساوي صفراً، أي أن نقطة العمل للترانزيستور هي النقطة B في الشكل السابق.

وحيث أن الترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات يبقى دون إنحياز، فإن ترانزيستور واحد لن يستطيع تضخيم كامل الإشارة الكهربائية عندما تحوي جهداً بقيم موجبة وأخرى سالبة، لذا وفي هذا الصنف من المضخمات يستعمل زوجاً من الترانزيستورات إحداها يقوم بتضخيم الجزء الموجب من الموجة المدخلية والآخر يقوم بتضخيم الجزء السالب.

- المضخمات من الصنف AB (class AB amplifiers): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور عند إنحياز بين ذلك للصنفين A و B، أي أن نقطة العمل للترانزيستور هي النقطة AB في الشكل السابق. وكما في حالة المضخم من الصنف B فإنه يلزم زوجاً من الترانزيستورات لبناء هذا الصنف من المضخمات.

- المضخمات من الصنف C (class C amplifiers): يستخدم في هذا الصنف من المضخمات دائرة رنين (resonant circuit) مكونة من مكثف وملف. ويعمل الترانزيستور ودائرة الرنين على إنتاج الإشارة المخرجة بتردد محدد، لذا فكثيراً ما يُستخدم هذا الصنف من المضخمات في دوائر الراديو ودوائر الإتصالات المختلفة.

- المضخمات من الصنف D (class D amplifiers): في هذا الصنف من المضخمات يعمل الترانزيستور كمفتاح الكتروني، لذا فإن هذا الصنف من المضخمات يمتاز بمعامل فائدته العالية لأن الضياعات الحرارية

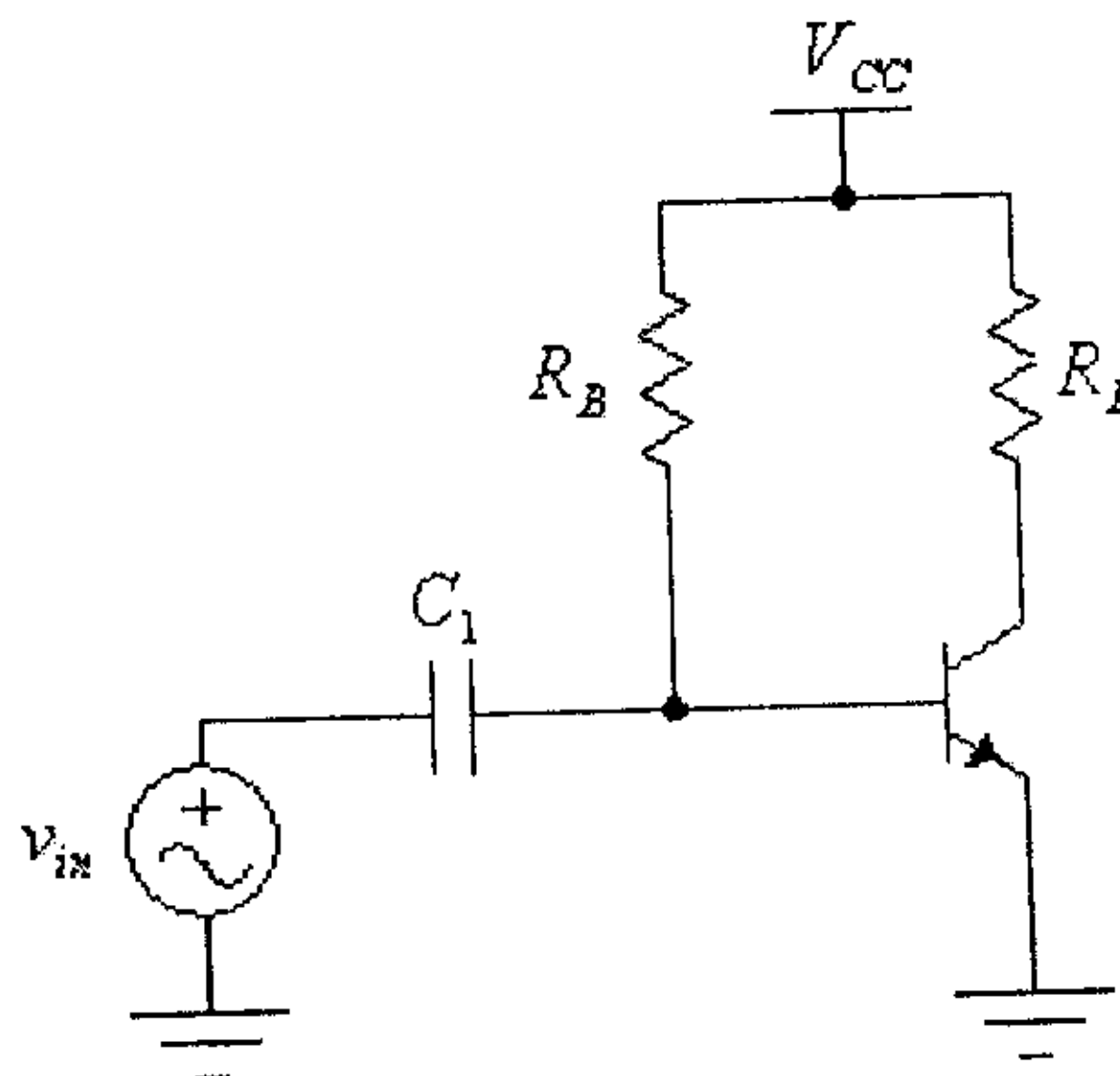
المبددة على الترانزيستور تكون قليلة نسبياً، مما يجعله مناسباً للتطبيقات ذات القدرات العالية.

### 8.3 مضخمات القدرة من الصنف A (Class A Amplifiers)

وكما ذكر سابقاً فإن نقطة عمل الترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات تكون في منتصف المنطقة الفعالة، وذلك لضمان الحصول على أكبر تغير ممكن لتيار وفولطية الإشارة المخرجة دون دخول الترانزيستور منطقة الإشباع (saturation) أو منطقة القطع (cutoff).

يمكن بناء دائرة تضخيم من هذا الصنف من المضخمات باستخدام طرق الإنحياز المختلفة التي تم شرحها في الجزء الأول من هذا الكتاب.

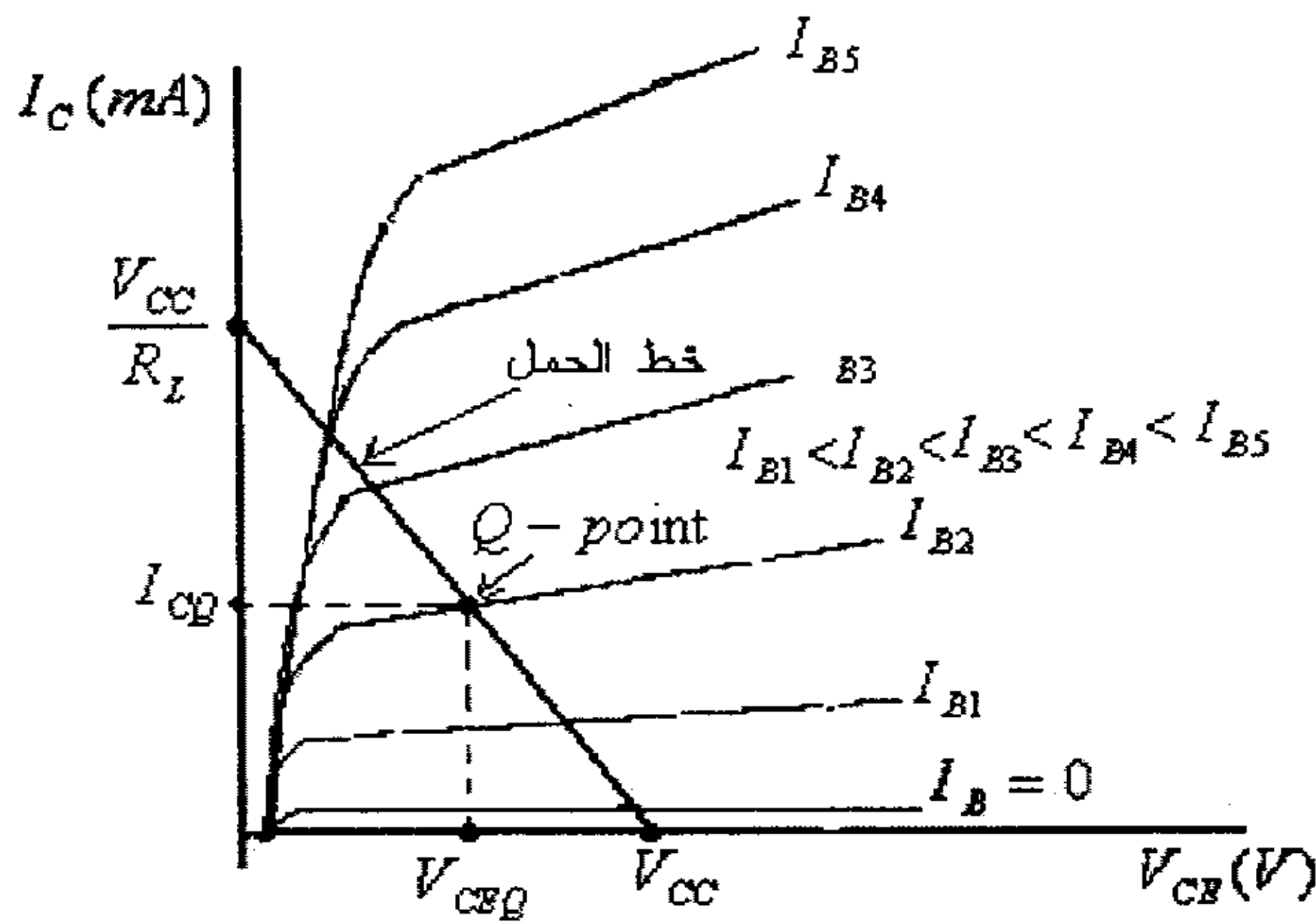
الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بسيطة من الصنف A باستخدام الإنحياز الثابت.



شكل (3)

لاحظ في هذه الدائرة أن الحمل ( $R_L$ ) موصول على التوالي مع الترانزيستور، لذا ففي الحمل سيمر تيار الإنحياز الثابت وتيار الإشارة المضخم.

الشكل التالي يبين الخاصية المخرجة للترانزيستور وخط الحمل.



شكل (4)

لاحظ في هذا الشكل أن نقطة عمل الترانزيستور (Q-point) تقع في منتصف خط الحمل. لذا فإن جهد الإنحياز و تيار الإنحياز للترانزيستور هما:

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_L} \dots\dots\dots (2)$$

ومن دائرة التضخيم السابقة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = \beta \left( \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} \right) \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C \cdot R_L \dots\dots\dots (4)$$

من المعادلتين (2) و (3)، نجد أن:

$$\frac{V_{CC}}{2R_L} = \beta \left( \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} \right)$$

ومنها:

$$R_B = \frac{2\beta R_L (V_{CC} - 0.7)}{V_{CC}} \dots\dots\dots (5)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية حساب قيمة المقاومة  $R_B$  اللازمة لتكون نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

وحيث أن معامل الفائدة (efficiency factor) هو من المعاملات المهمة التي تصف مضخمات القدرة فإنه من الضروري دراسة معامل الفائدة لمثل هذا الصنف من المضخمات.

يُعرف معامل الفائدة للمضخم بأنه النسبة بين قدرة التيار المتردد المزودة للحمل وقدرة التيار المستمر المستهلكة من مصدر التغذية، أي أن:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}}$$

حيث:

$P_L$  - قدرة التيار المتردد المزودة للحمل.

$P_{dc}$  - قدرة التيار المستمر المستهلكة من مصدر التغذية.

وبالتدقيق بعمل دائرة المضخم نلاحظ أن التيار المستهلك من مصدر التغذية يساوي تيار الإنحياز  $I_{CQ}$  عندما تكون قيمة فولطية الإشارة المدخلية تساوي صفراً، وعند زيادة فولطية الإشارة المدخلية يزداد التيار المستهلك من مصدر التغذية، وعند نقصان فولطية الإشارة المدخلية ينقص التيار المستهلك من مصدر التغذية، أي أن القيمة المتوسطة للتيار (التيار المستمر) المستهلك من مصدر التغذية ستكون مساويةً لتيار الإنحياز  $I_{CQ}$ . وعليه فإن قدرة التيار المستمر المستهلكة من مصدر التغذية ستكون:

$$P_{dc} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \dots\dots\dots (6)$$

وبتعويض المعادلة (2) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$P_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \dots\dots\dots (7)$$

أما قدرة التيار المتردد المزودة للحمل  $P_L$ ، فتساوي حاصل ضرب القيمتين الفعالتين لتيار الحمل وفولطيته، أي أن:

$$P_L = I_L(rms).V_L(rms) \dots\dots\dots (8)$$

ولكن:

$$I_L(rms) = \frac{V_L(rms)}{R_L} \dots\dots\dots (9)$$

وبتعويض المعادلة (9) في المعادلة (8)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} \dots\dots\dots (10)$$

وكثيراً ما يتم التعبير عن فولطية الحمل باستخدام القيمة العظمى (peak value). وفي حالة كون الإشارة جيبيية فإن العلاقة بين القيمة العظمى و القيمة الفعالة لفولطية الحمل هي:

$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (11)$$

وبتعويض المعادلة (11) في المعادلة (10)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L} \dots\dots\dots (12)$$

وحيث أن القيمة العظمى لفولطية الحمل، عندما يكون الترانزيستور بحالة إشباع، تساوي قيمة فولطية التغذية  $V_{CC}$ ، فيمكن الإستنتاج أن القيمة العظمى لفولطية الإشارة المترددة للحمل هي:

$$V_L(\text{peak}) = V_{CC} - V_{CEQ} \dots\dots\dots (13)$$

وبتعويض المعادلة (1) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$V_L(\text{peak}) = \frac{V_{CC}}{2} \dots\dots\dots (14)$$

وبتعويض المعادلة (14) في المعادلة (12)، نستنتج أن:

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \dots\dots\dots (15)$$

ومن المعادلتين (7) و (15) نستنتج أن أعلى قيمة لمعامل الفائدة لهذا الصنف من المضخمات ستكون:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = \frac{1}{4} = 25\%$$

من هذه المعادلة نلاحظ أن معامل الفائدة لمثل هذا النوع من المضخمات قليل جداً وأن الجزء الأكبر من القدرة المستهلكة من مصدر التغذية ستضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور المستخدم في الدائرة.

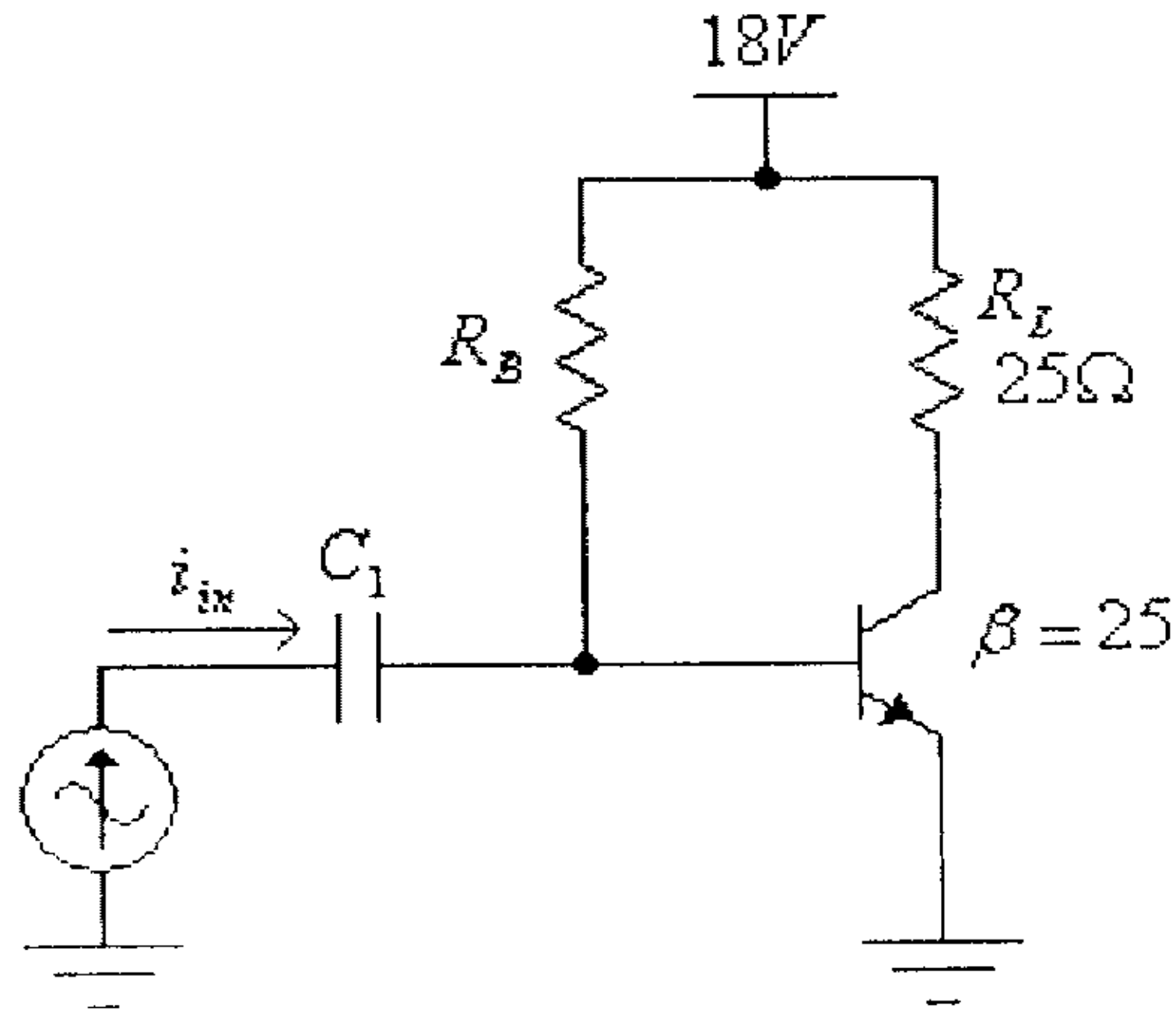
**مثال (1):**

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A المبينة في الشكل التالي:

(أ) أوجد قيمة المقاومة  $R_B$  اللازمة لجعل نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

(ب) أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة للمضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلة جيبية وبقية فعالة مقدارها  $5mA$ .

(ج) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلة التي يُمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.



شكل (5)

الحل:

(أ) من هذه الدائرة:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{18}{2(25)} = 0.36A = 360mA$$

$$I_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{360}{25} = 14.4mA$$

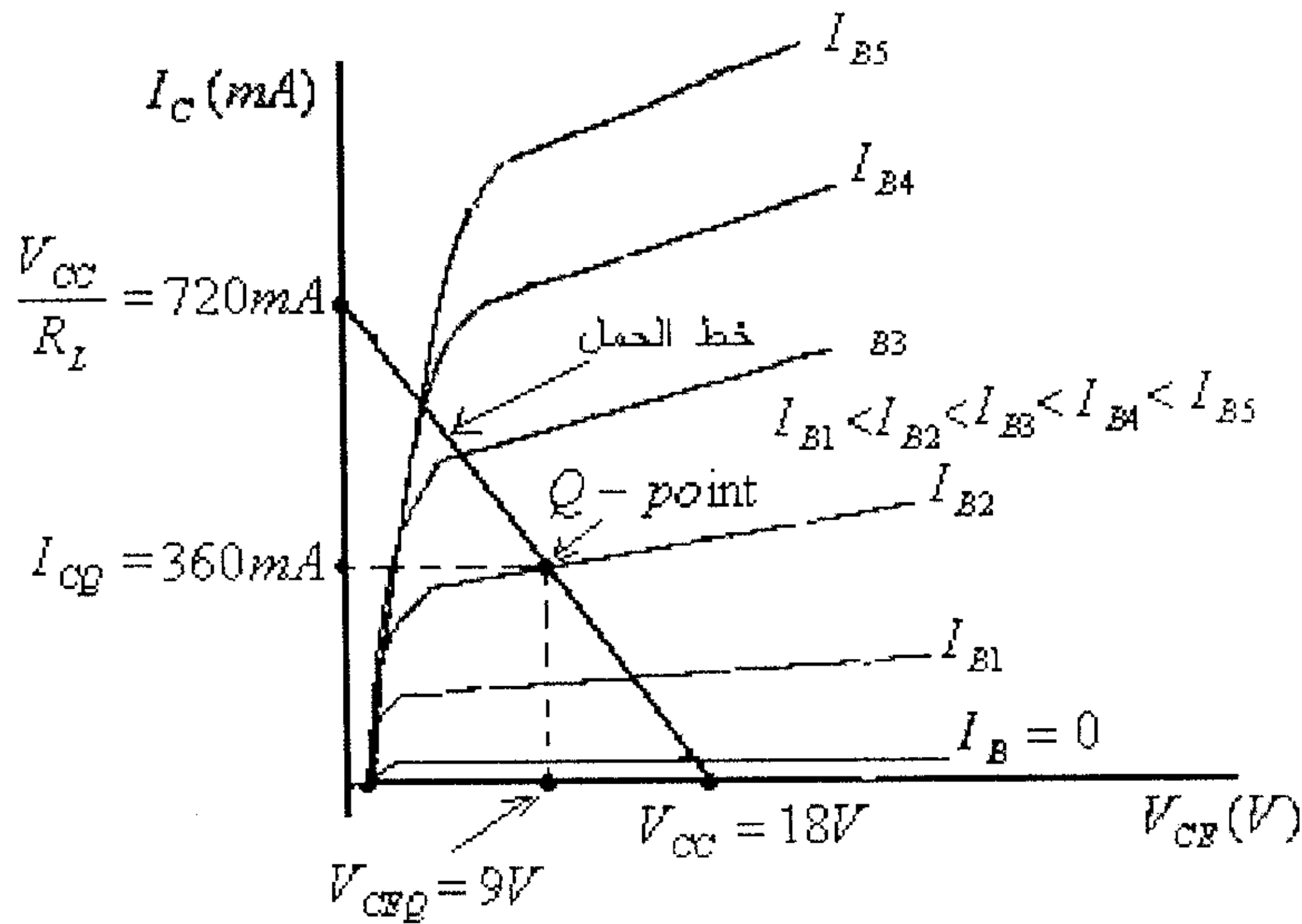
وبالتالي فإن:

$$R_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{I_B} = \frac{18 - 0.7}{14.4 \times 10^{-3}} = 1200\Omega = 1.2k\Omega$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_L = 18 - (0.36) \cdot (25) = 9V$$

الشكل التالي يبين قيم فولطية الإنجياز وتيار الإنجياز

للترانزيستور.



شكل (6)

ب) القدرة المستهلكة من مصدر التغذية:

$$P_{dc} = V_{cc} \cdot I_{CQ} = 18(360 \times 10^{-3}) = 6.48W$$

تيار الإشارة المدخلي هو:

$$i_m(\omega t) = \sqrt{2}(5 \times 10^{-3}) \sin(\omega t) = 7.07 \times 10^{-3} \sin(\omega t)$$

التيار المتردد للحمل (تيار الإشارة الخارجية) هو:

$$i_l(\omega t) = \beta \cdot i_m(\omega t) = 25 \times 7.07 \times 10^{-3} \sin(\omega t) = 176.75 \times 10^{-3} \sin(\omega t)$$

الفولطية المترددة للحمل (فولطية الإشارة الخارجية) هي:

$$v_l(\omega t) = R_L \cdot i_l(\omega t) = 25 \times 176.75 \times 10^{-3} \sin(\omega t) = 4.39 \sin(\omega t)$$

القيمة الفولطية الفولطية للحمل هي:



$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}} = \frac{4.39}{\sqrt{2}} = 3.1V$$

أي أن القدرة المزوده للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{(3.1)^2}{25} = 0.3844W$$

القدرة الضائعة في الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 6.48 - 0.3844 = 6.01W$$

وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.3844}{6.48} \times 100\% = 5.93\%$$

(ج) القيمة العظمى للفولطية المترددة للحمل (فولطية الإشارة المخرجة) هي:

$$V_L(peak) = V_{CC} - V_{CEQ} = 18 - 9 = 9V$$

القيمة العظمى للتيار المتردد للحمل (تيار الإشارة المخرجة) هي:

$$I_L(peak) = \frac{V_L(peak)}{R_L} = \frac{9}{25} = 0.36A = 360mA$$

وبالتالي فإن القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلة هي:

$$I_m(peak) = \frac{I_L(peak)}{\beta} = \frac{360}{25} = 14.4mA$$

والإشارة المدخلة التي القيمة العظمى لتيارها تساوي أو أقل من هذه

القيمة يُمكن تضخيمها بدون تشويه.

في هذه الحالة:

$$P_{dc} = V_{CC} \cdot I_{CQ} = 18(360 \times 10^{-3}) = 6.48W$$

القيمة الفعالة لفولطية الحمل هي:

$$V_L(rms) = \frac{V_L(peak)}{\sqrt{2}} = \frac{9}{\sqrt{2}} = 6.364V$$

أي أن القدرة المزوده للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{(6.364)^2}{25} = 1.62W$$

القدرة الضائعة في الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 6.48 - 1.62 = 4.86W$$

وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

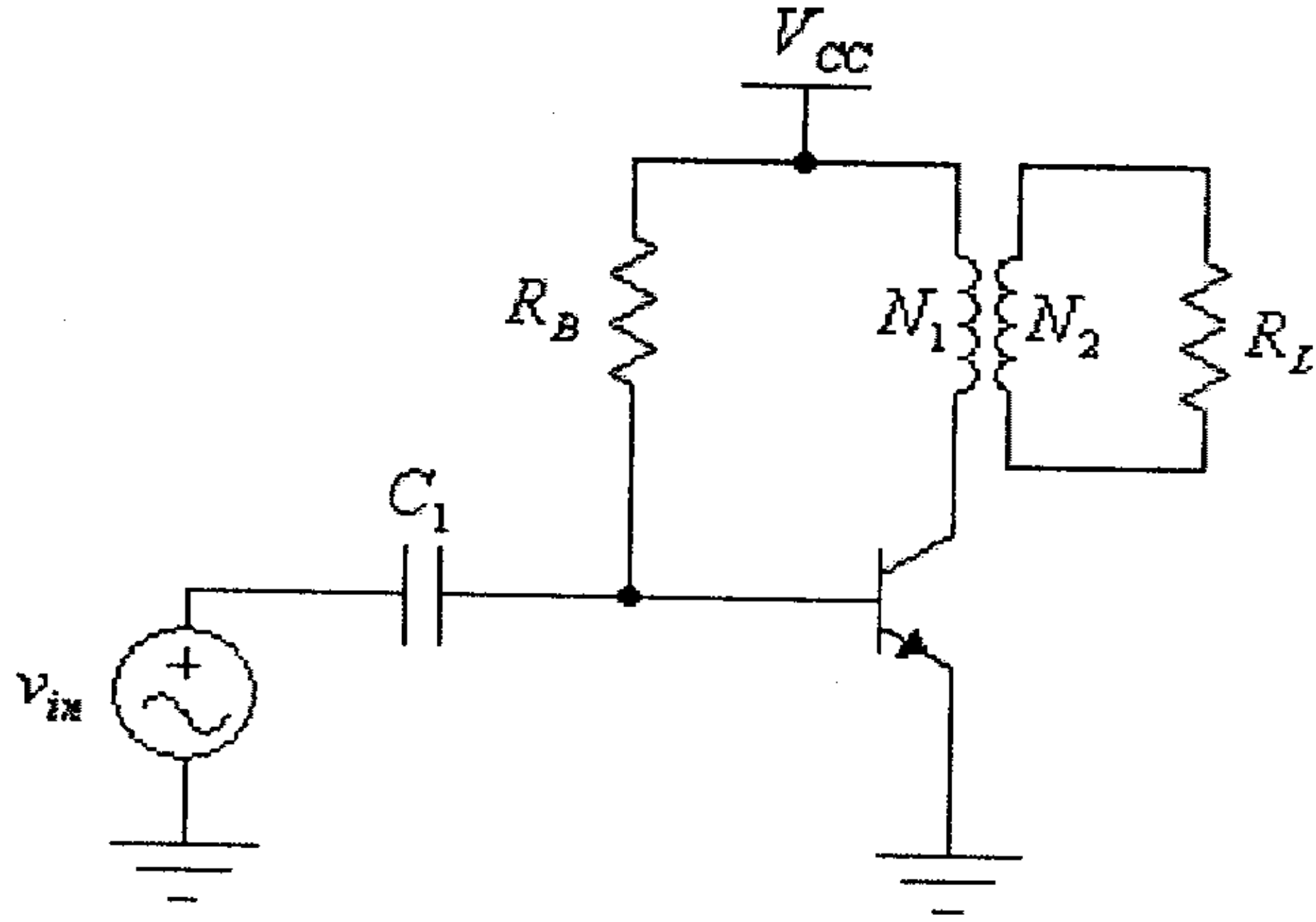
$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{1.62}{6.48} \times 100\% = 25\%$$

لاحظنا من الدائرة السابقة أن:

- معامل الفائدة لهذه الدائرة قليل نسبياً وبجده الأقصى يصل الى 25% فقط، وبالتالي فإن معظم القدرة الكهربائية المستهلكة من مصدر التغذية سيضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور.
- التيار المار في الحمل هو مجموع تيارى الإشارة المترددة (بعد تضخيمها) وتيار الإنحياز الثابت  $I_{CQ}$ .

وحيث أن قيمة تيار الإنحياز ثابتة ولا تحوي أي معلومة عن الإشارة المدخلية المراد تضخيمها، لذا فيحبذ أن لا يمر تيار الإنحياز في الحمل لأنه سيؤدي الى تسخينه فقط (نتيجة الضياع الحراري الناتج عنه).

وللتخلص من مرور تيار الإنحياز الثابت في الحمل يتم توصيل الحمل مع دائرة التضخيم بواسطة محول كهربائي كما في الشكل التالي.

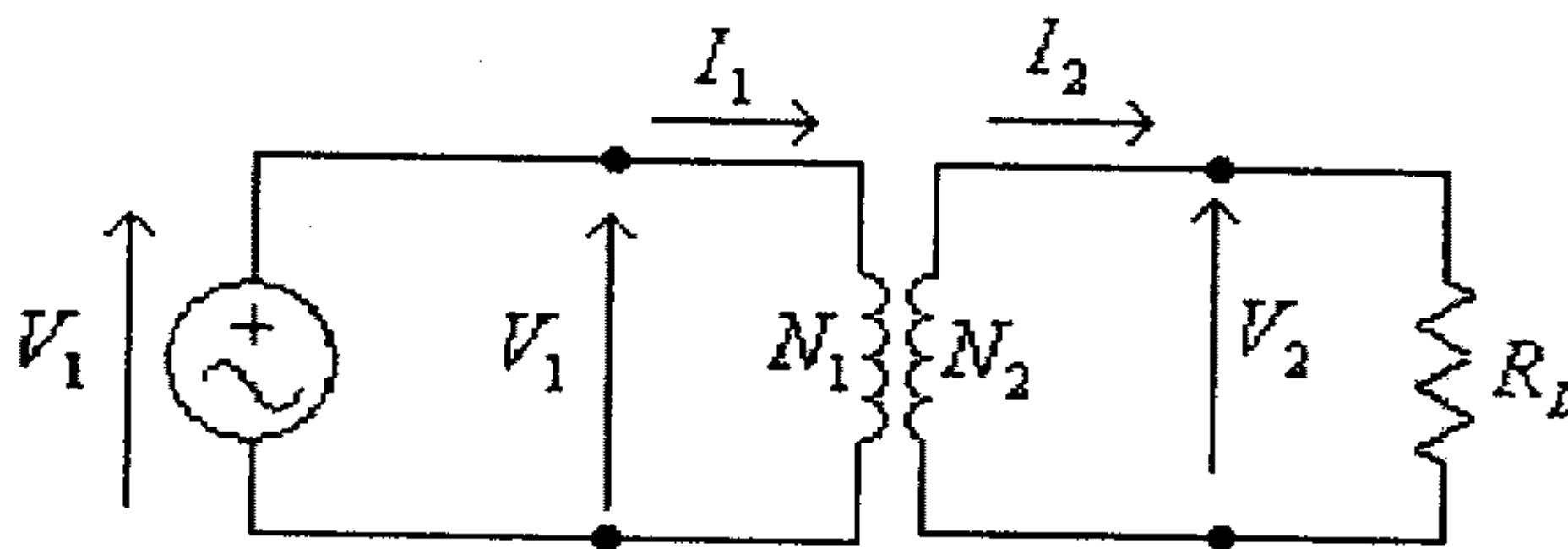


شكل (7)

وحتى نستكمل دراسة هذه الدائرة لا بد من مراجعة مبدأ عمل المحول. المحول بشكله البسيط يتكون من ملفين (أو أكثر) ملفوفين على قلب من مادة عالية الإيصالية للمجال المغناطيسي، ويتم نقل القدرة الكهربائية من الملف الابتدائي إلى الملف الثانوي (وباقى الملفات، إن وجدت) بواسطة المجال المغناطيسي الذي يربط ملفات المحول.

وللمحول لا بد من ذكر الحقائق التالية:

- الفولطية بين طرفي أي ملف من ملفات المحول تتناسب تناسباً طردياً مع عدد لفات الملف. فللمحول المبين في الشكل التالي.



شكل (8)

فإن:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \dots\dots\dots (1)$$

حيث:

$V_1$  و  $V_2$ : الفولطية بين طرفي كل من الملفين الابتدائي والثانوي على التوالي.

$N_1$  و  $N_2$ : عدد ملفات كل من الملفين الابتدائي والثانوي على التوالي.

من المعادلة السابقة نستنتج أن:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \dots\dots\dots (2)$$

وبافتراض أن القدرة الكهربائية الضائعة في المحول تساوي صفراً، فإن

القدرة الكهربائية المزودة من مصدر التغذية ( $P_1$ ) تساوي القدرة الكهربائية

المزودة للحمل ( $P_2$ )، أي أن:

$$P_1 = P_2$$

أو:

$$V_1 \cdot I_1 = V_2 \cdot I_2$$

أي أن:

$$I_2 = \frac{V_1}{V_2} \cdot I_1 \dots\dots\dots (3)$$

وبتعويض المعادلة (1) في المعادلة (3)، نستنتج أن:

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_1 \dots\dots\dots (4)$$

ومن الشكل (8)، السابق، نستنتج أن:

$$R_L = \frac{V_2}{I_2} \dots\dots\dots (5)$$

وبتعويض المعادلتين (2) و (4) في هذه المعادلة، نستنتج أن:

$$R_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{V_1}{I_1}\right) \dots\dots\dots (6)$$

وحيث أن  $\left(\frac{V_1}{I_1}\right)$  هي قيمة مقاومة موصولة مع الملف الابتدائي فإننا

سنرمز لها بالرمز  $R_L'$  وستكون المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل بعد نقلها للملف الابتدائي للمحول.

من المعادلة (6) نستنتج أن:

$$R_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot R_L' \dots\dots\dots (7)$$

ومنها:

$$R_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L \dots\dots\dots (8)$$

وهذه المعادلة تعطينا إمكانية إيجاد المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل بعد

نقلها الى الملف الابتدائي للمحول.

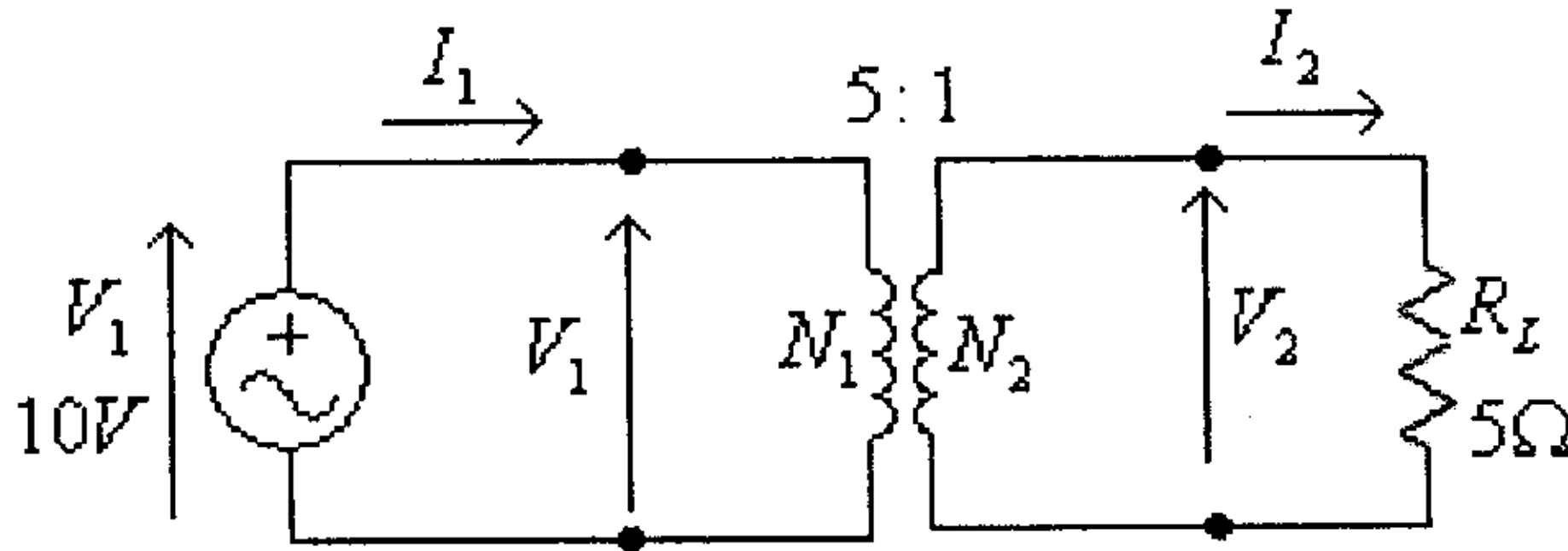
**مثال (2):**

للدائرة التالية، وإذا علمت أن القيمة الفعالة للفولطية المدخلية تساوي

10V وأن النسبة بين عدد لفات الملفين الابتدائي والثانوي تساوي 5:1، أوجد

قيمة كل من:

- الفولطية المخرجة.
- التيارين المدخلي والمخرجي.
- المقاومة المكافئة لمقاومة الحمل، بعد نقلها الى الملف الابتدائي للمحول.
- القدرة المدخلية والقدرة المخرجة للمحول.



شكل (9)

الحل:

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 = \frac{1}{5} (10) = 2V$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_L} = \frac{2}{5} = 0.4A = 400mA$$

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{1}{5} (400mA) = 80mA$$

$$R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L = \left( \frac{5}{1} \right)^2 \cdot (5) = 125\Omega$$

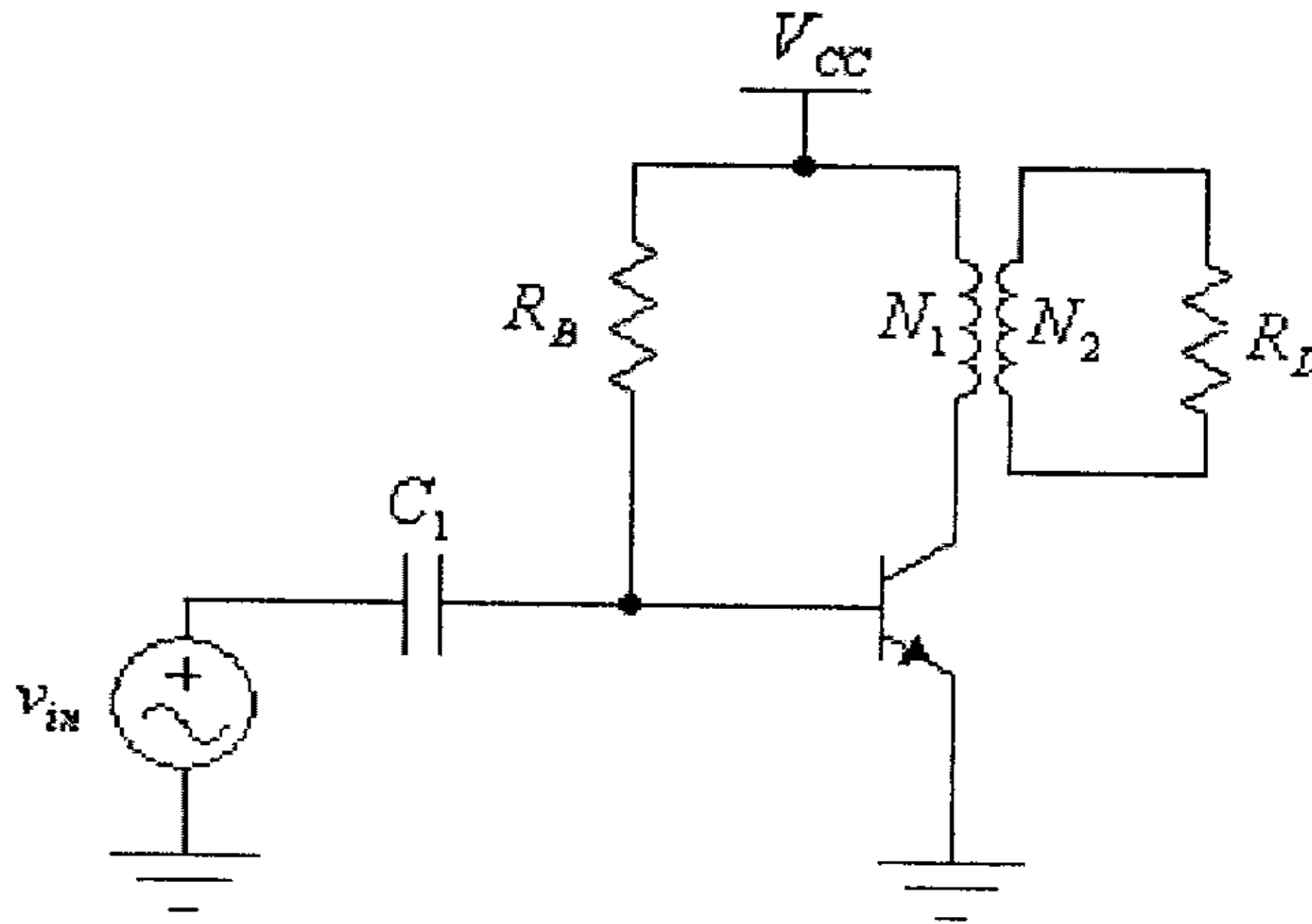
لاحظ أن:

$$R_L' = \frac{V_1}{I_1} = \frac{10}{80 \times 10^{-3}} = 125\Omega$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 = (10V) \cdot (80 \times 10^{-3}) = 0.8W$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 = (2V) \cdot (400 \times 10^{-3}) = 0.8W$$

وبعد أن تم التعرف على مبدأ عمل المحول فإننا سنقوم الآن بدراسة عمل مضخم القدرة من الصنف A والمبينة دائرته في الشكل التالي.



شكل (10)

وحيث أن المقاومة المكافئة للمحول والحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز) تختلف عنها في حالة التيار المتردد (تيار الإشارة)، فإننا سنقوم برسم خطين للحمل هما:

- خط الحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز).

- خط الحمل للتيار المتردد (تيار الإشارة).

لاحظ أن المقاومة المكافئة للمحول والحمل، للتيار المستمر، تساوي مقاومة الملف الابتدائي والتي تساوي صفراً تقريباً، بينما المقاومة المكافئة للمحول والحمل للتيار المتردد تساوي مقاومة الحمل منقولة الى الملف الابتدائي للمحول، أي تساوي:

$$R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L$$

## خط الحمل للتيار المستمر (تيار الإنحياز)

في هذه الدائرة وحيث أن الملف الابتدائي للمحول موصل مع مُجمع الترانزستور، وحيث أن مقاومة الملف الابتدائي للمحول تساوي صفراً، أي أن:

$$R_C = 0\Omega$$

فإن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي للخاصية المخرجة للترانزستور ستكون:

$$\frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{0} = \infty$$

وهذا يعني أن خط الحمل لن يتقاطع مع المحور العمودي للخاصية المخرجة للترانزستور، أي بمعنى آخر فإن خط الحمل سيكون موازياً للمحور العمودي للخاصية المخرجة للترانزستور.

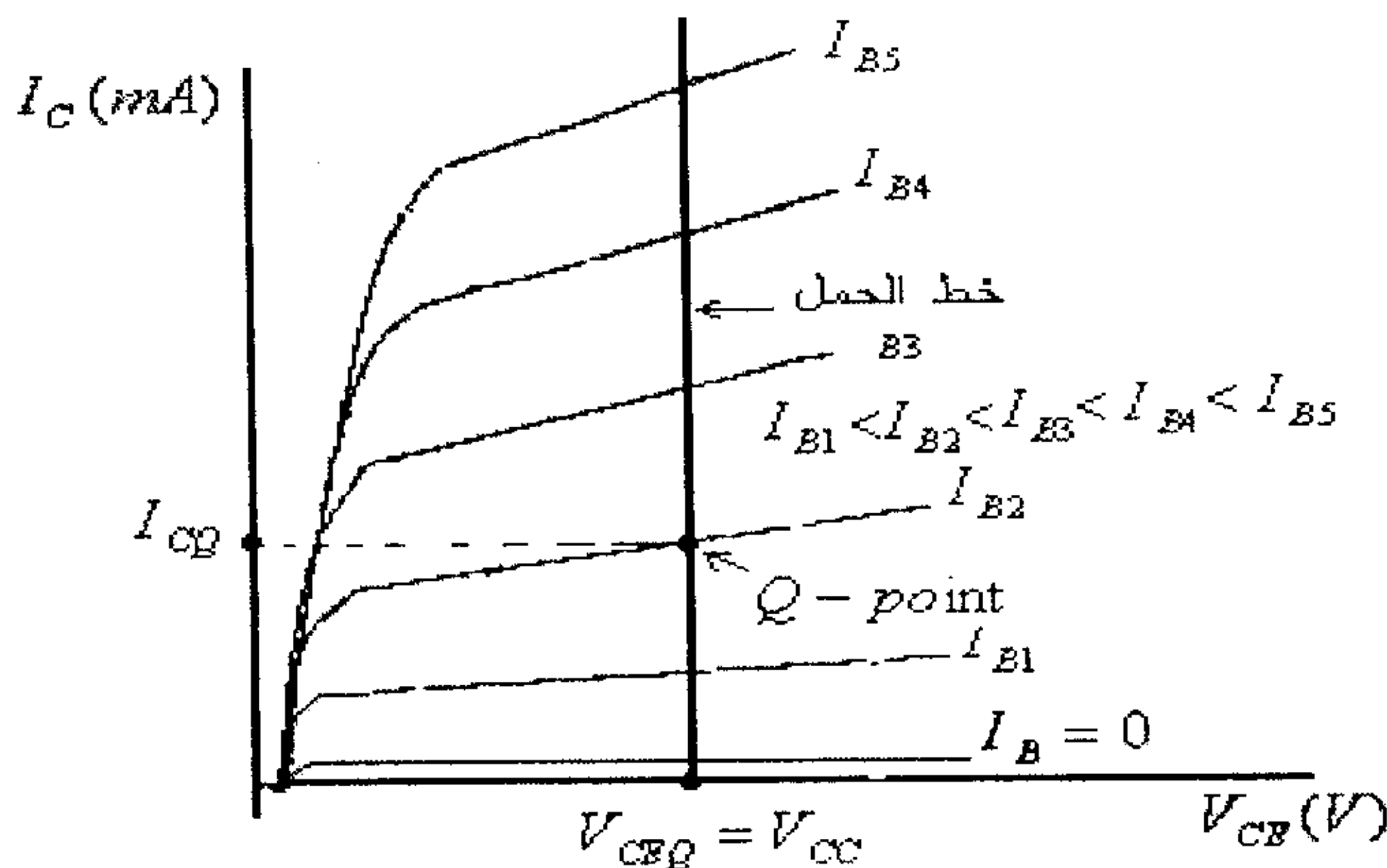
وحيث أن:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C \cdot R_C$$

ولكون  $R_C = 0\Omega$  نستنتج أن:

$$V_{CEQ} = V_{CC}$$

الشكل التالي يبين الخاصية المخرجة للترانزستور وخط الحمل.



شكل (11)



ويتم تحديد نقطة عمل الترانزيستور (Q-point) من معرفة تيار القاعدة  $I_B$ .  
أي أن:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = \beta \left( \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} \right) \dots \dots \dots (1)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} \dots \dots \dots (2)$$

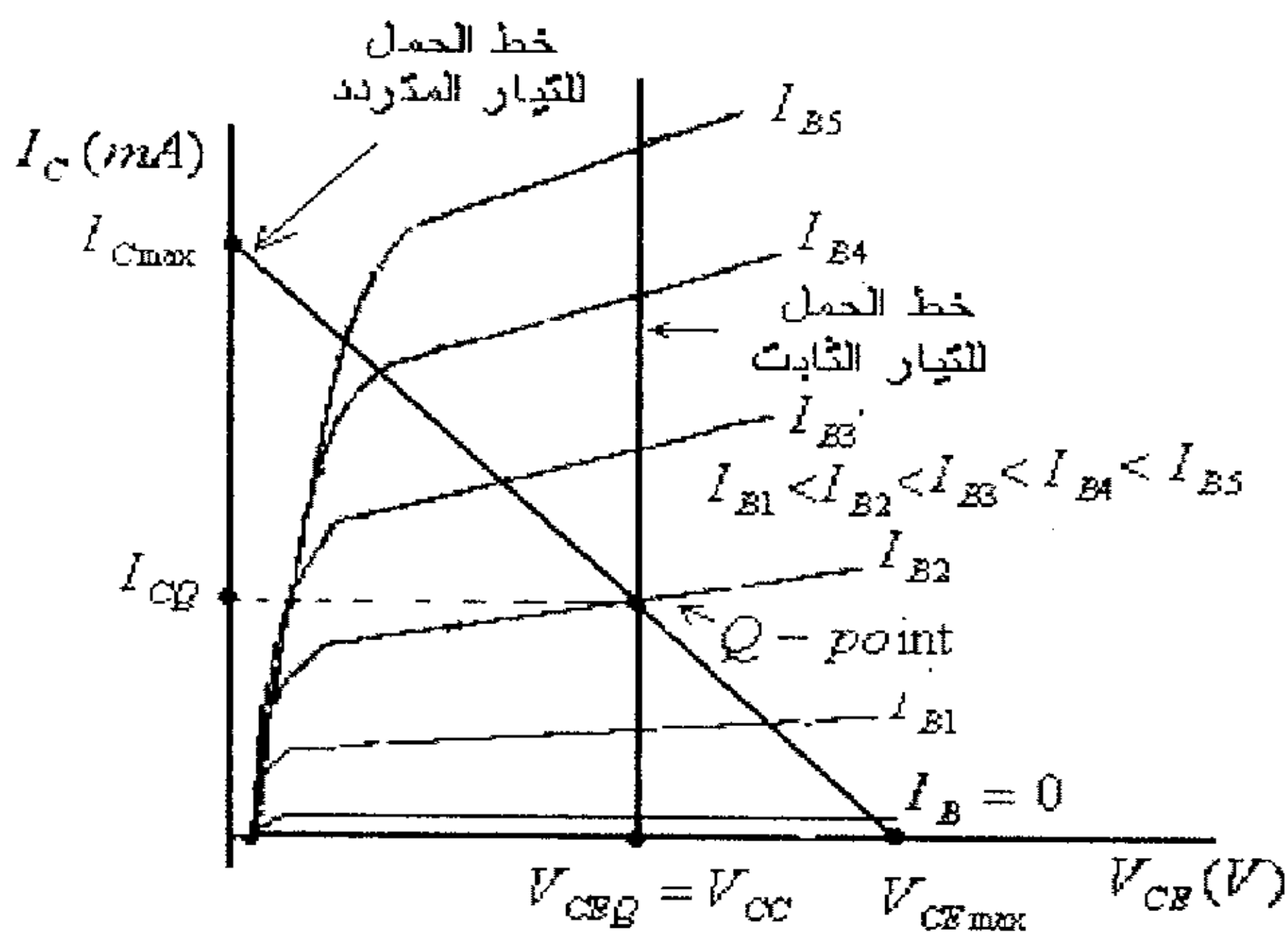
### خط الحمل للتيار المتردد (تيار الإشارة)

وكما عرفنا سابقاً فإن المقاومة المكافئة للمحول والحمل، في حالة التيار المتردد، تساوي مقاومة الحمل منقولة الى الملف الابتدائي للمحول، أي أن:

$$R_C = R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L \dots \dots \dots (3)$$

أي أن خط الحمل للتيار المتردد سيكون ميله مساوياً لـ  $\left( -\frac{1}{R_L'} \right)$ ،

وهو يمر بنقطة عمل الترانزيستور (Q-point)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (12)

ومن معرفة أن ميل خط الحمل للتيار المتردد يساوي  $(-\frac{1}{R_L'})$  وأن هذا

الخط يمر بالنقطة التي إحداثياتها هي  $(I_{CQ}, V_{CC})$  نستنتج أن معادلة هذا الخط هي:

$$I_C - I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(V_{CE} - V_{CC}) \dots\dots\dots (4)$$

ونستطيع من هذه المعادلة إيجاد نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي  $(V_{CE\max})$  ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي  $(I_{C\max})$ .  
فمن المعادلة (4) نجد أن:

$$I_{C\max} - I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(0 - V_{CC})$$

ومنها نجد أن:

$$I_{C\max} = \frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ} \dots\dots\dots (5)$$

وكذلك:

$$I_{CQ} = -\frac{1}{R_L'}(V_{CE\max} - V_{CC})$$

ومنها:

$$V_{CE\max} = I_{CQ} \cdot R_L' + V_{CC} \dots\dots\dots (6)$$

من المعادلتين (5) و (6) نستنتج أن القيمة العظمى للقدرة التي يمكن لهذا المضخم تزويدها هي:

$$P_{L\max} = \frac{I_{C\max} \cdot V_{CE\max}}{8} = \left(\frac{1}{8}\right) \left(\frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ}\right) \cdot (I_{CQ} \cdot R_L' + V_{CC})$$

$$= \frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{4} + \frac{I_{CQ}^2 \cdot R_L'}{8} + \frac{V_{CC}^2}{8R_L'} \dots\dots\dots (7)$$

وبما أن القدرة المدخلة للمضخم هي:

$$P_{dc} = V_{CC} \cdot I_{CQ} \dots\dots\dots (8)$$

فمن المعادلتين (7) و (8)، نستنتج أن القيمة العظمى لمعامل الفائدة لهذا

المضخم ستكون:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{dc}} = \frac{1}{4} + \frac{I_{CQ} \cdot R_L'}{8V_{CC}} + \frac{V_{CC}}{8I_{CQ} \cdot R_L'} \dots\dots\dots (9)$$

ولكن عند القيمة العظمى للقدرة المزودة من المضخم فإن:

$$V_{CC} = I_{CQ} \cdot R_L' \dots\dots\dots (10)$$

وبتعويض المعادلة (10) في المعادلة (9)، نستنتج أن القيمة العظمى

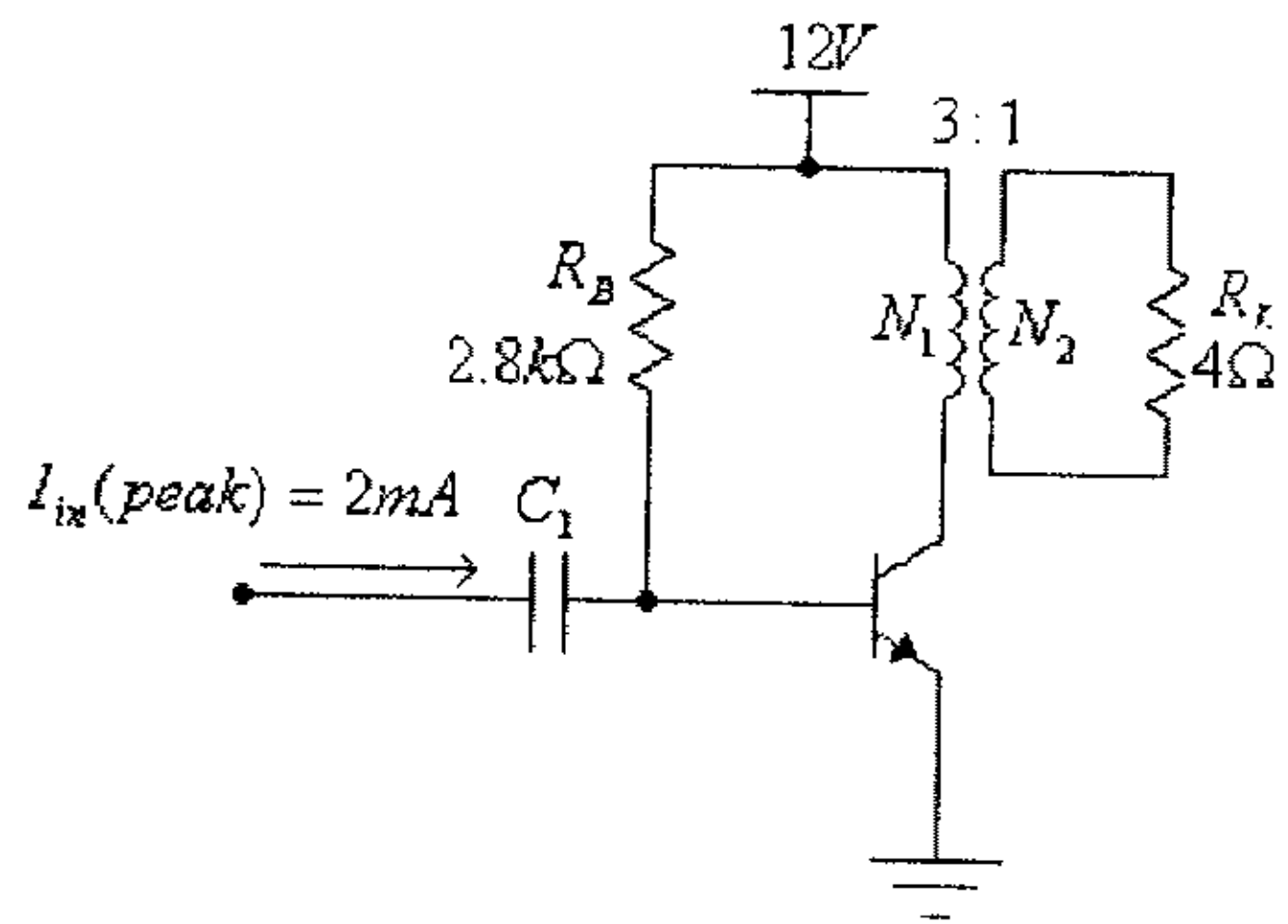
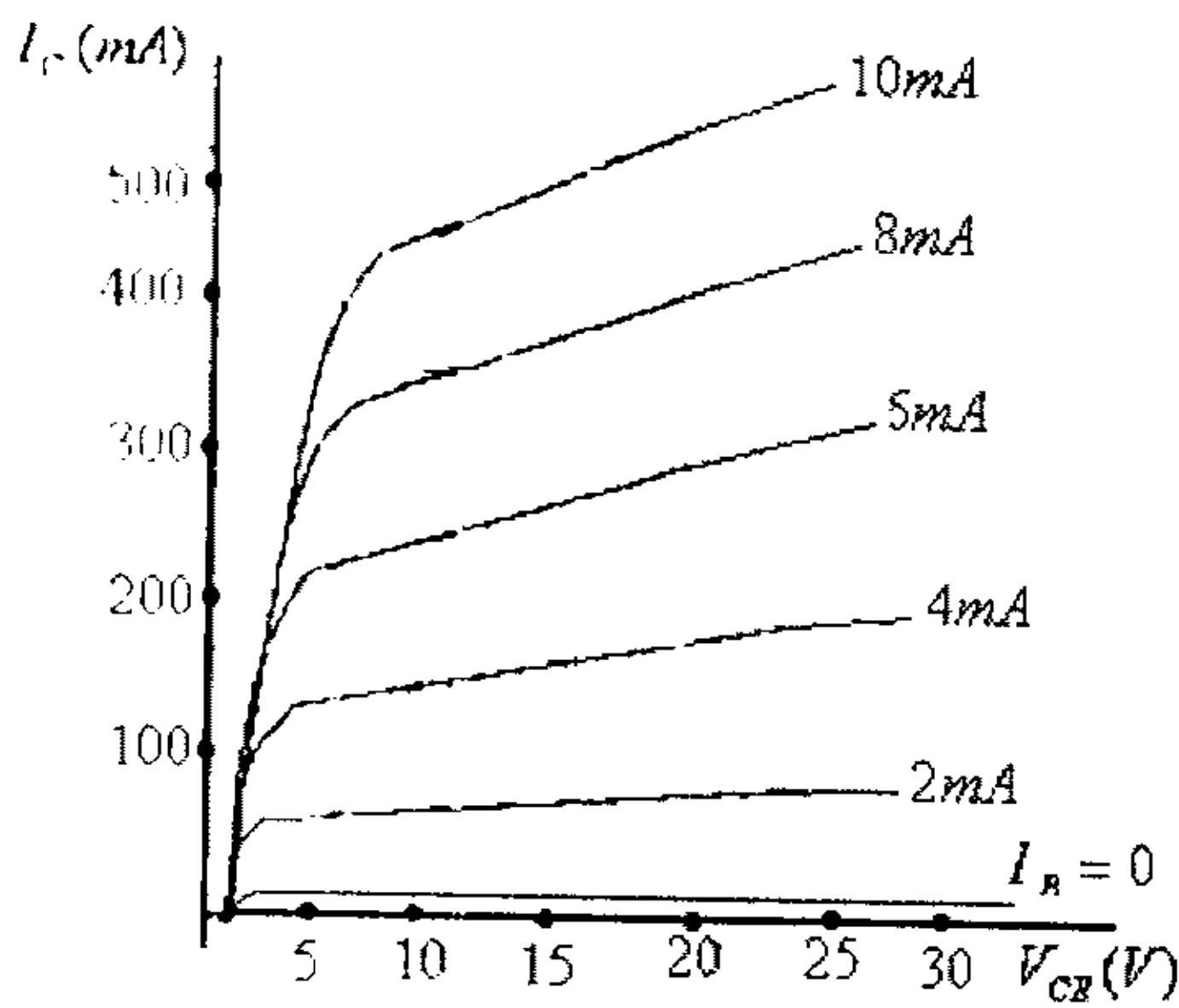
لمعامل الفائدة لهذا المضخم تساوي 50%.

مثال (3):

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A والخاصية المخرجة للترانزيستور

المُبينتين في الشكل التالي، أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية

والقدرة المزودة للحمل وكذلك معامل الفائدة للمضخم.



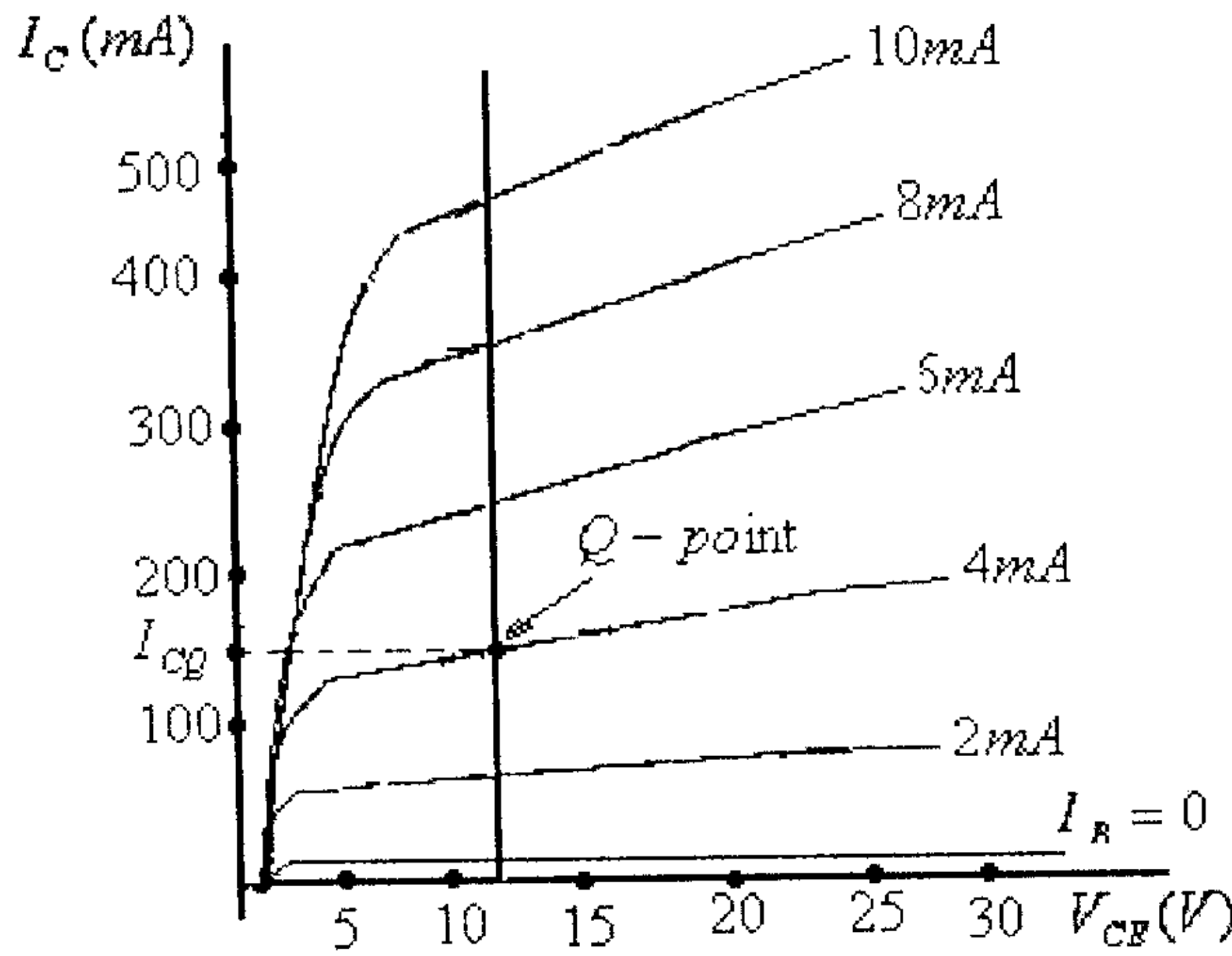
شكل (13)

الحل: من هذه الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{2800} = 4 \times 10^{-3} A = 4mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} = 12V$$

ونستطيع الآن رسم خط الحمل للتيار المستمر وتحديد نقطة عمل الترانزستور، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (14)

ومن هذا الشكل، نجد أن:

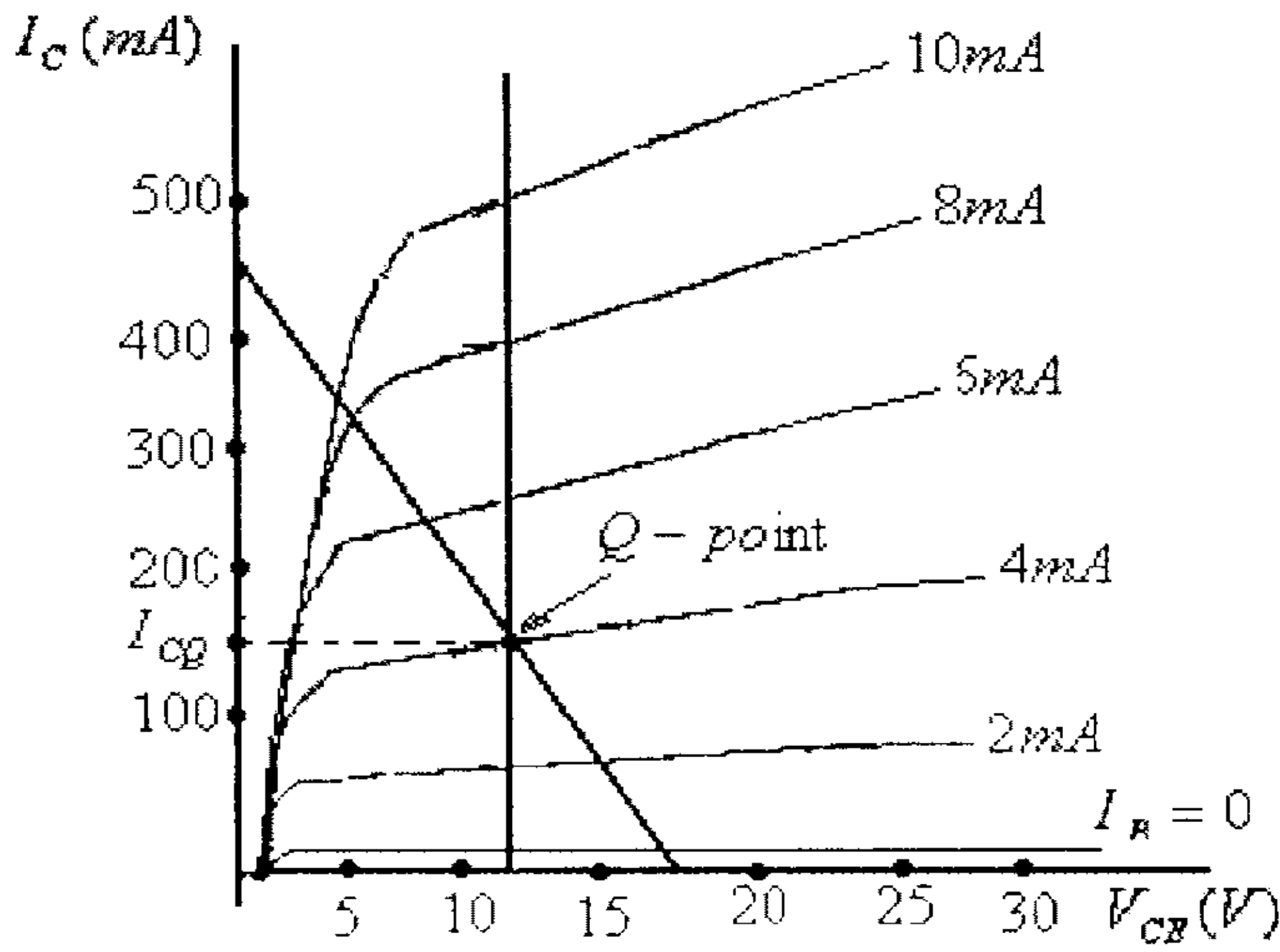
$$I_{CQ} = 140mA$$

$$R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L = \left( \frac{3}{1} \right)^2 \cdot (4) = 36\Omega$$

$$I_{C_{max}} = \frac{V_{CC}}{R_L'} + I_{CQ} = \frac{12}{36} + 140 \times 10^{-3} = 0.473A$$

$$V_{CE_{max}} = I_{CQ} \cdot R_L' + V_{CC} = 140 \times 10^{-3} \times 36 + 12 = 17.4V$$

ونستطيع الآن رسم خط الحمل للتيار المتردد، بتوصيل النقطتين  $I_{C\max}$  و  $V_{CE\max}$ ، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (15)

ولما كان  $I_m(\text{peak}) = 2\text{mA}$ ، فمن هذا الشكل نلاحظ أنه عند

$$I_B = 4 - 2 = 2\text{mA} \text{ فإن:}$$

$$V_{CE} = V_{CE\max} = 15\text{V}$$

و:

$$I_C - I_{C\min} = 50\text{mA}$$

$$\text{و عند } I_B = 4 + 2 = 6\text{mA} \text{ فإن:}$$

$$V_{CE} = V_{CE\min} = 8\text{V}$$

و:

$$I_C = I_{C\max} = 240\text{mA}$$

وبالتالي فإن:

$$P_L = \frac{(V_{CEmax} - V_{CEmin}) \cdot (I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8} = \frac{(15 - 8) \cdot (240 \times 10^{-3} - 50 \times 10^{-3})}{8} = 0.1663W$$

$$P_{dc} = V_{CC} \cdot I_{CQ} = 12(140 \times 10^{-3}) = 1.68W$$

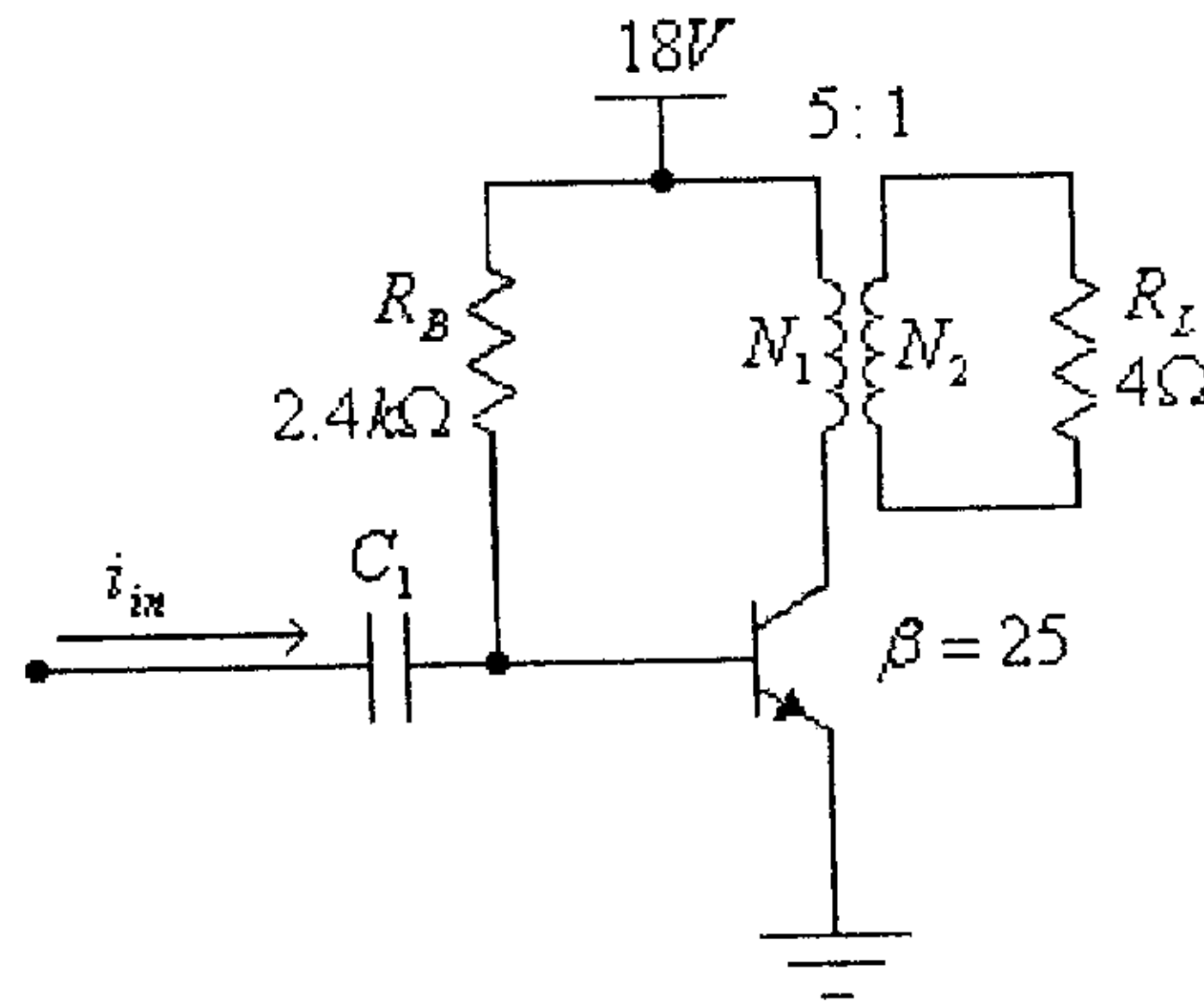
وبالتالي فإن معامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.1663}{1.68} = 0.099 = 9.9\%$$

ويمكن كذلك دراسة إستجابة الدائرة لتيار الإشارة المتردد بعد إستبدال المحول والحمل الموصول على ملفه الثانوي بالمقاومة المكافئة للحمل بعد نقلها الى الملف الابتدائي للمحول، وذلك كما في المثال التالي.

مثال (4):

لدائرة مضخم القدرة من الصنف A، التالية.



شكل (16)

(أ) أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزستور وكذلك معامل الفائدة للمضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلة جيبي وبقية فعالة مقدارها  $3mA$ .

(ب) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلة التي يمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

**الحل:**

(أ) في هذه الدائرة:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_B} = \frac{18 - 0.7}{2400} = 7.2 \times 10^{-3} A = 7.2 mA$$

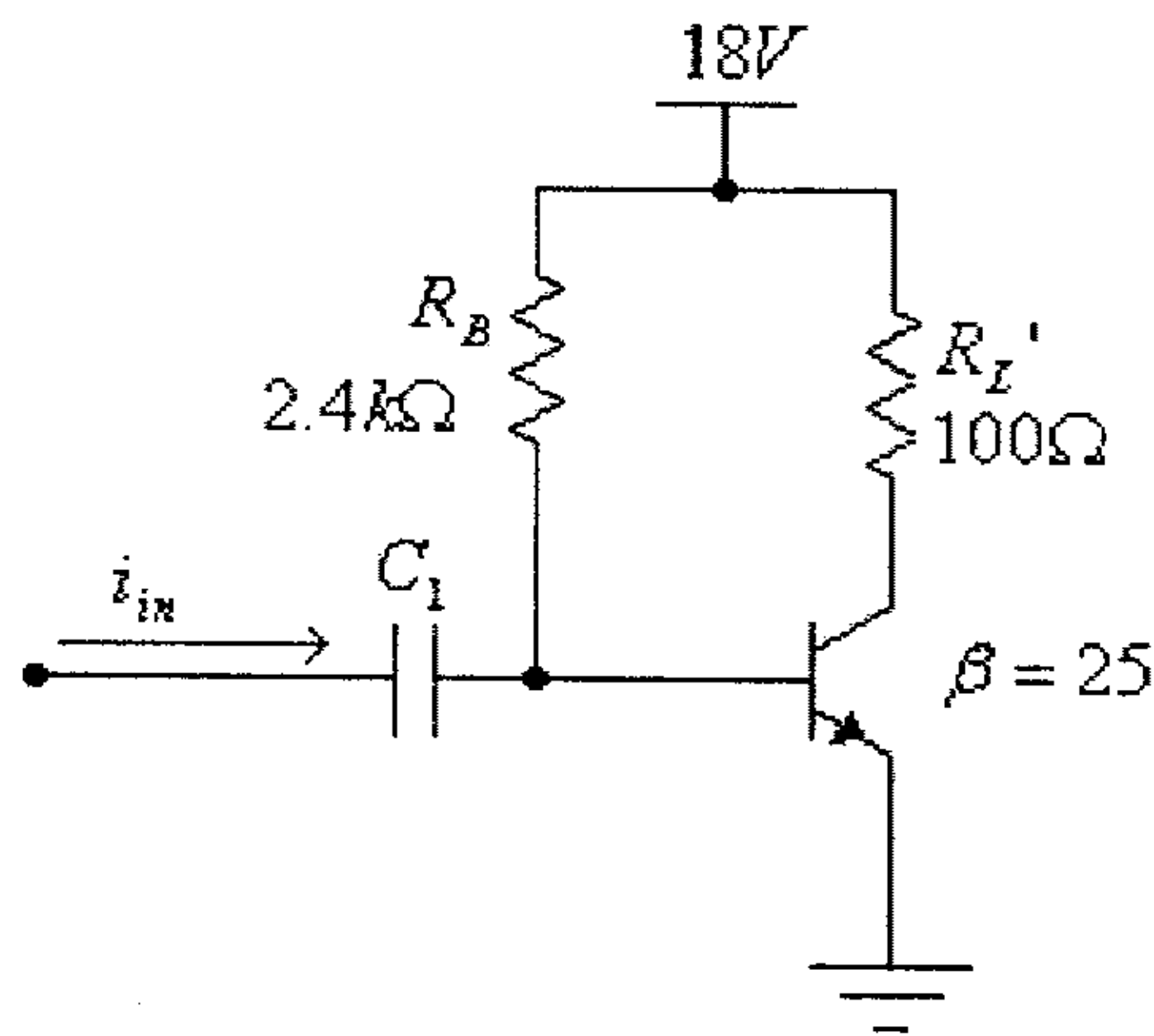
$$V_{CEQ} = V_{CC} = 18V$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = (25) \cdot (7.2 mA) = 180 mA$$

$$R_L' = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L = \left( \frac{5}{1} \right)^2 \cdot (4) = 100 \Omega$$

$$P_{dc} = I_{CQ} \cdot V_{CC} = (180 \times 10^{-3}) \cdot (18) = 3.24 W$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد لهذه الدائرة هي:



شكل (17)

القيمة الفعّالة لتيار الإشارة المدخّلية هي:

$$I_{in}(rms) = 3mA$$

وبالتالي فإن القيمة الفعّالة لتيار المجمع هي:

$$I_C(rms) = \beta \cdot I_B(rms) = (25) \cdot (3mA) = 75mA$$

والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = [I_C(rms)]^2 \cdot R_L' = (75 \times 10^{-3})^2 \cdot (100) = 0.5625W$$

والقدرة الضائعة على الترانزستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 3.24 - 0.5625 = 2.678W$$

ومعامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{0.5625}{3.24} = 0.1736 = 17.36\%$$

(ب) من الدائرة المكافئة للتيار المتردد والمُبيّنة في الشكل السابق، نستنتج أن:

القيمة العظمى لتيار المجمع هي:

$$I_C(\max) = \frac{V_{CC}}{R_L'} = \frac{18}{100} = 0.18A = 180mA$$

والقيمة العظمى لتيار الإشارة هي:

$$I_{in}(\max) = \frac{I_C(\max)}{\beta} = \frac{180}{25} = 7.2mA$$

والقيمة الفعّالة لتيار الإشارة التي يمكن تضخيمها دون تشويه هي:

$$I_{in}(rms) = \frac{I_C(\max)}{\sqrt{2}} = \frac{7.2}{\sqrt{2}} = 5.09mA$$



والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[I_C(\max)]^2}{2} \cdot R_L' = \frac{[180 \times 10^{-3}]^2}{2} \cdot (100) = 1.62W$$

والقدرة الضائعة على الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = 3.24 - 1.62 = 1.62W$$

ومعامل الفائدة للمضخم هي:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{1.62}{3.24} = 0.5 = 50\%$$

#### 8.4 مضخمات القدرة من الصنفين B و AB (Class B and Class AB Amplifiers)

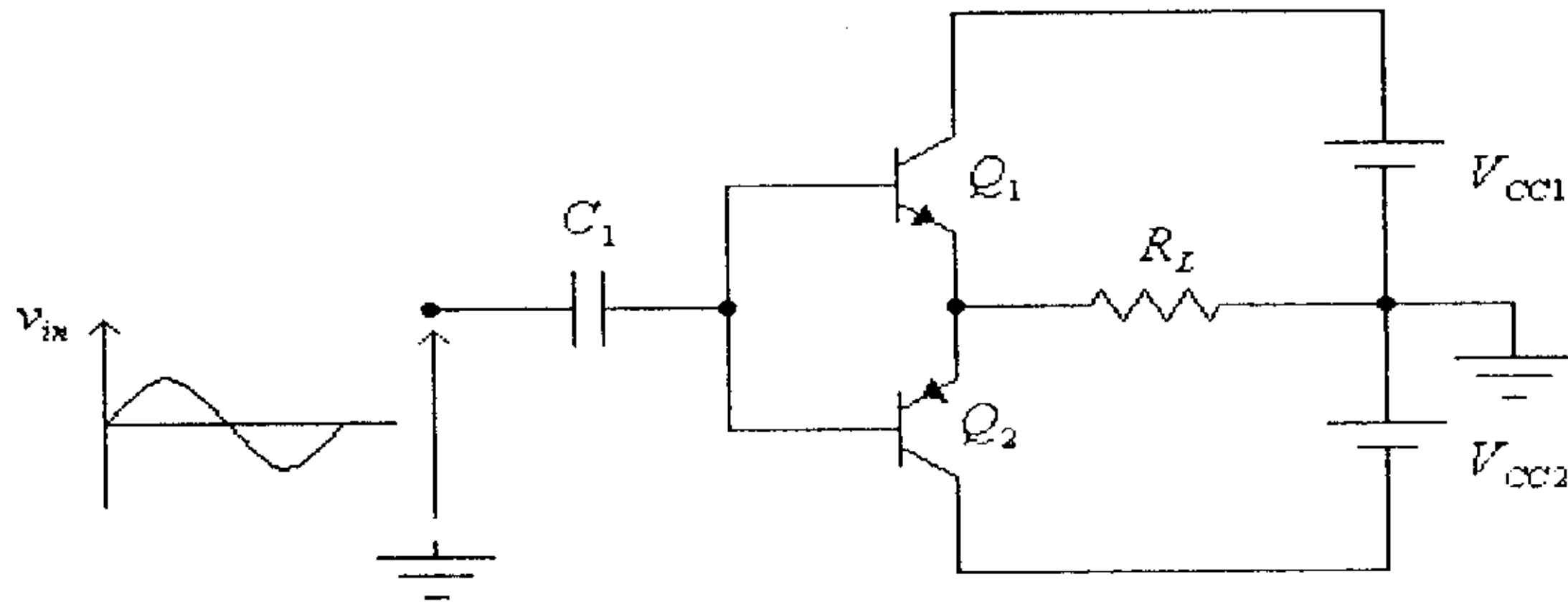
لاحظنا سابقاً أن معامل الفائدة لمضخم القدرة من الصنف A قليل جداً ويصل بحدده الأقصى، عند توصيل الحمل من خلال محول، إلى 50%. وعند توصيل الحمل مباشرة مع مجمع الترانزيستور فإن معامل الفائدة قد يصل بحدده الأقصى إلى 25% فقط.

وهذا يعني أن الجزء الأكبر من القدرة المستهلكة من مصدر التغذية ستضيع بشكل حرارة تذهب لتسخين الترانزيستور، لذا فإن هذا الصنف من مضخمات القدرة يُستعمل لتغذية الأحمال ذات القدرات المنخفضة نسبياً.

ولتغذية الأحمال ذات القدرات العالية فإنه غالباً ما تُستخدم مضخمات القدرة من الصنف B.

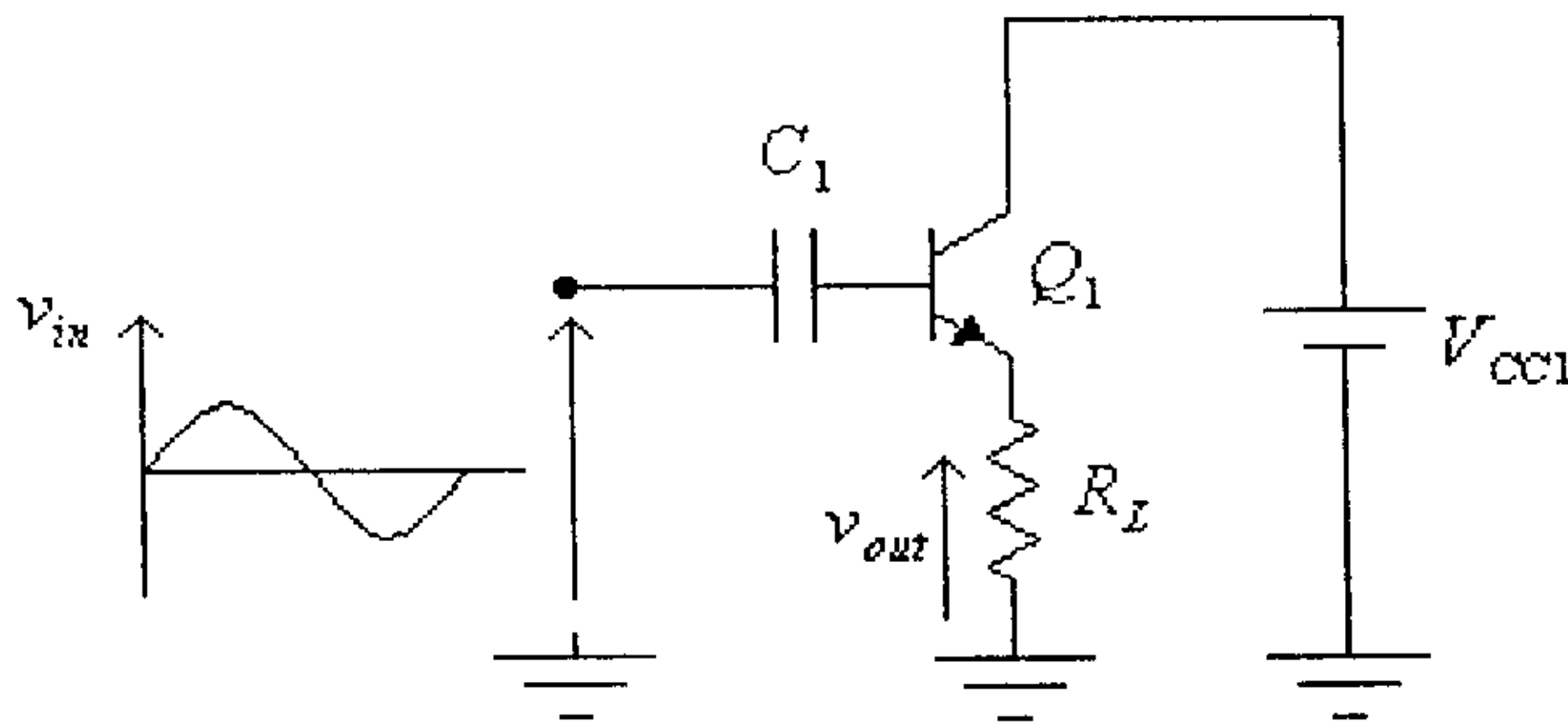
في هذا الصنف من المضخمات يُستخدم ترانزيستورين أحدهما لتضخيم الجزء الموجب والآخر لتضخيم الجزء السالب من الإشارة المدخلة.

الشكل التالي يبين دائرة مضخم بسيطة من الصنف B.



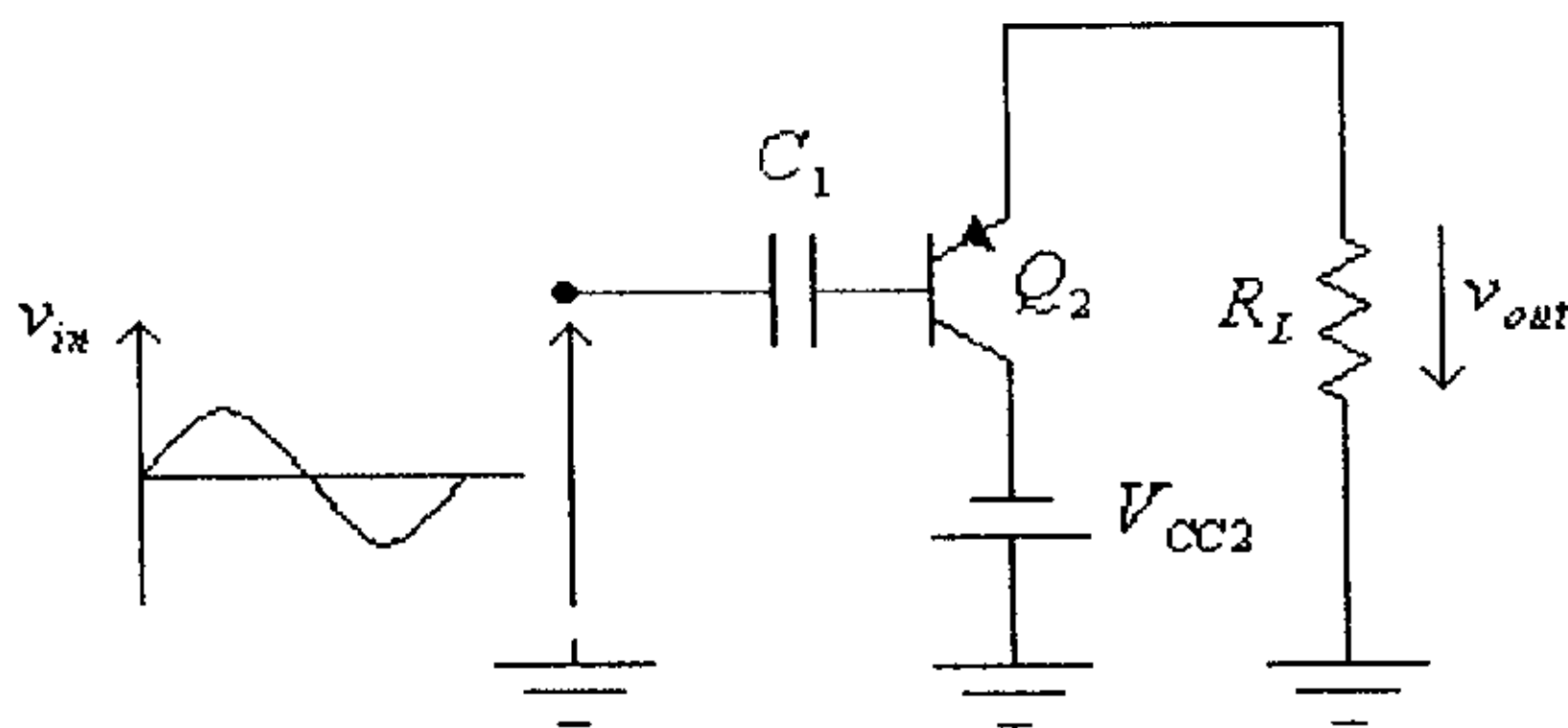
شكل (18)

لاحظ في هذه الدائرة أنه في الجزء الموجب من موجة الفولطية المدخلة يبدأ الترانزيستور  $Q_1$  بإيصال التيار الكهربائي ويكون الترانزيستور  $Q_2$  في حالة قطع (off)، وتكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.



شكل (19)

وفي الجزء السالب من موجة الفولطية المدخلة يبدأ الترانزيستور  $Q_2$  بإيصال التيار الكهربائي ويكون الترانزيستور  $Q_1$  في حالة قطع (off)، وتكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.

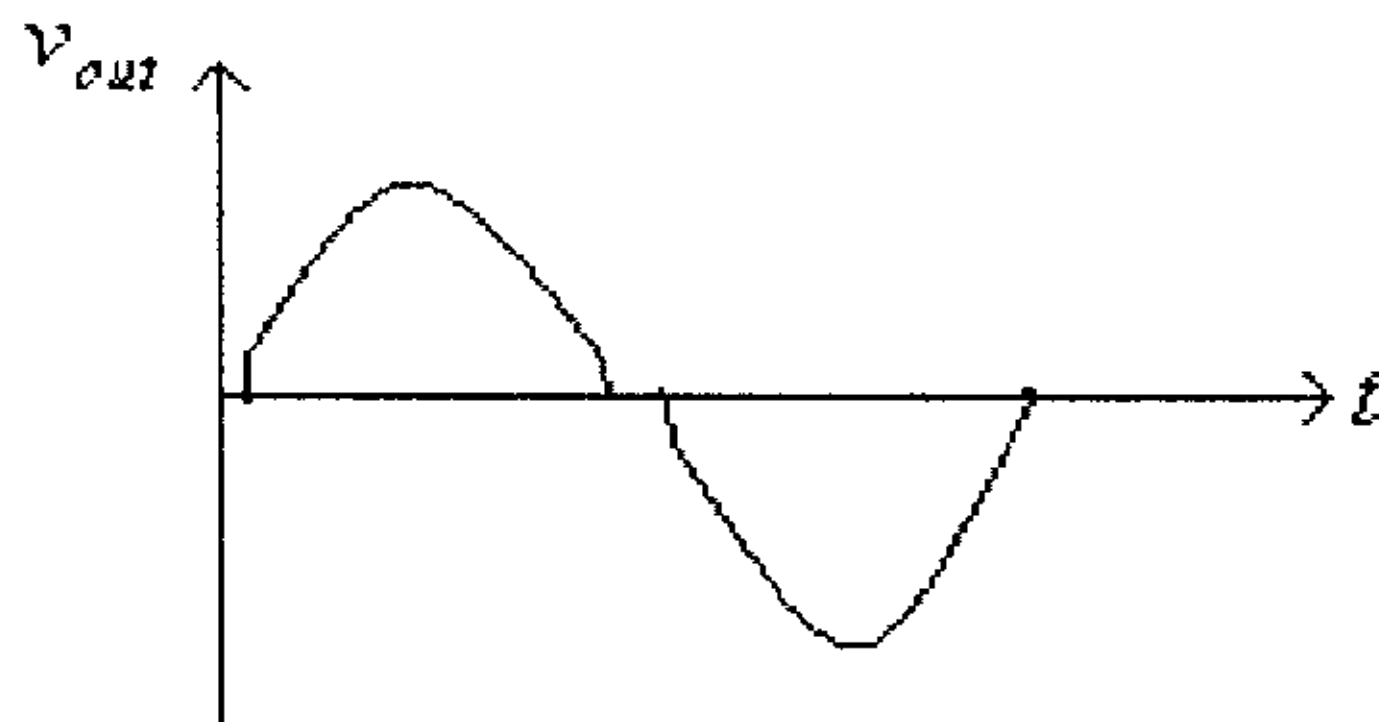


شكل (20)

لاحظ أن هذه الدائرة هي دائرة تابع باعث (emitter follower) ويكون معامل تضخيم الفولطية لها يساوي الواحد، أي أن هذه الدائرة تقدم تضخيماً للتيار فقط.

مما سبق يستنتج أن الترانزيستور  $Q_1$  يضخم الجزء الموجب من موجة الفولطية المدخلية ويدفع فولطية الحمل الى قيمة موجبة وهي فولطية المصدر  $V_{CC1}$ ، بينما يقوم الترانزيستور  $Q_2$  بتضخيم الجزء السالب من موجة الفولطية المدخلية ويسحب فولطية الحمل الى قيمة سالبة وهي فولطية المصدر  $V_{CC2}$ ، لذا فكثيراً ما يسمى هذا النوع من المضخمات (push-pull amplifier).

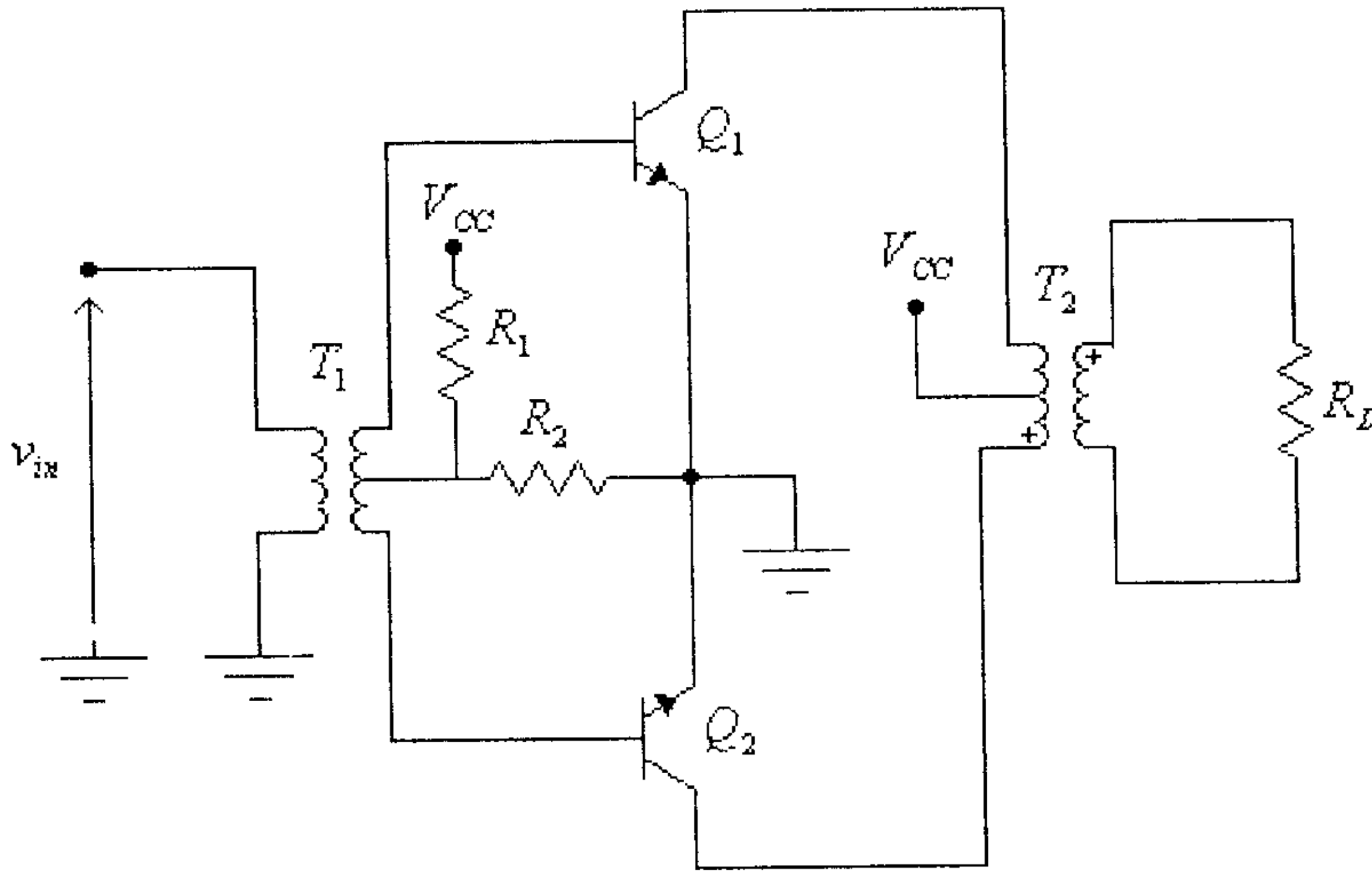
وبالتدقيق بعمل هذه الدائرة تلاحظ أنه لا توجد لأي من الترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  دائرة إنحياز لذا فعندما تكون قيمة الفولطية المدخلية أقل من الفولطية التي يبدأ عندها أي من الترانزيستورين بالتوصيل فإن قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً وتكون موجة الفولطية المخرجة كما في الشكل التالي.



شكل (21)

ويسمى التشوية الناتج في شكل الموجة المخرجة نتيجة عدم وجود دائرة إنحياز للترانزيستور في هذا الصنف من المضخمات بـ ( crossover distortion). وللتخلص من هذا التشوية فإنه يتم تزويد كل من الترانزيستورين بإنحياز محدود ليعمل المضخم عندها كمضخم من الصنف AB.

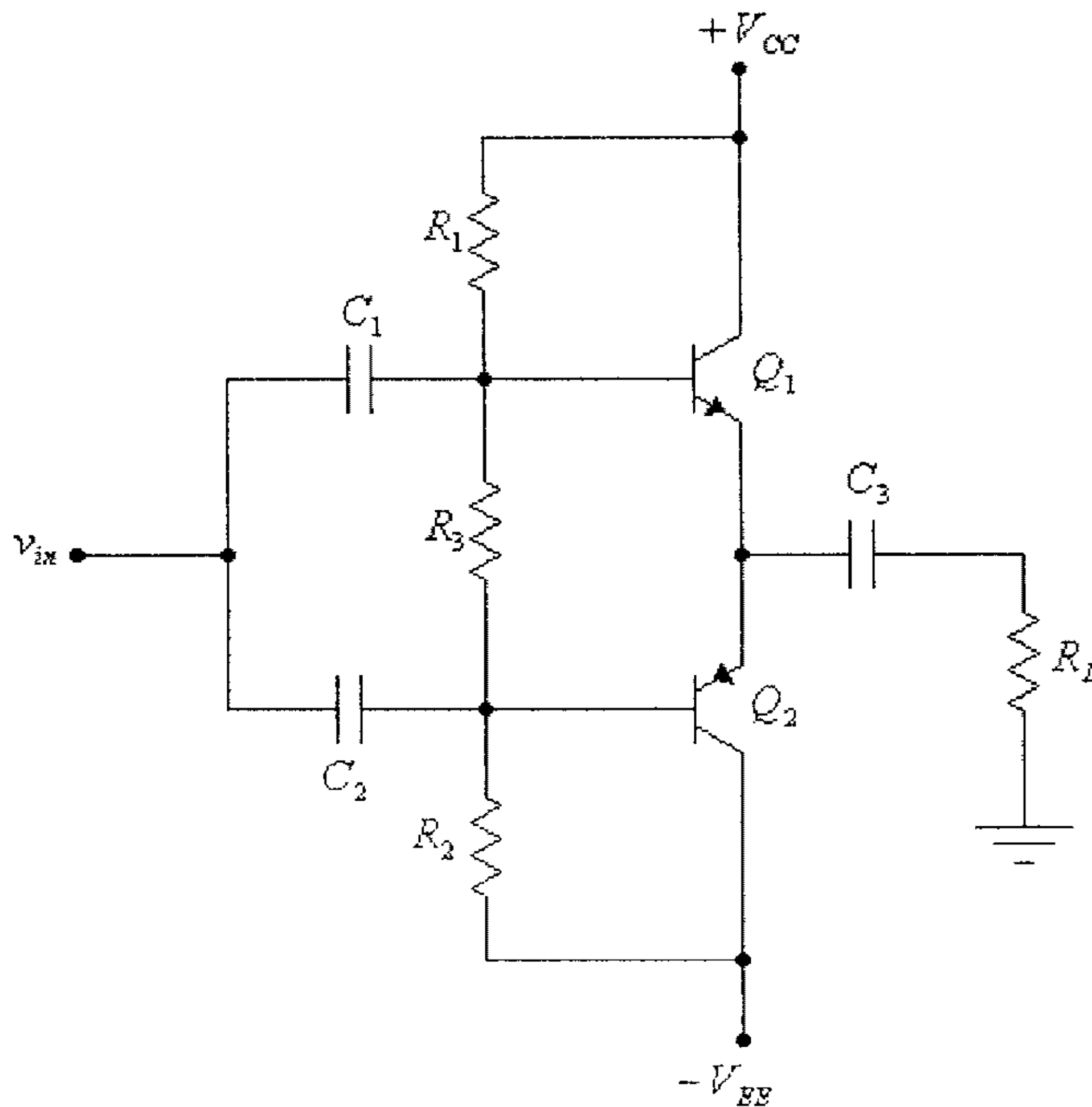
الشكل التالي يبين دائرة مضخم قدرة من الصنف AB يُستخدم فيها ترانزستوران يعملان كزوج (push-pull). في هذه الدائرة المحول الأول يُستعمل لتوليد موجتين مدخليتين بينهما فرق بالطور مقداره  $180^\circ$  أما المحول الثاني فيُستخدم لتوصيل الحمل.



شكل (22)

لاحظ في هذه الدائرة أن الترانزستور  $Q_1$  يضخم الجزء الموجب من الفولطية المدخلية ، بينما يقوم الترانزستور  $Q_2$  بتضخيم الجزء السالب ، أما المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$  فتعملان على تأمين الإنحياز المناسب لكل من الترانزستورين  $Q_1$  و  $Q_2$  وذلك للتخلص من التشويه ( crossover distortion).

وفي بعض دوائر التضخيم من الصنف AB يُستخدم ترانزستوران من قطبيتين مختلفتين، وذلك كما في الشكل التالي.



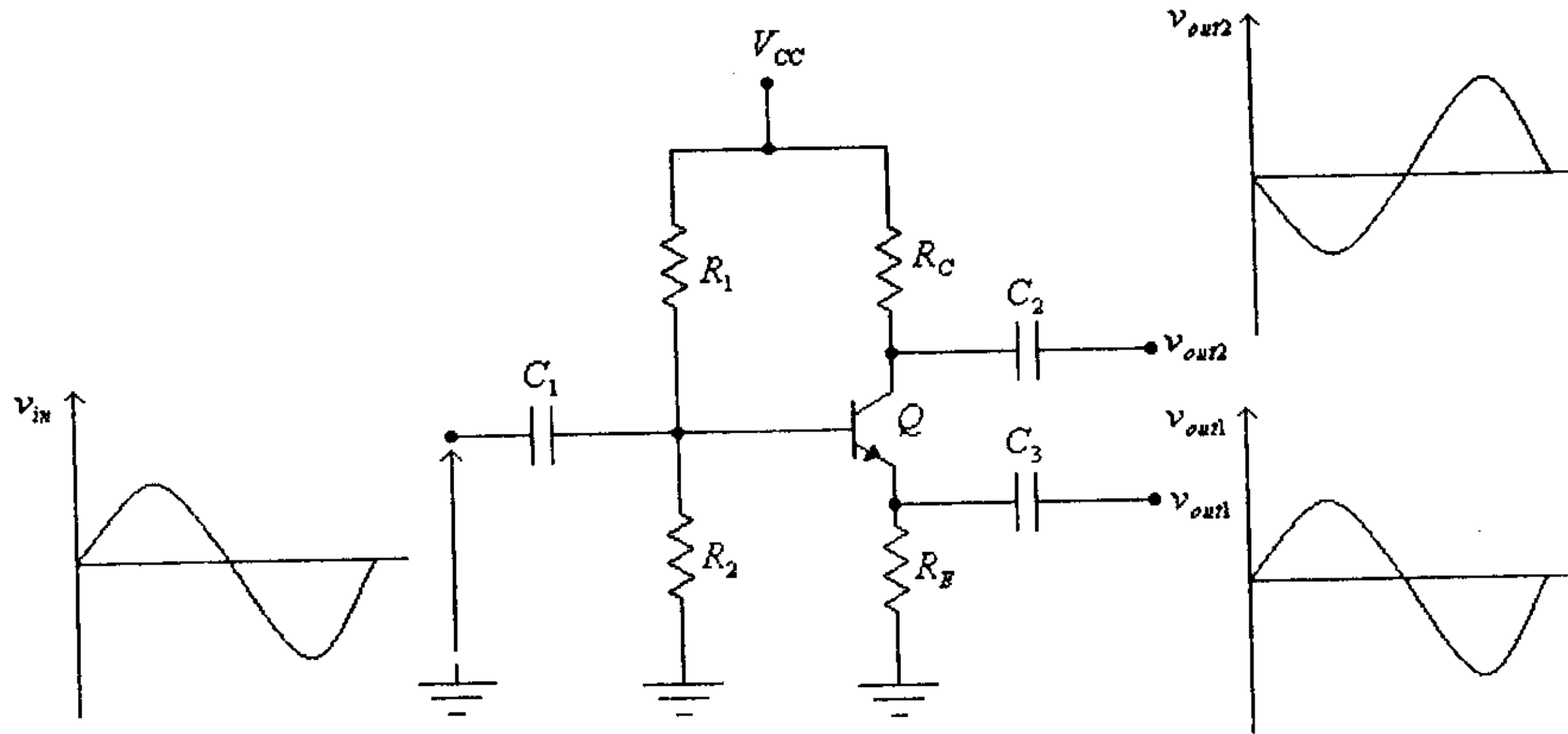
شكل (23)

لاحظ في هذه الدائرة أن المقاومات  $R_1$ ،  $R_2$  و  $R_3$  تستخدم لتأمين الإنحياز المناسب للترانزيستورين  $Q_1$  و  $Q_2$ . لاحظ كذلك أنه يمكن زيادة معامل التضخيم لهذا المضخم بإستبدال الترانزيستور  $Q_1$  بترانزيستور Darlington والترانزيستور  $Q_2$  بـ Feedback pair، (راجع الوحدة السادسة من هذا الكتاب للتعرف على هذين الترانزيستورين).

وفي بعض دوائر تضخيم القدرة من الصنفين A و AB تُستخدم دائرة مدخلية لتوليد موجتين بينهما فرق في الطور مقداره  $180^\circ$  من الموجة المدخلية، ويمكن لهذه الغاية، إستخدام حلول مختلفة مثل:

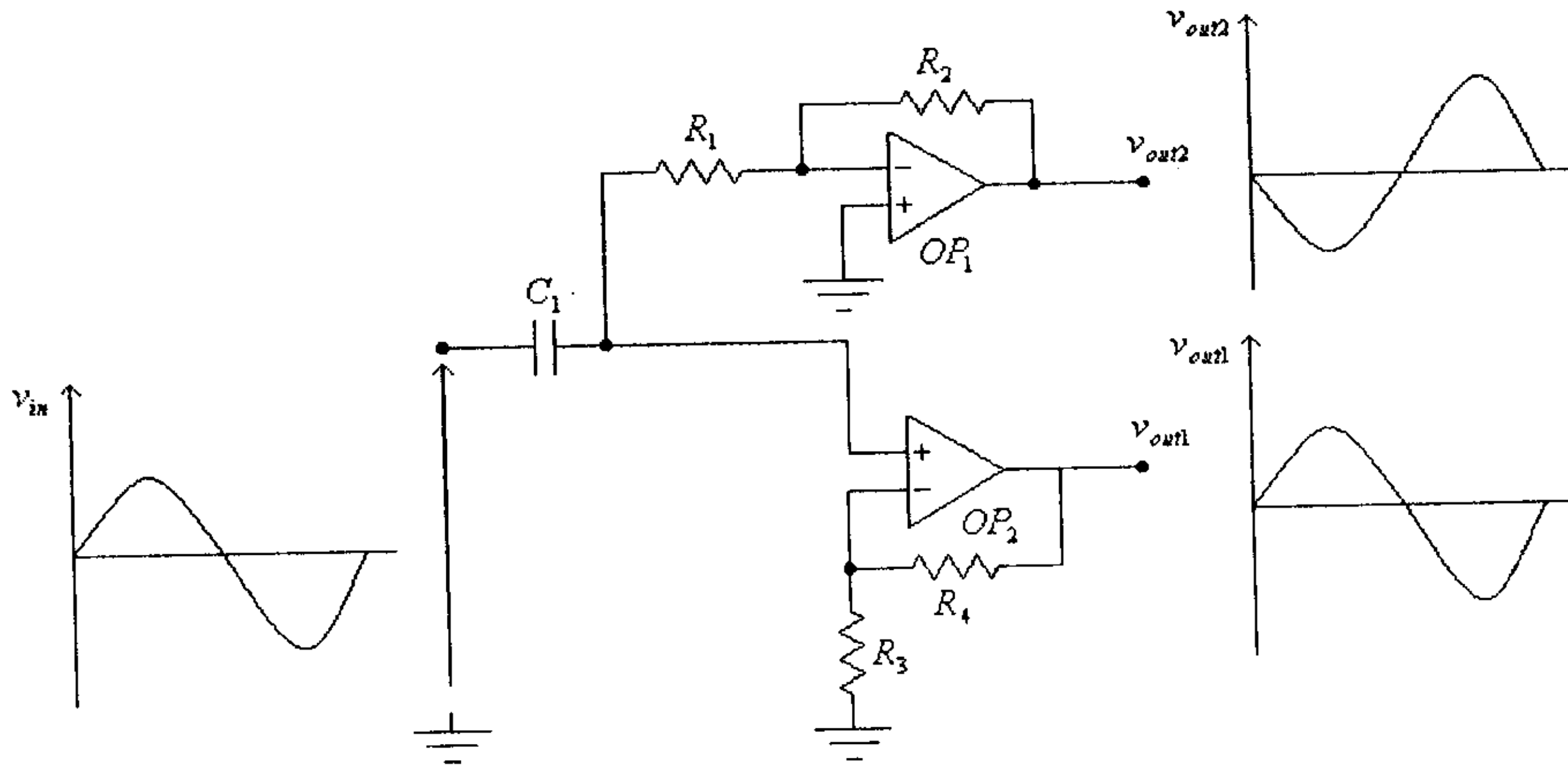
- محول مدخلي، كما في الدائرة في الشكل (22).

- باستخدام دائرة (phase-splitter)، كما في الشكل التالي.



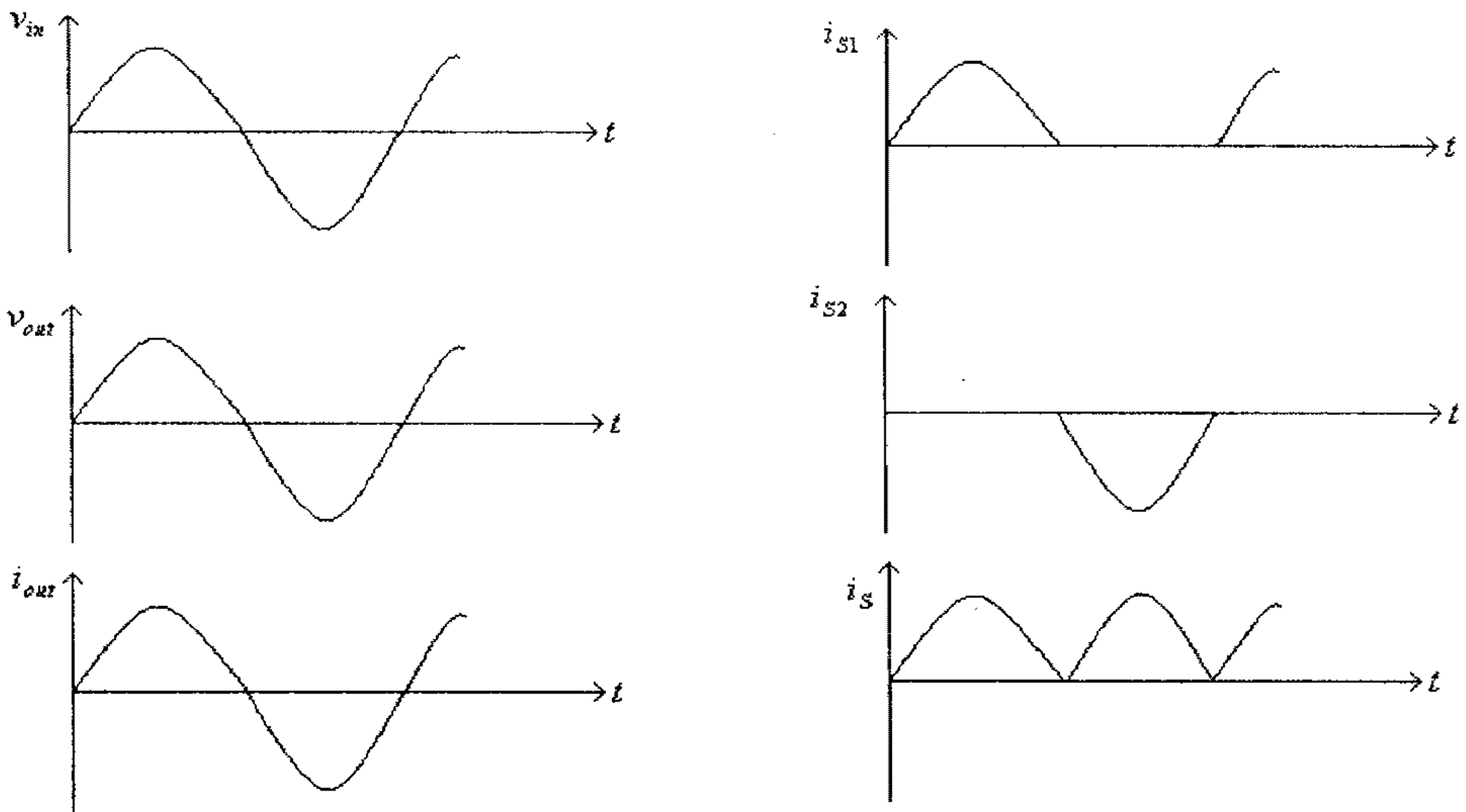
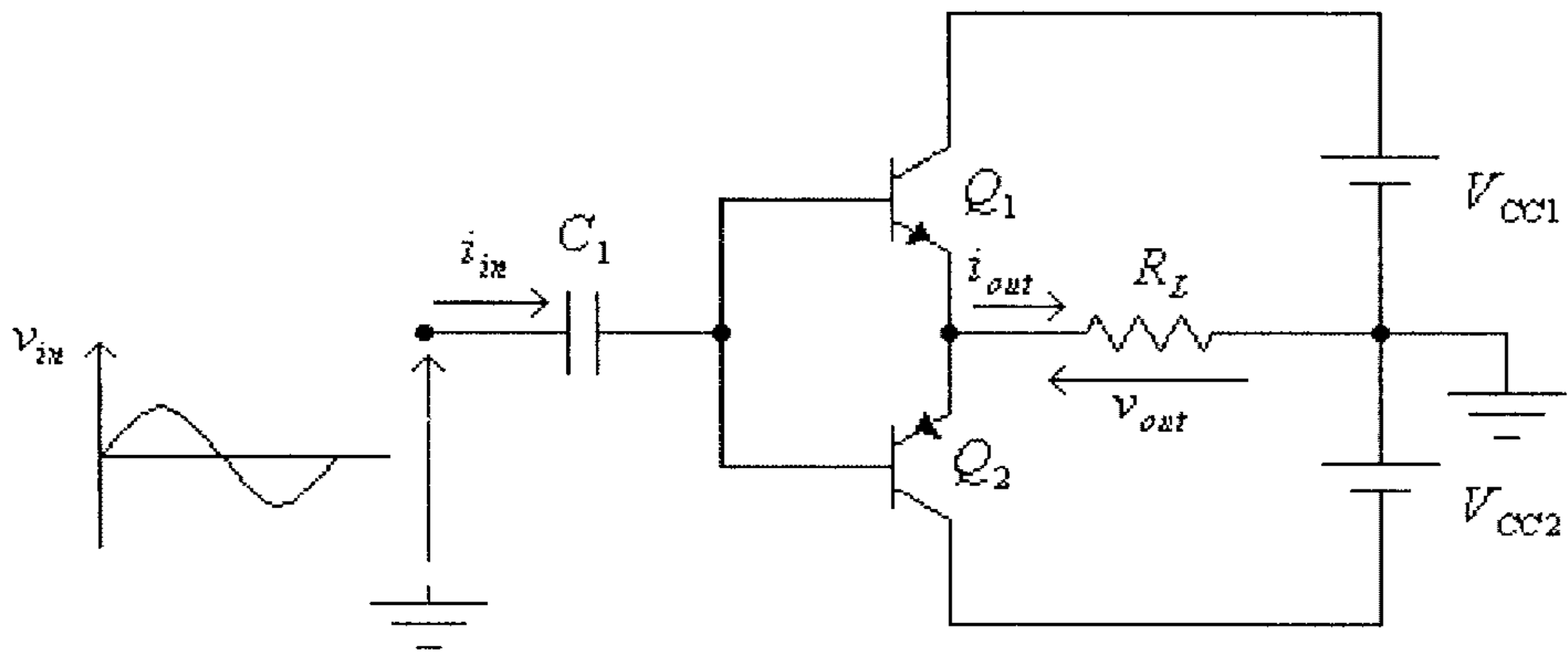
شكل (24)

- باستخدام مضخمي عمليات إحداهما يعمل كمضخم عاكس والآخر كمضخم غير عاكس، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (25)

وبالعودة الى دائرة المضخم البسيطة من الصنف B وأشكال موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجة والتيار المخرجي والتيار مصدرية التغذية، والمبينة في الشكل التالي، نستطيع أن نستنتج العلاقات الرئيسية لهذا النوع من المضخمات.



شكل (26)

في هذا الشكل:

$v_{in}$  - فولطية الإشارة المدخلة.

$v_{out}$  - فولطية الإشارة المخرجة، (فولطية الحمل).

$i_{out}$  - تيار الحمل.

$i_{s1}$  - التيار المسحوب من مصدر التغذية  $V_{CC1}$ .

$i_{S2}$  - التيار المسحوب من مصدر التغذية  $V_{CC2}$ .

$i_S$  - مجموع التيارين المسحوبين من مصدر التغذية.

فمن هذا الشكل تلاحظ أن موجة التيار المسحوب من كل من مصدر التغذية  $V_{CC1}$  و  $V_{CC2}$  تشبه تلك التي يتم تغذيتها من دائرة تقويم نصف الموجة (راجع الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب)، أي أن:

$$I_{S1} = I_{S2} = \frac{I_P}{\pi}$$

حيث  $I_{S1}$  و  $I_{S2}$  هما القيمة المتوسطة للتيار المسحوب من كل من مصدر التغذية  $V_{CC1}$  و  $V_{CC2}$  و  $I_P$  هي القيمة العظمى لذلك التيار. وبالتالي فإن القدرة المسحوبة من كل من مصدر التغذية هي:

$$P_{S1} = \frac{I_P}{\pi} (V_{CC1})$$

$$P_{S2} = \frac{I_P}{\pi} (V_{CC2})$$

والقدرة الكلية المزودة للمضخم هي:

$$P_S = P_{S1} + P_{S2} = \frac{I_P}{\pi} (V_{CC1} + V_{CC2}) = \frac{2I_P}{\pi} V_{CC} \dots\dots\dots (1)$$

وذلك لأنه عادةً ما تكون:

$$V_{CC1} = V_{CC2} = V_{CC}$$

والقدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L}$$



أما معامل الفائدة فهو:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\pi[V_L(peak)]^2}{4R_L \cdot I_P \cdot V_{CC}} \dots\dots\dots(2)$$

ولكن وبما أن:

$$I_P = \frac{V_L(peak)}{R_L} \dots\dots\dots(3)$$

نستنتج أن:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\pi \cdot V_L(peak)}{4 \cdot V_{CC}} \dots\dots\dots(4)$$

وحيث أن القدرة الضائعة والتي تذهب لتسخين ترانزيستوري المضخم تساوي الفرق بين القدرة المزودة للمضخم والقدرة المزودة للحمل، أي أن:

$$P_{loss} = P_S - P_L = (1 - \eta) \cdot P_S$$

وهذه القدرة ستتوزع بين ترانزيستوري المضخم، أي أن القدرة الضائعة والتي تذهب لتسخين ترانزيستور واحد هي:

$$P_O = \frac{P_{loss}}{2}$$

من المعادلة رقم (4)، نستنتج أنه وكلما كانت القيمة العظمى لفولطية الحمل ( $V_L(peak)$ ) أكبر كلما كانت قيمة معامل الفائدة أكبر، ويكون لمعامل الفائدة قيمة عظمى عندما تكون:

$$V_L(peak) = V_{CC} \dots\dots\dots(5)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (4)، نستنتج أن القيمة العظمى لمعامل الفائدة لهذا النوع من المضخمات هي:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.785 = 78.5\%$$

مثال (5):

مضخم من الصنف B يزود حمل مقاومته  $20\Omega$  بقدرة مقدارها  $15W$ ، إذا علمت أن فولتية التغذية لهذا المضخم تساوي  $36V$ ، أوجد:

(أ) قيمة كل من فولتية وتيار الحمل.

(ب) معامل الفائدة لهذا المضخم.

(ج) القدرة الضائعة على كل من ترانزيستوري المضخم.

(د) القيمة العظمى للقدرة التي يمكن لهذا المضخم تزويدها ومعامل الفائدة عند تلك القيمة.

الحل:

(أ) القدرة المزودة للحمل هي:

$$P_L = \frac{[V_L(rms)]^2}{R_L} = \frac{[V_L(peak)]^2}{2R_L}$$

ومنها:

$$V_L(rms) = \sqrt{P_L \cdot R_L} = \sqrt{15 \times 20} = 17.32V$$

$$V_L(peak) = \sqrt{2} \cdot V_L(rms) = \sqrt{2} \times 17.32 = 24.5V$$

و:

$$I_L(rms) = \frac{V_L(rms)}{R_L} = \frac{17.32}{20} = 0.866A = 866mA$$

$$I_L(\text{peak}) = \sqrt{2} \cdot I_L(\text{rms}) = \sqrt{2} \times 0.866 = 1.225 A$$

(ب) القدرة المزودة من مصدر التغذية:

$$P_S = \frac{2I_P}{\pi} V_{CC} = \frac{2(1.225)(36)}{\pi} = 28.075 W$$

وبالتالي، فإن معامل الفائدة هو:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{15}{28.075} = 0.534 = 53.4\%$$

(ج) القدرة الضائعة في الترانزستورين هي:

$$P_{loss} = P_S - P_L = (1 - \eta) \cdot P_S = (1 - 0.534) \cdot (28.075) = 13.09 W$$

والقدرة الضائعة في كل من ترانزستوري المضخم هي:

$$P_Q = \frac{P_{loss}}{2} = \frac{13.09}{2} = 6.545 W$$

(د) القيمة العظمى للقدرة التي يُمكن لهذا المضخم تزويدها هي عندما تكون:

$$V_L(\text{peak}) = V_{CC} = 36 V$$

في هذه الحالة، فإن:

$$P_L = \frac{[V_L(\text{peak})]^2}{2R_L} = \frac{(36)^2}{2(20)} = 32.4 W$$

و:

$$I_L(\text{peak}) = \frac{V_L(\text{peak})}{R_L} = \frac{36}{20} = 1.8 A$$

$$P_S = \frac{2I_P}{\pi} V_{CC} = \frac{2(1.8)(36)}{\pi} = 41.25 W$$

ومعامل الفائدة هو:

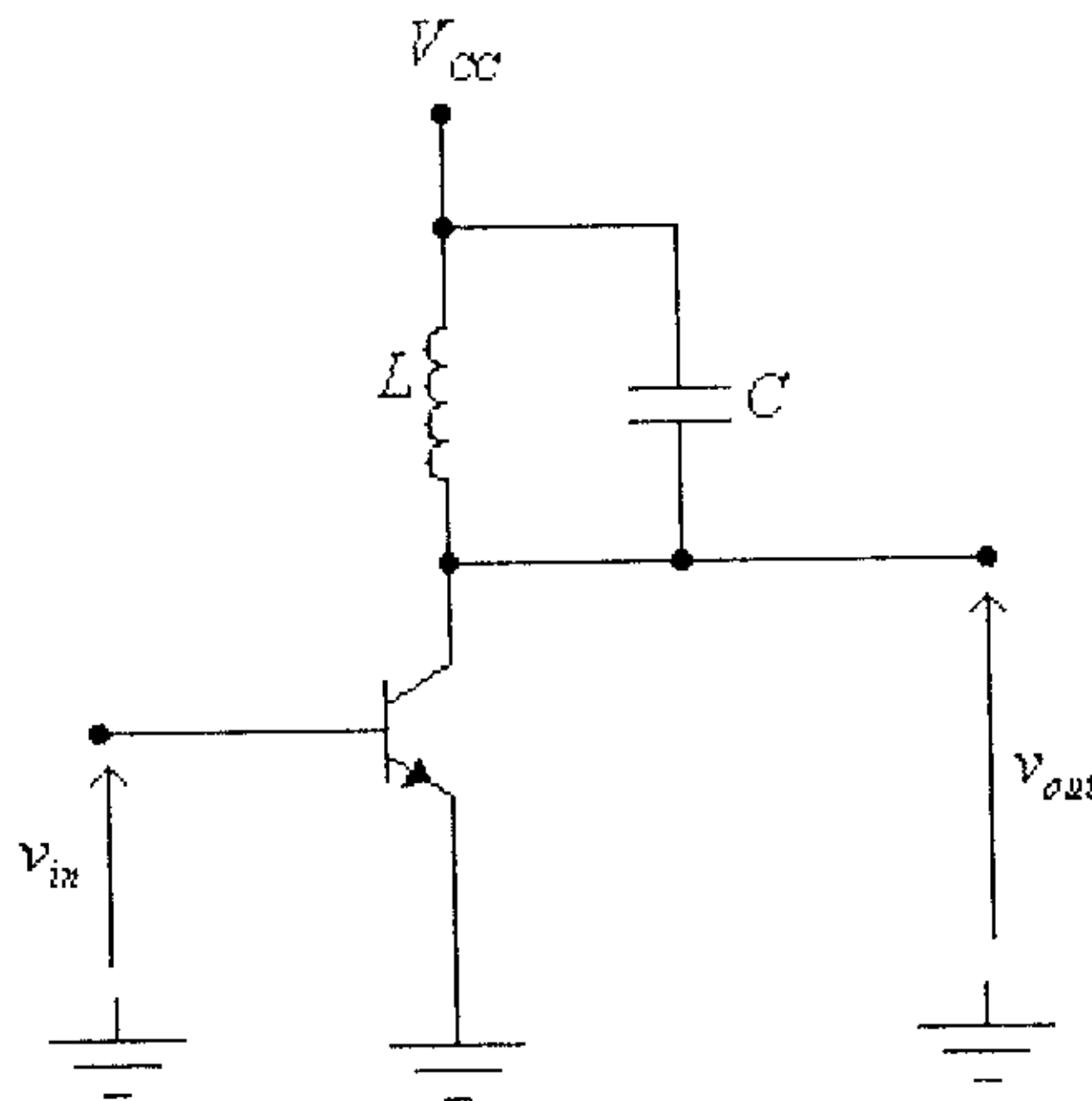
$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{32.4}{41.25} = 0.785 = 78.5\%$$

## 8.5 مضخمات القدرة من الصنفين C و D (Class C and Class D Amplifiers)

شرحنا فيما سبق مضخمات القدرة من الأصناف A و B و AB ،  
وبينا أن هذه المضخمات هي الأكثر إستخداماً لتضخيم الإشارات الخطية.

أما المضخم من الصنف C فيستخدم في بعض دوائر الإتصالات  
وبعض التطبيقات الخاصة لإنتاج موجات بترددات محددة تعتمد قيمتها على  
تردد دائرة رنين موصولة مع المضخم.

الشكل التالي يبين مضخم من الصنف C.



شكل (27)

لاحظ أن تردد الرنين لهذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

أما المضخمات من الصنف D فتستخدم في مضخمات القدرة  
العالية. ولزيادة قيمة معامل الفائدة لهذه المضخمات (وتقليل القدرة الضائعة  
على الترانزيستور) فإن الترانزيستور المستخدم في هذا النوع من  
المضخمات يعمل كمفتاح الكتروني (electronic switch).

وقبل أن يتم تضخيم الإشارة باستخدام المضخم من الصنف (I) فإنه يتم تحويلها الى إشارة رقمية (digital signal). ثم، وبعد أن يتم تضخيمها يتم إعادتها الى شكلها الأصلي.

### 8.6 تشويه الإشارة الناتج عن مضخمات القدرة.

عرفنا سابقاً أن عمل المضخم هو إنتاج صورة مكبرة من الإشارة المدخلة، ولكن في دوائر التضخيم العملية فإن الإشارة المخرجة للمضخم تحوي بعض التشوية (distortion)، ويعود التشويه في الإشارة المخرجة للمضخم الى:

1- الخاصية غير الخطية للترانزستورات المستخدمة في دائرة التضخيم، مثال ذلك تغير معامل تضخيم التيار ( $\beta$ ) للترانزستور ثنائي القطبية بتغير تردد الإشارة المدخلة.

2- تغير ممانعة بعض العناصر المستخدمة في دوائر التضخيم بتغير تردد الإشارة المدخلة (راجع تأثير التردد على عمل المضخم في الوحدة الخامسة من هذا الكتاب).

ويُمكن التعبير عن تشويه الإشارة المخرجة للمضخم بملاحظة المركبات (harmonics) الموجودة في تلك الإشارة عندما تكون الإشارة المدخلة للمضخم ذات موجة جيبية.

ففي حالة كون الإشارة المدخلة للمضخم ذات موجة جيبية بتردد معين، مثلاً:

$$v_{in}(t) = A \cdot \sin(\omega t)$$

فإن الإشارة المخرجة ستكون:

$$v_{out}(t) = A_1 \cdot \sin(\omega t) + A_2 \cdot \sin(2\omega t) + A_3 \cdot \sin(3\omega t) + \dots + A_n \cdot \sin(n\omega t)$$

حيث  $A_1, A_2, A_3, A_n$  هي القيم العظمى للمركبات الأولى والثانية والثالثة والمركبة رقم  $(n)$  في موجة الإشارة المخرجة.

لاحظ كذلك أن تردد المركبة الأولى في الإشارة المخرجة يساوي تردد الإشارة المدخلة بينما تردد المركبة الثانية في الإشارة المخرجة يساوي ضعف تردد الإشارة المدخلة وتردد المركبة الثالثة في الإشارة المخرجة يساوي ثلاثة أمثال تردد الإشارة المدخلة، وهكذا.

ويمكن قياس التشويه في الإشارة المخرجة باستخدام معامل التشويه  $(D_n)$  لكل من المركبات (عدا المركبة الأولى) الموجودة في الإشارة المخرجة والذي يعبر عن النسبة بين القيمة العظمى للمركبة والقيمة العظمى للمركبة الأولى، أي أن:

$$D_n \% = \left| \frac{A_n}{A_1} \right| \times 100\%$$

وللتعبير عن التشوية الناتج عن إحتواء الإشارة المخرجة على عدد من المركبات فإنه يستخدم معامل التشويه الكلي (total harmonic distortion) والذي يعرف بـ:

$$THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + D_5^2 + \dots + D_n^2}$$

مثال (6):

إذا علمت أن الإشارة المدخلة لمضخم هي  $v_{in}(t) = 0.1 \sin(6283t)$  وإن الإشارة المخرجة لهذا المضخم هي:

$$v_{out}(t) = 1.2 \sin(6283t) + 0.12 \sin(12566t) + 0.06 \sin(18850t) + 0.02 \sin(31416t)$$

- (أ) ما هي المركبات المحتواة في الإشارة المخرجة.  
 (ب) ما قيمة معامل التشويه المسبب من كل من هذه المركبات.  
 (ج) ما هي قيمة معامل التشويه الكلي.

الحل:

(أ) المركبات المحتواة في الإشارة المخرجة هي:

- المركبة الأولى وبتردد يساوي تردد الإشارة المدخلة والذي قيمته:

$$f = \frac{6283}{2\pi} = 1000\text{Hz.} = 1\text{kHz.}$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_1 = 1.2V$$

- المركبة الثانية وبتردد يساوي ضعف تردد الإشارة المدخلة، أي:

$$f_2 = \frac{12566}{2\pi} = 2000\text{Hz.} = 2\text{kHz.}$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_2 = 0.12V$$

- المركبة الثالثة وبتردد يساوي ثلاثة أمثال تردد الإشارة المدخلة، أي:

$$f_3 = \frac{18850}{2\pi} = 3000\text{Hz.} = 3\text{kHz.}$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_3 = 0.06V$$

- المركبة الخامسة وبتردد يساوي خمسة أمثال تردد الإشارة المدخلة، أي:

$$f_5 = \frac{31416}{2\pi} = 5000 \text{ Hz.} = 5 \text{ kHz.}$$

والقيمة العظمى لهذه المركبة هي:

$$A_5 = 0.02V$$

(ب) معاملات التشويه الناتجة عن وجود كل من المركبات السابقة في الإشارة المخرجة هي:

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الثانية هو:

$$D_2 \% = \left| \frac{A_2}{A_1} \right| \times 100\% = \frac{0.12}{1.2} \times 100\% = 10\%$$

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الثالثة هو:

$$D_3 \% = \left| \frac{A_3}{A_1} \right| \times 100\% = \frac{0.06}{1.2} \times 100\% = 5\%$$

- معامل التشويه الناتج عن وجود المركبة الخامسة هو:

$$D_5 \% = \left| \frac{A_5}{A_1} \right| \times 100\% = \frac{0.02}{1.2} \times 100\% = 1.67\%$$

(ج) معامل التشويه الكلي (total harmonic distortion) هو:

$$THD = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_5^2} = \sqrt{(0.1)^2 + (0.05)^2 + (0.0167)^2} \times 100\% = 11.3\%$$

### 8.7 الضياع الحراري في ترانزيستورات القدرة.

عرفنا سابقاً أن قيمة معامل الفائدة ( $\eta$ ) للمضخمات، والذي يُعرف بأنه النسبة بين القدرة المُزودة للحمل والقدرة المُستهلكة من مصدر التغذية، أقل من الواحد. وهذا يعني وجود فرق بين القدرة المُستهلكة من مصدر



التغذية وتلك المزودة للحمل. والفرق بين القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية وتلك المزودة للحمل يذهب معظمها لتسخين الترانزيستور (الترانزيستورات) المُكونه لمضخم القدرة .

أي أن القدرة التي تذهب لتسخين الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{dc} - P_L = P_{dc} - \eta \cdot P_{dc} = (1 - \eta) \cdot P_{dc}$$

حيث:

$P_Q$  - القدرة الضائعة في ترانزيستور (ترانزيستورات) المضخم.

$P_{dc}$  - القدرة المستهلكة من مصدر التغذية.

$P_L$  - القدرة المزودة للحمل.

والقدرة الضائعة في الترانزيستور تذهب لرفع درجة حرارة البلورة المصنوع منها الترانزيستور. وإذا ارتفعت درجة حرارة البلورة المصنوع منها الترانزيستور عن الحد الأقصى المسموح به فإن الترانزيستور سيتعطل.

والحد الأقصى لدرجة حرارة الترانزيستور يعتمد على المادة المصنوع منها ذلك الترانزيستور، فللترانزيستورات المصنوعة من السيليكون فإن درجة الحرارة العظمى المسموح بها لبلورته هي بحدود  $150^{\circ}C$  الى  $200^{\circ}C$ ، أما للترانزيستور المصنوع من الجرمانيوم فهي بحدود  $100^{\circ}C$  الى  $110^{\circ}C$ .

وحتى لا تصل درجة حرارة بلورة الترانزيستور الى الحد الأقصى المسموح به فيجب تأمين التبريد المناسب لهذا الترانزيستور، أي بمعنى آخر يجب زيادة كفاءة إنتقال الحرارة من بلورة الترانزيستور الى الجو الخارجي

المحيط ، لذا فإنه وفي معظم الحالات يتم تركيب ترانزيستورات القدرة على مبردات معدنية (heat sinks).

ولمعرفة كيفية إختيار المبرد المناسب لترانزيستور (أو لأي عنصر الكتروني آخر) فلا بد أولاً من التعرف على مفهوم المقاومة الحرارية (thermal resistance).

تُعرّف المقاومة الحرارية بين نقطتين بأنها النسبة بين الفرق في درجة الحرارة بين تلك النقطتين والقدرة الحرارية التي تمر بين تلك النقطتين (نتيجة الاختلاف في درجة حرارتهما)، أي أن:

$$\theta_{AB} = \frac{T_A - T_B}{P}$$

حيث:

$\theta_{AB}$  - المقاومة الحرارية بين النقطتين  $A$  و  $B$ .

$T_A$  و  $T_B$  - درجة حرارة كل من النقطتين  $A$  و  $B$  على التوالي.

$P$  - القدرة الحرارية التي تمر بين النقطتين  $A$  و  $B$ .

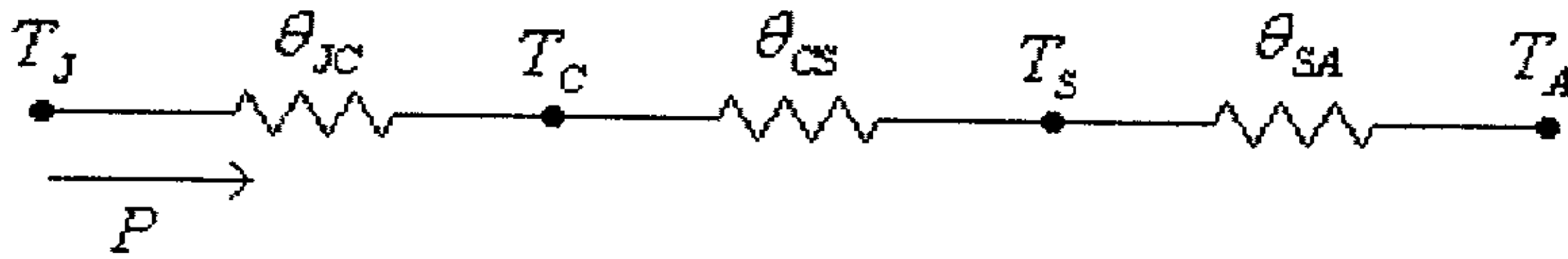
ومن المعروف أن القدرة الحرارية التي تنتج في بلورة ترانزيستور مُركب على مُبرد سيتم تسريبها الى الجو الخارجي المحيط بعد مرورها من بلورة الترانزيستور الى غلافه المعدني، ثم من غلاف الترانزيستور المعدني الى المبرد ومنه الى الجو الخارجي المحيط.

وإذا رمزنا للمقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور وغلافه المعدني بالرمز  $\theta_{JC}$  ، وللمقاومة الحرارية بين غلاف الترانزيستور المعدني والمبرد بالرمز  $\theta_{CS}$  ، وللمقاومة الحرارية بين المبرد والجو الخارجي

المحيط بالرمز  $\theta_{SA}$ ، فإن المقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور و الجو المحيط ( $\theta_{JA}$ ) ستكون:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$$

أنظر الشكل أدناه.



شكل (28)

في هذا الشكل:

- $T_J$  - درجة حرارة بلورة الترانزيستور (junction temperature).
- $T_C$  - درجة حرارة الغلاف المعدني للترانزيستور (case temperature).
- $T_S$  - درجة حرارة المبرد (heat-sink temperature).
- $T_A$  - درجة حرارة الجو المحيط (ambient temperature).
- $P$  - القدرة الضائعة في الترانزيستور.
- $\theta_{JC}$  - المقاومة الحرارية بين بلورة الترانزيستور وغلافه المعدني.
- $\theta_{CS}$  - المقاومة الحرارية بين الغلاف المعدني للترانزيستور والمبرد.
- $\theta_{SA}$  - المقاومة الحرارية بين المبرد والجو الخارجي.

ومن الشكل السابق نستنتج أن:

$$T_J = T_A + P.(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

## مثال (7):

إذا علمت أن الضياع الحراري في ترانزيستور سيليكوني يساوي  $20W$  وأن درجة حرارة الجو الخارجي تساوي  $40^{\circ}C$  وأن  $T_J = 200^{\circ}C$ ،  $\theta_{JC} = 0.5^{\circ}C/W$ ،  $\theta_{CS} = 0.8^{\circ}C/W$ ، أحسب المقاومة الحرارية للمبرد المناسب لهذا الترانزيستور.

الحل:

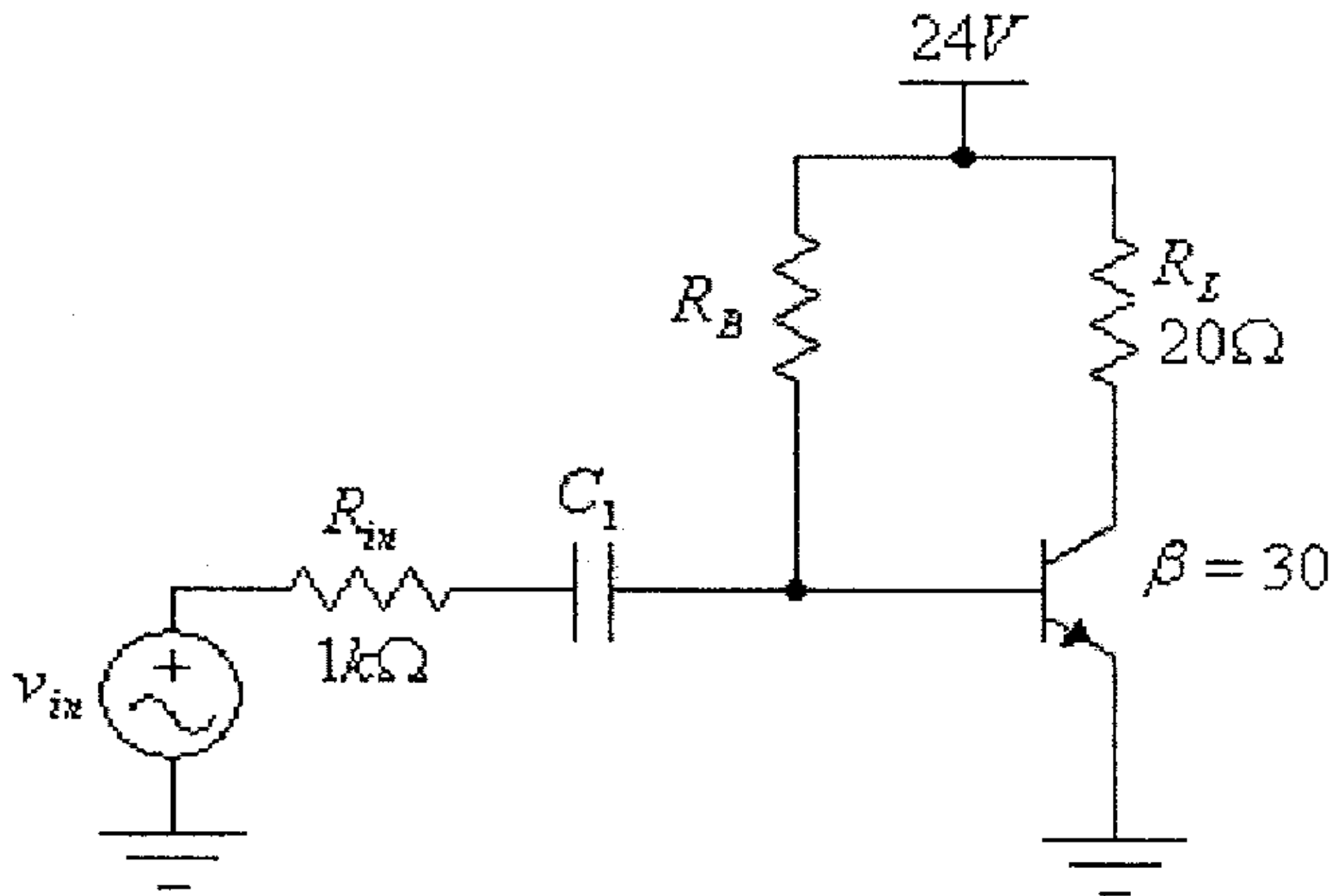
$$T_J = T_A + P.(\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

ومنها:

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P} - \theta_{JC} - \theta_{CS} = \frac{200 - 40}{20} - 0.5 - 0.8 = 6.7^{\circ}C/W$$

## 8.8 تمارين

(1) لدائرة مضخم القدرة من الصنف A المبينة في الشكل التالي.



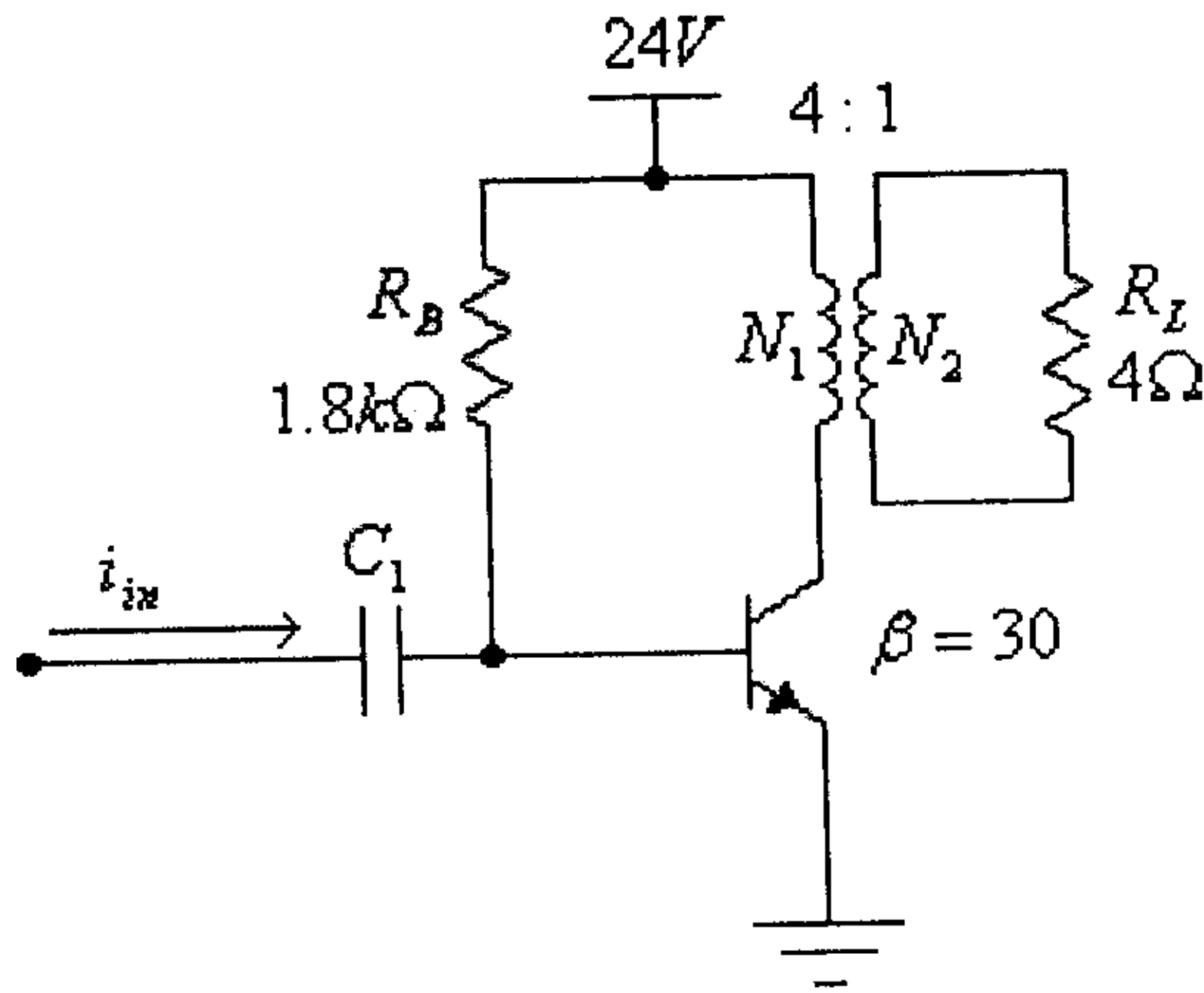
شكل (29)

(أ) أوجد قيمة المقاومة  $R_B$  اللازمة لجعل نقطة عمل الترانزيستور في منتصف خط الحمل.

(ب) أوجد قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة لهذا المضخم، إذا علمت أن شكل الإشارة المدخلة جيبية وبقية فعالة مقدارها  $3V$ .

(ج) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلة التي يمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

(2) لدائرة مضخم القدرة من الصنف A، التالية.



شكل (30)

أ) أوجد قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة لهذا المضخم، إذا علمت أن تيار الإشارة المدخلة جيبية وبقية فعالة مقدارها  $2mA$ .

ب) ما هي القيمة العظمى لتيار الإشارة المدخلة التي يُمكن تضخيمها باستخدام هذه الدائرة دون تشويه. ما قيمة القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في الترانزيستور وكذلك معامل الفائدة، في هذه الحالة.

ج) ما هي قيمة المقاومة  $R_B$  التي تجعل قيمة معامل الفائدة لهذه الدائرة بحدها الأقصى عندما تكون قيمة تيار الإشارة هي القيمة العظمى التي يمكن تضخيمها دون تشويه.

3) مضخم قدرة من الصنف B يزود حمل مقاومته  $8\Omega$  بقدرة مقدارها  $12W$ ، وإذا علمت أن فولطية التغذية لهذا المضخم تساوي  $24V$ ، أوجد:

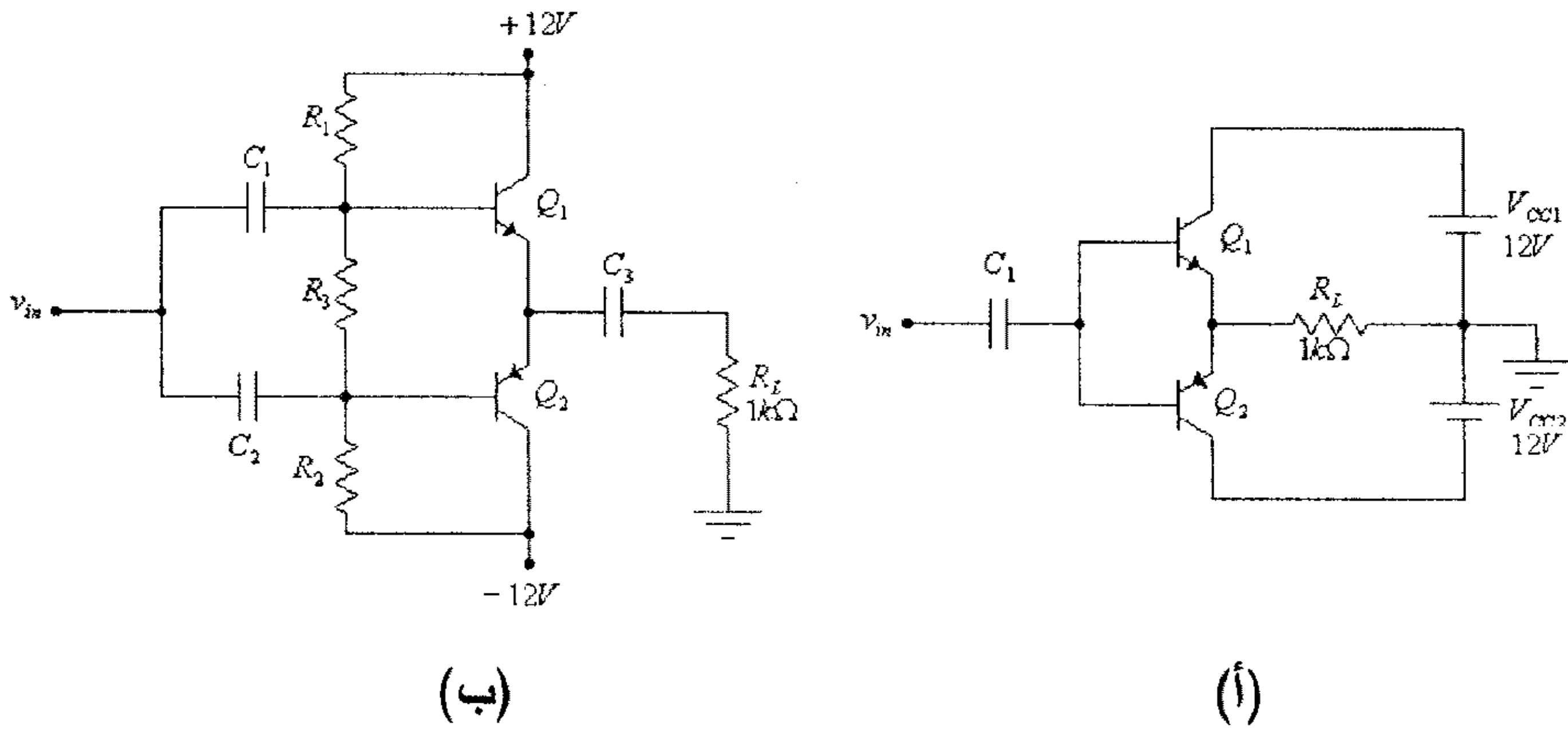
(أ) قيمة كل من فولطية وتيار الحمل.

(ب) معامل الفائدة لهذا المضخم.

(ج) القدرة الضائعة على كل من ترانزستوري المضخم.

(د) القيمة العظمى للقدرة التي يُمكن لهذا المضخم تزويدها ومعامل الفائدة عند تلك القيمة.

(4) لكل من مضخمي القدرة التاليين، وإذا علمت أن الإشارة المدخلة جيبية الشكل والقيمة الفعالة لفولطيتها تساوي  $6V$ .



شكل (31)

(أ) أرسم موجة فولطية الحمل.

(ب) ما مقدار معامل تضخيم الفولطية لهذا المضخم.

(ج) أوجد قيمة كل من القدرة المُستهلكة من مصدر التغذية والقدرة المُزودة للحمل والقدرة الضائعة في كل من الترانزستورين وكذلك معامل الفائدة.

(5) إذا علمت أن الإشارة المدخلة لمضخم هي  $v_{in}(t) = 0.1 \sin(9425t)$  وإن الإشارة المخرجة لهذا المضخم هي:

$$v_{out}(t) = 10 \sin(9425t) + 0.06 \sin(28275t) + 0.02 \sin(47125t)$$

(أ) ما هي المركبات المُحتواة في الإشارة المخرجة.

(ب) ما قيمة معامل التشويه المُسبب من كل من هذه المركبات.

(ج) ما هي قيمة معامل التشويه الكلي.

(6) إذا علمت أن الضياع الحراري في ترانزيستور سيليكوني يساوي  $10W$  وأن درجة حرارة الجو الخارجي تساوي  $40^\circ C$  وأن  $T_j = 200^\circ C$ ،  $\theta_{JC} = 0.9^\circ C/W$ ،  $\theta_{CS} = 0.8^\circ C/W$ ، أحسب المقاومة الحرارية للمبرد المناسب لهذا الترانزيستور.



## الوحدة التاسعة

التغذية الراجعة في المضخمات

**FEEDBACK IN AMPLIFIERS**

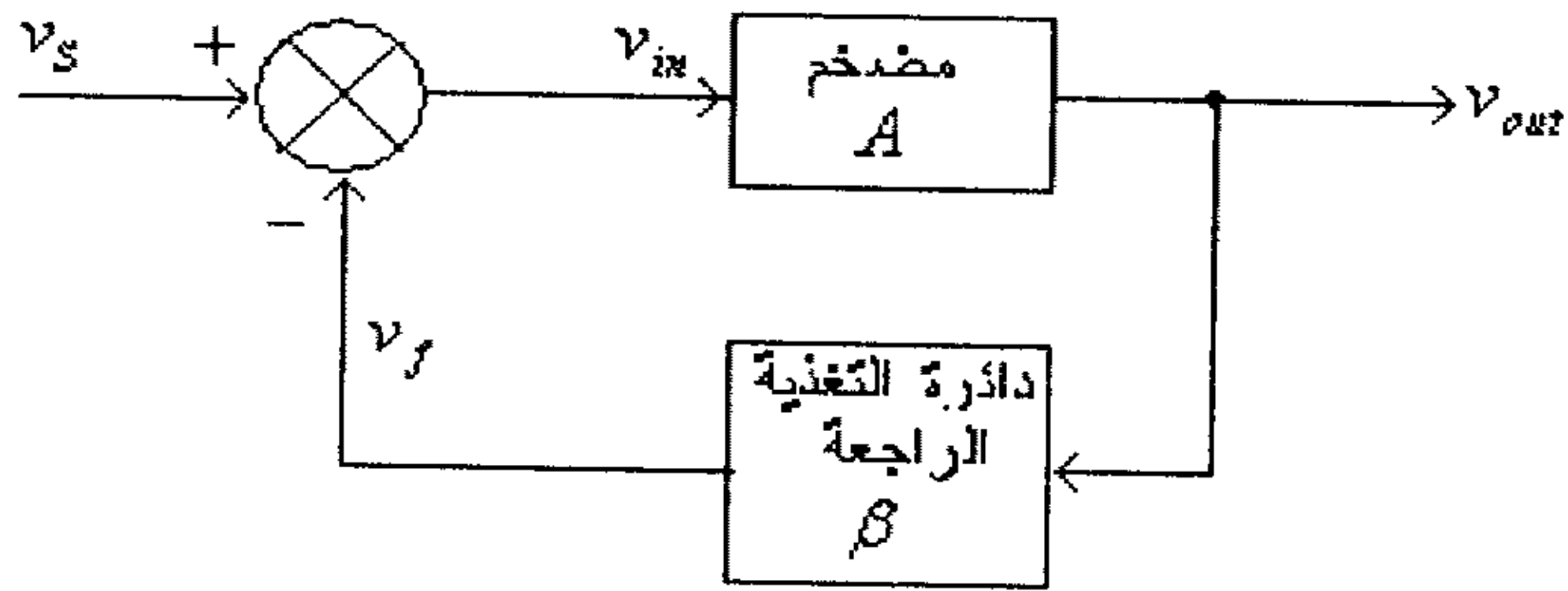


## الوحدة التاسعة

### التغذية الراجعة في المضخمات

#### 9.1 مدخل

يُقصد بالتغذية الراجعة (feedback) إرجاع جزء من إشارة مخرج المضخم الى مدخله بحيث يتم طرح (أو جمع) هذا الجزء من الإشارة المخرجة الى إشارة المصدر المُغذية للمضخم، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (1)

وحسب فرق الطور بين الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم وإشارة المصدر يُمكن تقسيم التغذية الراجعة الى قسمين هما:

- التغذية الراجعة السالبة (negative feedback): ويكون فيها فرق الطور بين الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم وإشارة المصدر يساوي  $180^\circ$ ، أي أن الإشارة الداخلة للمضخم ستكون:

$$v_m = v_s - v_f$$

- التغذية الراجعة الموجبة (positive feedback): وفيها تكون الإشارة التي يتم إرجاعها من مخرج المضخم متطابقة بالطور مع إشارة المصدر، أي أن الفرق بالطور بين الإشارتين يساوي  $0^\circ$ ، وبالتالي فإن الإشارة الداخلة للمضخم ستكون:

$$v_{in} = v_S + v_f$$

وما يجب ذكره أن التغذية الراجعة المستخدمة بدوائر المضخمات بمعظمها تغذية راجعة سالبة وتلك المستخدمة بدوائر المذبذبات (oscillators) فهي تغذية راجعة موجبة.

وبالرجوع الى الشكل (1) أعلاه، نستنتج أن:

$$v_f = \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (1)$$

و:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (2)$$

ولكن:

$$v_{out} = A \cdot v_{in} = A \cdot (v_S - \beta \cdot v_{out}) \dots\dots\dots (3)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \dots\dots\dots (4)$$

في هذه المعادلة:

$A_f$  - معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة.

$A$  - معامل التضخيم دون وجود التغذية الراجعة.

$\beta$  - معامل التغذية الراجعة، حيث:

$$\beta = \frac{v_f}{v_{out}} \dots\dots\dots (5)$$

لاحظ أن المعادلة رقم (4) تُبين أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم.

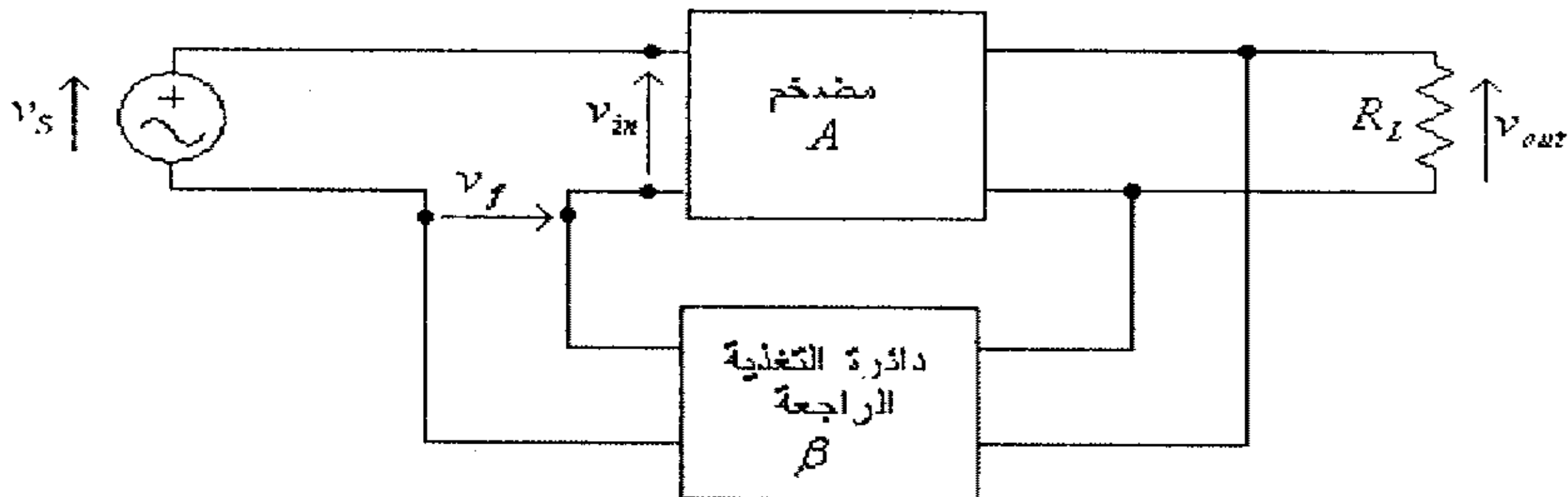
وبالرغم من أن التغذية الراجعة السالبة في المضخمات تعمل على تقليل معامل التضخيم إلا أنها تؤدي الى تحسين العديد من نواحي الأداء الأخرى للمضخم مثل:

- زيادة قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.
- إنقاص قيمة الممانعة المخرجة للمضخم.
- تحسين الإستجابة الترددية للمضخم.
- تقليل تأثير التشويش على عمل المضخم.
- زيادة إستقرارية معامل التضخيم وتقليل تأثيره بالعوامل الخارجية، مثل درجة الحرارة.

## 9.2 أنواع دوائر التغذية الراجعة في المضخمات

ذكرنا سابقاً أن التغذية الراجعة المستخدمة في دوائر المضخمات عادةً ما تكون تغذية راجعة سالبة (negative feedback). وحسب نوع الإشارة التي يتم إرجاعها الى مدخل المضخم وكيفية توصيل هذه الإشارة الى مدخل المضخم يمكن تقسيم دوائر التغذية الراجعة في المضخمات الى الأنواع التالية:

1- تغذية راجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من فولطية المخرج للمضخم وتوصيله على التسلسل مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (2)

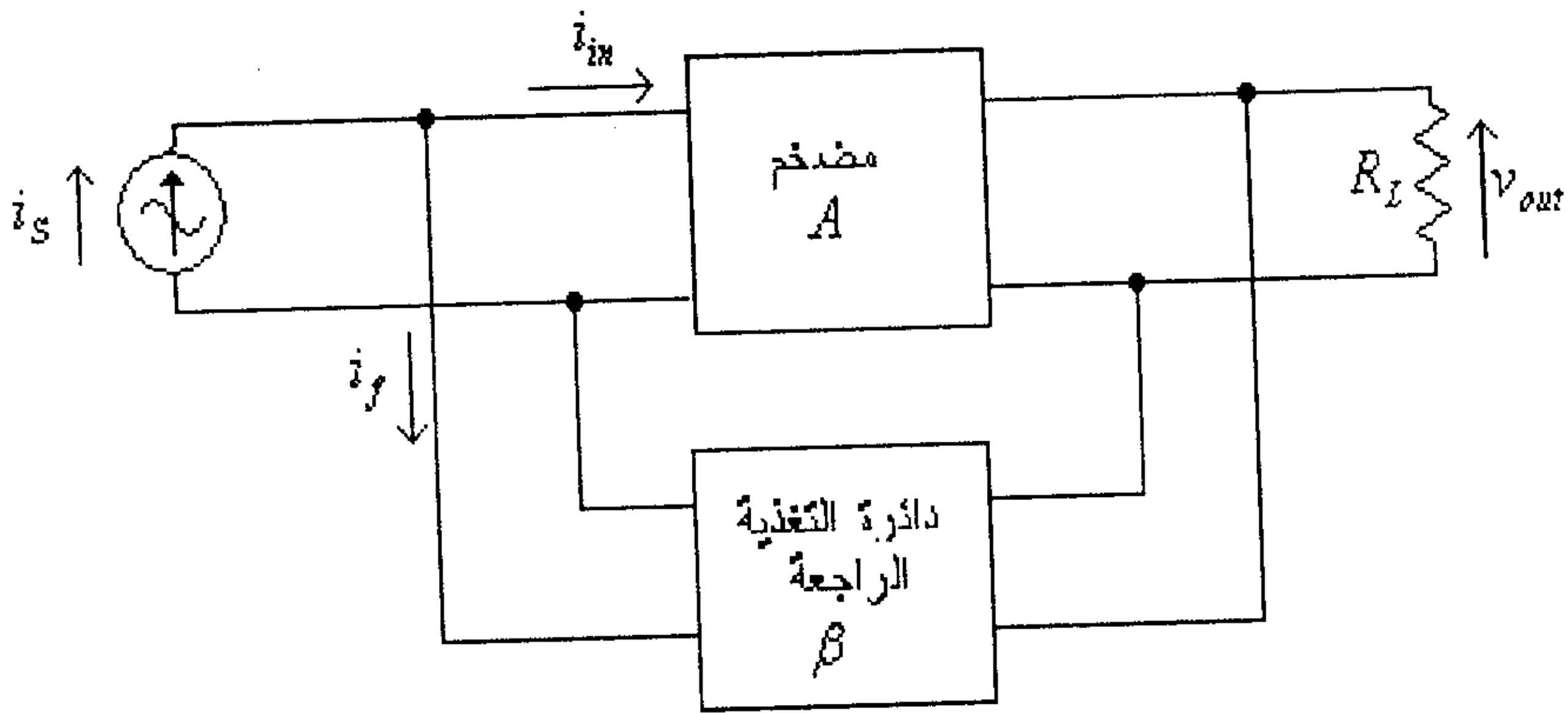
لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_s - v_f$$

وأن:

$$v_f = \beta \cdot v_{out}$$

2- تغذية راجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من فولطية المخرج للمضخم وتوصيله على التوازي مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (3)

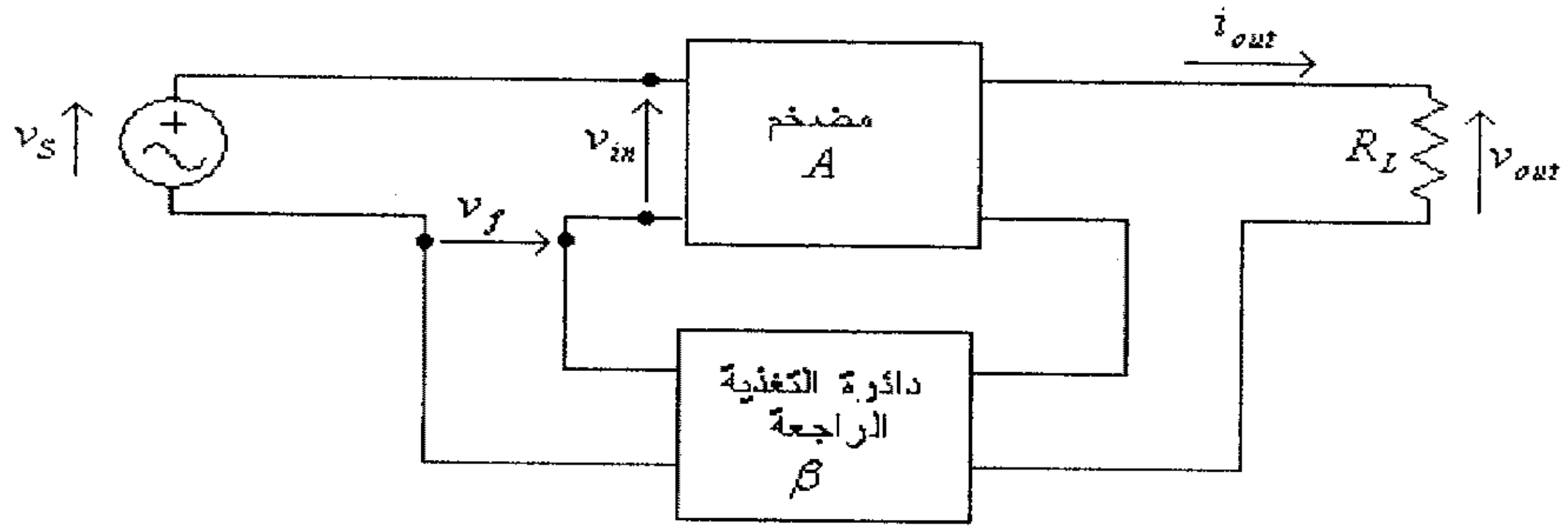
في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_s - i_f$$

وأن:

$$i_f = \beta \cdot v_{out}$$

3- تغذية راجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من التيار المخرجي للمضخم وتوصيله على التسلسل مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (4)

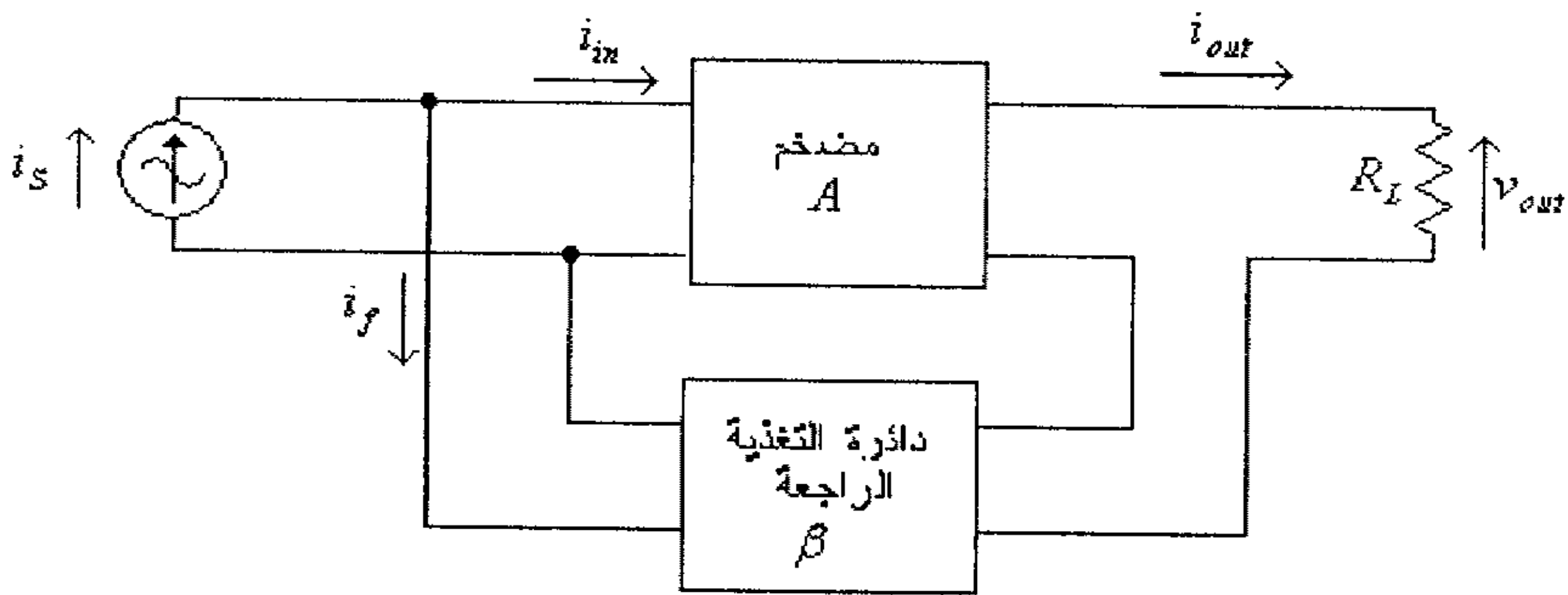
في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_s - v_f$$

وأن:

$$v_f = \beta \cdot i_{out}$$

4- تغذية راجعة بتيار توازي (current-shunt feedback)، في هذا النوع من التغذية الراجعة يتم إرجاع جزء من التيار المخرجي للمضخم وتوصيله على التوازي مع مصدر الإشارة وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (5)

في هذه الدائرة:

$$i_{in} = i_s - i_f$$

وأن:

$$i_f = \beta \cdot i_{out}$$

### 9.3 تأثير التغذية الراجعة على أداء المضخمات

كما ذكر سابقاً فإن للتغذية الراجعة تأثير على مختلف نواحي أداء المضخم سنتطرق الى دراستها في ما يلي:

- تأثير التغذية الراجعة على معامل التضخيم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback)، والمبينة في شكل (2)، تلاحظ أن:

$$v_f = \beta \cdot v_{out}$$

و:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta \cdot v_{out}$$

ولكن:

$$v_{out} = A \cdot v_{in} = A \cdot (v_S - \beta \cdot v_{out})$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

وبالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback)، والمبينة في شكل (3)، تلاحظ أن:

$$i_f = \beta \cdot v_{out}$$

و:

$$i_{in} = i_S - i_f = i_S - \beta \cdot v_{out}$$

ولكن:

$$v_{out} = A \cdot i_{in} = A \cdot (i_S - \beta \cdot v_{out})$$



من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{i_s} = \frac{A}{1 + A.\beta}$$

والنتيجتين السابقتين تنطبقان على باقي دوائر التغذية الراجعة، وهذا يعني أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم.

**مثال (1):**

إذا علمت أن معامل التضخيم لمضخم هو  $A = 100$ ، أوجد معامل التضخيم لهذا المضخم في حال إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل مقداره  $\beta = 0.001$ ،  $\beta = 0.01$ ،  $\beta = 0.1$  و  $\beta = 1$ ، على التوالي.

**الحل:**

- عند  $\beta = 0.001$  فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} = \frac{100}{1 + (100).(0.001)} = 90.91$$

- عند  $\beta = 0.01$  فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} = \frac{100}{1 + (100).(0.01)} = 50$$

- عند  $\beta = 0.1$  فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} = \frac{100}{1 + (100).(0.1)} = 9.09$$

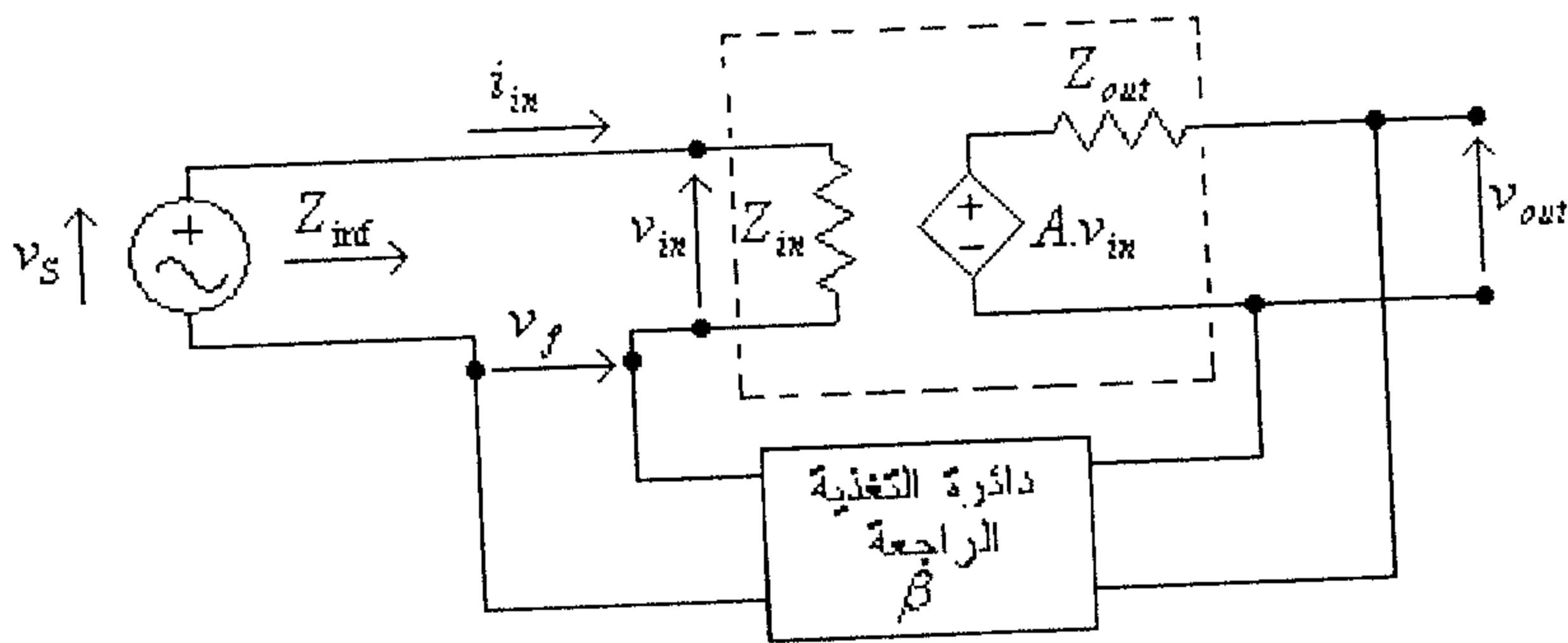
- عند  $\beta = 1$  فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta} = \frac{100}{1 + (100).(1)} = 0.99$$

وهذا المثال يبين أن إدخال تغذية راجعة سالبة يقلل مقدار معامل التضخيم، وأنه كلما كان معامل التغذية الراجعة ( $\beta$ ) أكبر كلما قلت قيمة معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة.

- تأثير التغذية الراجعة على الممانعة المدخلة للمضخم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback) والمبينة في شكل (2)، وبعد إستبدال المضخم بدائرتة المكافئة، كما في الشكل التالي



شكل (6)

نلاحظ أن:

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{Z_{in}} \dots \dots \dots (1)$$

ولكن:

$$v_{in} = v_s - v_f = v_s - \beta \cdot v_{out} \dots \dots \dots (2)$$

و:

$$v_{out} = A \cdot v_{in} \dots \dots \dots (3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، ينتج أن:

$$v_{in} = v_S - \beta.A.v_{in}$$

أي أن:

$$v_S = v_{in}(1 + \beta.A)$$

من هذه المعادلة نستنتج أن:

$$v_{in} = \frac{v_S}{1 + \beta.A} \dots\dots\dots (4)$$

بتعويض المعادلة (4) في المعادلة (1)، نستنتج أن:

$$i_{in} = \frac{v_S}{(1 + \beta.A).Z_{in}}$$

ومنها:

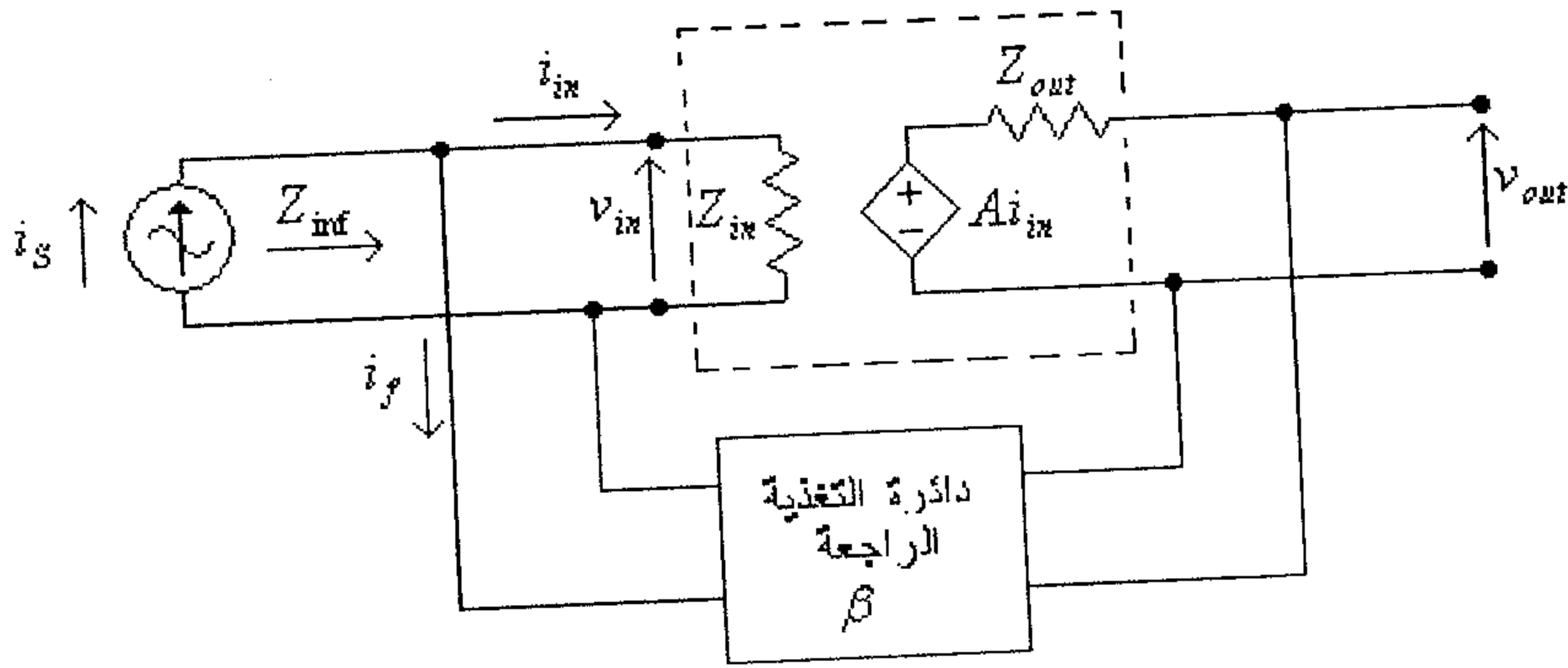
$$v_S = i_{in}.Z_{in}.(1 + \beta.A)$$

أي أن الممانعة المدخلية بوجود التغذية الراجعة ستكون:

$$Z_{inf} = \frac{v_S}{i_{in}} = Z_{in}.(1 + \beta.A)$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback) والمبينة في شكل (4). أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية أو تيار تسلسلي يزيد قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback) والمبينة في شكل (3)، وبعد إستبدال المضخم بدائرتة المكافئة كما في الشكل التالي



شكل (7)

نلاحظ أن الممانعة المدخلية بوجود التغذية الراجعة هي:

$$Z_{inf} = \frac{v_{in}}{i_s} \dots\dots\dots (1)$$

ولكن:

$$i_s = i_{in} + i_f \dots\dots\dots (2)$$

و:

$$i_f = \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (3)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$i_s = i_{in} + \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (4)$$

ولكن:

$$v_{out} = A \cdot i_{in} \dots\dots\dots (5)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (4)، نستنتج أن:

$$i_s = i_{in} + \beta \cdot A \cdot i_{in} = i_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A) \dots\dots\dots (6)$$

وبتعويض المعادلة (6) في المعادلة (1)، ينتج أن:

$$i_{in} \frac{v_{in}}{i_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A)} = \frac{Z_{in}}{1 + \beta \cdot A}$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بتيار توازي (current-shunt feedback)، والمبينة في شكل (5)، أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية أو تيار توازي يقلل قيمة الممانعة المدخلية للمضخم.

مثال (2):

معامل التضخيم لأحد المضخمات هو  $A = 100$  ومقاومته المدخلية هي  $R_{in} = 10k\Omega$ ، أوجد قيمة المقاومة المدخلية لهذا المضخم عند إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل  $\beta = 0.1$  عندما تكون التغذية الراجعة:

(أ) بفولطية تسلسلية.

(ب) بتيار تسلسلي.

(ج) بفولطية توازي.

(د) بتيار توازي.

الحل:

(أ) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية، فإن:

$$R_{inf} = R_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A) = 10k\Omega \cdot (1 + 0.1 \times 100) = 110k\Omega$$

(ب) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار تسلسلي، فإن:

$$R_{inf} = R_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A) = 10k\Omega \cdot (1 + 0.1 \times 100) = 110k\Omega$$

(ج) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية توازي، فإن:

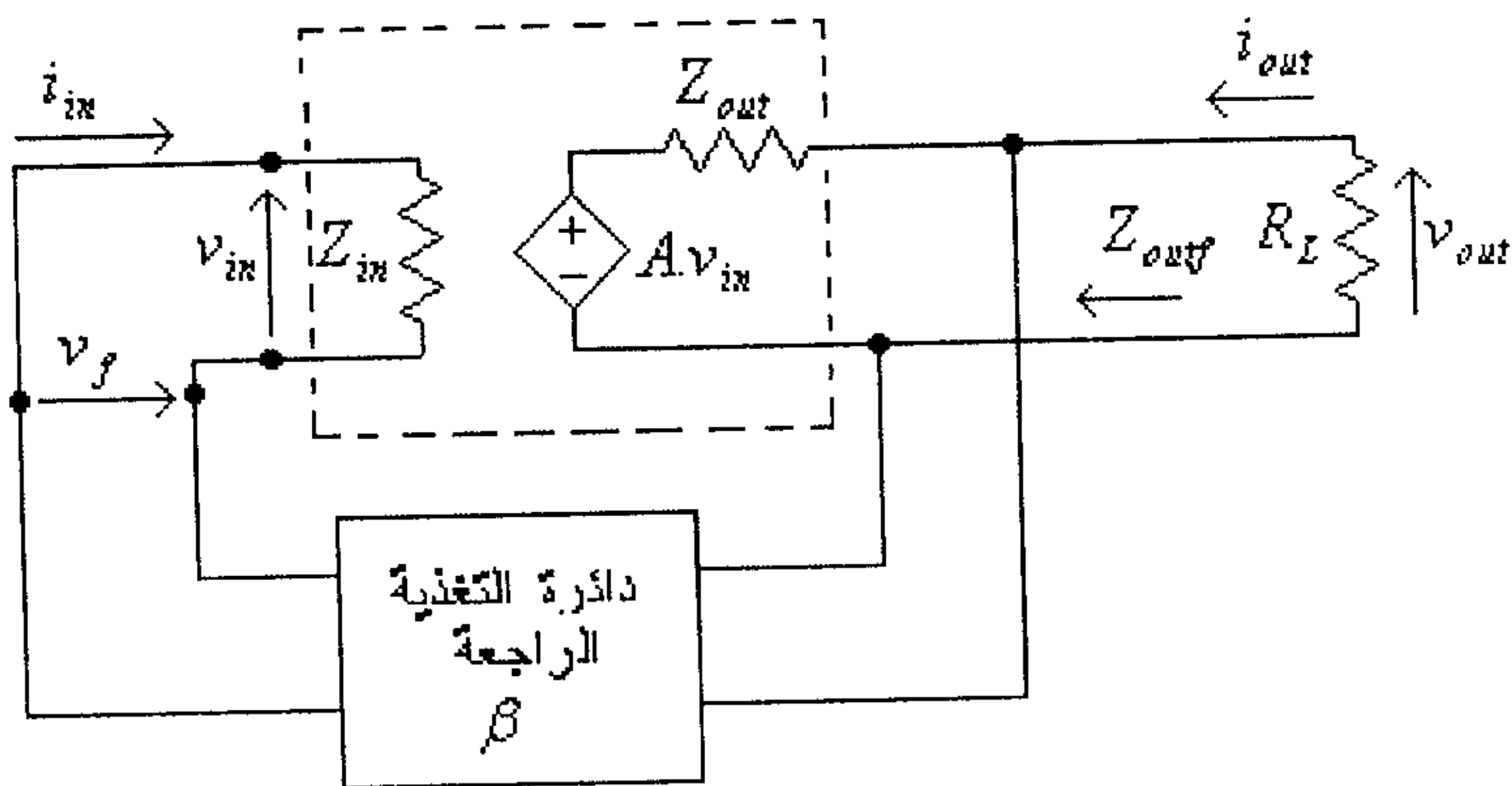
$$R_{inf} = \frac{R_{in}}{1 + \beta.A} = \frac{10k\Omega}{1 + 0.1 \times 100} = 0.91k\Omega$$

(د) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار توازي، فإن:

$$R_{inf} = \frac{R_{in}}{1 + \beta.A} = \frac{10k\Omega}{1 + 0.1 \times 100} = 0.91k\Omega$$

- تأثير التغذية الراجعة على الممانعة المخرجة للمضخم.

بالرجوع الى دائرة التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback) والمبينة في شكل (2)، وبمعرفة أن الممانعة المخرجة للمضخم يتم إيجادها بإفترض أن فولطية المصدر تساوي صفراً (راجع الوحدة الأولى من هذا الكتاب لمعرفة كيفية تحديد الممانعة المخرجة)، فإن الدائرة المكافئة للمضخم تصبح كما في الشكل التالي.



شكل (8)

من هذه الدائرة:

$$v_{out} = i_{out} \cdot Z_{out} + A \cdot v_{in} \dots \dots \dots (1)$$

ولكن:

$$v_{in} = -v_f \dots\dots\dots (2)$$

بتعويض المعادلة (2) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$v_{out} = i_{out} \cdot Z_{out} - A \cdot v_f \dots\dots\dots (3)$$

ولكن:

$$v_f = \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (4)$$

أي أن:

$$v_{out} = i_{out} \cdot Z_{out} - A \cdot \beta \cdot v_{out} \dots\dots\dots (5)$$

ومنها:

$$v_{out} \cdot (1 + \beta \cdot A) = i_{out} \cdot Z_{out}$$

أي أن الممانعة المخرجة للمضخم بوجود التغذية الراجعة هي:

$$Z_{outf} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{Z_{out}}{1 + \beta \cdot A}$$

وهذه النتيجة تنطبق أيضاً على دائرة التغذية الراجعة بفولطية متوازية (voltage-shunt feedback)، والمبينة في شكل (3). أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بفولطية تسلسلية أو بفولطية توازي يقلل قيمة الممانعة المخرجة للمضخم.

وبنفس الطريقة نستطيع أن نستنتج أن الممانعة المخرجة بوجود التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback) ودائرة التغذية الراجعة بتيار توازي (current-shunt feedback) هي:

$$Z_{outf} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = Z_{out} \cdot (1 + \beta \cdot A)$$

أي أن إدخال تغذية راجعة سالبة بتيار تسلسلي أو بتيار توازي يقلل قيمة الممانعة المخرجة للمضخم.

مثال (3):

معامل التضخيم لأحد المضخمات هو  $A = 100$  ومقاومته المخرجة هي  $R_{out} = 100\Omega$ ، أوجد قيمة المقاومة المخرجة لهذا المضخم عند إدخال تغذية راجعة سالبة بمعامل  $\beta = 0.1$  عندما تكون التغذية الراجعة:

(أ) بفولطية تسلسلية.

(ب) بفولطية توازي.

(ج) بتيار تسلسلي.

(د) بتيار توازي.

الحل:

(أ) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية، فإن:

$$R_{outf} = \frac{R_{out}}{1 + \beta \cdot A} = \frac{100}{1 + 100 \times 0.1} = 9.091\Omega$$

(ب) عندما تكون التغذية الراجعة بفولطية توازي، فإن:

$$R_{outf} = \frac{R_{out}}{1 + \beta \cdot A} = \frac{100}{1 + 100 \times 0.1} = 9.091\Omega$$

(ج) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار تسلسلي، فإن:

$$R_{outf} = R_{out} (1 + \beta \cdot A) = 100 \cdot (1 + 0.1 \times 100) = 1100\Omega$$



(د) عندما تكون التغذية الراجعة بتيار توازي، فإن:

$$R_{out} = R_{out} (1 + \beta.A) = 100.(1 + 0.1 \times 100) = 1100\Omega$$

- تأثير التغذية الراجعة على الإستجابة الترددية للمضخم.

عرفنا سابقاً أن معامل تضخيم الفولطية بوجود التغذية الراجعة السالبة هو:

$$A_f = \frac{A}{1 + A.\beta}$$

وبقسمة البسط والمقام للطرف الأيمن لهذه المعادلة على  $A.\beta$ ، نجد أن:

$$A_f = \frac{\frac{A}{A.\beta}}{\frac{1}{A.\beta} + 1} = \frac{\frac{1}{\beta}}{\frac{1}{A.\beta} + 1}$$

وعندما تكون  $A.\beta \gg 1$ ، فمن المعادلة السابقة نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\beta}$$

وهذه المعادلة تعني أنه في حال كون  $A.\beta \gg 1$  فإن معامل التضخيم سيتم تحديده من دائرة التغذية الراجعة، ولكون هذه الدائرة تتكون عادةً من مقاومات مادية فهذا يعني أن معامل التضخيم لن يتأثر كثيراً بتغير تردد الإشارة المدخلة.

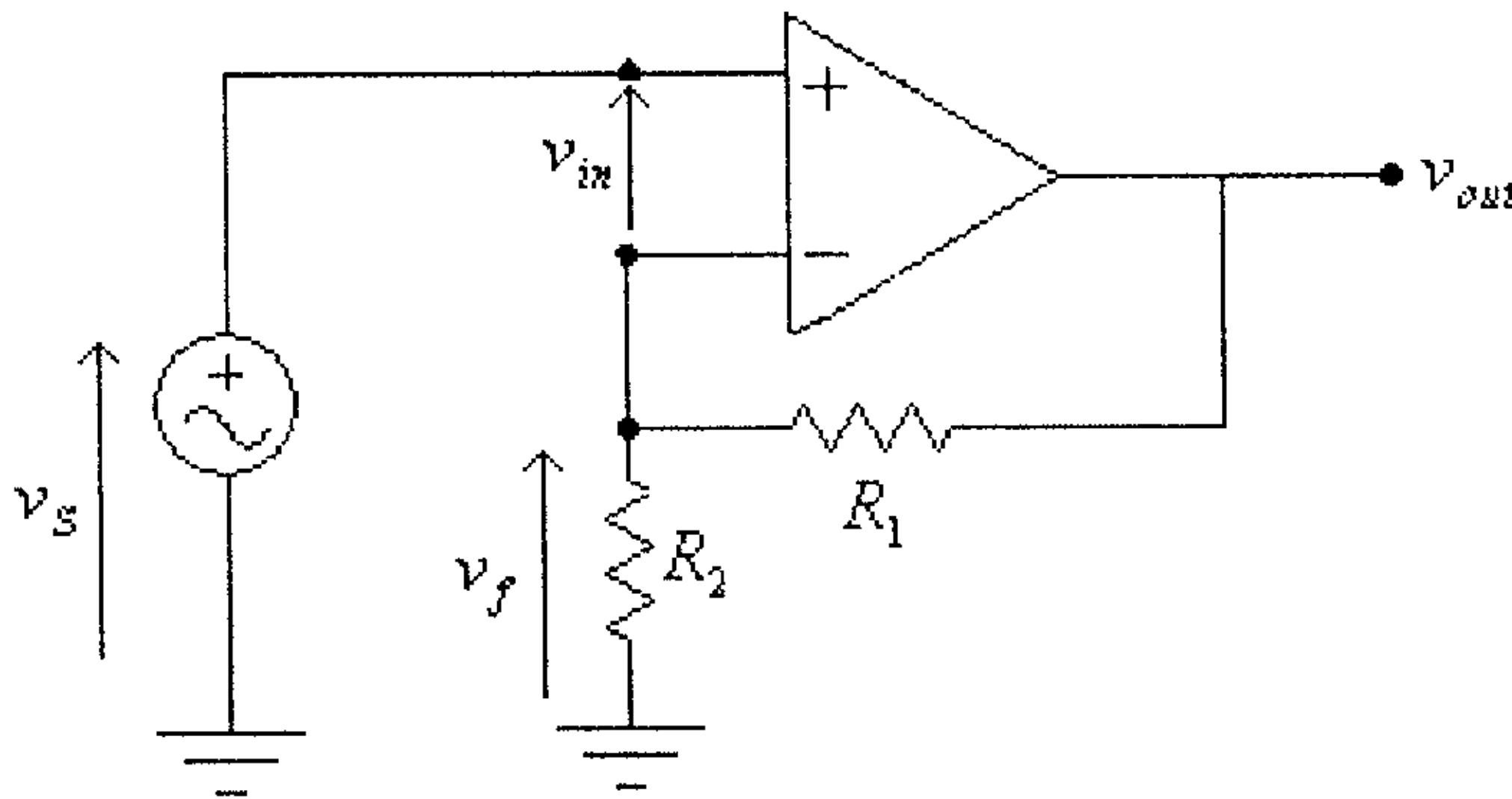
ومما يجب ذكره أيضاً أن التغذية الراجعة السالبة تقلل تأثير التشويش على عمل المضخم وتزيد من إستقرارية عمل المضخم. (راجع الوحدة الرابعة من الجزء الأول من هذا الكتاب للتعرف على مفهوم الإستقرارية في عمل المضخمات).

## 9.4 بعض دوائر التغذية الراجعة في المضخمات

درسنا في ما سبق تأثير دوائر التغذية الراجعة السالبة على دوائر المضخمات، وسنتطرق الآن الى بعض دوائر المضخمات العملية المُستعمل فيها دوائر تغذية راجعة مختلفة.

### - دوائر التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية (voltage-series feedback)

سنتناول فيما يلي بعض دوائر التغذية الراجعة بفولطية تسلسلية كتلك المبينة في الشكل التالي والتي تُشكل دائرة المضخم غير العاكس والتي تم دراستها سابقاً في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.



شكل (9)

لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_s - v_f \dots\dots\dots (1)$$

حيث:

$$v_f = v_{out} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (2)$$

المعادلة الأولى من هاتين المعادلتين تبين أن جزء من الفولطية المخرجة قد تم طرحه من فولطية مصدر الإشارة، وهذا الجزء محدد مقداره بالمعادلة الثانية.

أي أن:

$$\beta \frac{R_2}{R_1 + R_2} \dots \dots \dots (3)$$

ولما كان معامل التضخيم لمضخم بتغذية راجعة سالبة يُعطى بالمعادلة:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \dots \dots \dots (4)$$

وبقسمة البسط والمقام للطرف الأيمن من هذه المعادلة على  $A$ ، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta}$$

ولكون قيمة  $A$  كبيرة جداً، فإن:

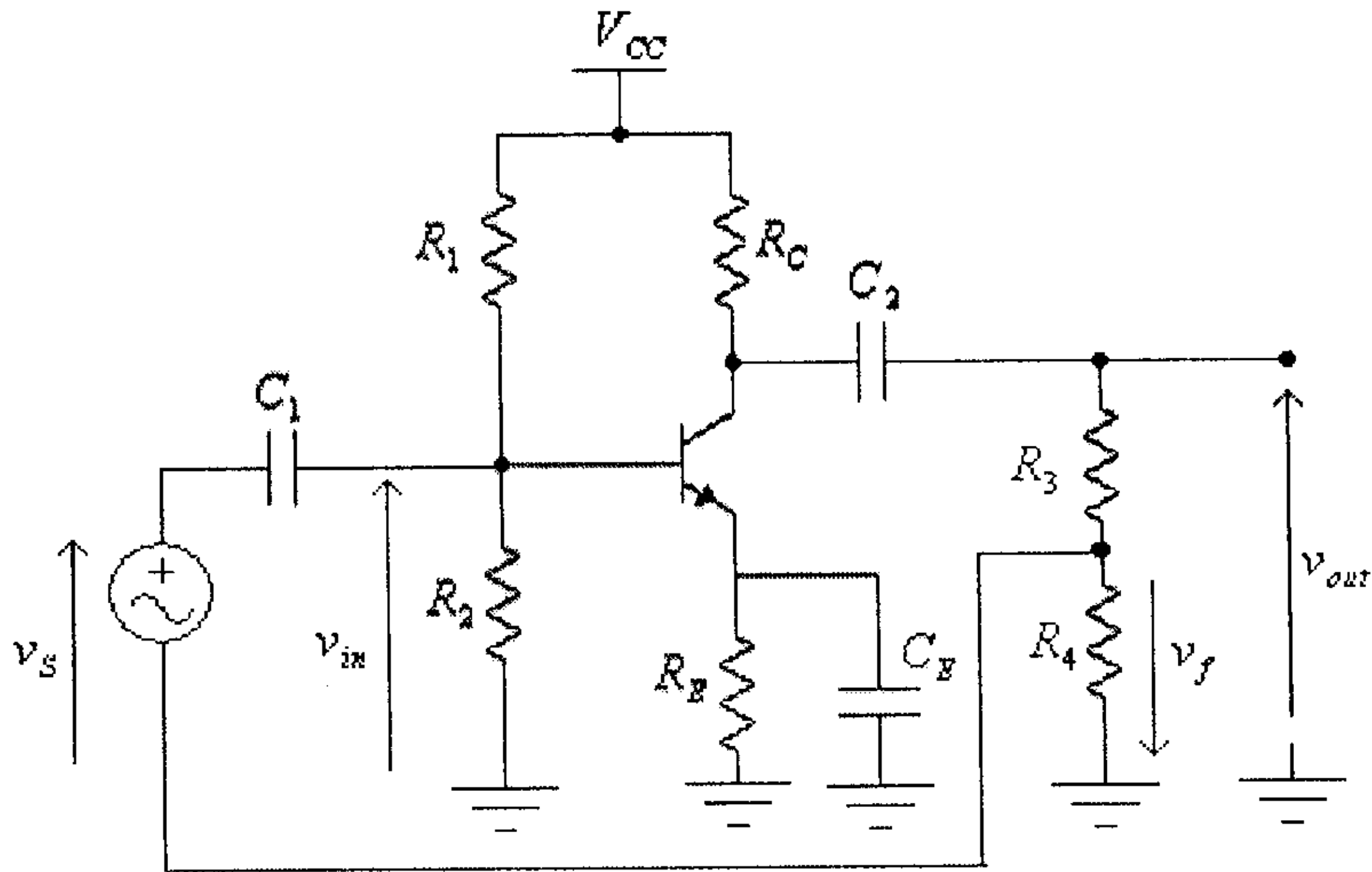
$$A_f = \frac{1}{\beta} \dots \dots \dots (5)$$

وبتعويض المعادلة (3) في المعادلة (5)، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول إليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزئ الفولطية، والتي تم دراستها في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، بعد إضافة دائرة تغذية راجعة بفولطية تسلسليه إليها.



شكل (10)

لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$v_{in} = v_s - v_f \dots\dots\dots (1)$$

حيث:

$$v_f = -\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot v_{out} \dots\dots\dots (2)$$

المعادلة الأولى من هاتين المعادلتين تبين أن جزء من الفولطية المخرجة قد تم طرحه من فولطية مصدر الإشارة، وهذا الجزء محدد مقداره بالمعادلة الثانية.

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} \dots\dots\dots (3)$$

لاحظ أن الإشارة السالبة قد تم إدخالها بتعريف معامل التغذية الراجعة وذلك لوجود فرق في الطور مقداره  $180^\circ$  بين إشارتي المدخل والمخرج لهذا المضخم.

ولقد إستنتجنا في الوحدة الثانية من هذا الكتاب أنه وفي حال إهمال تأثير المقاومة المخرجة للترانزيستور،  $r_o$ ، كونها عادةً أكبر كثيراً من قيمة مقاومة المُجمع،  $R_C$ ، فإن معامل تضخيم الفولطية في حالة عدم وجود التغذية الراجعة هو:

$$A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C \parallel (R_3 + R_4)}{r_e} \dots\dots\dots (4)$$

وبالتالي فإن:

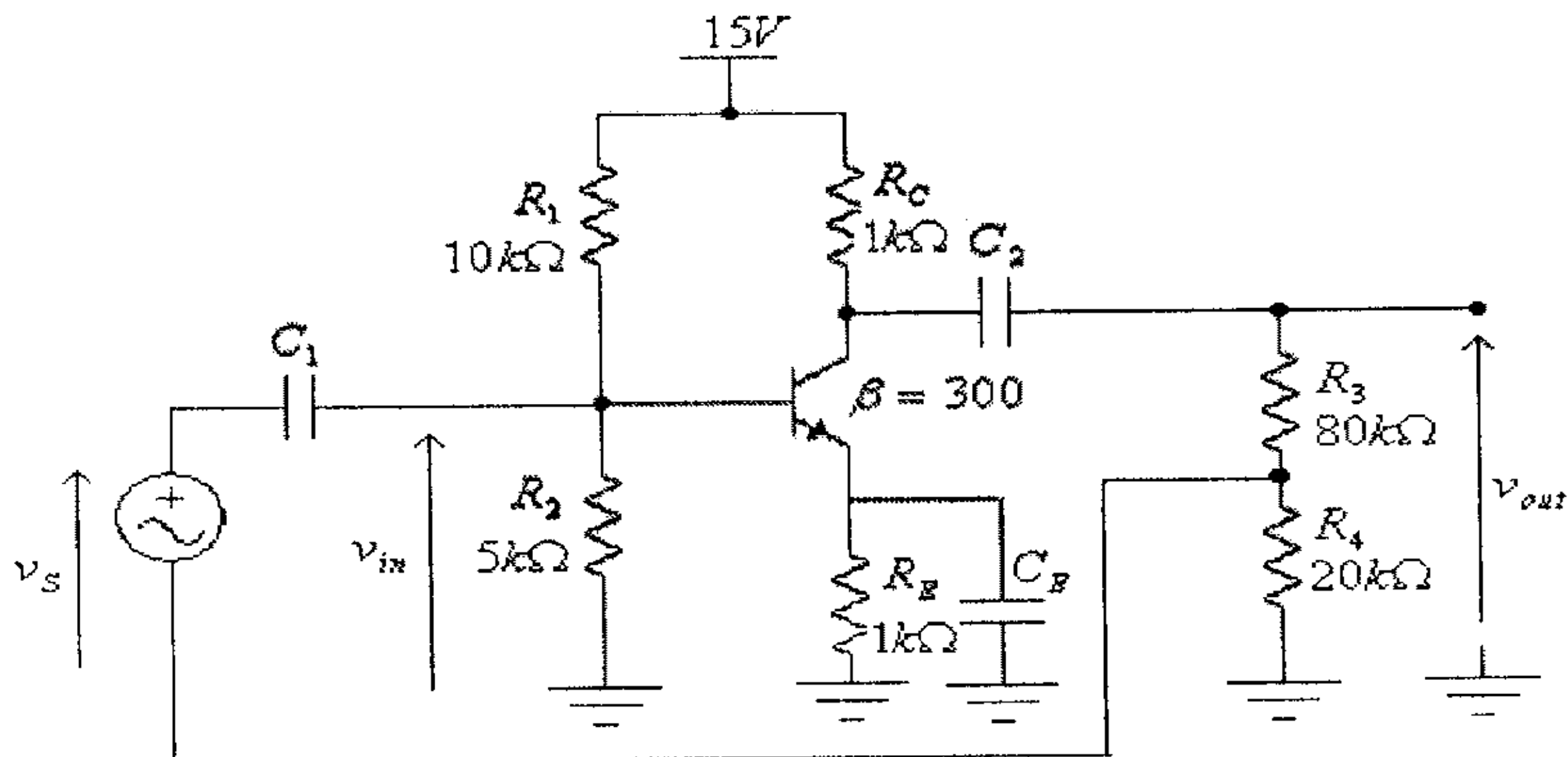
$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \dots\dots\dots (5)$$

وبتعويض المعادلتين (3) و (4) في المعادلة (5)، نستنتج أن معامل التضخيم في حالة وجود التغذية الراجعة هو:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{\frac{R_C \parallel (R_3 + R_4)}{r_e}}{1 + \left( -\frac{R_C \parallel (R_3 + R_4)}{r_e} \right) \left( -\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)}$$

مثال (4):

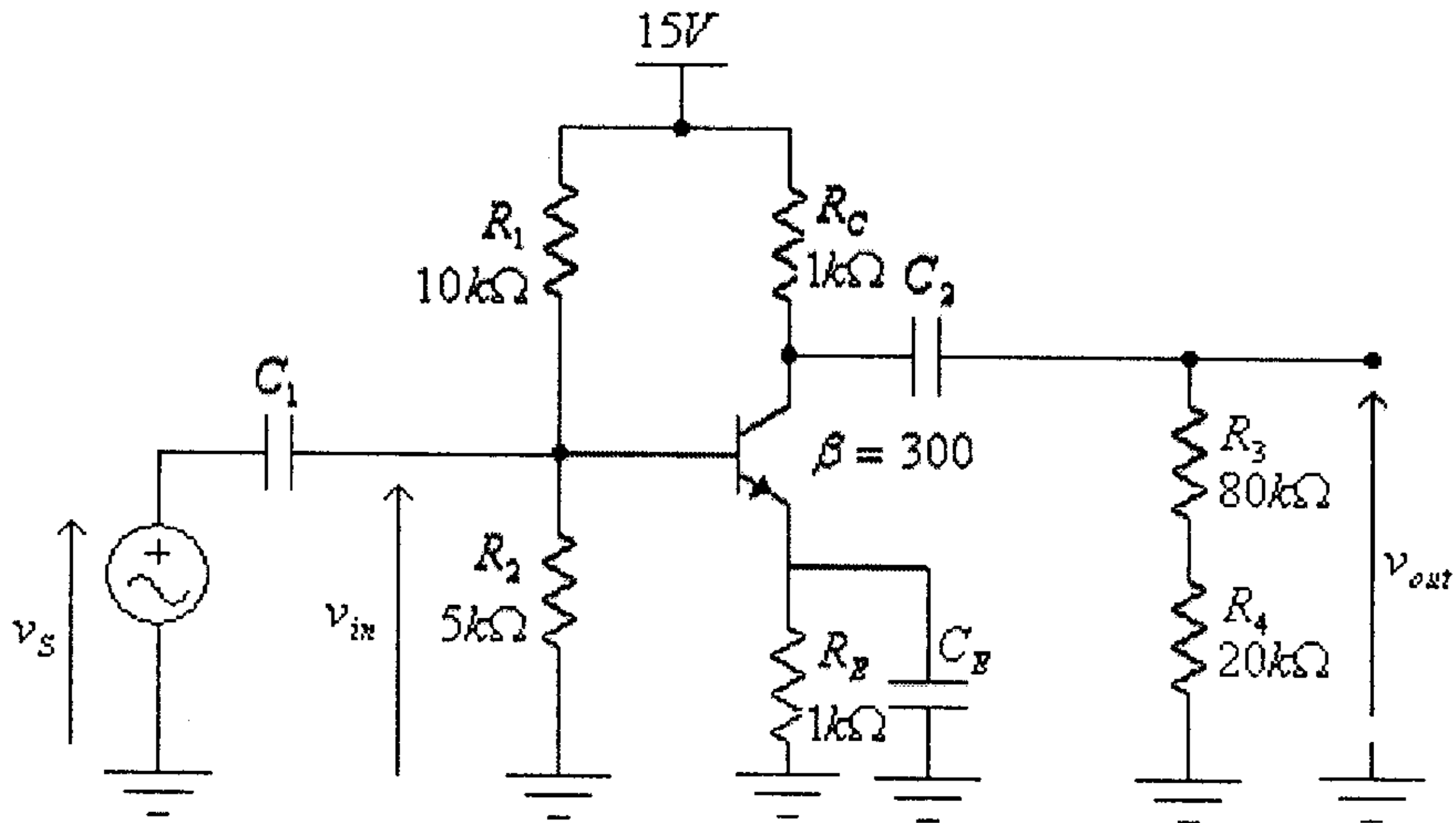
لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $A_{VO}$ ،  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$ .



شكل (11)

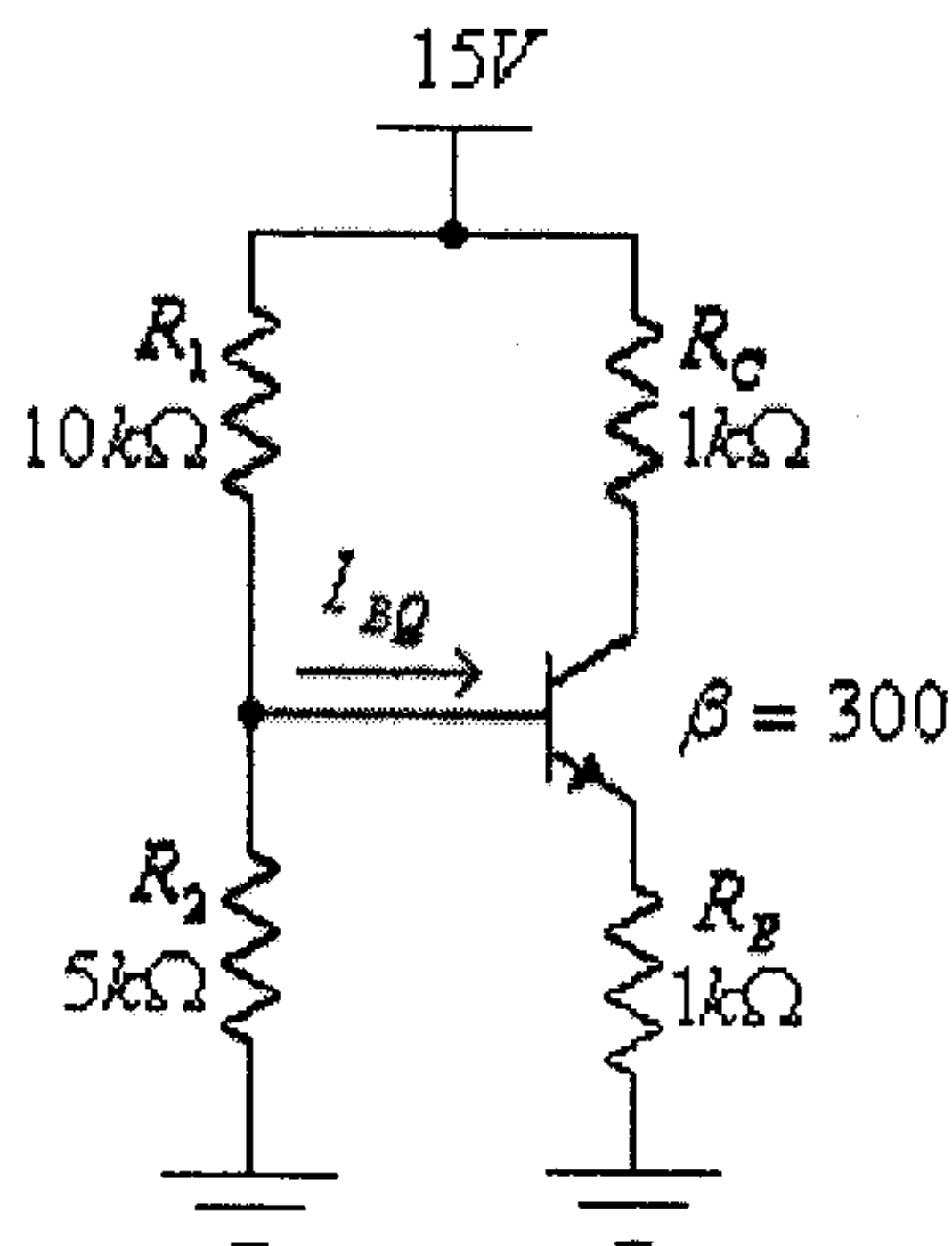
الحل:

سنقوم أولاً بدراسة هذه الدائرة دون تأثير التغذية الراجعة، أي الدائرة المبينة في الشكل التالي.



شكل (12)

الدائرة المكافئة للتيار المستمر لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي



شكل (13)

لاحظ في هذه الدائرة أن الشرط  $\beta \cdot R_E \geq 10R_2$  محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 300(1 \times 10^3) = 300 \times 10^3 \Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(5 \times 10^3) = 50 \times 10^3 \Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method) لدراسة دائرة الإنحياز، وعليه فإن:

$$V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15(5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 5V$$

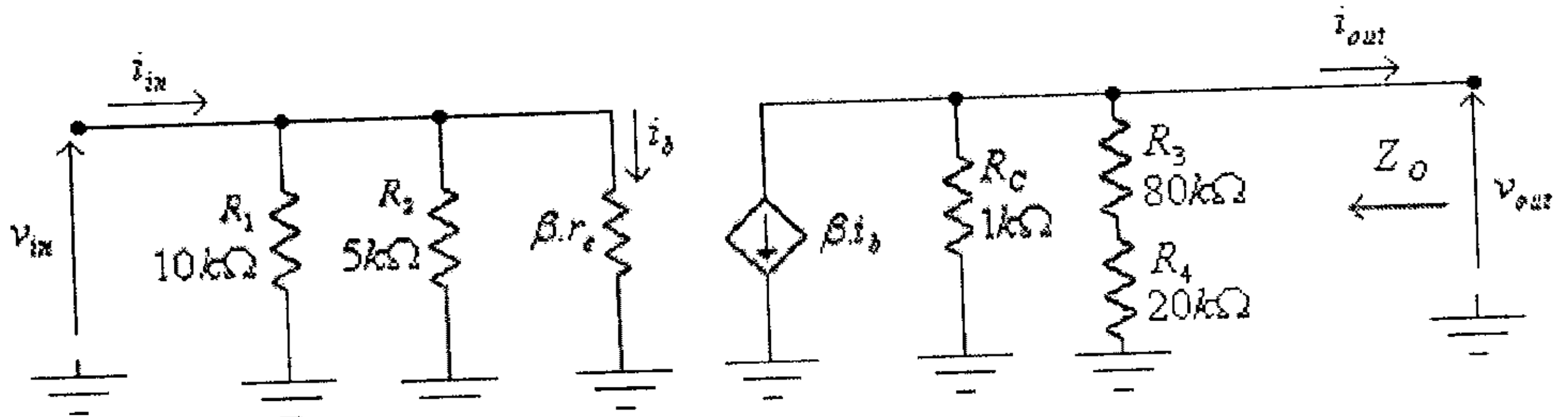
$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{4.3}{1 \times 10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{4.3mA} = 6.05\Omega$$

الدائرة المكافئة للتيار المتردد، وبعد إستبدال الترانزيستور بدائرتيه

المكافئة، هي كما في الشكل التالي:



شكل (14)

من هذا الشكل:

$$R_{in} \quad R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 10^3 (5 \times 10^3)}{10 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = 3.33 \times 10^3 \Omega = 3.33k\Omega$$

$$R_{in} \quad R_{in} \parallel \beta.r_e = \frac{R_{in} \cdot (\beta.r_e)}{R_{in} + \beta.r_e} = \frac{3.33 \times 10^3 (300 \times 6.05)}{3.33 \times 10^3 + 300(6.05)} = 1.12k\Omega$$

$$R_{out} = R_C \parallel (R_3 + R_4) = 1k\Omega \parallel 100k\Omega = 0.99k\Omega$$

$$A_{VO} = -\frac{R_{out}}{r_e} = -\frac{990}{6.05} = -163.64$$

معامل التغذية الراجعة هو:

$$\beta = -\frac{R_4}{R_3 + R_4} = -\frac{20k\Omega}{80k\Omega + 20k\Omega} = -0.2$$

وبالتالي، فإنه بوجود التغذية الراجعة:

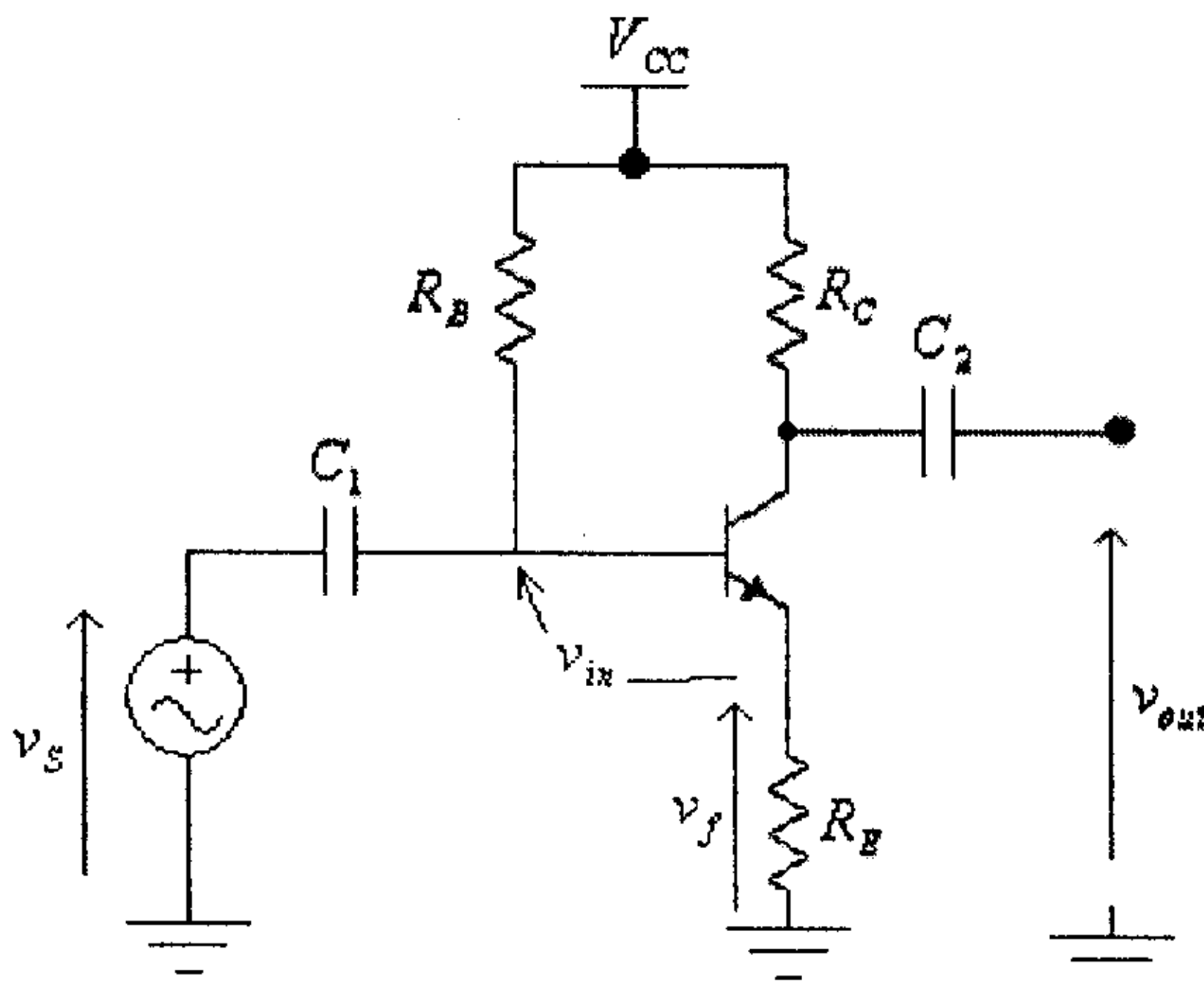
$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{-163.64}{1 + (-163.64)(-0.2)} = -4.85$$

$$R_{inf} = R_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A) = (1.12k\Omega)[1 + (-0.2)(-163.64)] = 37.77k\Omega$$

$$R_{ouf} = \frac{R_{out}}{1 + \beta \cdot A} = \frac{990}{1 + (-163.64)(-0.2)} = 29.35\Omega$$

### - دوائر التغذية الراجعة بتيار تسلسلي (current-series feedback)

الشكل التالي يبين دائرة تضخيم بإنحياز الباعث والتي تُرست في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.



شكل (15)



لاحظ أن عدم وجود المكثف  $C_E$ ، والذي يوصل عادةً على التوازي مع المقاومة  $R_E$ ، يؤدي إلى أن التيار المخرجي والذي يمر في المقاومة  $R_E$  سيؤدي إلى تقليل قيمة الفولطية المدخلية للمضخم.

في هذه الدائرة:

$$v_{in} = v_S - v_f \dots\dots\dots (1)$$

حيث:

$$v_f = -R_E \cdot i_{out} \dots\dots\dots (2)$$

و:

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_C} \dots\dots\dots (3)$$

بتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$v_f = -\frac{R_E}{R_C} \cdot v_{out}$$

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_E}{R_C} \dots\dots\dots (4)$$

ولقد إستنتجنا في الوحدة الثانية من هذا الكتاب أن معامل تضخيم

الفولطية في حالة عدم وجود المقاومة  $R_E$  (دائرة التغذية الراجعة) هو:

$$A \quad \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e} \dots\dots\dots (5)$$

وبالتالي فإن:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \dots\dots\dots (6)$$

وبتعويض المعادلتين (4) و (5) في المعادلة (6)، نستنتج أن معامل التضخيم في حالة وجود التغذية الراجعة هو:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{r_e} \cdot \frac{R_E}{R_C}} = \frac{-\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_E}{r_e}} = -\frac{R_C}{r_e + R_E}$$

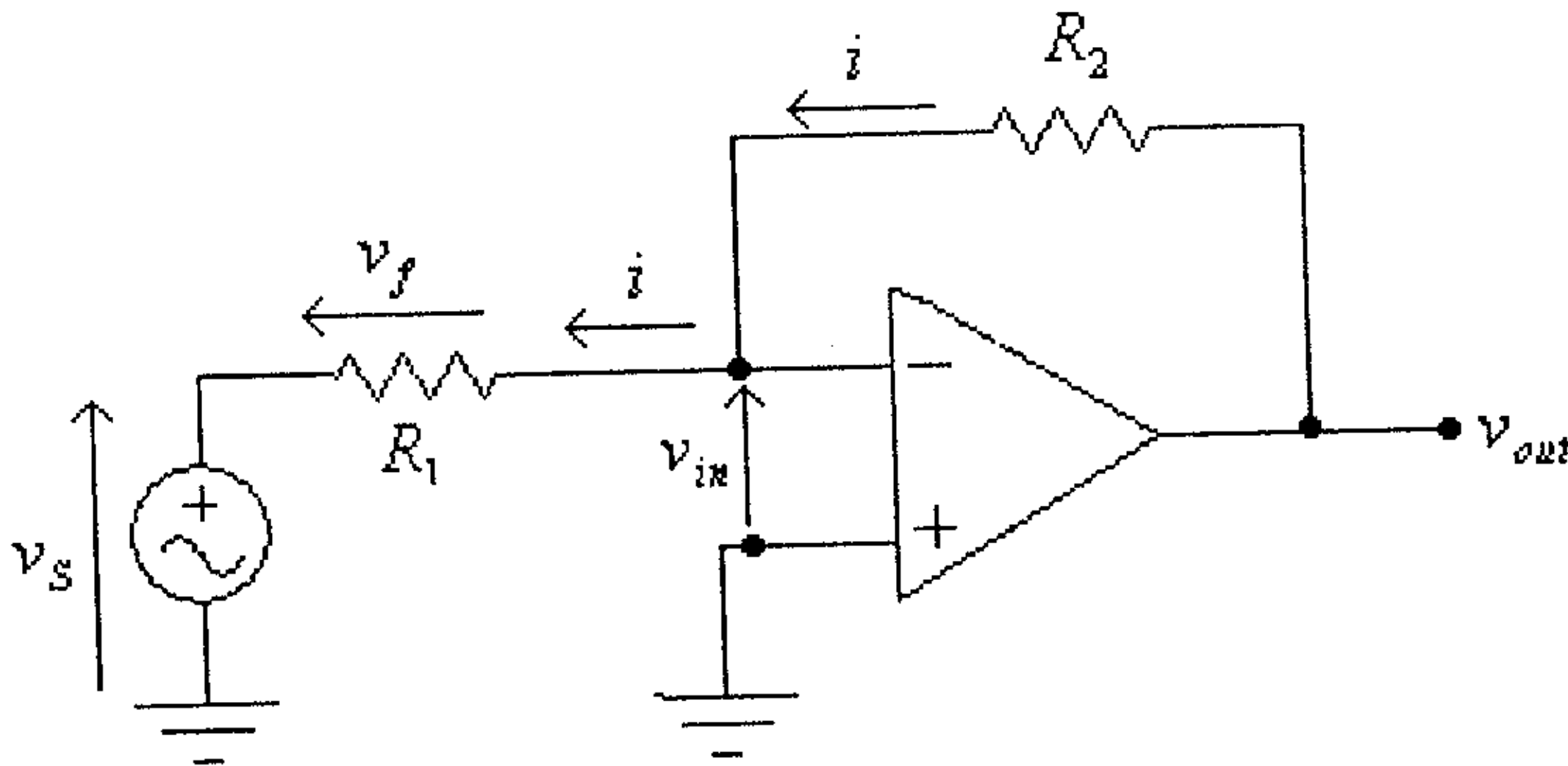
ولكون  $R_E \gg r_e$ ، فإن:

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{R_E}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول إليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.

### - دوائر التغذية الراجعة بفولطية توازي (voltage-shunt feedback)

الشكل التالي يبين دائرة المضخم العاكس والتي تم دراستها سابقاً في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.



شكل (16)

لاحظ، في هذه الدائرة، أن:

$$v_{in} = v_S - v_f \dots \dots \dots (1)$$

وكذلك:

$$v_f = -R_1 \cdot i \dots\dots\dots (2)$$

حيث:

$$i = \frac{v_{out}}{R_2} \dots\dots\dots (3)$$

بتعويض المعادلة (3) في المعادلة (2)، نستنتج أن:

$$v_f = -\frac{R_1 \cdot v_{out}}{R_2} \dots\dots\dots (4)$$

أي أن:

$$\beta = -\frac{R_1}{R_2} \dots\dots\dots (5)$$

ولما كان معامل التضخيم لدائرة بتغذية راجعة سالبة يعطى بالمعادلة:

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \dots\dots\dots (6)$$

وبقسمة البسط والمقام من هذه المعادلة على  $A$ ، نستنتج أن:

$$A_f = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta}$$

ولكون قيمة  $A$  كبيرة جداً، فإن:

$$A_f = \frac{1}{\beta} \dots\dots\dots (7)$$

وبتعويض المعادلة (5) في المعادلة (7)، نستنتج أن:

$$A_f = -\frac{R_2}{R_1}$$

وهي نفس النتيجة التي تم الوصول اليها عند دراسة هذه الدائرة في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

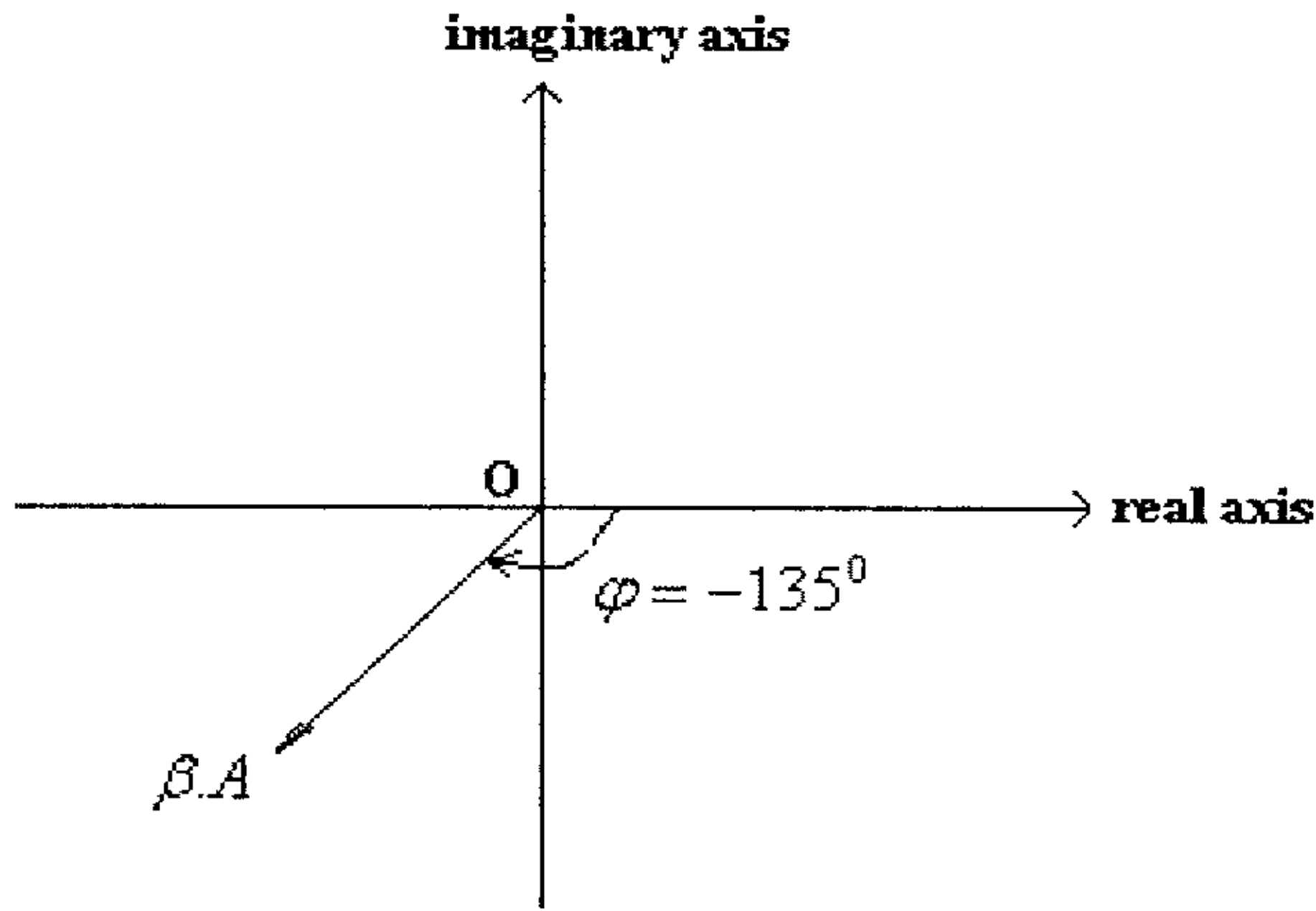
### 9.5 تأثير التغذية الراجعة على إستقرارية عمل المضخمات

عرفنا، وعند دراسة الإستجابة الترددية للمضخمات (في الوحدة الخامسة من هذا الكتاب)، أن معامل التضخيم وكذلك فرق الطور بين إشارتي المدخل والمخرج للمضخم تتغير بتغير تردد الإشارة المدخلة. لذا، وعند تردد معين، يمكن أن يصبح فرق الطور بين الإشارتين المدخلة والمخرجة وكذلك معامل التضخيم للمضخم بقيم معينة بحيث أن المضخم يقوم بتوليد إشارات مخرجة لوحدة (ودون وجود إشارات مدخلة)، أي أن المضخم سوف يعمل كمذبذب (oscillator).

وللحكم على ما إذا مضخم ما يمكن أن يعمل كمذبذب، عند تردد معين، فكثيرا ما يتم رسم منحنى Nyquist لهذا المضخم.

يُعرف منحنى Nyquist لنظام بتغذية راجعة بأنه المحل الهندسي الذي يرسمه حاصل ضرب معامل التضخيم ( $A$ ) ومعامل التغذية الراجعة ( $\beta$ ) عند تغير تردد الإشارة المدخلة، أي المحل الهندسي للمتجه ( $\beta.A$ ) عند تغير تردد الإشارة المدخلة.

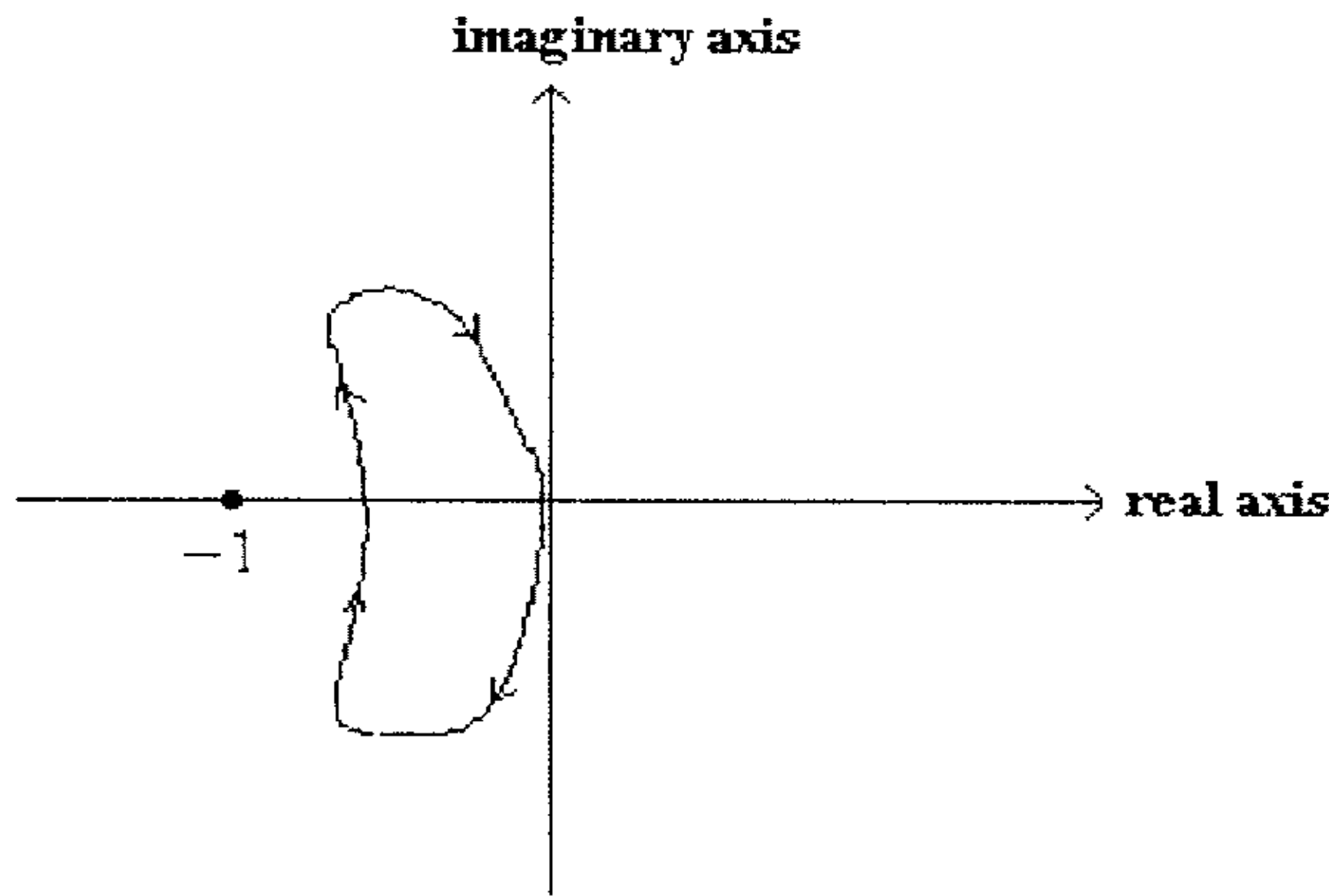
ولرسم منحنى Nyquist لمضخم معين يتم رسم مستوى ديكارتي محوره الأفقي القيم الحقيقية ومحوره العمودي القيم التخيلية، وعند قيم التردد المختلفة يتم تحديد متجهات طولها يساوي القيمة العددية للمقدار ( $\beta.A$ ) وزاويته هي فرق الطور لهذا المقدار، كما في الشكل أدناه.



شكل (17)

فمثلاً الشكل (17) يبين المتجه  $(\beta.A)$  عند تردد معين بزاوية طور مقدارها  $-135^\circ$ .

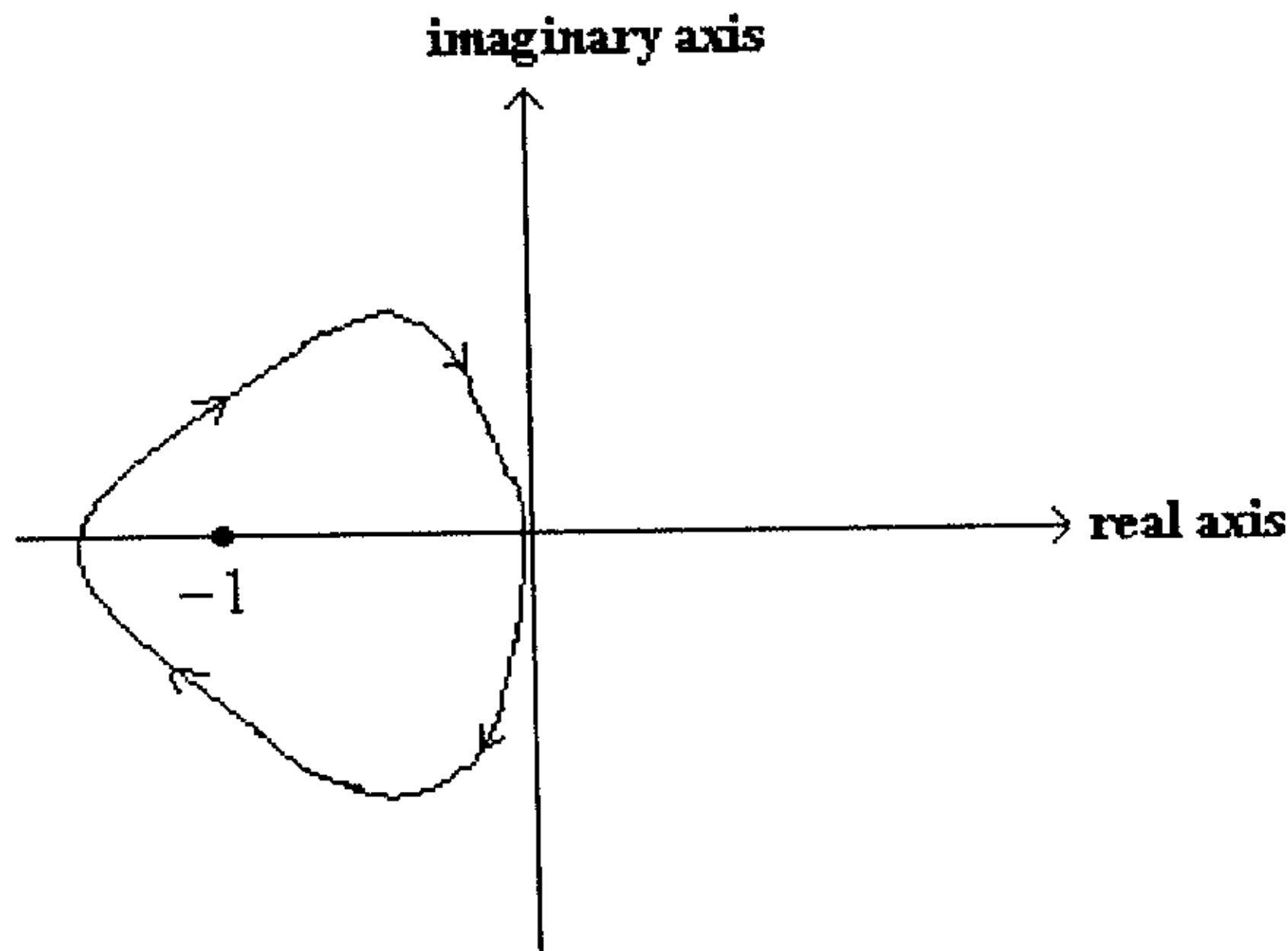
ولمعرفة ما إذا كان عمل مضخم معين مستقر (لن يعمل كمذبذب) فإنه يتم رسم منحنى Nyquist لهذا المضخم لجميع الترددات والحكم على ما إذا كانت النقطة ذات الإحداثيات  $(-1,0)$  محتواة داخل المنحنى. الشكل التالي مثلاً يبين منحنى Nyquist لمضخم بتغذية راجعة مستقر بعمله عند جميع الترددات وذلك لأن النقطة ذات الإحداثيات  $(-1,0)$  ليست داخل هذا المنحنى.



شكل (18)

لاحظ أن السهم يبين إتجاه تغير المحل الهندسي للمتجه  $(\beta.A)$  عند تغير التردد من الصفر الى ما لانهاية.

أما الشكل التالي، فيبين منحنى Nyquist لمضخم بتغذية راجعة غير مستقر بعملة وذلك لأن النقطة ذات الإحداثيات  $(-1,0)$  محتواة داخل هذا المنحنى.

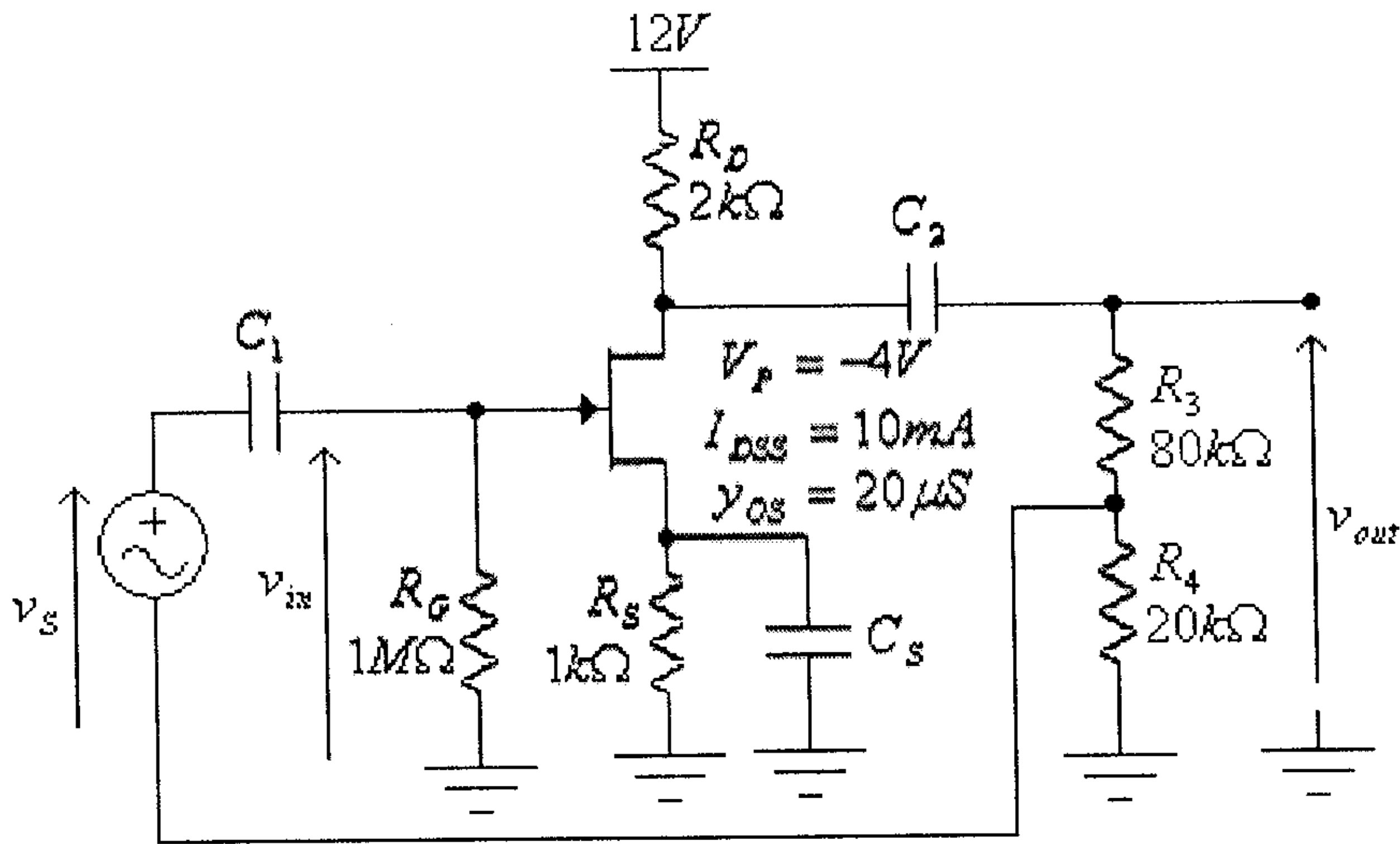


شكل (19)

وسبب كون المضخم غير مستقر عند وجود النقطة ذات الإحداثيات  $(-1,0)$  داخل منحنى Nyquist لهذا المضخم أنه في هذه الحالة، وعند تردد معين، تصبح قيمة الإشارة الراجعة من مخرج المضخم الى مدخله أكبر من الإشارة الداخلة اليه ويعمل المضخم في هذه الحالة كمولد للذبذبات (oscillator).

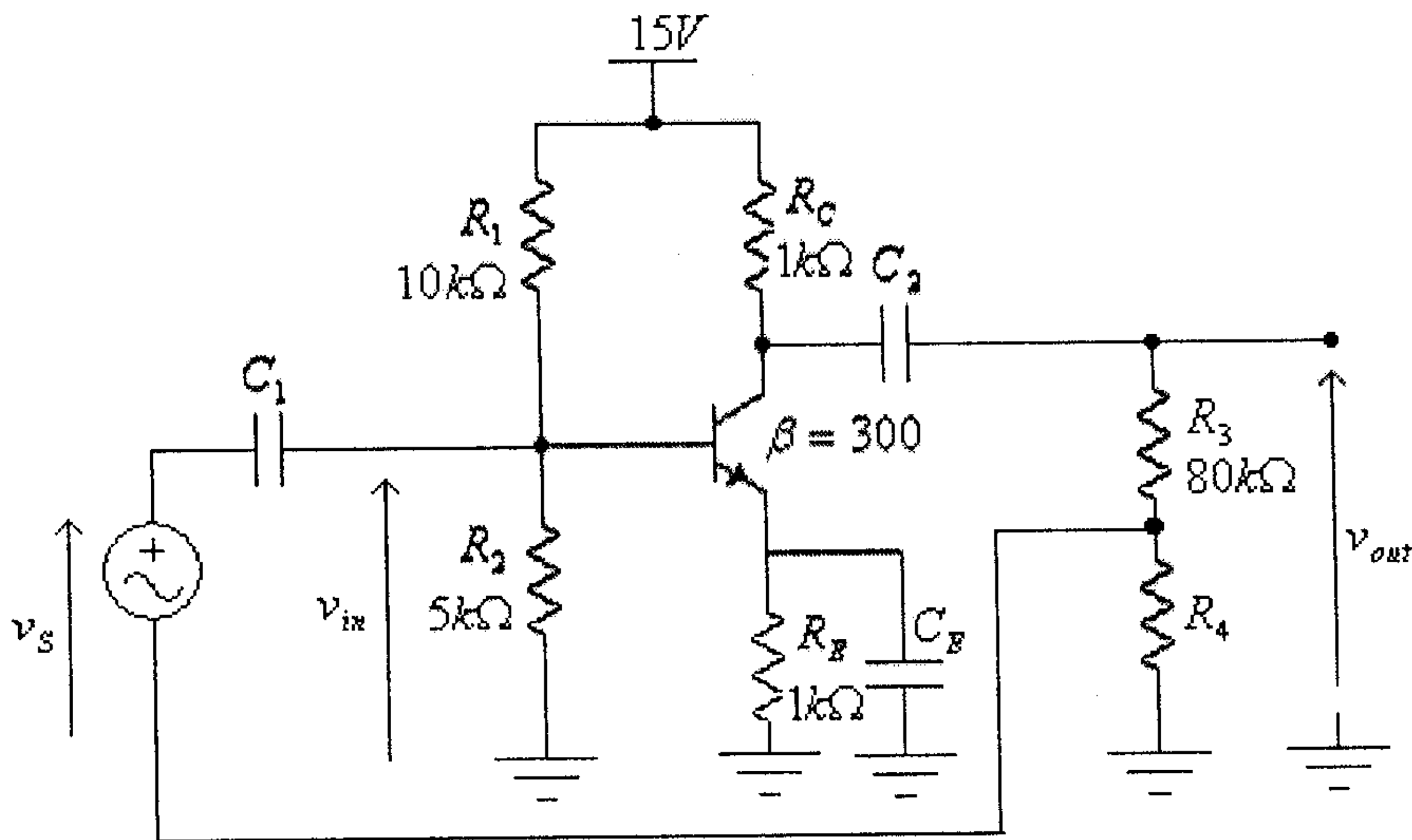


(4) لدائرة التضخيم التالية، أوجد قيمة كل من  $A_{VO}$ ،  $Z_{in}$  و  $Z_{out}$ .



شكل (21)

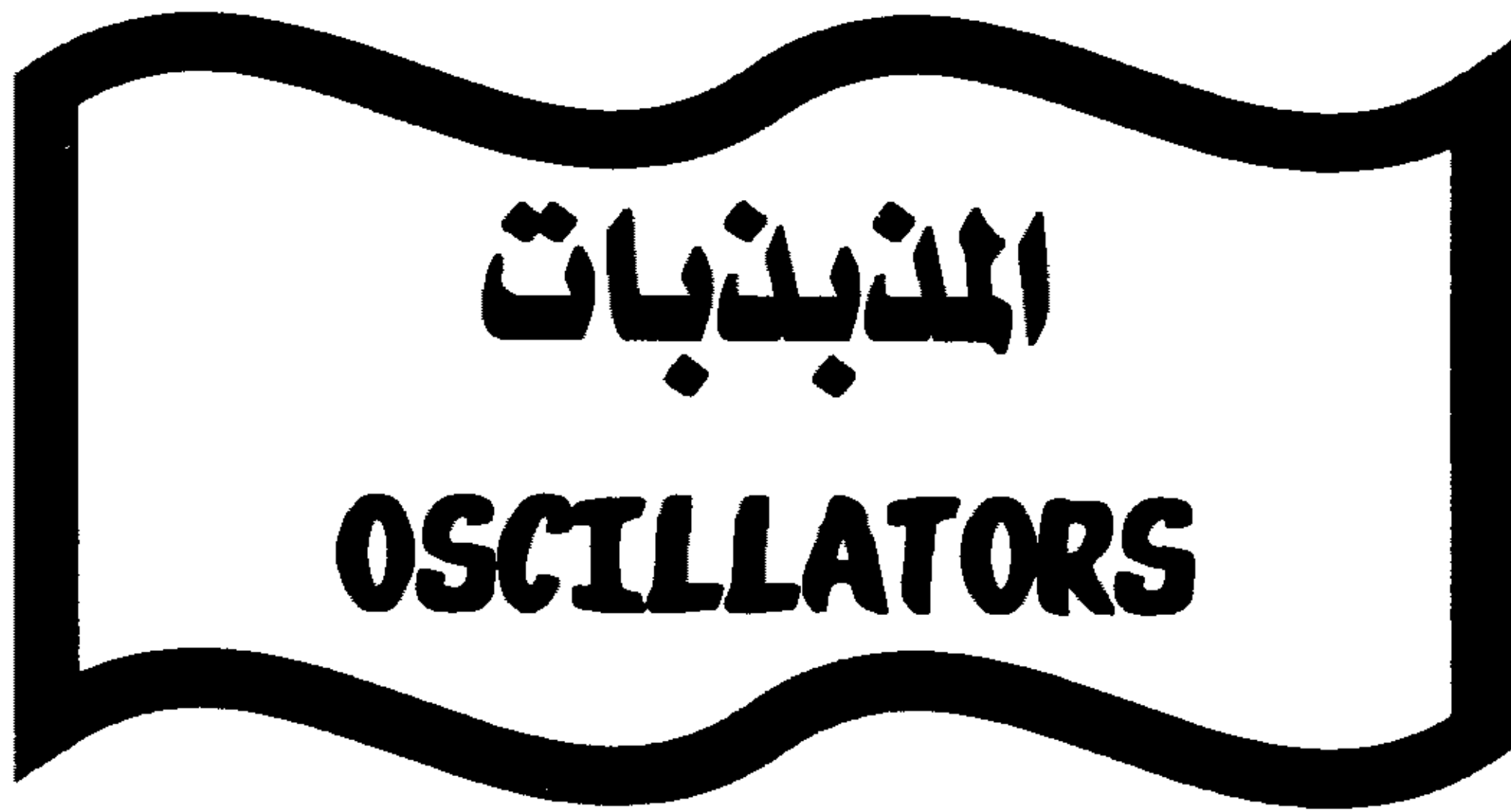
(5) في الدائر التالية، أوجد قيمة المقاومة  $R_4$  اللازمة لجعل  $A_f = -5$ . ماهي قيمة كل من المقاومتين المدخلية والمخرجة لهذا المضخم في هذه الحالة.



شكل (22)



# الوحدة العاشرة





## الوحدة العاشرة

### المذبذبات

#### 10.1 مدخل

تُستخدم المذبذبات (oscillators) لتوليد إشارات كهربائية دورية وبتردد محدد. ويُمكن أن تُستخدم المذبذبات لتوليد إشارات كهربائية بأشكال مختلفة مثل الإشارات الجيبية (sinusoidal signals) أو الإشارات المربعة (square-wave signals) أو الإشارات ذات الأشكال المثلثية (triangular signals) أو الإشارات ذات شكل سن المنشار (saw-tooth signals) أو غيرها.

للمذبذبات إستخدامات عديدة فهي تُستخدم في أجهزة الراديو والتلفزيون وأجهزة الحاسوب ومختلف الأجهزة الالكترونية الأخرى. ويمكن القول بشكل عام أن أي جهاز إلكتروني لا يحوي مذبذباً، إما أنه لايقوم بأي عمل أو أنه يتغذى بإشارة مدخلية من جهاز إلكتروني آخر.

في الوحدة السابقة، وعند دراستنا للتغذية الراجعة في المضخمات، عرفنا أن التغذية الراجعة المستخدمة بدوائر المضخمات هي تغذية راجعة سالبة، وأن معامل التضخيم عند وجود هذه التغذية الراجعة يعطى بالمعادلة

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

حيث  $A_f$  هو معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة و  $A$  هو معامل التضخيم دون وجود التغذية الراجعة و  $\beta = \frac{v_f}{v_{out}}$  هو معامل التغذية الراجعة.

في هذه المعادلة، وعندما تكون  $A\beta = -1$  يصبح معامل التضخيم بوجود التغذية الراجعة مساوياً للصفر، أي أن أي إشارة مدخلية ومهما كانت

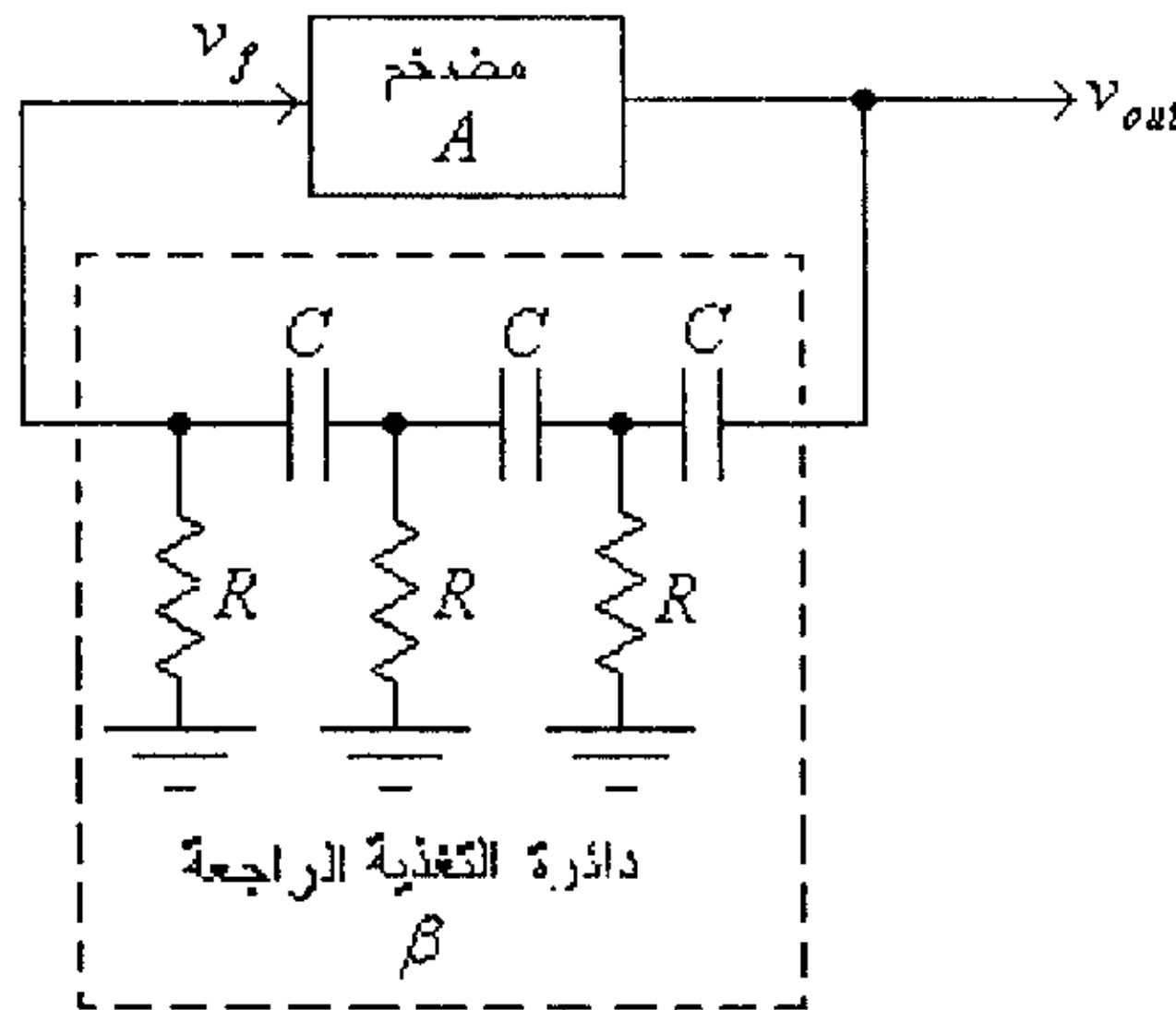
صغيرة ستؤدي الى إنتاج إشارات مخرجة كبيرة على مخرج الدائرة. من هذا نستنتج أنه وحتى يمكن الحصول على دائرة تستطيع توليد ذبذبات على مخرجها، ودون وجود إشارات مدخلية، فإنه:

- يجب أن تكون التغذية الراجعة موجبة، وذلك حتى تكون القيمة  $A\beta$  سالبة.
- يجب أن تكون القيمة العددية لحاصل ضرب معامل التضخيم ومعامل التغذية الراجعة مساوية للواحد.

في هذه الوحدة سنتناول العديد من دوائر المذبذبات المختلفة والمُستخدمة في مختلف الأجهزة الالكترونية.

## 10.2 مذبذبات إزاحة الطور (Phase-shift Oscillators)

الشكل العام لمثل هذا النوع من المذبذبات هو كما في الشكل التالي.



شكل (1)

لاحظ، من هذا الشكل، أن هذا النوع من المذبذبات يتكون من:

- مضخم بمعامل تضخيم يساوي  $A$ ، والذي يُمكن بناءه باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET) أو ترانزيستور ثنائي القطبية (BJT) أو مضخم عمليات (operational amplifier).

- دائرة تغذية راجعة بمعامل مقداره  $\beta$ ، وهدف هذه الدائرة هو إيجاد فرق في الطور مقداره  $180^\circ$ ، بين الفولطية المخرجة وفولطية التغذية الراجعة والتي هي مدخل المضخم.

لاحظ أن دائرة التغذية الراجعة تتكون من ثلاث مراحل متشابهة، كل منها تتكون من مكثف ( $C$ ) ومقاومة ( $R$ ). وسبب استخدام ثلاث مراحل، لإيجاد فرق في الطور مقداره  $180^\circ$  بين الفولطية المخرجة وفولطية التغذية الراجعة، هو أن مرحلتين فقط لن تكونا كافيتين لأن المرحلة الواحدة والتي تتكون من مكثف ومقاومة تستطيع إنتاج فرق في الطور مقداره أقل من  $90^\circ$ .

وبالرجوع الى الدائرة السابقة والتي تتكون من ثلاث مراحل متشابهة يمكن الإستنتاج أن التردد الذي عنده يصبح فرق الطور، بين الفولطية المخرجة وفولطية التغذية الراجعة، مقداره  $180^\circ$  هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}.R.C}$$

وعند هذه القيمة للتردد تكون قيمة معامل التغذية الراجعة:

$$\beta = \frac{v_f}{v_{out}} = \frac{1}{29}$$

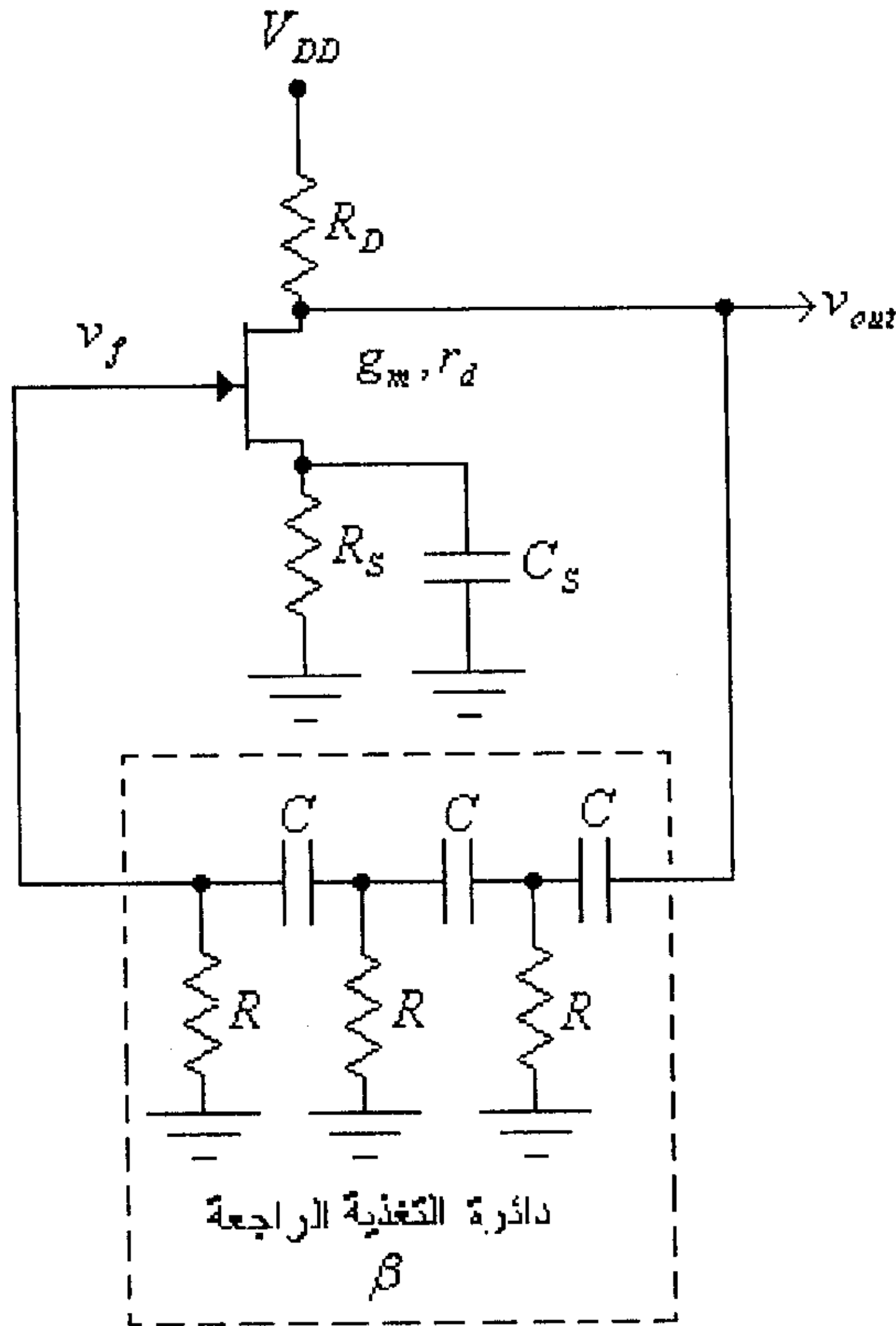
ولما كان الشرط  $A.\beta = 1$  يجب أن يكون محققاً حتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب، يُستنتج أن معامل التضخيم للمضخم يجب أن يكون مساوياً لـ 29 ، أي أن:

$$A = 29$$

وعادةً ولضمان إستمرار عمل المذبذب عند تحميله فإن معامل تضخيم المذبذب يكون أكبر من 29 ، أي:

$$A > 29$$

وكما ذكر سابقاً فيمكن بناء المذبذب المستخدم بدائرة مذبذب إزاحة الطور باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET)، كما في الشكل التالي.



شكل (2)

لاحظ أن ترانزيستور تأثير المجال الوصلي المستخدم في دائرة التضخيم موصول بدائرة الإنحياز الذاتي. وكما عرفت سابقاً، في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب، فإن معامل التضخيم لهذا المذبذب هو:

$$A_{vo} = -\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d}$$

أي أنه وحتى تعمل دائرة هذا المذبذب فإن الشرط:

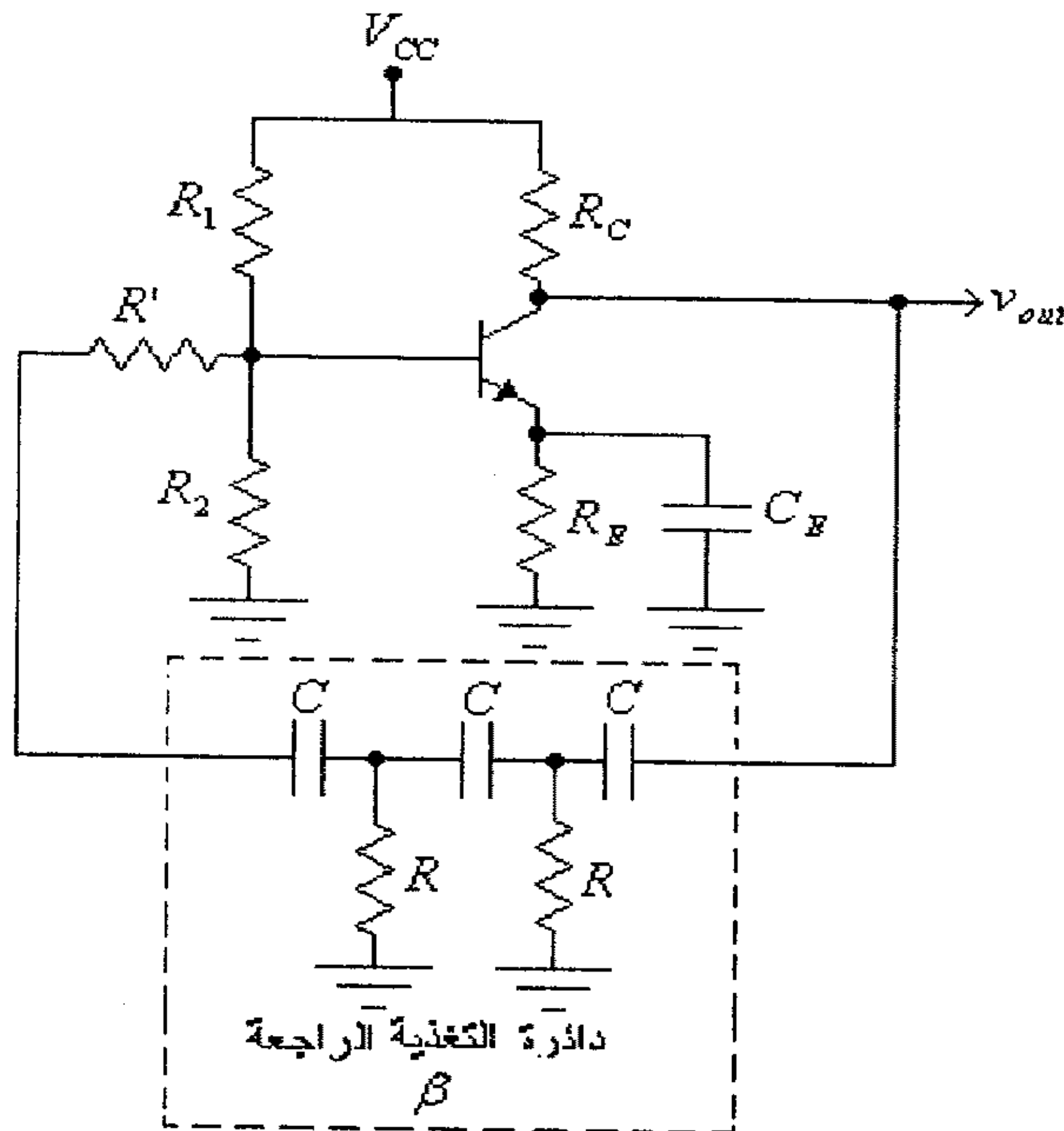
$$\frac{g_m \cdot R_D \cdot r_d}{R_D + r_d} > 29$$

يجب أن يكون محققاً.

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot R \cdot C}$$

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب إزاحة الطور باستخدام ترانزيستور ثنائي القطبية موصول بدائرة إنحياز مجزئ الفولطية، والذي تم دارسته في الوحدة الثانية من هذا الكتاب.



شكل (3)

وكما عرفت سابقاً، في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، فإن معامل التضخيم للترانزيستور الموصول بدائرة إنحياز مجزىء الفولطية هو:

$$A_{VO} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_C}{r_e}$$

أي أنه وحتى تعمل دائرة هذا المذبذب فإن الشرط:

$$\frac{R_C}{r_e} > 29$$

يجب أن يكون محققاً.

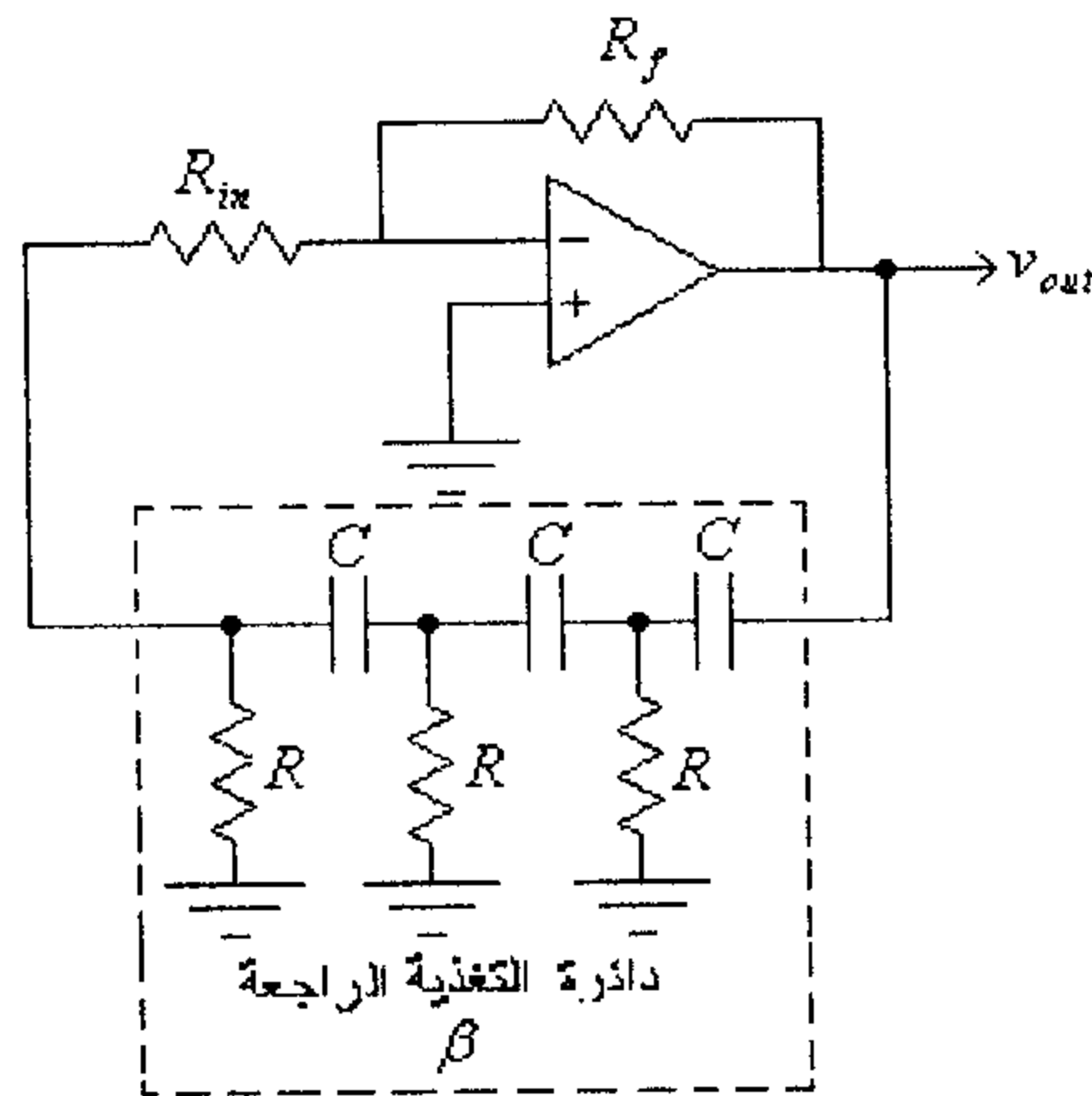
لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + \frac{4R_C}{R}}}$$

وأن المقاومة  $R'$ ، في الشكل السابق، يتم حساب قيمتها بحيث أن مجموعها مع المقاومة المدخلية للمضخم ( $R_{in}$ ) يساوي قيمة المقاومة  $R$ ، أي أن:

$$R' = R - R_{in}$$

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب إزاحة الطور باستخدام مضخم العمليات.



شكل (4)

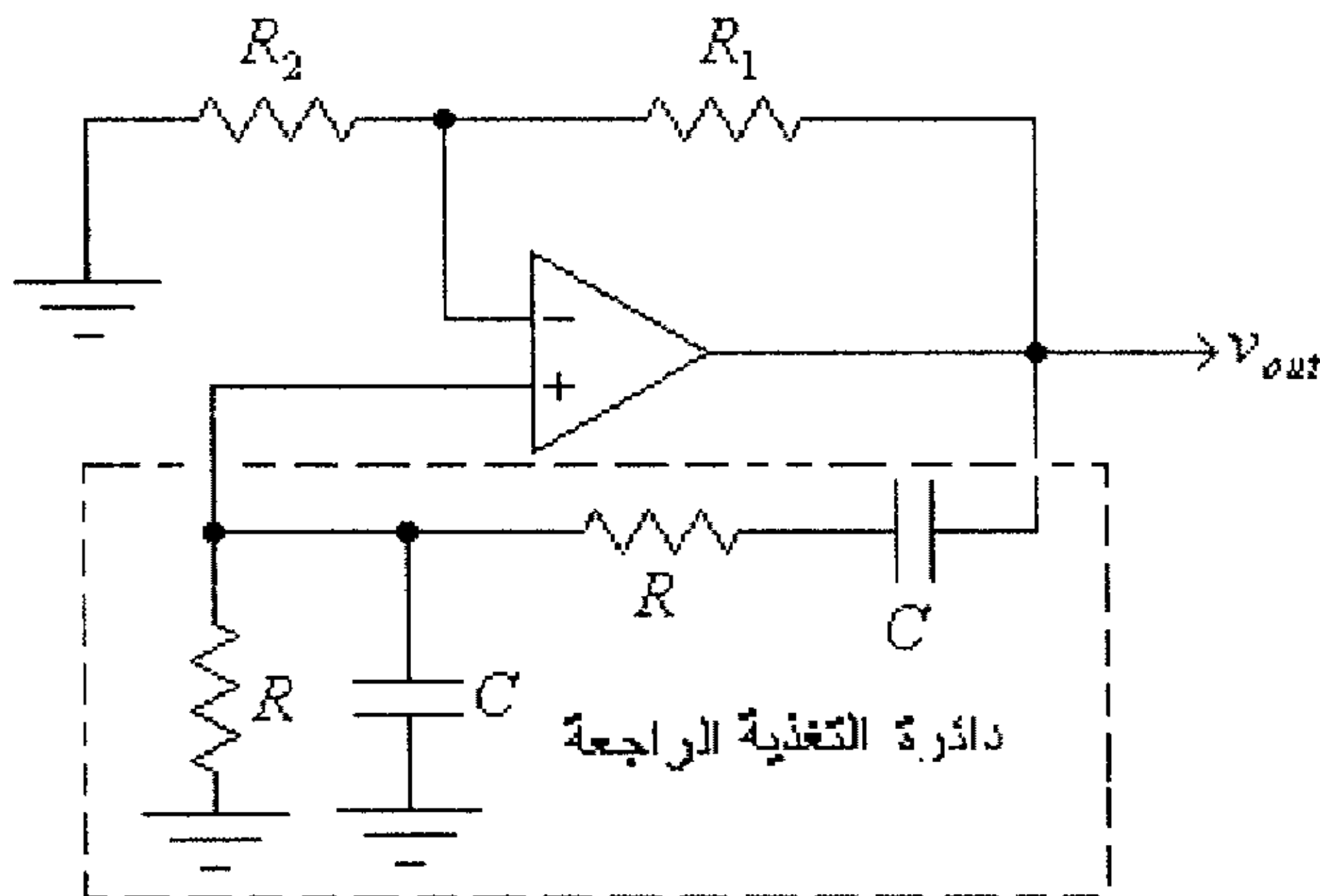


لاحظ أنه وحتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب فإن معامل التضخيم، والذي يتم تحديده من المقاومتين  $R_f$  و  $R_{in}$ ، يجب أن يكون أكبر من 29 .  
لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}.R.C}$$

### 10.3 مذبذب قنطرة Wien

هذا النوع من المذبذبات يُستعمل لإنتاج ترددات جيبيية الشكل قليلة التشويه. الشكل التالي يبين دائرة هذا المذبذب.



شكل (5)

لاحظ أنه وحتى تعمل هذه الدائرة كمذبذب فإن معامل التضخيم، والذي يتم تحديده من المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$ ، يجب أن يكون بمقداراً كافياً، وبشكل عام فحتى تعمل هذه الدائرة فإن:  $\frac{R_1}{R_2} > 2$  يجب أن يكون محققاً.

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

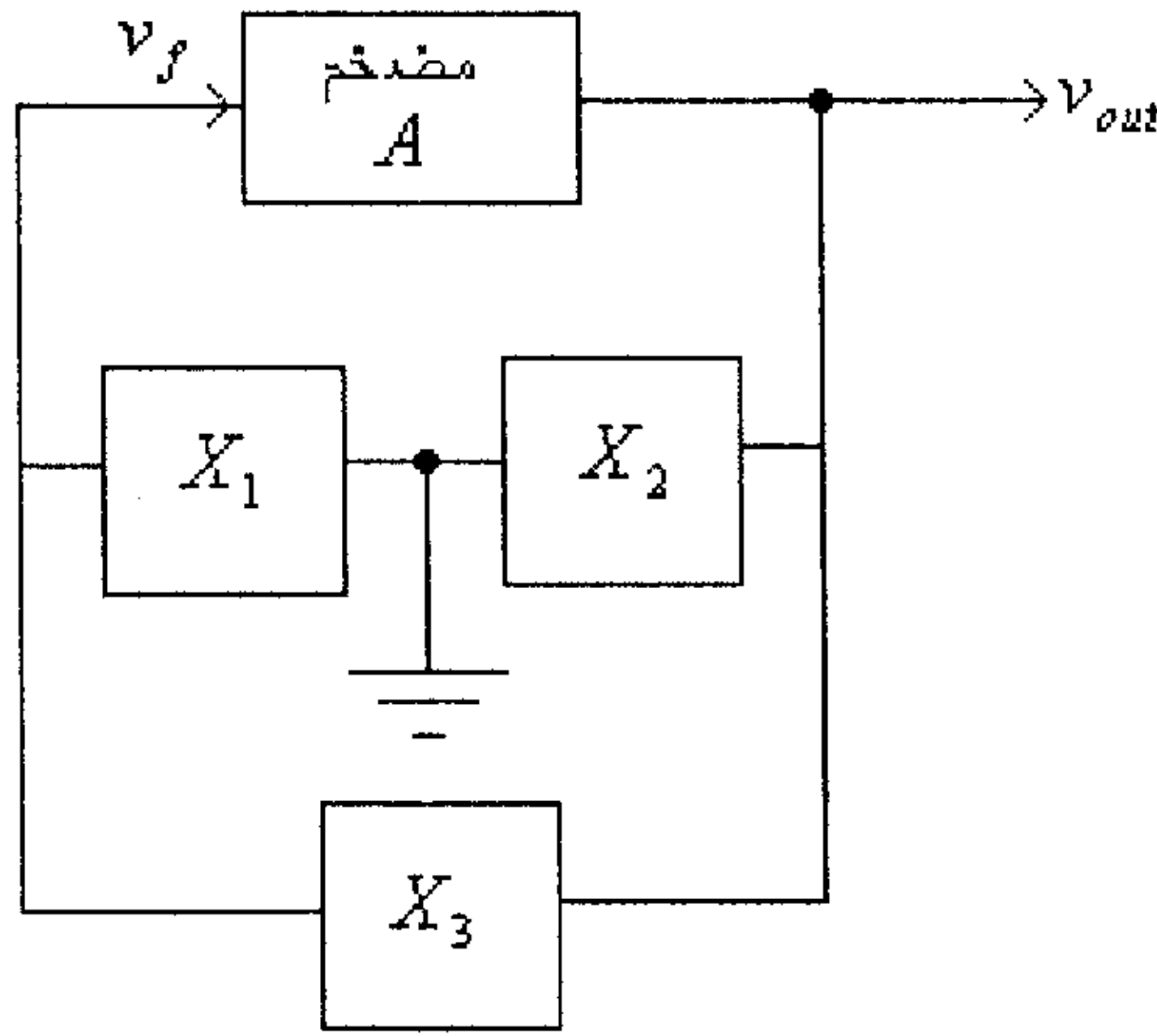
$$f = \frac{1}{2\pi.R.C}$$

## 10.4 المذبذبات الموقفة (Tuned Oscillators)

تُستخدم هذه المذبذبات لإنتاج ترددات عالية، وتمتاز بثبات تردد الإشارة المخرجة الناتجة على مخرجها.

تُستخدم هذه المذبذبات دوائر رنين مكونة من مكثفات وملفات لتحديد تردد الإشارة المخرجة.

الشكل العام لهذه المذبذبات هو كما في الشكل التالي.



شكل (6)

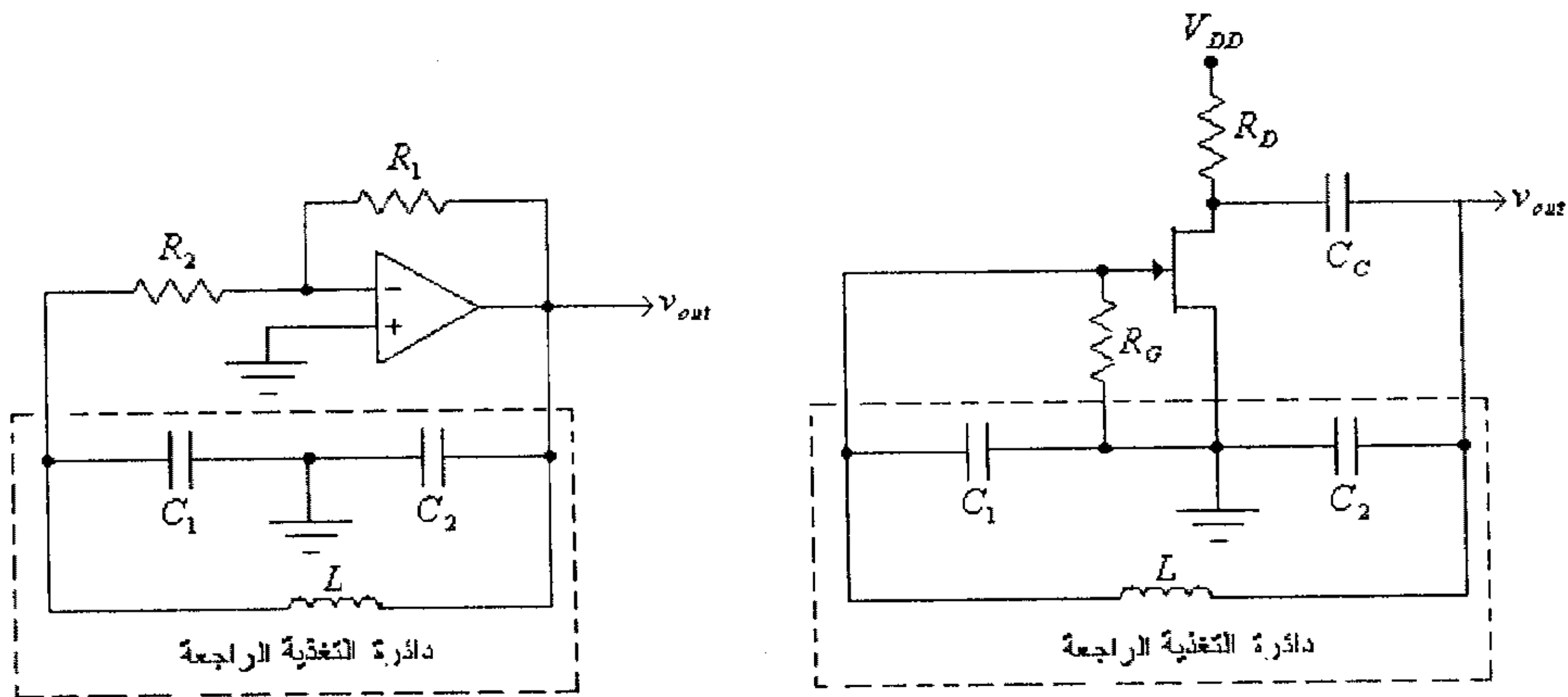
لاحظ أن المضخم المُستخدم بهذه المذبذبات، وكما في حالة مذبذبات إزاحة الطور، يمكن بناءه باستخدام ترانزيستور تأثير المجال (FET) أو ترانزيستور ثنائي القطبية (BJT) أو مضخم عمليات.

وحسب ما إذا كانت الممانعات  $X_1$ ،  $X_2$  و  $X_3$  مكثفات أو ملفات يمكن بناء نوعين من هذه المذبذبات، وهي:

- مذبذبات Colpitts: وهي تلك التي تكون فيها كل من  $X_1$  و  $X_2$  مكثفات و  $X_3$  ملفاً.

- مذبذبات Hartley: وهي تلك التي تكون فيها كل من  $X_1$  و  $X_2$  ملفات و  $X_3$  مكثفاً.

الشكل التالي يبين مذبذبي Colpitts، أحدهما باستخدام ترانزيستور تأثير المجال والأخر باستخدام مضخم العمليات.



شكل (7)

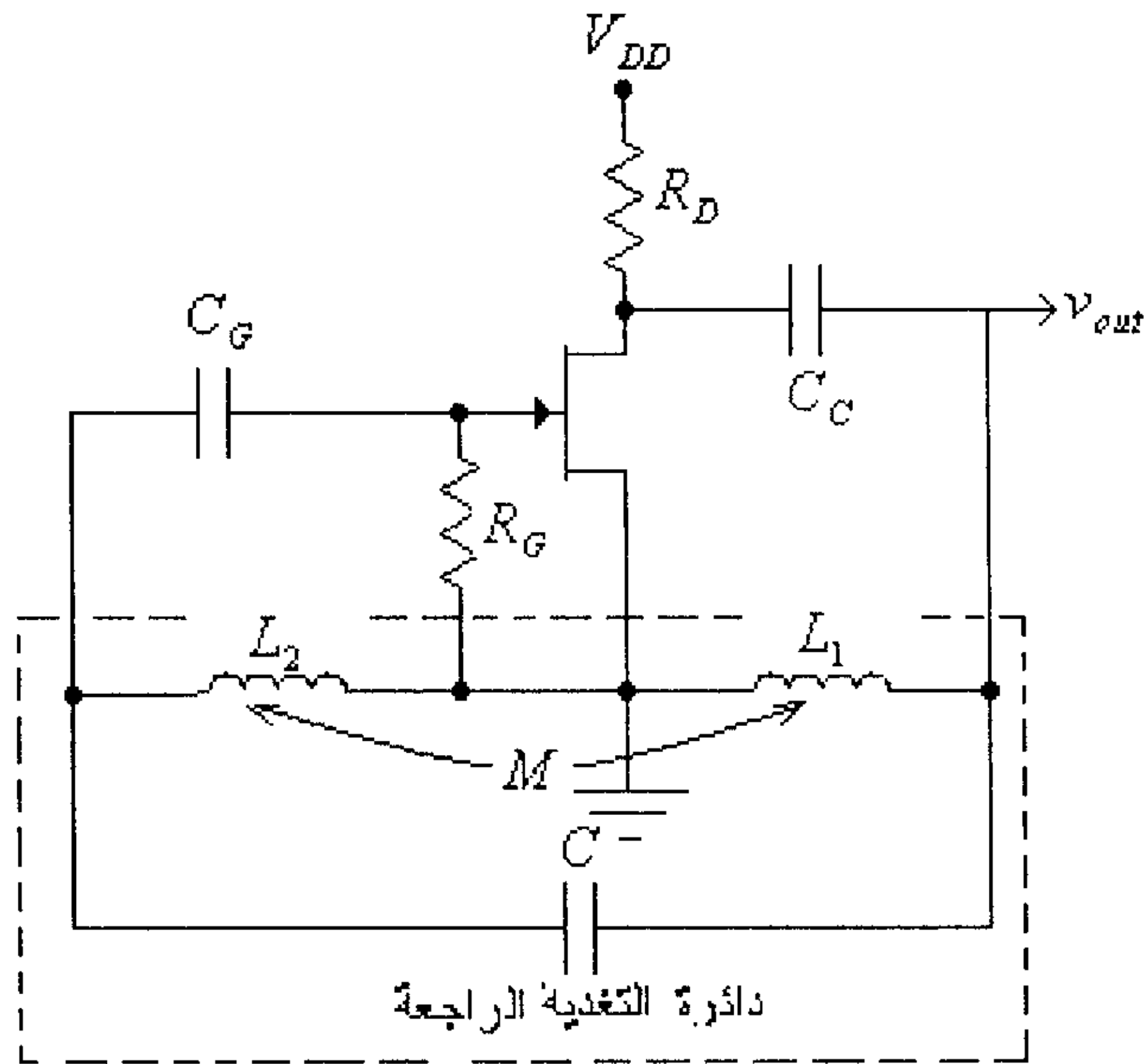
لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها كل من هاتين الدائرتين هو:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}}$$

حيث:

$$C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

الشكل التالي يبين مذبذب Hartley باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي.



شكل (8)

لاحظ كذلك أن تردد الذبذبة التي تنتجها هذه الدائرة هو:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{eq} \cdot C}}$$

حيث:

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$$

حيث  $M$  هي المحاثة المتبادلة بين الملفين  $L_1$  و  $L_2$ .

### 10.5 المذبذبات البلورية (Crystal Oscillators)

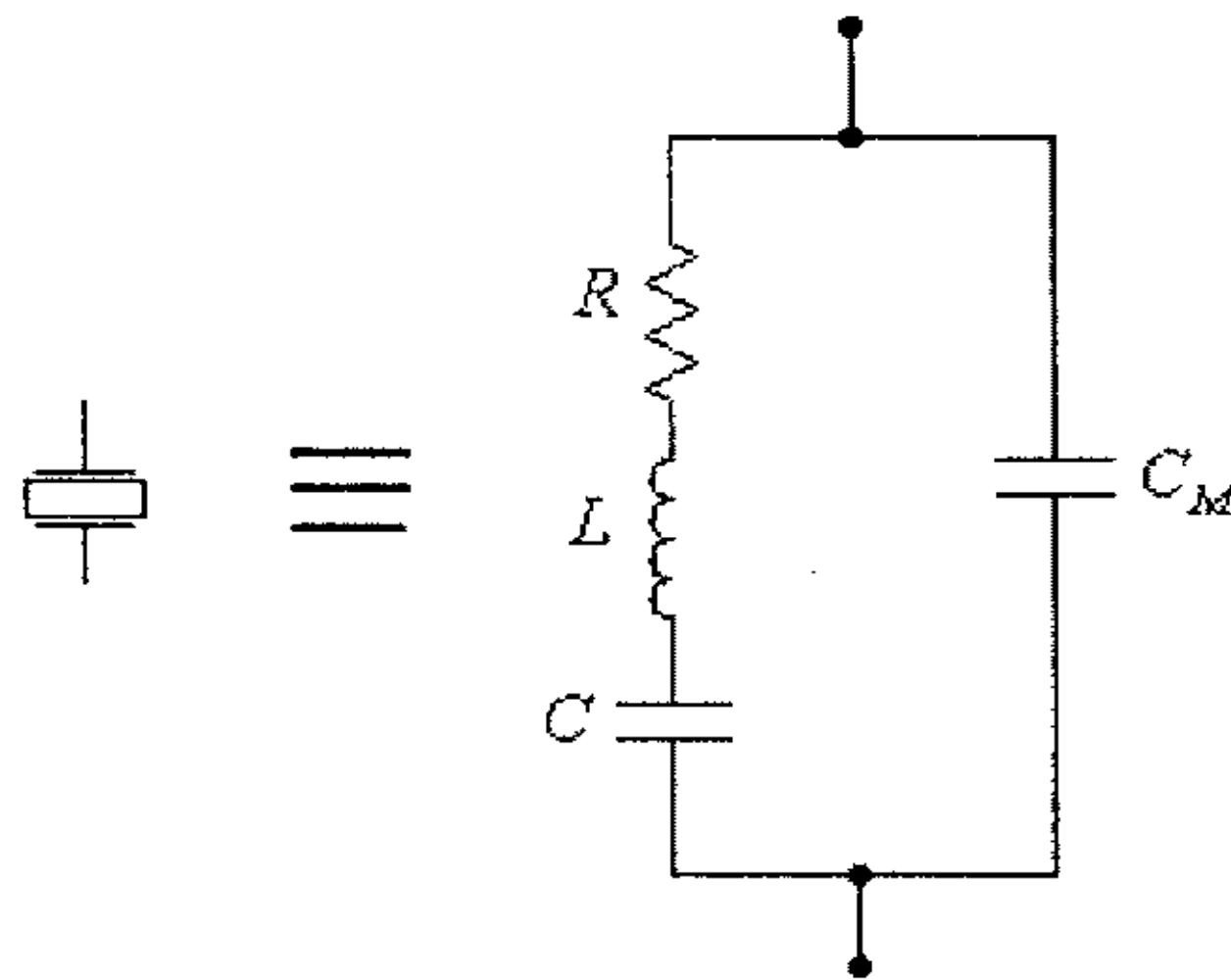
تمتاز هذه المذبذبات بالإستقرارية العالية لتردد الإشارة المخرجة التي تنتجها، لذا فكثيراً ما تستخدم في دوائر الراديو ودوائر أجهزة الإتصالات المختلفة و في دوائر الحواسيب ودوائر المعالجات الصغيرة (microprocessors).

ما يميز هذه المذبذبات وجود بلورة من الكوارتز (quartz crystal) ذات ذبذبة محددة في دوائرها.

تمتاز بلورة الكوارتز المستخدمة في هذا النوع من المذبذبات بظهور فرق بالجهد بين طرفيها المتقابلين عند تطبيق قوى ميكانيكية بين الطرفين الآخرين، وتسمى هذه الظاهرة (piezoelectric effect)، وكذلك وعند وجود فرق جهد مستمر بين طرفين متقابلين من أطراف هذه البلورة فإن شكلها الميكانيكي يتغير أي يحدث لها تمدد أو تقلص.

كما أن تطبيق فرق جهد متردد بين طرفين من أطراف هذه البلورة يسبب تذبذباً ميكانيكياً لهذه البلورة يبلغ حده الأقصى عندما يكون تردد فرق الجهد المطبق بين طرفي البلورة مساوياً لتردد الرنين لها.

الشكل التالي يبين رمز بلورة الكوارتز والدائرة الكهربائية المكافئة لها.



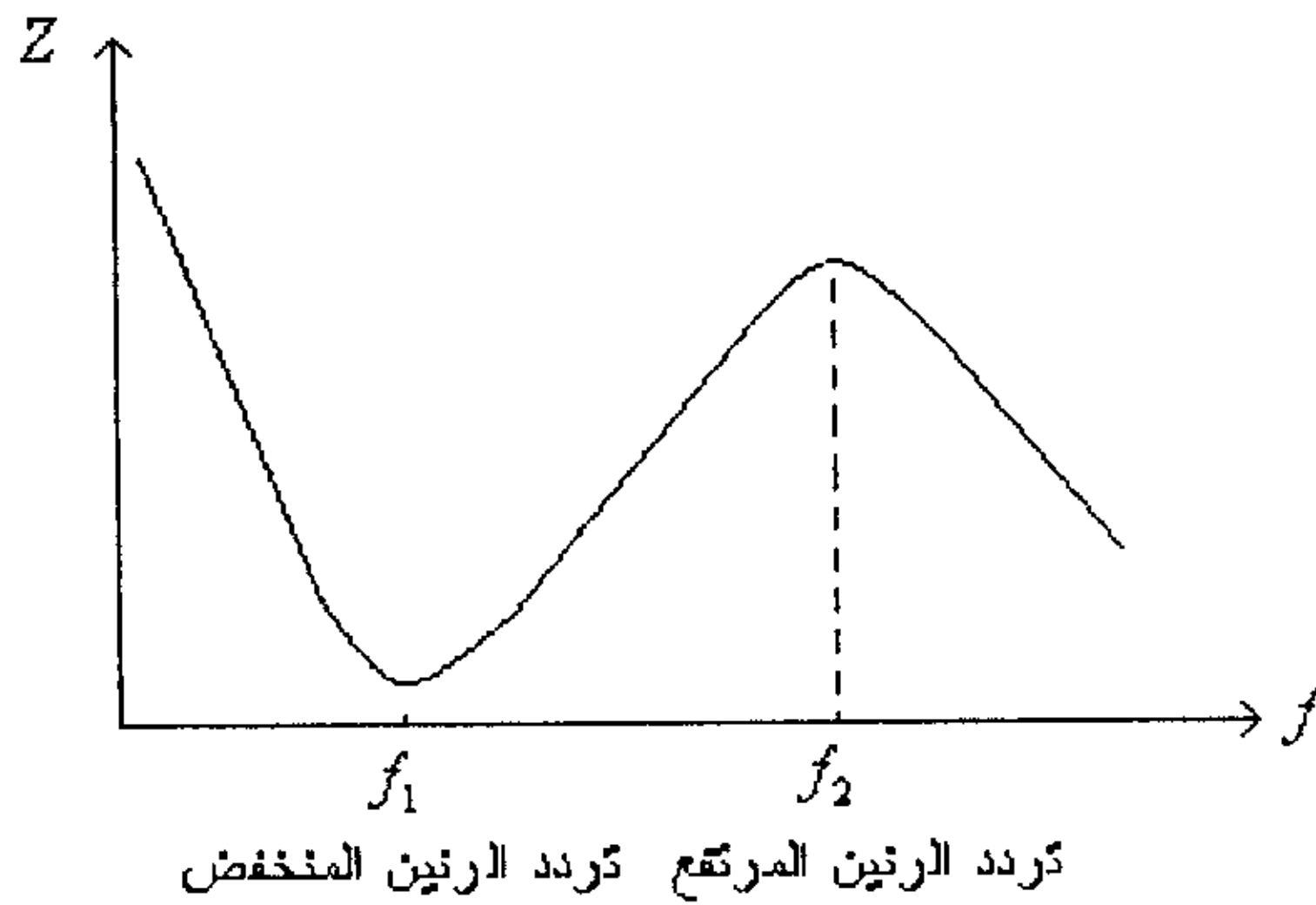
شكل (9)

من الدائرة المكافئة المبينة في الشكل السابق يمكن أن تلاحظ أن لهذه البلورة ترددي رنين، هما:

- تردد الرنين المنخفض (تردد رنين التوالي) والذي ينشأ عندما تكون ممانعة المكثف  $C$  والملف  $L$  متساويتين ومتعاكستي الإشارة، في هذه الحالة تصبح الممانعة المكافئة بين طرفي البلورة منخفضة وتساوي قيمة المقاومة  $R$  فقط.

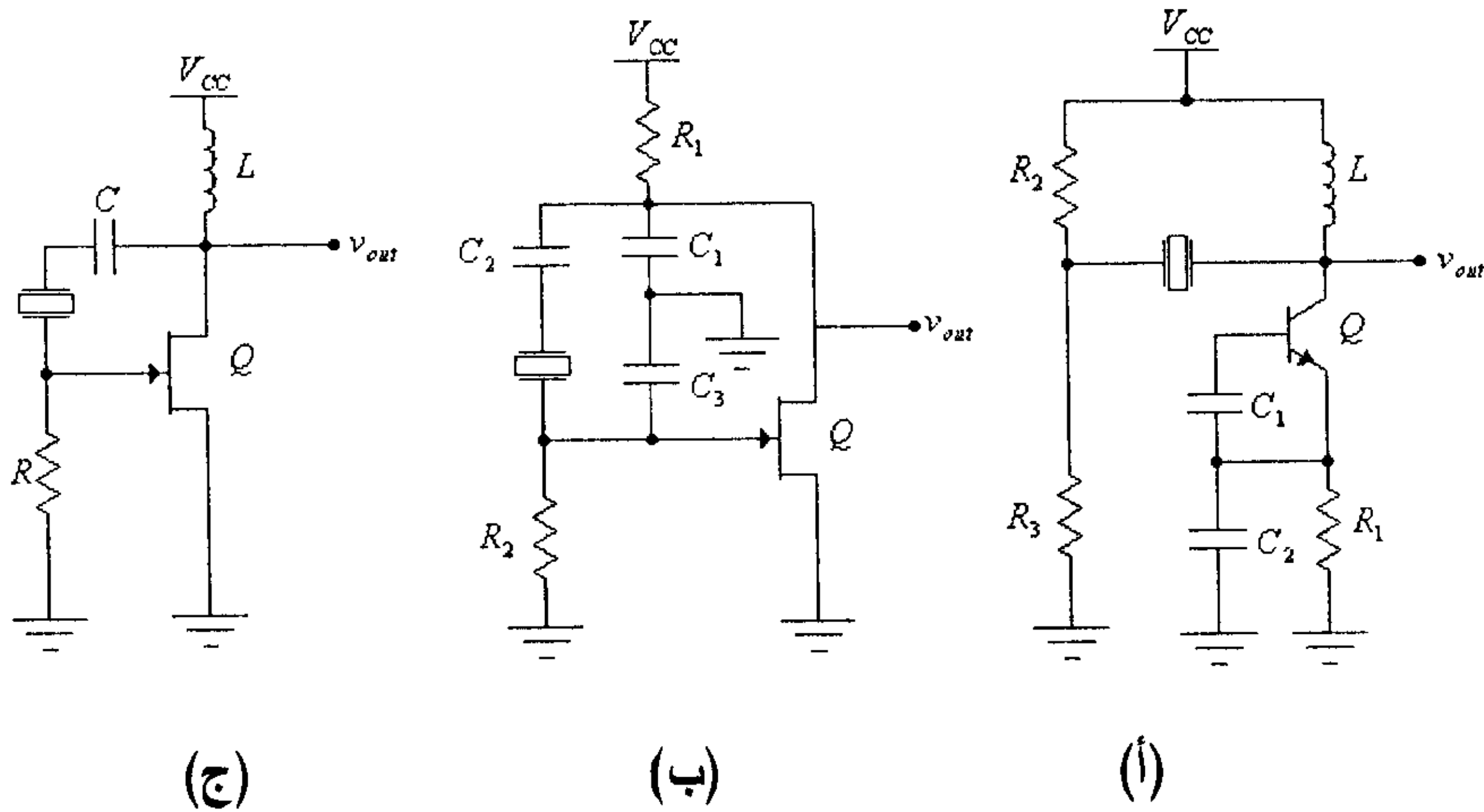
- تردد الرنين المرتفع (تردد رنين التوازي) والذي ينشأ عندما تكون ممانعة الذراع المكون من المقاومة  $R$  والمكثف  $C$  والملف  $L$  مساوياً لممانعة المكثف  $C_M$ ، في هذه الحالة تصبح الممانعة المكافئة بين طرفي البلورة مرتفعة جداً.

الشكل التالي يبين العلاقة بين تردد الفولطية بين طرفي بلورة الكوارتز وممانعتها.



شكل (10)

الشكل التالي يبين عدداً من دوائر المذبذبات البلورية.



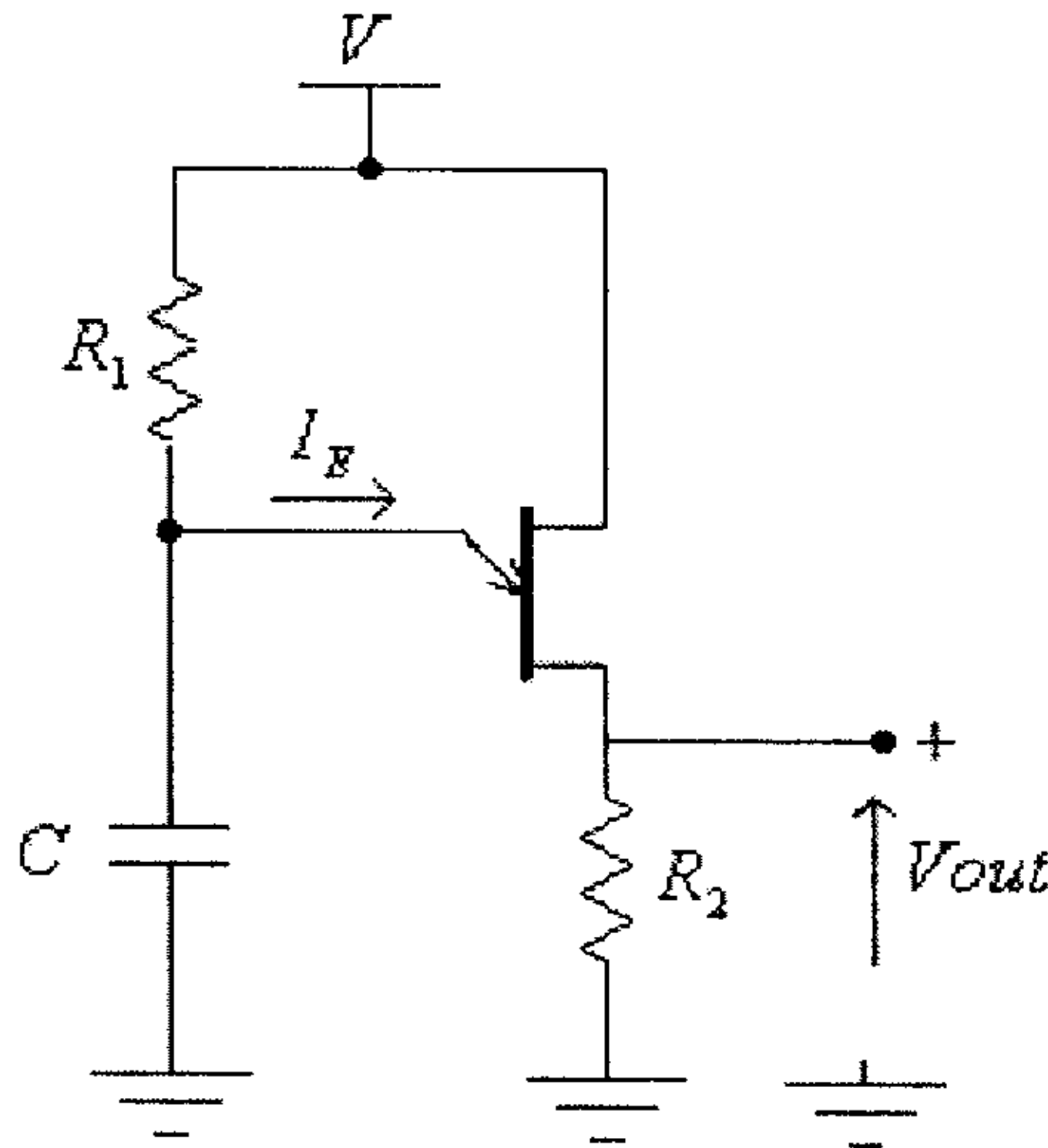
شكل (11)

لاحظ وجود بلورة الكريستال في دائرة التغذية الراجعة الموجبة في جميع هذه الدوائر.

### 10.6 مذبذبات الترانزيستورات أحادية الوصلة

#### (Unijunction Transistor Oscillators)

الشكل التالي يبين دائرة مذبذب باستخدام ترانزيستور أحادي الوصلة (Unijunction Transistor, UJT).



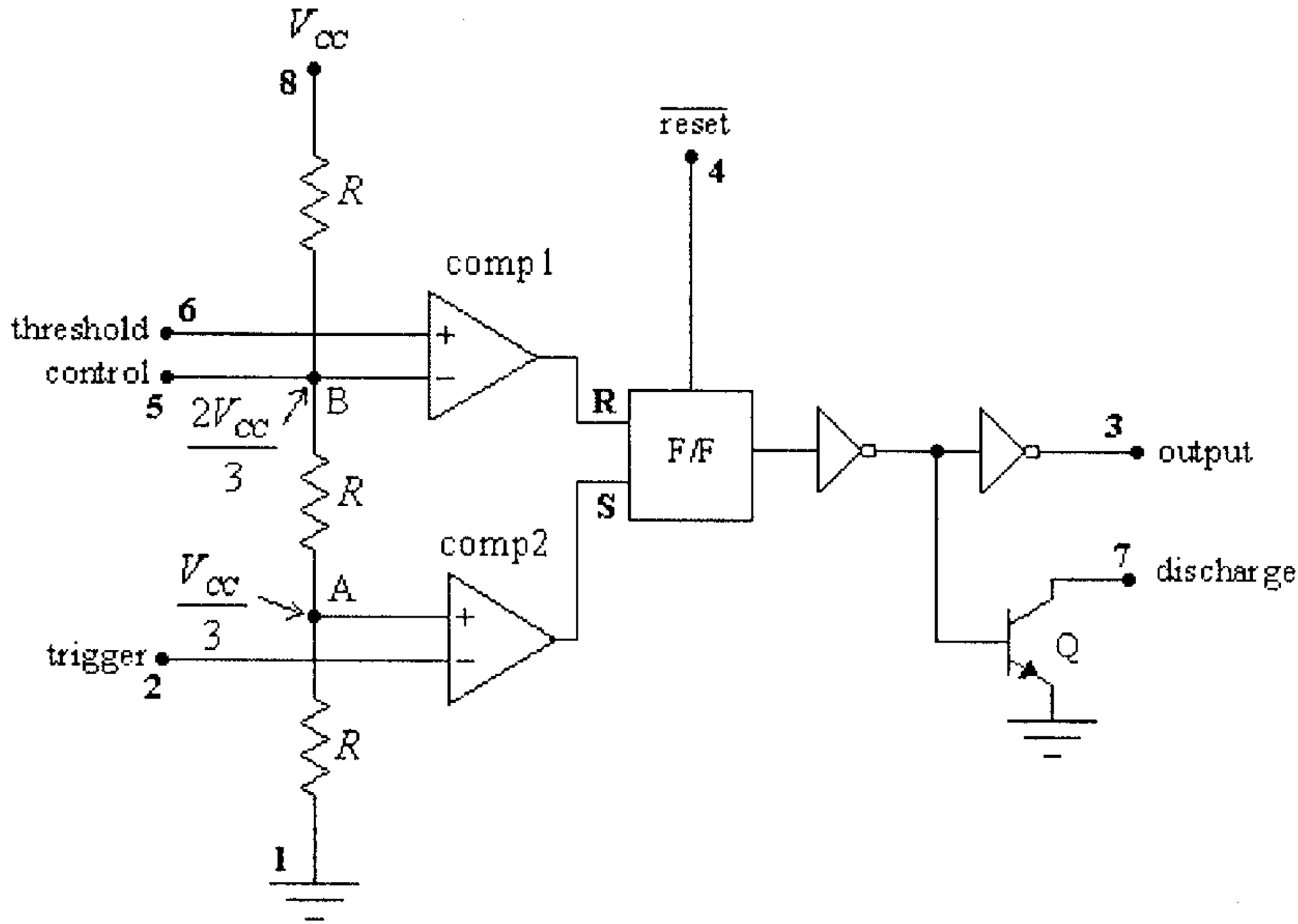
شكل (12)

ويمكنك الرجوع الى الوحدة السابعة من الجزء الأول من هذا الكتاب لدراسة هذه الدائرة.

ويمكن كذلك بناء بعض دوائر المذبذبات باستخدام الترانزيستور أحادي الوصلة المبرمج (Programmable Unijunction Transistor, PUT)، ويمكنك الرجوع الى الوحدة الثامنة من الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على ذلك.

## 10.7 الدارة المتكاملة 555

تُعتبر الدارة المتكاملة 555 من الدوائر واسعة الانتشار، حيث تُستخدم كثيراً في بناء دوائر إلكترونية مختلفة ومنها المذبذبات. الشكل التالي يبين التركيب الداخلي لهذه الدارة المتكاملة.



شكل (13)

لاحظ أن هذه الدارة تتكون من الأجزاء التالية:

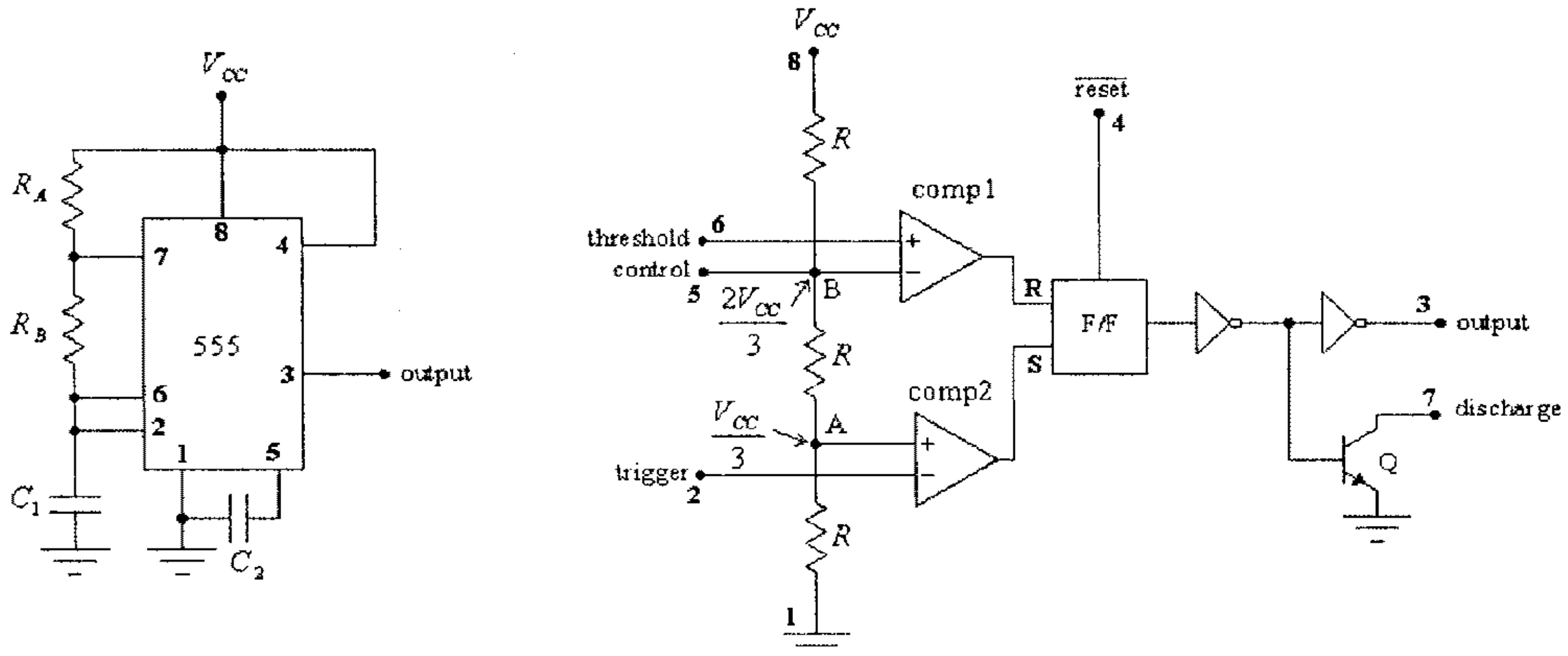
- مقسم الجهد (voltage divider) المكون من ثلاث مقاومات متساوية القيمة. لاحظ أن جهد النقطة A هو  $\frac{V_{cc}}{3}$  وجهد النقطة B هو  $\frac{2V_{cc}}{3}$ .
- المقارنان comp1 و comp2 ويستخدمان للتحكم بوضع النطاق (flip/flop)، أو إختصاراً F/F.
- النطاق (flip/flop) ويستخدم لتغيير جهد المخرج والتحكم بوضع الترانزستور Q.



- الترانزيستور  $Q$  ويُستخدم كمفتاح الكتروني.

ويمكن استخدام هذه الدائرة لعمل مولد نبضات (astable operation)

وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (14)

ومبدأ عمل هذه الدائرة كما يلي:

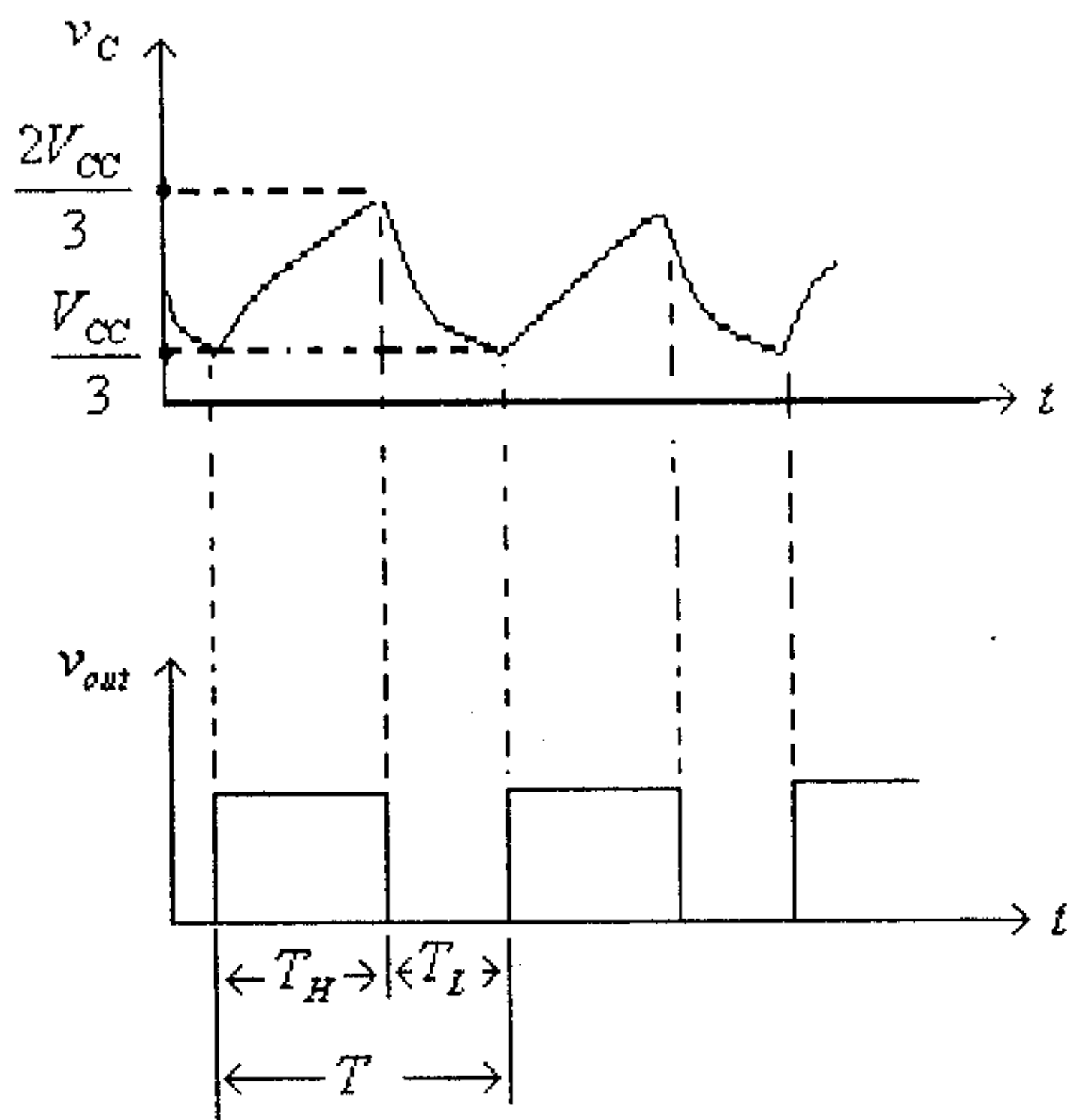
- في البداية يكون المكثف  $C_1$  مفرغاً وبالتالي فإن جهد كل من المدخل العاكس للمقارن الثاني والمدخل غير العاكس للمقارن الأول يساوي صفراً، لذا يكون مخرج المقارن الثاني مرتفعاً ومخرج المقارن الأول منخفضاً. وبسبب ذلك يكون النطاق بوضع (set) ومخرجه مرتفعاً، وعليه يكون جهد المخرج مرتفعاً والترانزيستور  $Q$  بوضع off.

- يبدأ شحن المكثف  $C_1$  من خلال المقاومتين  $R_A$  و  $R_B$ ، وعند وصول جهد المكثف  $C_1$  الى قيمة  $\frac{2V_{cc}}{3}$  يصبح مخرج المقارن الأول مرتفعاً ويصبح النطاق بوضع (reset)، أي يصبح مخرجه جهداً منخفضاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة منخفضاً والترانزيستور  $Q$  بوضع on.

- وبما أن الترانزيستور  $Q$  أصبح بوضع on، لذا يبدأ تفريغ المكثف  $C_1$  من خلال المقاومة  $R_B$  ويبدأ جهد المكثف بالتناقص.

- عند وصول جهد المكثف  $C_1$  الى قيمة  $\frac{V_{CC}}{3}$  يصبح مخرج المقارن الثاني مرتفعاً ويصبح النطاق بوضع (set) أي يصبح مخرجه جهداً مرتفعاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة مرتفعاً والترانزيستور  $Q$  بوضع off، ليبدأ شحن المكثف  $C_1$  مرةً أخرى من خلال المقاومتين  $R_A$  و  $R_B$  ويستمر عمل الدائرة بنفس الطريقة.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المخرجة للدائرة وفولطية المكثف  $C_1$ .



شكل (15)

لاحظ في هذا الشكل أن الزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة

مرتفعةً ( $T_H$ ) هو الزمن الذي يتم فيه شحن المكثف  $C_1$  من القيمة  $\frac{V_{CC}}{3}$  الى

القيمة  $\frac{2V_{CC}}{3}$ ، وذلك من خلال المقاومتين  $R_A$  و  $R_B$ ، وعليه فإن:

$$T_H = 0.7(R_A + R_B).C_1$$

والزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة منخفضةً ( $T_H$ ) هو الزمن الذي يتم فيه تفريغ المكثف  $C_1$  من القيمة  $\frac{2V_{CC}}{3}$  الى القيمة  $\frac{V_{CC}}{3}$  ، وذلك من خلال المقاومة  $R_B$  ، وعليه فإن:

$$T_L = 0.7R_B.C_1$$

أي أن الزمن الدوري لموجة الفولطية المخرجة للدائرة هو:

$$T = T_H + T_L = 0.7(R_A + R_B).C_1 + 0.7R_B.C_1 = 0.7(R_A + 2R_B).C_1$$

وتردد الفولطية المخرجة للدائرة هو:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7(R_A + 2R_B).C_1} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B).C_1}$$

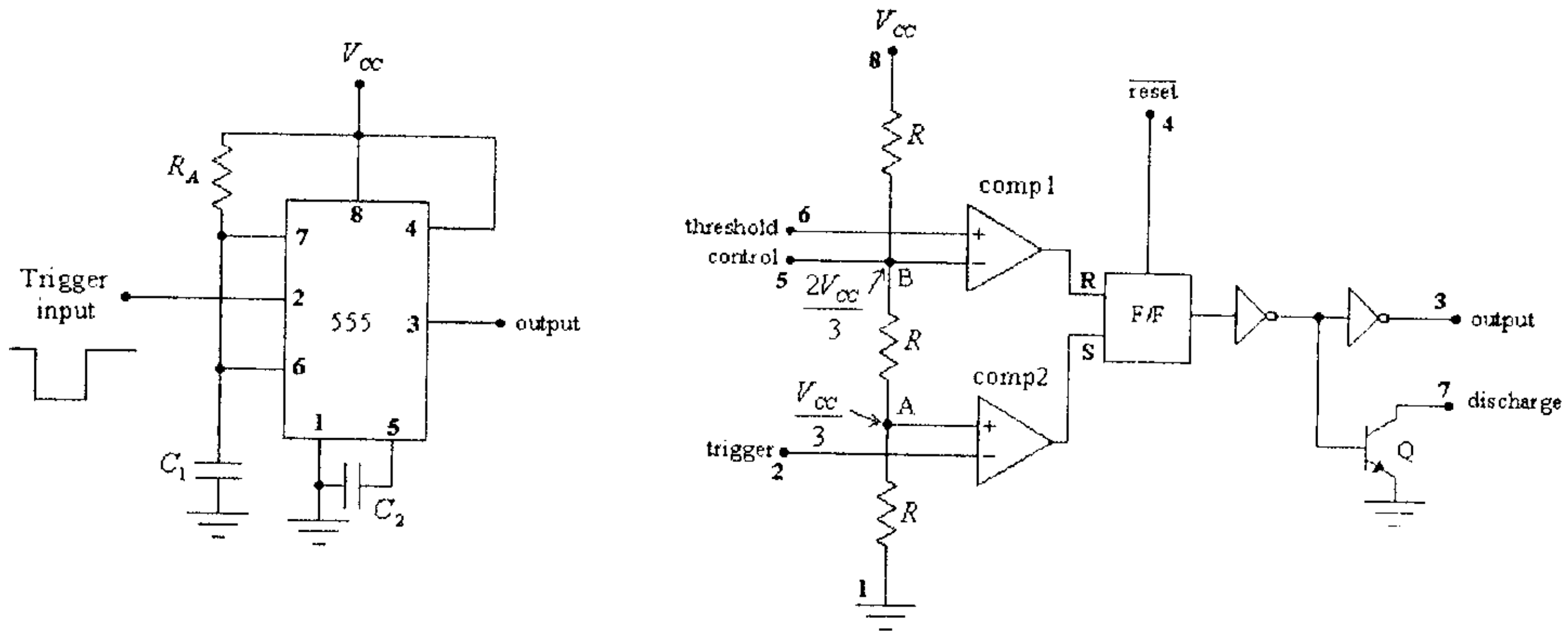
ملاحظات على عمل هذه الدائرة:

- تلاحظ مما سبق أن تردد الفولطية المخرجة للدائرة لا يعتمد على فولطية التغذية  $V_{CC}$  ، وهذا يعني عدم تغير تردد الفولطية المخرجة للدائرة عند تغير فولطية التغذية.

- الطرف الرابع للدارة 555 موصول مع فولطية التغذية  $V_{CC}$  ، وذلك حتى لا يبقى النطاق بوضع (reset).

- المكثف  $C_2$  يؤمن إستقرارية عمل الدائرة، وعادة قيمته تكون بحدود  $.10nF$ .

ويمكن إستخدام هذه الدائرة لعمل مولد لنبضة واحدة ( one-shot monostable operation ) وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



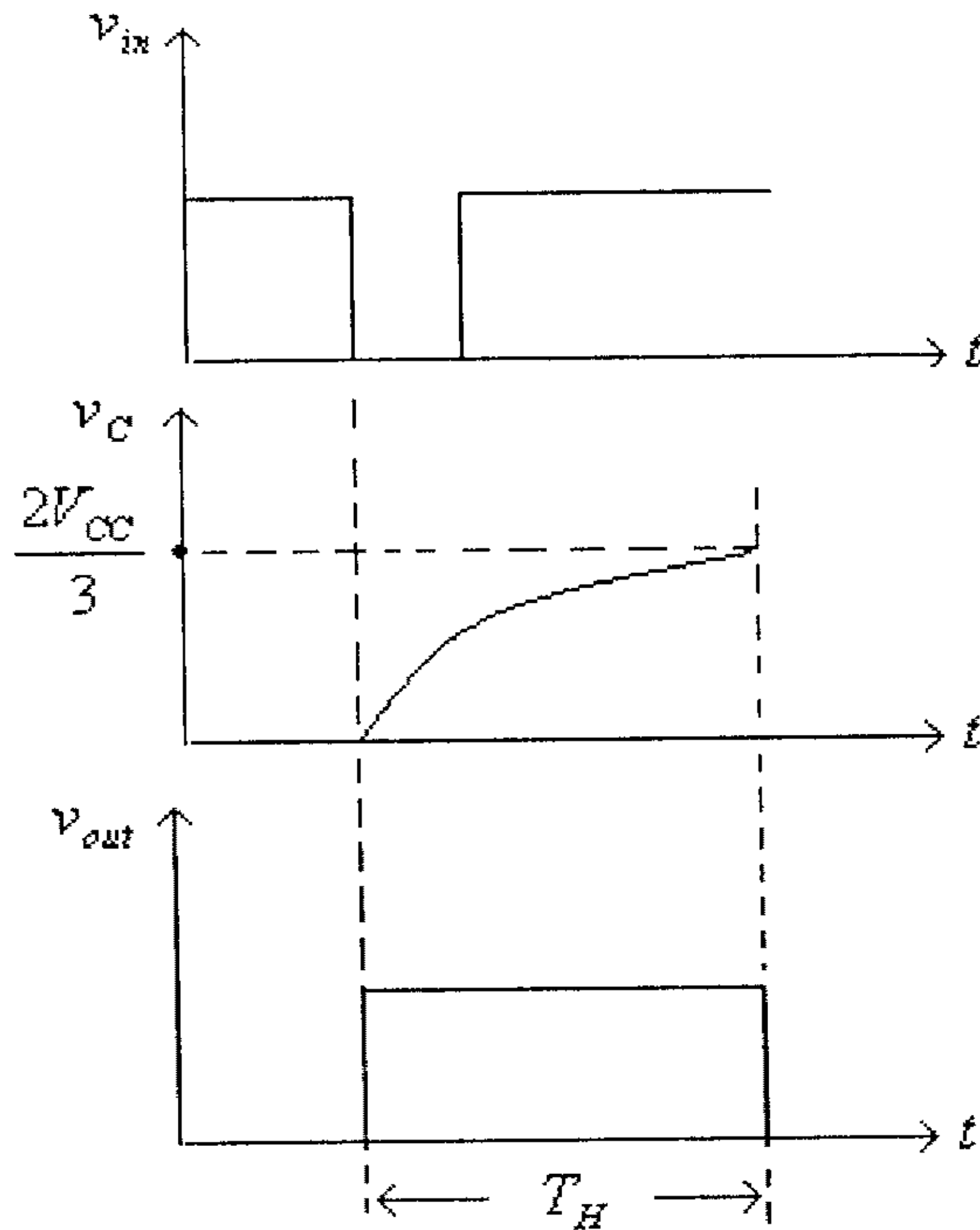
شكل (16)

ومبدأ عمل هذه الدائرة كما يلي:

- في البداية يكون المكثف  $C_1$  مفرغاً وبالتالي فإن جهد المدخل غير العاكس للمقارن الأول يساوي صفراً، لذا يكون مخرج المقارن الأول منخفضاً، وبسبب ذلك يكون النطاظ بوضع (reset) ومخرجه منخفضاً، وعليه يكون جهد المخرج منخفضاً والترانزيستور  $Q$  بوضع on.
- وعند إعطاء نبضة سالبة للمدخل (trigger input) من الدارة المتكاملة، أي عند إعطاء نبضة سالبة للمدخل العاكس للمقارن الثاني يصبح مخرج هذا المقارن مرتفعاً ويصبح النطاظ بوضع (set)، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة مرتفعاً والترانزيستور  $Q$  بوضع off.
- وبما أن الترانزيستور  $Q$  أصبح بوضع off، لذا يبدأ شحن المكثف  $C_1$  من خلال المقاومة  $R_A$ ، وعند وصول جهد المكثف  $C_1$  الى قيمة  $\frac{2V_{cc}}{3}$  يصبح مخرج المقارن الأول مرتفعاً ويصبح النطاظ بوضع (reset) أي يصبح مخرجه جهداً منخفضاً، وبالتالي يصبح مخرج الدائرة منخفضاً

والترانزيستور  $Q$  بوضع on. وتبقى الدائرة بهذا الوضع لحين وصول نبضة أخرى الى المدخل (trigger input) من الدارة المتكاملة.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطيتين المدخلية والمخرجة للدائرة وكذلك فولطية المكثف  $C_1$ .



شكل (17)

لاحظ في هذا الشكل أن الزمن الذي تكون فيه فولطية مخرج الدائرة

مرتفعةً ( $T_H$ ) هو الزمن الذي يتم فيه شحن المكثف  $C_1$  الى القيمة  $\frac{2V_{cc}}{3}$  ،

وذلك من خلال المقاومة  $R_A$  ، وعليه فإن:

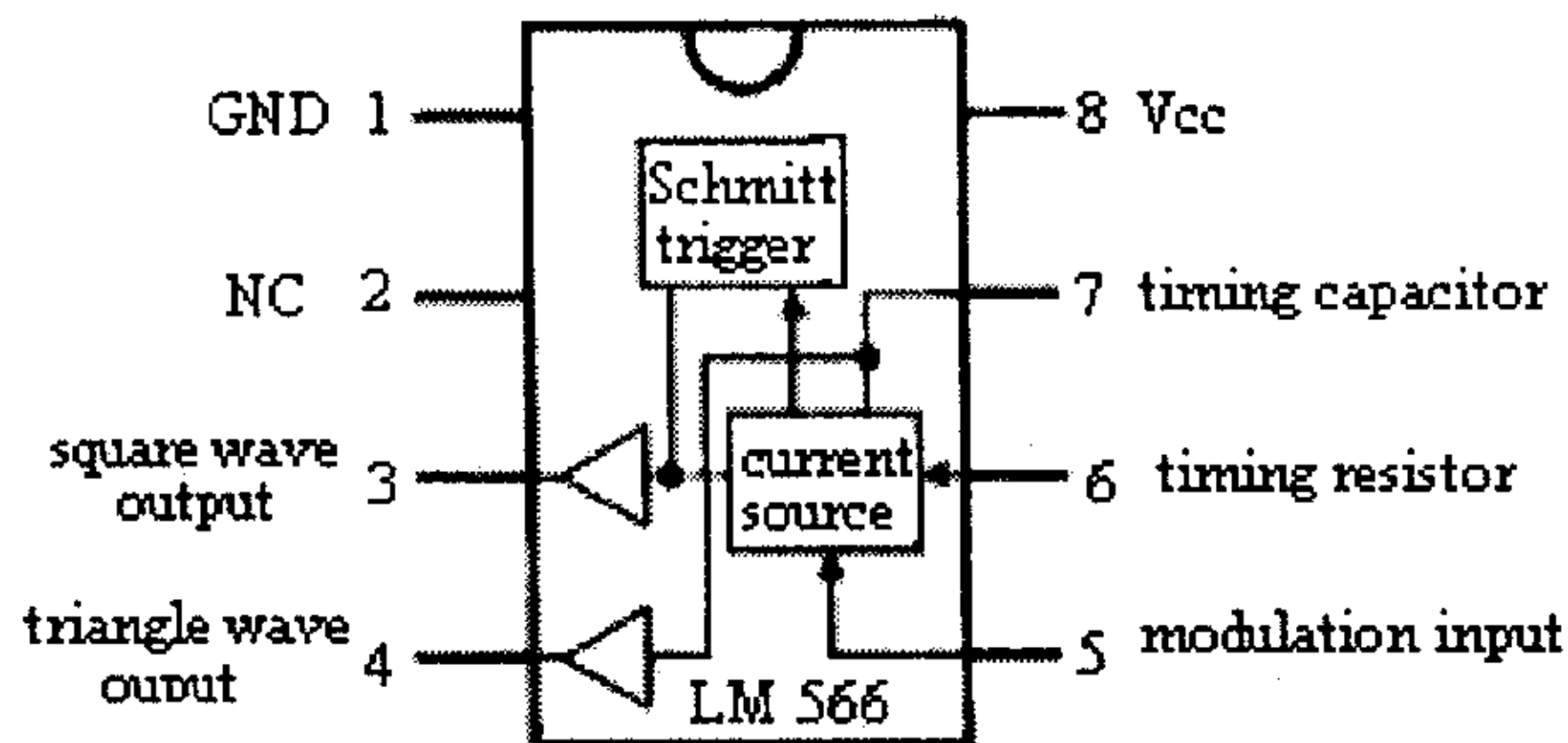
$$T_H = 1.1R_A.C_1$$

## 10.8 المذبذب المحكوم بفولطية (Voltage-controlled Oscillator)

المذبذب المحكوم بفولطية (voltage-controlled oscillator)، أو اختصاراً VCO، يُستخدم لإنتاج موجة فولطية مربعة (square-wave voltage) أو موجة فولطية مثلثية (triangular-wave voltage) يتم التحكم بترددتها بواسطة فولطية تحكم. يمكن استخدام هذا النوع من المذبذبات في تطبيقات مختلفة مثل توليد موجات فولطية مربعة أو مثلثية بتردد معين، توليد نغمات بتردد معين (tone generation)، دوائر تضمين التردد (frequency modulation) وغيرها.

الشكل العام وأطراف المذبذب LM566، المحكوم بفولطية، مبين في

الشكل التالي.



شكل (18)

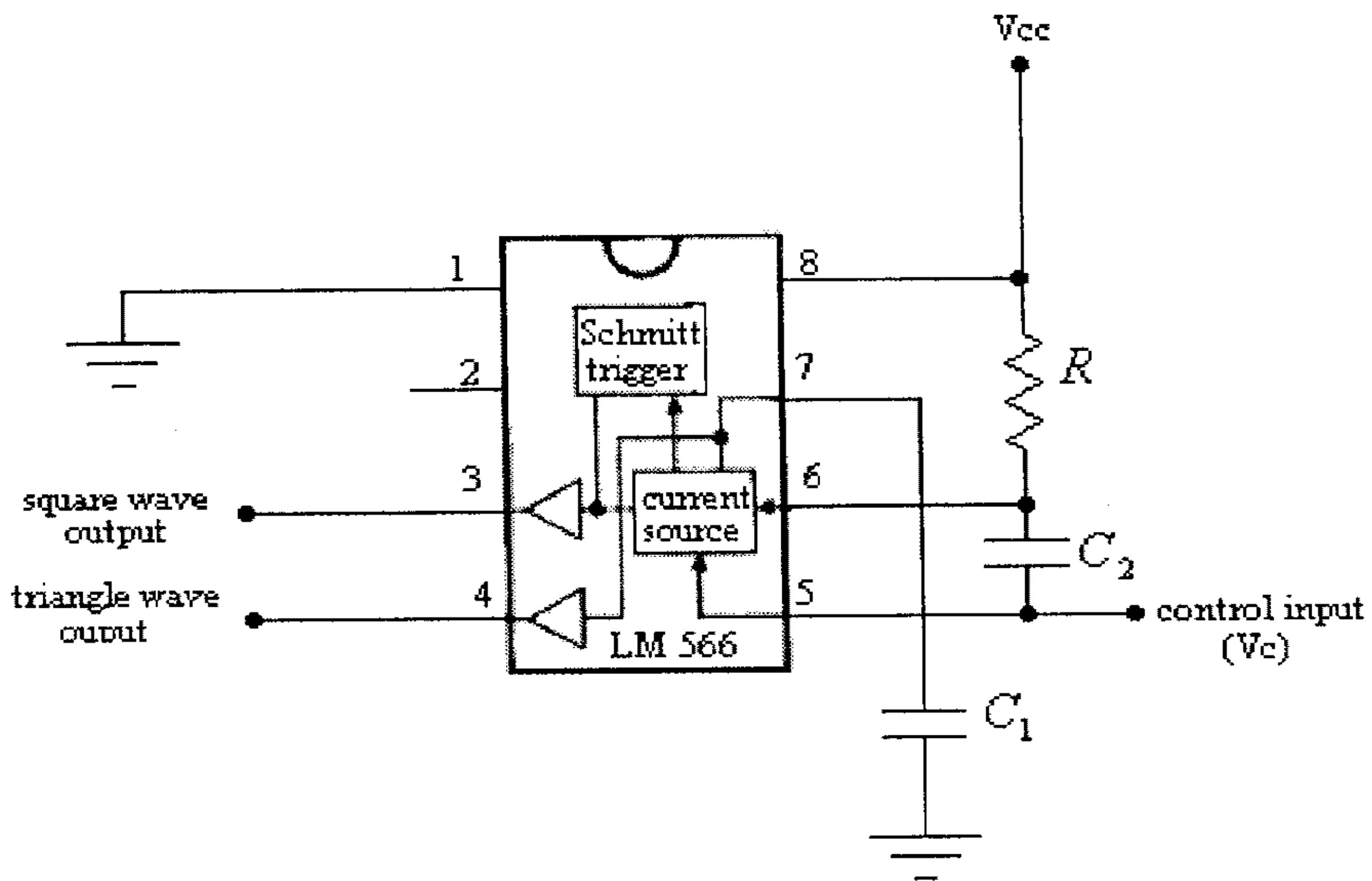
لاحظ في هذا الشكل أن طرفي التغذية لهذه الدائرة هي الطرفان 8 و 1، وهما  $V_{CC}$  و  $GND$ ، على التوالي. ومخرجا هذه الدائرة هما الطرفان 3 و 4، وهما مخرج الموجة المربعة (square-wave output) و مخرج الموجة المثلثية (triangle-wave output)، على التوالي.

أما الطرفان 6 و 7 فيوصل معهما المقاومة والمكثف اللذان يحددان التردد الذاتي للدائرة (free-running frequency).

ومن خلال فولتية التحكم (الطرف رقم 5) يتم تغيير تردد الموجة المخرجة.

لاحظ في هذه الدائرة أن الطرف 2 غير موصول مع الدائرة، لذا يشار إليه (NC) وهي إختصاراً لـ (not connected).

الشكل التالي يبين كيفية توصيل هذه الدائرة مع العناصر الخارجية الأخرى.



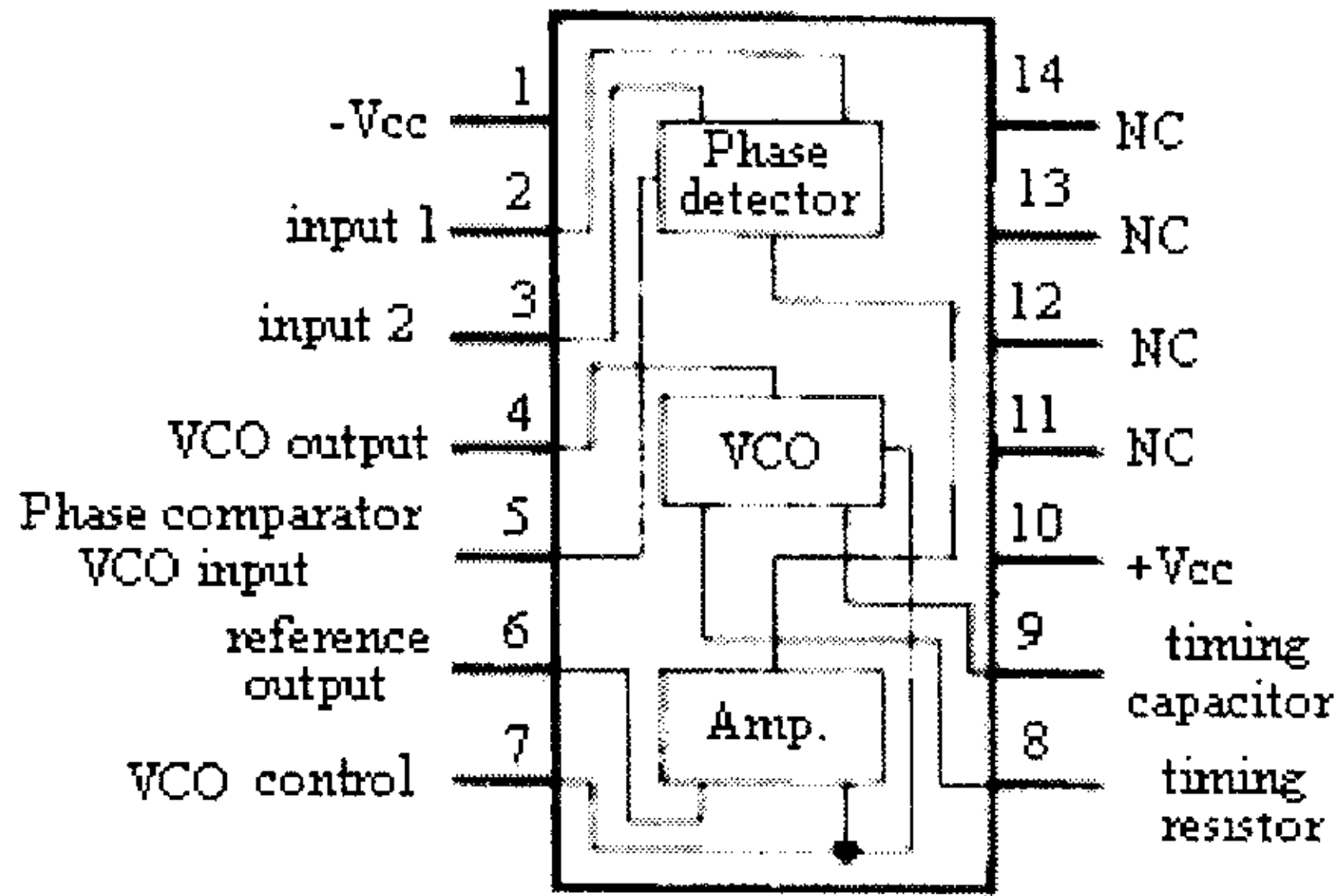
شكل (19)

والمعادلة التي تحدد تردد الفولتية المخرجة للدائرة هي:

$$f = \frac{2(V_{cc} - V_c)}{R \cdot C_1 \cdot V_{cc}}$$

## 10.9 دوائر مسك الطور (Phase-locked Loops, PLL)

الشكل التالي يبين الدارة المتكاملة 565 والتي تعتبر من أكثر دوائر مسك الطور إنتشاراً. لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من:



شكل (20)

- كاشف الطور (phase detector) والذي فولطيته المخرجة تتناسب طردياً مع فرق الطور بين إشارتين مدخليتين input 1 و input 2.
- المذبذب المحكوم بفولطية (voltage controlled oscillator)، أو إختصاراً VCO، والذي ينتج موجة فولطية يتم التحكم بترددتها بفولطية تحكم.
- مضخم فولطية ويقوم بتضخيم الفولطية المخرجة لكاشف الطور وتغذيتها للمذبذب VCO.

لاحظ من الشكل السابق أن أطراف هذه الدارة هي كما يلي:

- الطرفين 1 و 10 هما طرفا التغذية لهذه الدائرة.
- الطرفين 2 و 3 هما مدخلا كاشف الطور.

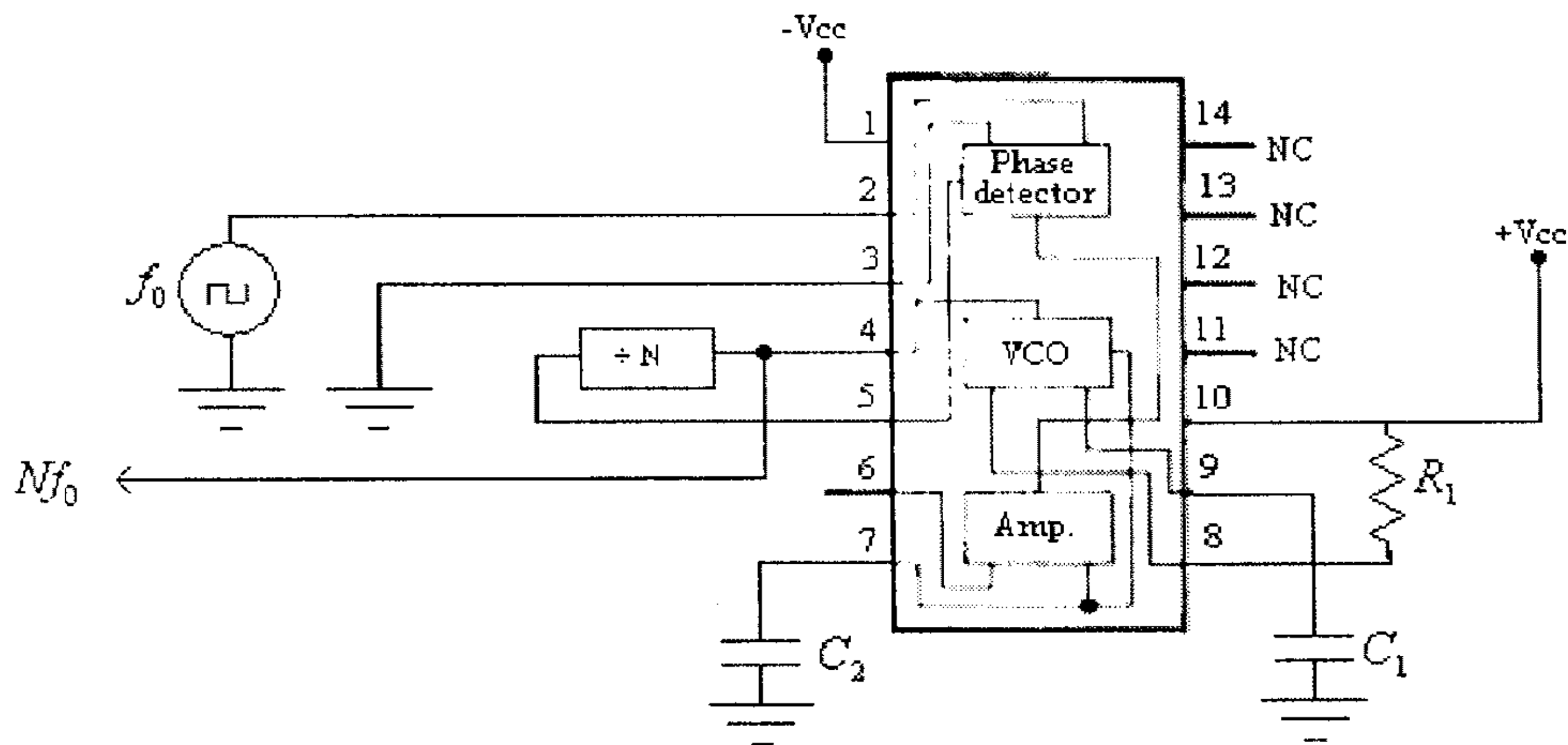


- الطرف 4 هو مخرج المذبذب VCO.
- الطرف 5 هو مدخل كاشف الطور الخارج من المذبذب VCO.
- الطرف 6 هو مخرج مضخم الفولطية.
- الطرف 7 هو مدخل التحكم للـ VCO.
- الطرفان 8 و 9 هما الطرفان اللذين يوصل معهما المكثف والمقاومة اللذين يحددان التردد الذاتي (free-running frequency) للـ VCO.

الأطراف 11، 12، 13 و 14 أطرافاً غير موصولة مع الدائرة، لذا يشار إليها (NC) وهي إختصاراً لـ (not connected).

لدائرة مسك الطور تطبيقات عديدة سنتطرق الى إثنين منها:

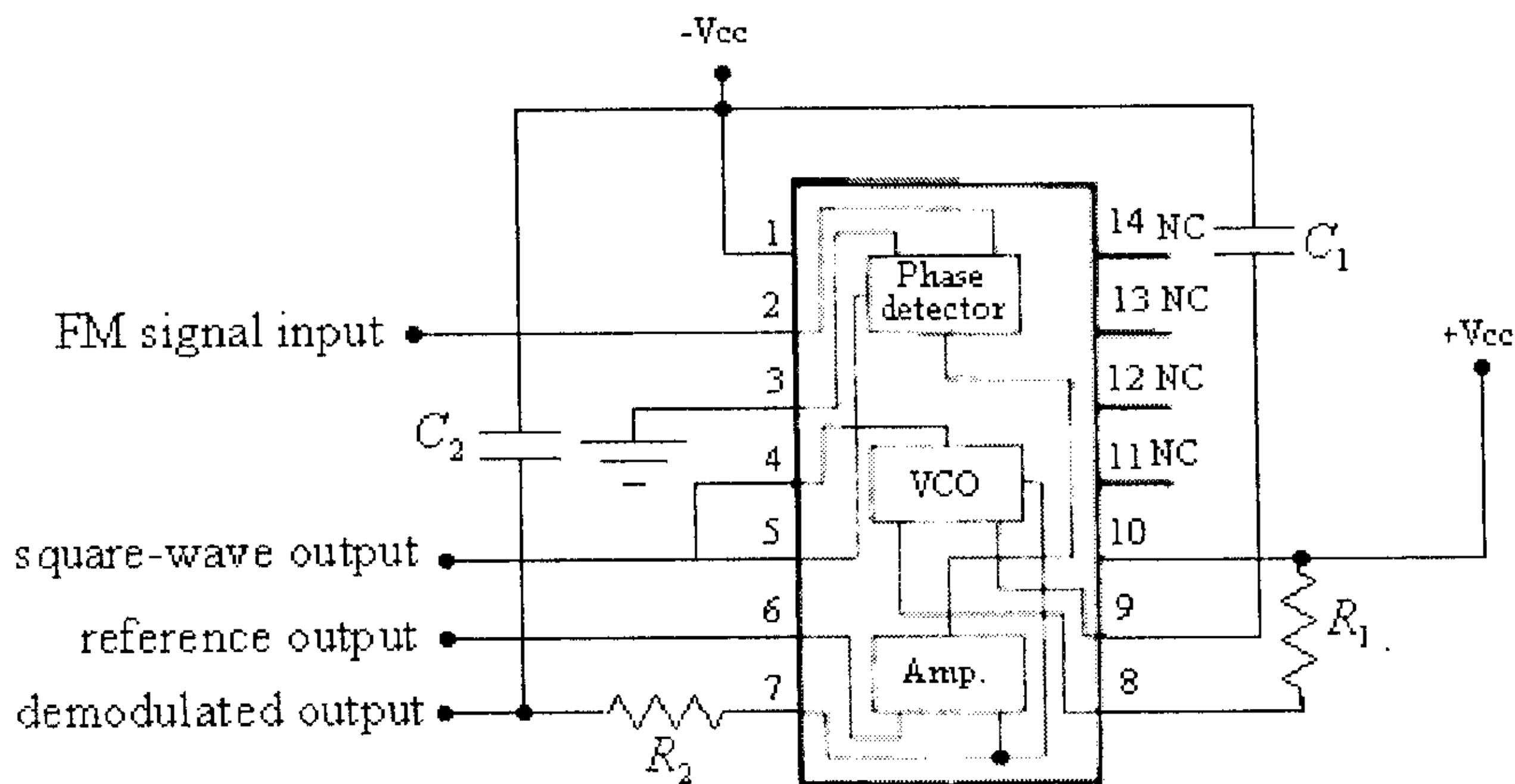
- توليد موجات بترددات مساوية لمضاعفات تردد موجة مدخلية، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (21)

لاحظ في هذه الدائرة أن تردد مخرج الـ VCO هو  $Nf_0$  ويتم تقسيمه بواسطة المقسم (divider) والذي يرمز له بالرمز  $(\div N)$  الى تردد  $f_0$ ، حيث يتم تغذية هذا التردد والتردد المدخلي الى كاشف الطور الذي يقوم بدوره بتعديل تردد الـ VCO ليصبح تردد مخرجه مطابقاً لـ  $Nf_0$ .

- حل تضمين التردد (frequency demodulation)، وذلك كما في الشكل التالي.

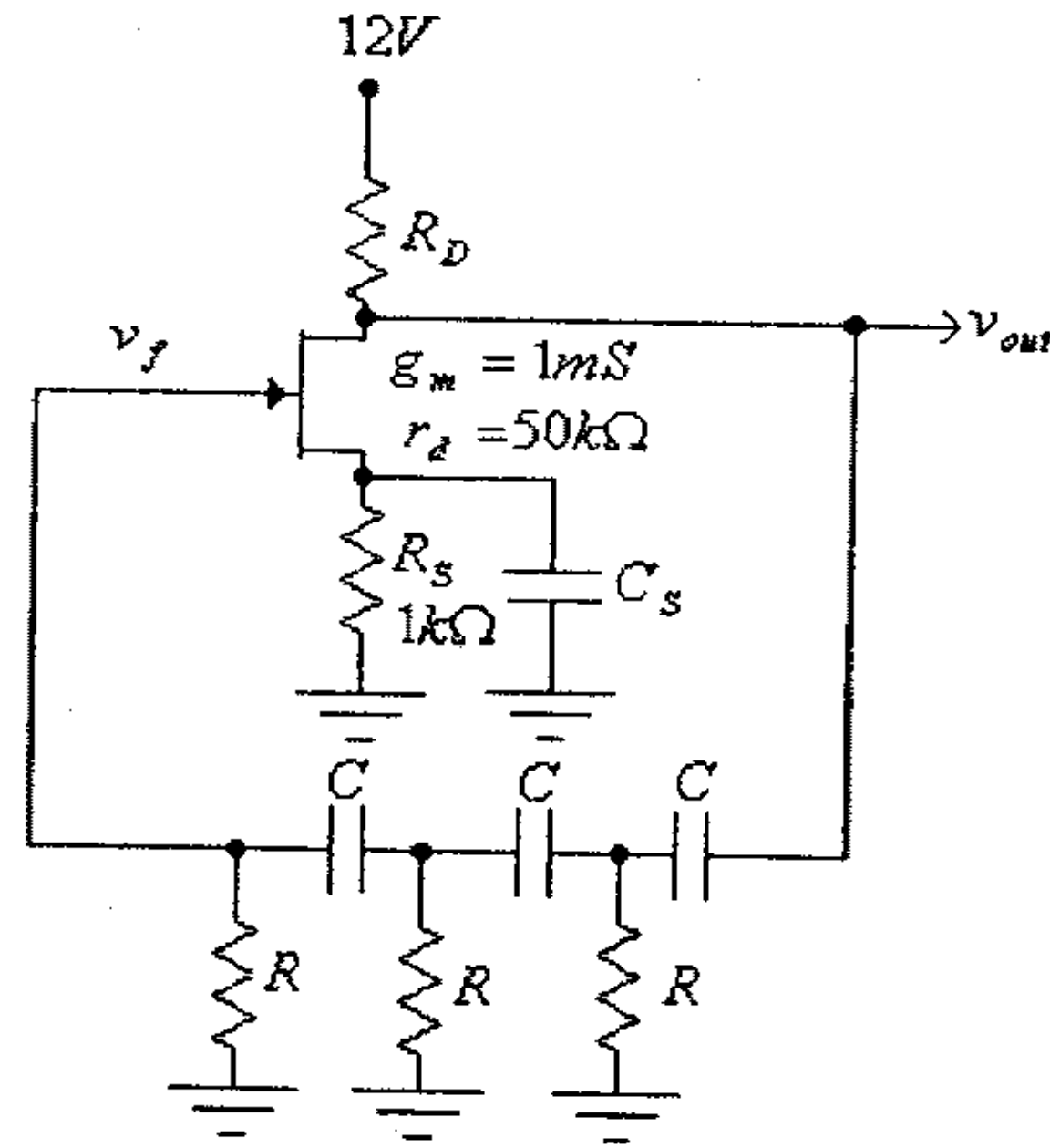


شكل (22)

في هذه الدائرة المكثف  $C_1$  والمقاومة  $R_1$  تحددان التردد الذاتي (free-running frequency) للـ VCO، أما المكثف  $C_2$  فيشكل مع المقاومة  $R_2$  دائرة مرشح للترددات المنخفضة.

## 10.10 تمارين

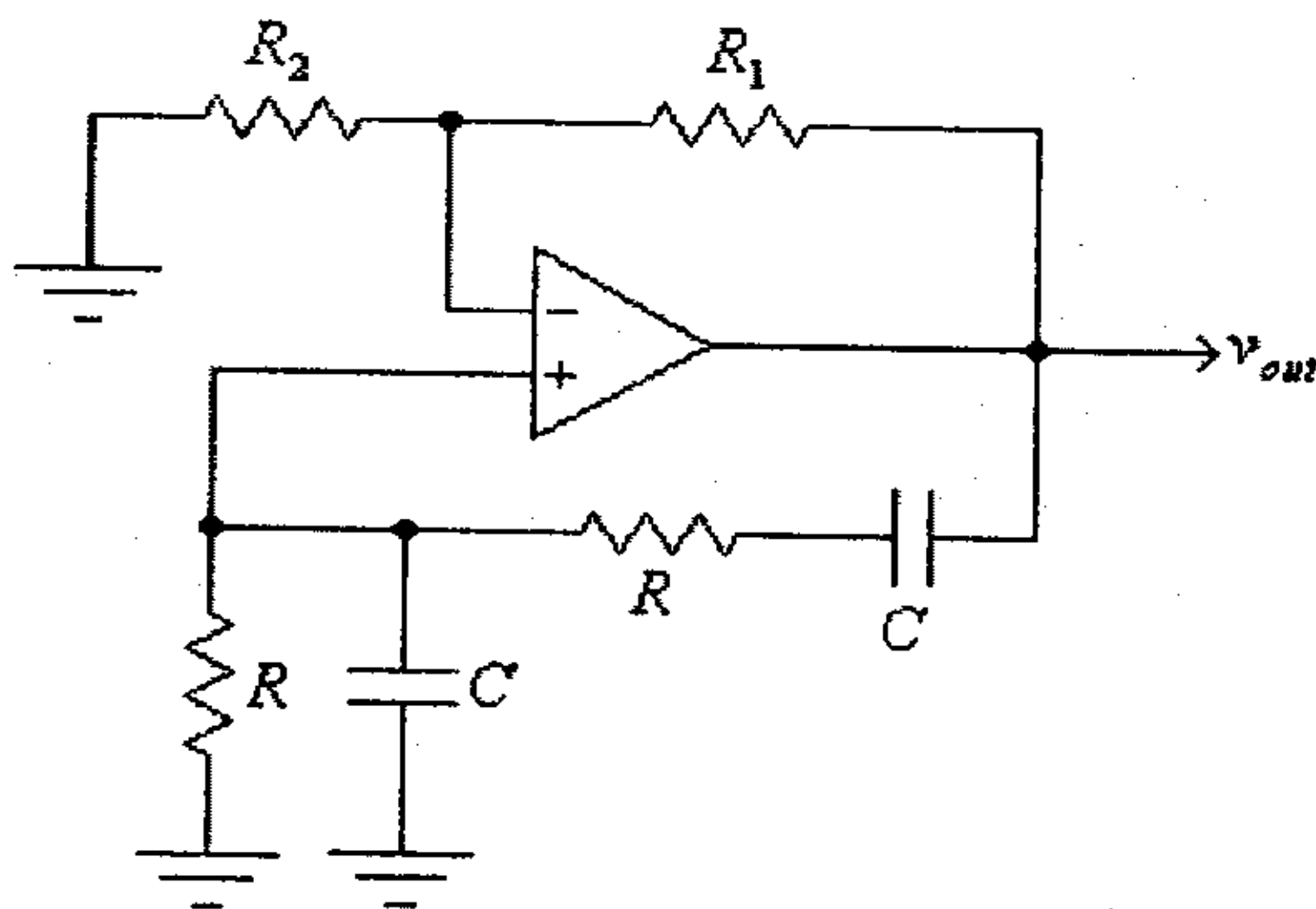
(1) الشكل التالي يبين مذبذب إزاحة الطور باستخدام ترانزيستور تأثير المجال الوصلي، لهذه الدائرة:



شكل (23)

(أ) أوجد قيمة مقاومة المصرف  $R_D$  اللازمة لعمل هذا المذبذب.  
 (ب) إذا علمت أن  $R = 2.2k\Omega$  وأن  $C = 4nF$ ، أوجد قيمة تردد الذبذبة المخرجة.

(2) الشكل التالي يبين مذبذب قنطرة Wien

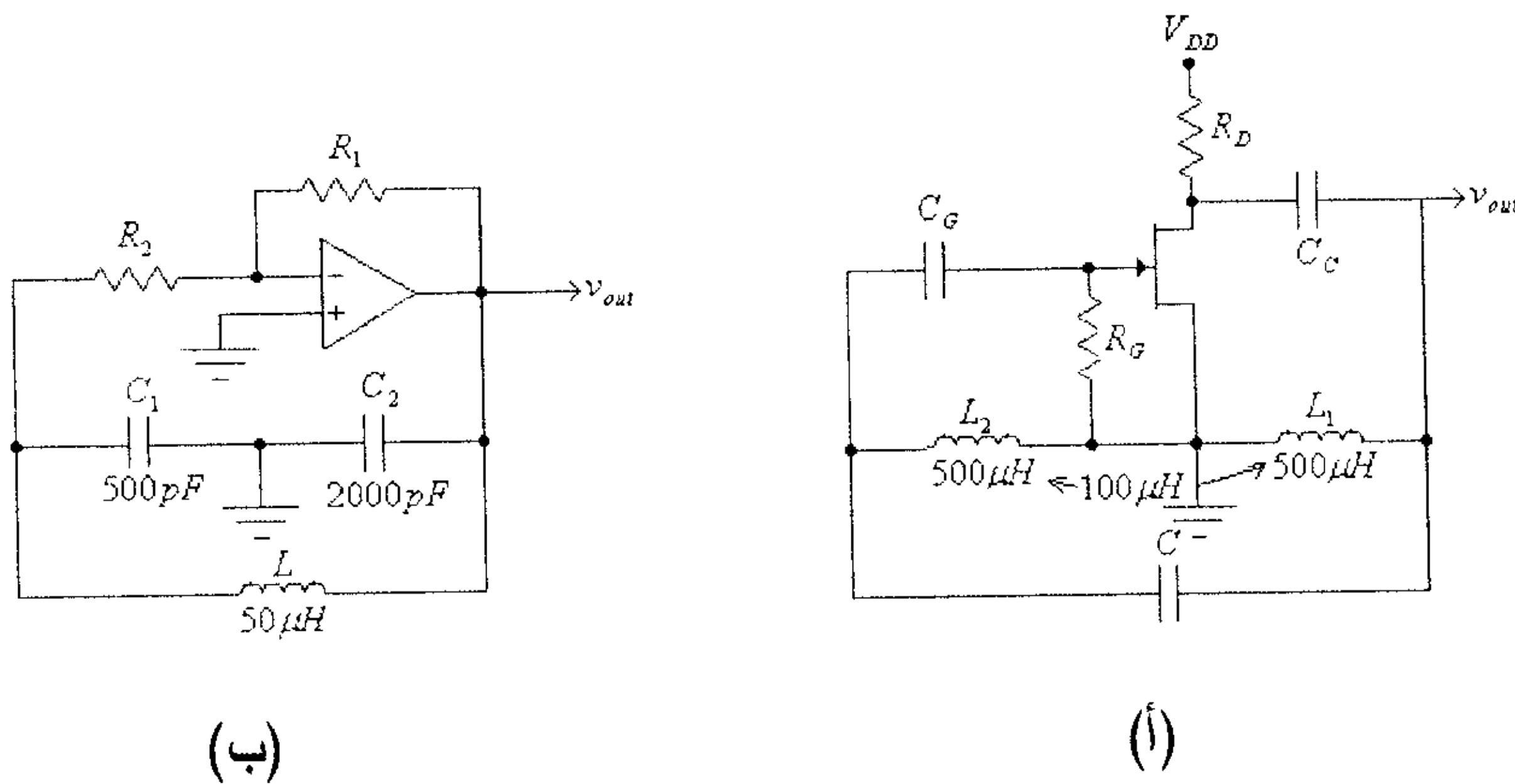


شكل (24)

(أ) إذا علمت أن  $R_1 = 10k\Omega$ ، أوجد قيمة المقاومة  $R_2$  اللازمة لعمل هذا المذبذب.

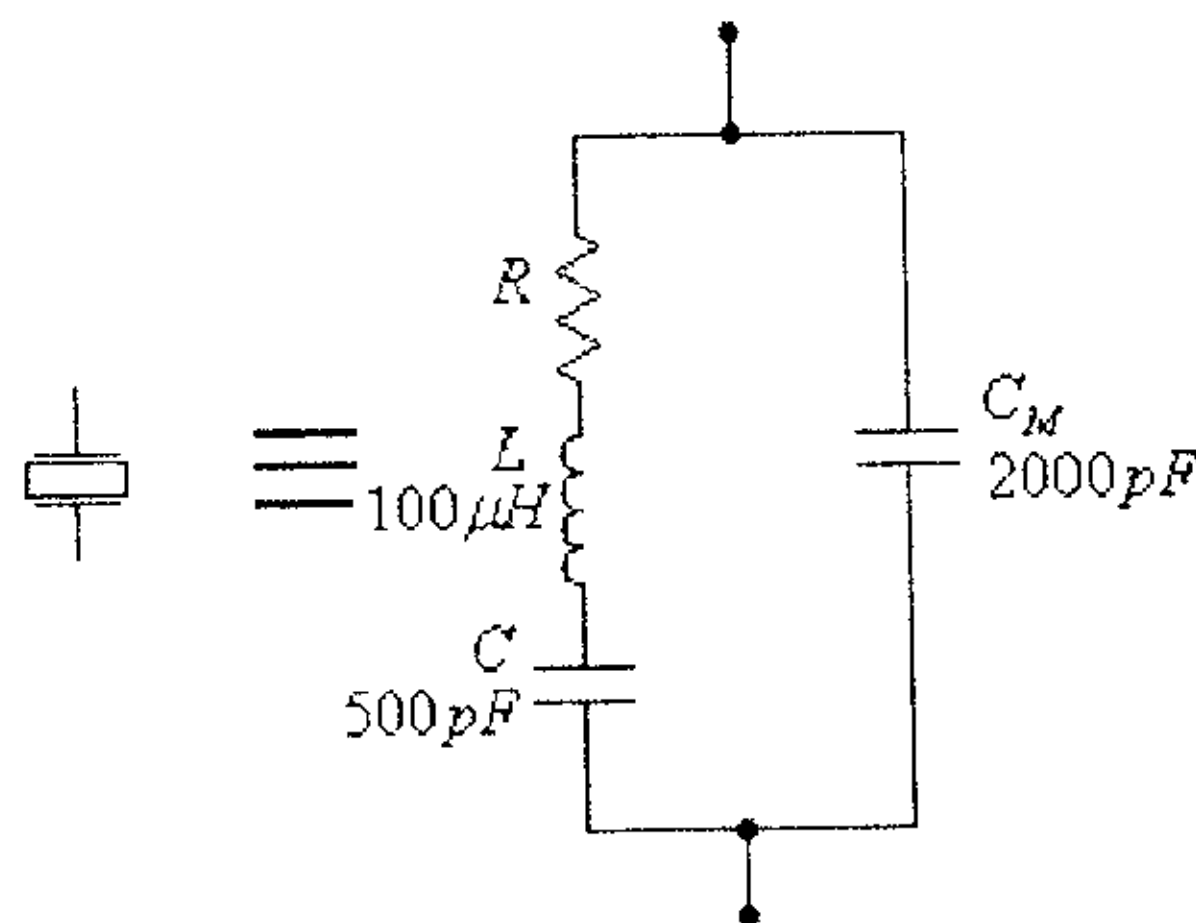
(ب) إذا علمت أن  $C = 5nF$ ، أوجد قيمة المقاومة  $R$  اللازمة ليكون تردد الإشارة المخرجة لهذا المذبذب مساوياً لـ  $10kHz$ .

(3) ما هو تردد الإشارة المخرجة في كل من المذبذبات المبينة في الشكل التالي.



شكل (25)

(4) الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة لبلورة الكوارتز، أوجد قيمة كل من ترددي الرنين المنخفض والمرتفع لهذه البلورة.

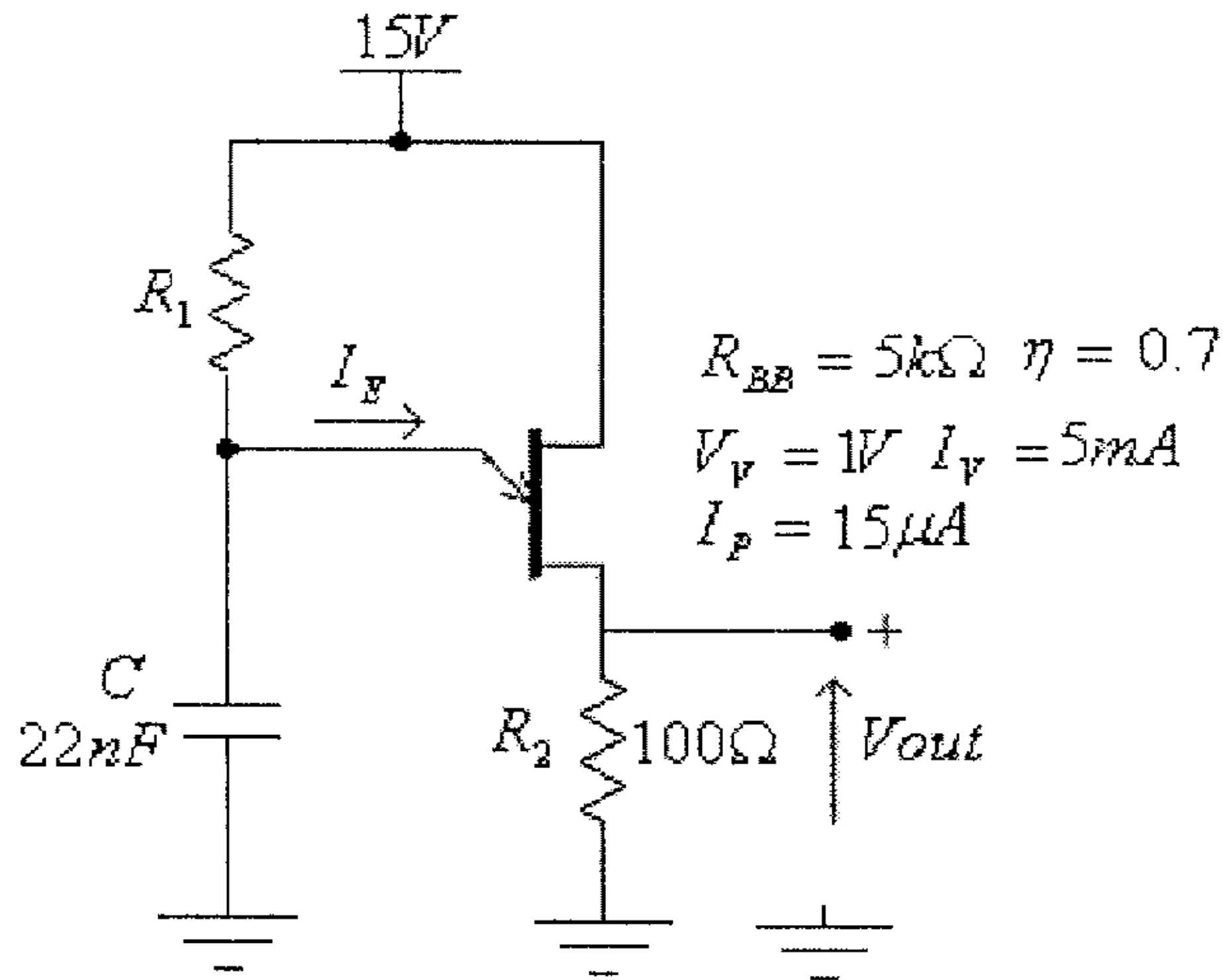


شكل (26)

(5) للدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـ UJT المبينة، أوجد:

- قيمة المقاومة  $R_1$  المناسبة لعمل هذه الدائرة.

- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجة للدائرة (عند قيمة  $R_1$  التي يتم إختيارها).

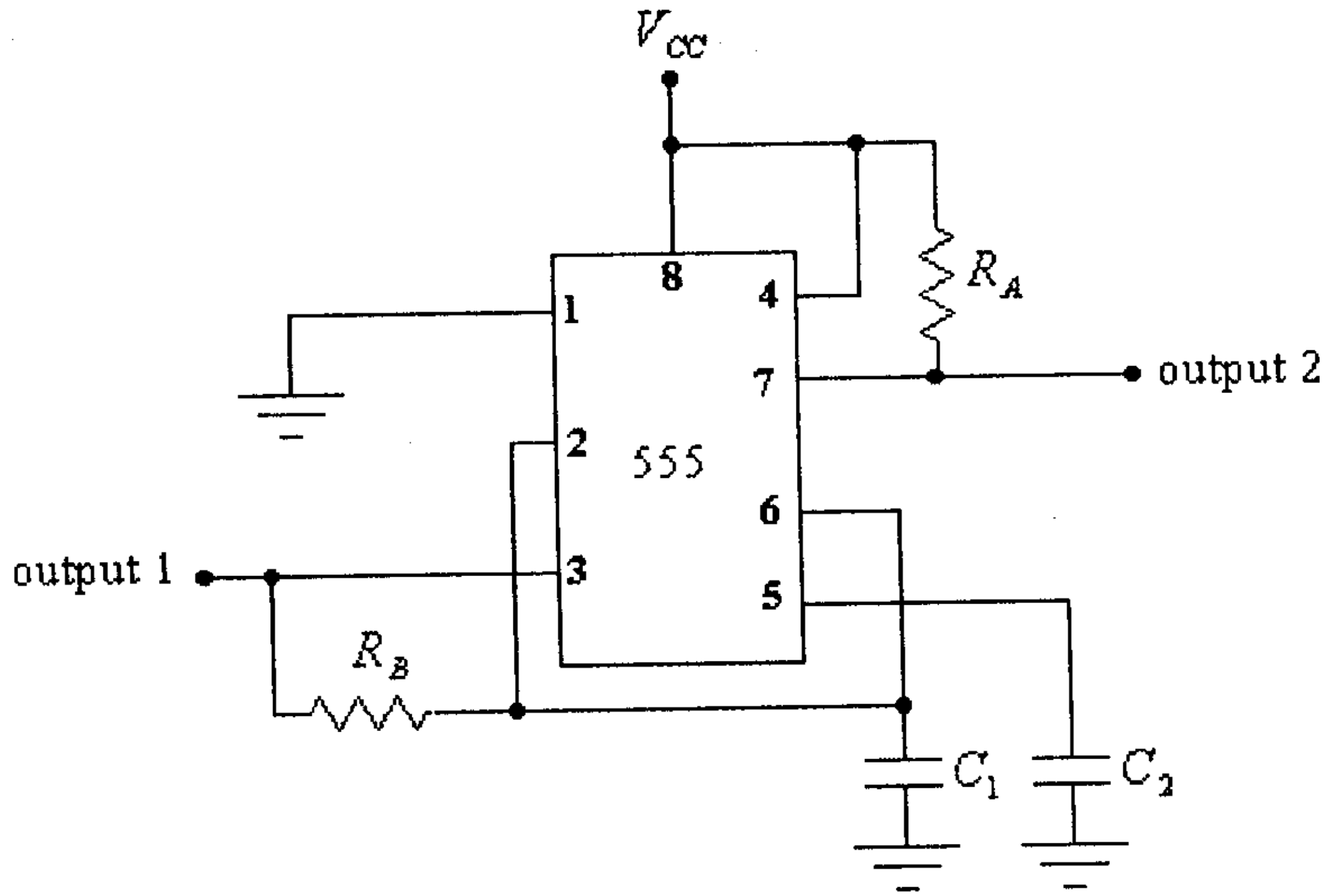


شكل (27)

(6) صمم دائرة مولد نبضات مربعة باستخدام الدارة 555 بحيث يكون تردد الموجة المخرجة مساوياً  $10kHz$ ، ما قيمة كل من الزمن الدوري  $T$  و الزمنين  $T_L$  و  $T_H$  لهذه الدائرة.

(7) صمم دائرة لتوليد نبضة بعرض  $100\mu s$ . عند وجود نبضة مدخلية بعرض  $10\mu s$ ، استخدم الدارة 555 في تصميمك.

(8) الشكل التالي يبين كيفية استخدام الدارة المتكاملة 555 لعمل مولد نبضات (astable operation)، لهذه الدائرة ارسم موجتي الفولطيتين المخرجيتين  $output1$  و  $output2$ ، ماهو تردد كل من هاتين الفولطيتين.



شكل (28)

# الوحدة الحادية عشرة

بعض الدوائر

الإلكترونية الأخرى





## الوحدة الحادية عشرة

### بعض الدوائر الالكترونية الأخرى

#### 11.1 مدخل

تناولنا في الوحدات السابقة عدداً من الدوائر الالكترونية التي تم بناؤها باستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية وترانزيستورات تأثير المجال مثل دوائر التضخيم (amplifiers) ودوائر المذبذبات (oscillators).

كما تناولنا كذلك بعض الدوائر الالكترونية التي تم بناؤها باستخدام مضخمات العمليات (operational amplifiers) مثل دوائر المضخم العاكس (inverting amplifier) والمضخم غير العاكس (non-inverting amplifier) والمضخم الجامع (summing amplifier) ودوائر المُكامل (integrator) والمُفاضل (differentiator) وغيرها.

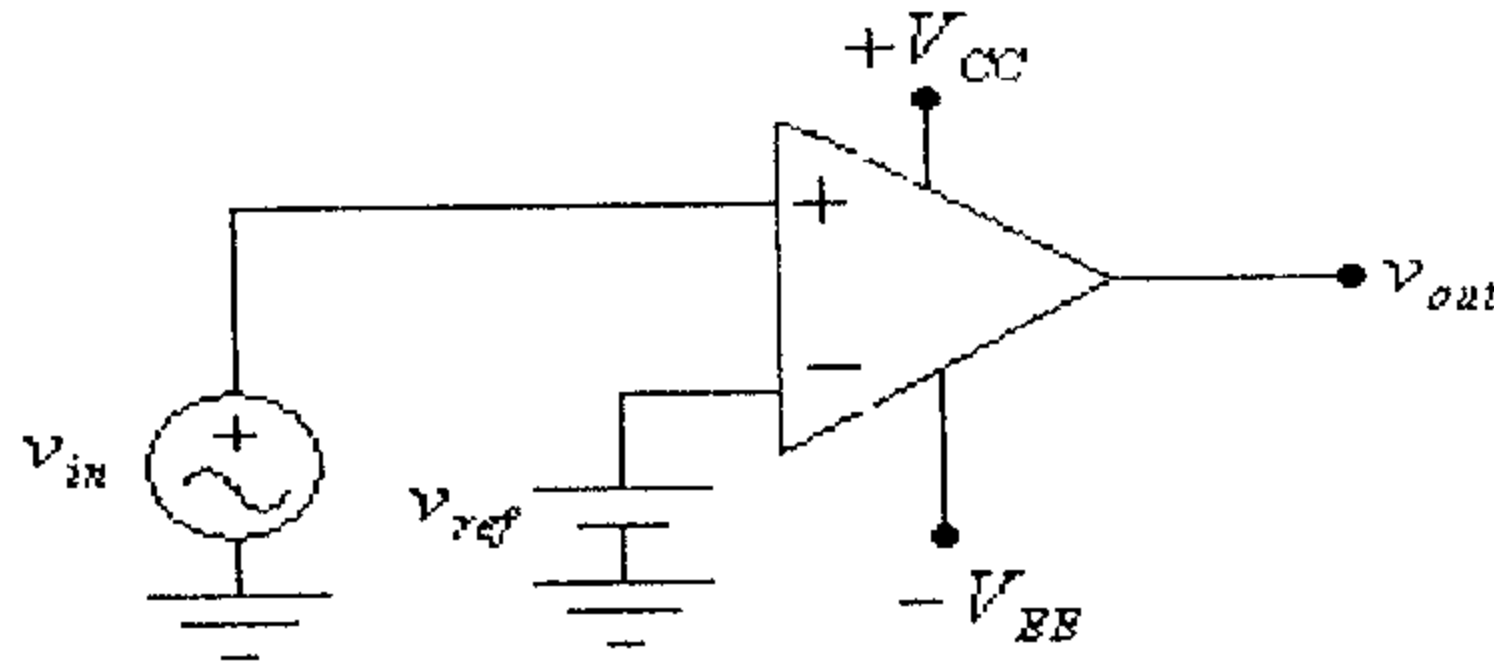
ولإستكمال موضوع هذا الكتاب فإننا سنتناول في هذه الوحدة بعضاً من الدوائر الالكترونية الأخرى ذات التطبيقات المختلفة والتي تصنع بشكل دارات متكاملة.

ففي هذه الوحدة سنتناول دوائر المقارنة (comparator circuits) والتي تُستخدم لمقارنة إشارتين مع بعضهما أو مقارنة إشارة واحدة مع إشارة مرجعية. كما سنتناول كذلك محولات الإشارات التشابيهية الى إشارات رقمية (analog to digital converters) أو إختصاراً (A/D converters) ومحولات الإشارات الرقمية الى إشارات تشابيهية (digital to analog converters) أو إختصاراً (D/A converters) والتي يعتبر فهم مبدأ عملها ضرورياً عند معالجة الإشارات التشابيهية باستخدام المعالجات الصغيرة (microprocessors).

## 11.2 المُقارن (Comparator)

بيناً في الوحدة السابعة من هذا الكتاب كيفية إستخدام مضخم العمليات لبناء دوائر الكترونية مختلفة لمقارنة إشارتين مدخليتين أو لمقارنة إشارة مدخلية مع إشارة مرجعية أو لمقارنة إشارة مدخلية مع الصفر.

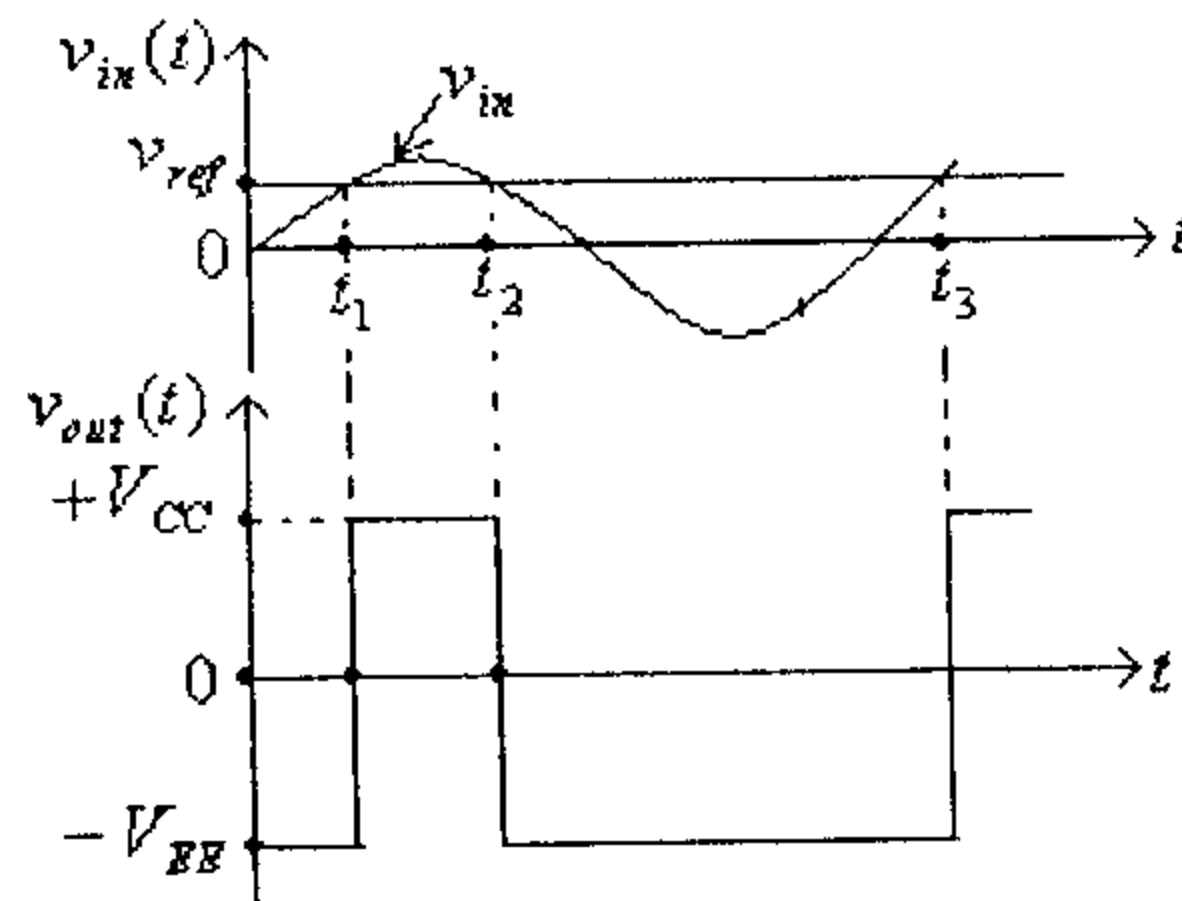
الشكل التالي، مثلاً، يبين دائرة يُستخدم فيها مضخم العمليات لمقارنة إشارة مدخلية ( $v_{in}$ ) مع إشارة مرجعية ( $v_{ref}$ ).



شكل (1)

في هذه الدائرة، وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أكبر من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجة تصبح موجبة وتساوي حدها الأقصى وهو جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات ( $+V_{CC}$ )، بينما عندما تكون قيمة الإشارة المدخلية أقل من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجة تصبح سالبة وتساوي حدها الأدنى وهو جهد التغذية السالب لمضخم العمليات ( $-V_{EE}$ ).

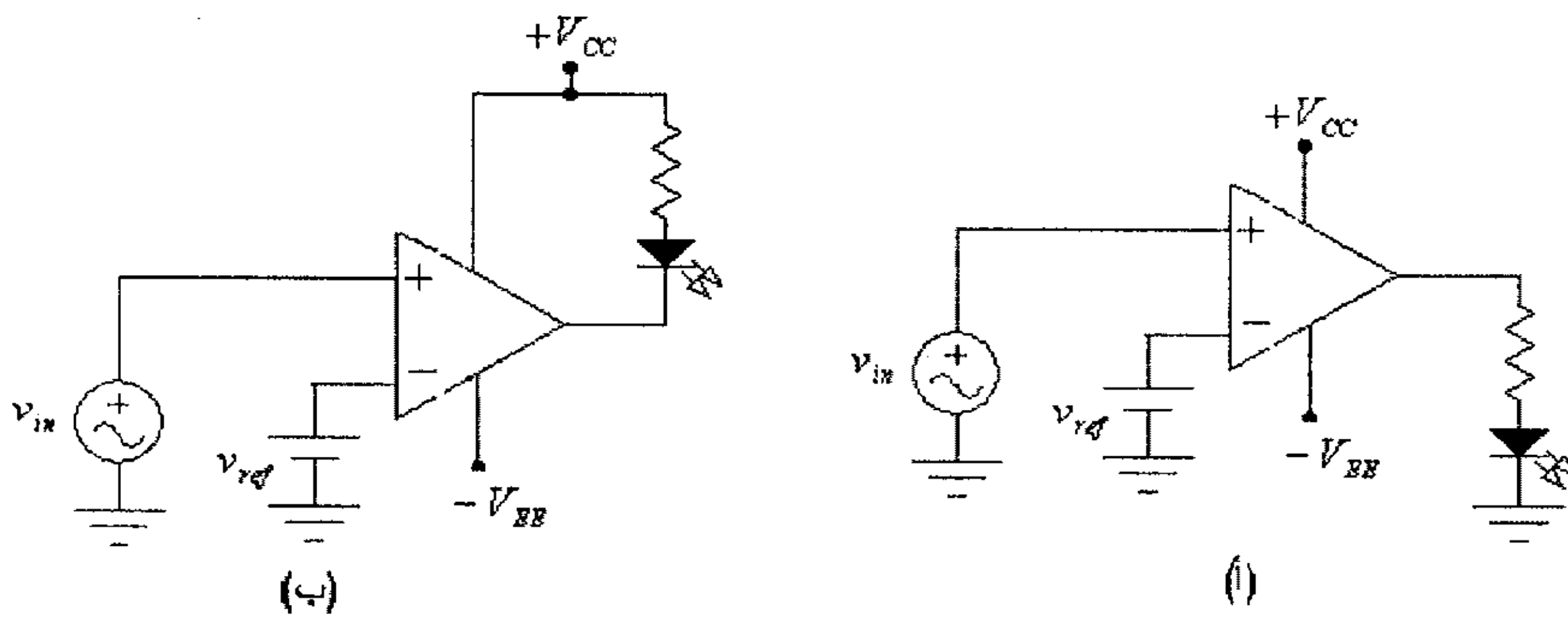
الشكل التالي يبين مثلاً لموجة فولطية مدخلية وموجة الفولطية المخرجة الناتجة عن مقارنة هذه الفولطية المدخلية مع فولطية مرجعية ( $v_{ref}$ ).



شكل (2)

لاحظ في هذا الشكل أنه في الفترة الزمنية من  $t = 0$  الى  $t = t_1$ ، وكذلك في الفترة الزمنية من  $t = t_2$  الى  $t = t_3$  فإن  $v_{in} < v_{ref}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = -V_{EE}$  أما في الفترة الزمنية من  $t = t_1$  الى  $t = t_2$  فإن  $v_{in} > v_{ref}$  وبالتالي فإن  $v_{out} = +V_{CC}$

ويمكن توصيل ديود إنبعاث ضوئي (LED)، على مخرج مضخم العمليات، للدلالة على ما إذا كانت الفولطية المدخلة أكبر أو أقل من الفولطية المرجعية وذلك كما في الشكل التالي.

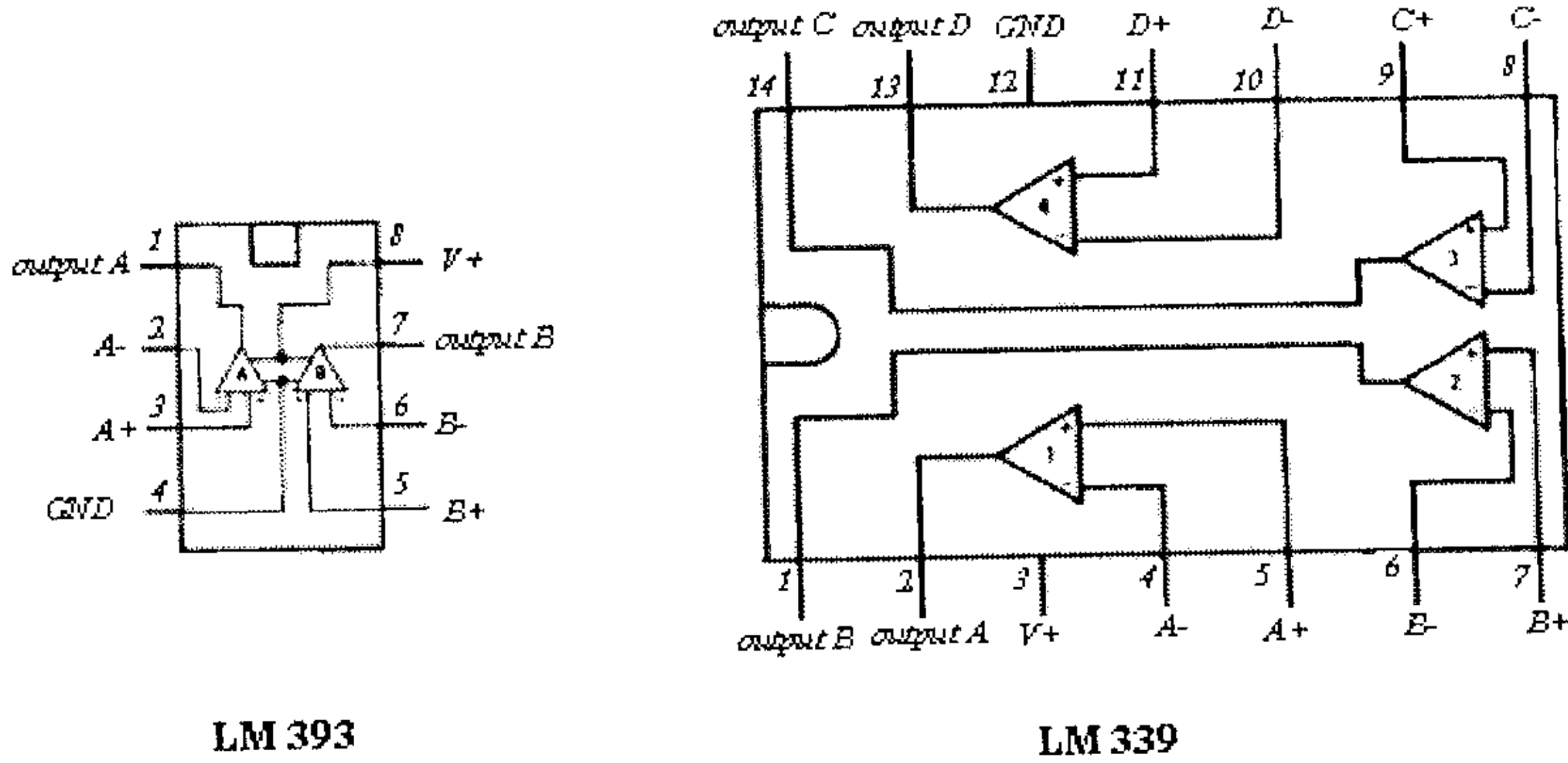


شكل (3)

في الشكل (أ) وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلة أكبر من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجة تصبح موجبة وتساوي جهد التغذية الموجب لمضخم العمليات ( $+V_{CC}$ ) لذا فإن ديود الإنبعاث الضوئي يضيء للدلالة على ذلك. بينما في الشكل (ب) وعندما تكون قيمة الإشارة المدخلة أقل من الإشارة المرجعية فإن الفولطية المخرجة تصبح سالبة وتساوي جهد التغذية السالب لمضخم العمليات ( $-V_{EE}$ ) لذا فإن ديود الإنبعاث الضوئي يضيء للدلالة على ذلك.

ويوجد هناك بعض الدارات المتكاملة الأخرى المُصممة خصيصاً لتعمل كمقارنات، وتمتاز بسرعتها العالية ومناعتها للتشويش وإمكانية تغذيتها لأحمال

ذات قدرات عالية كالحاكنات (relays) مثلاً. ومن أشهر المقارنات المصنوعة كدارات متكاملة المقارنات LM339 و LM393 والمُبينان في الشكل التالي.



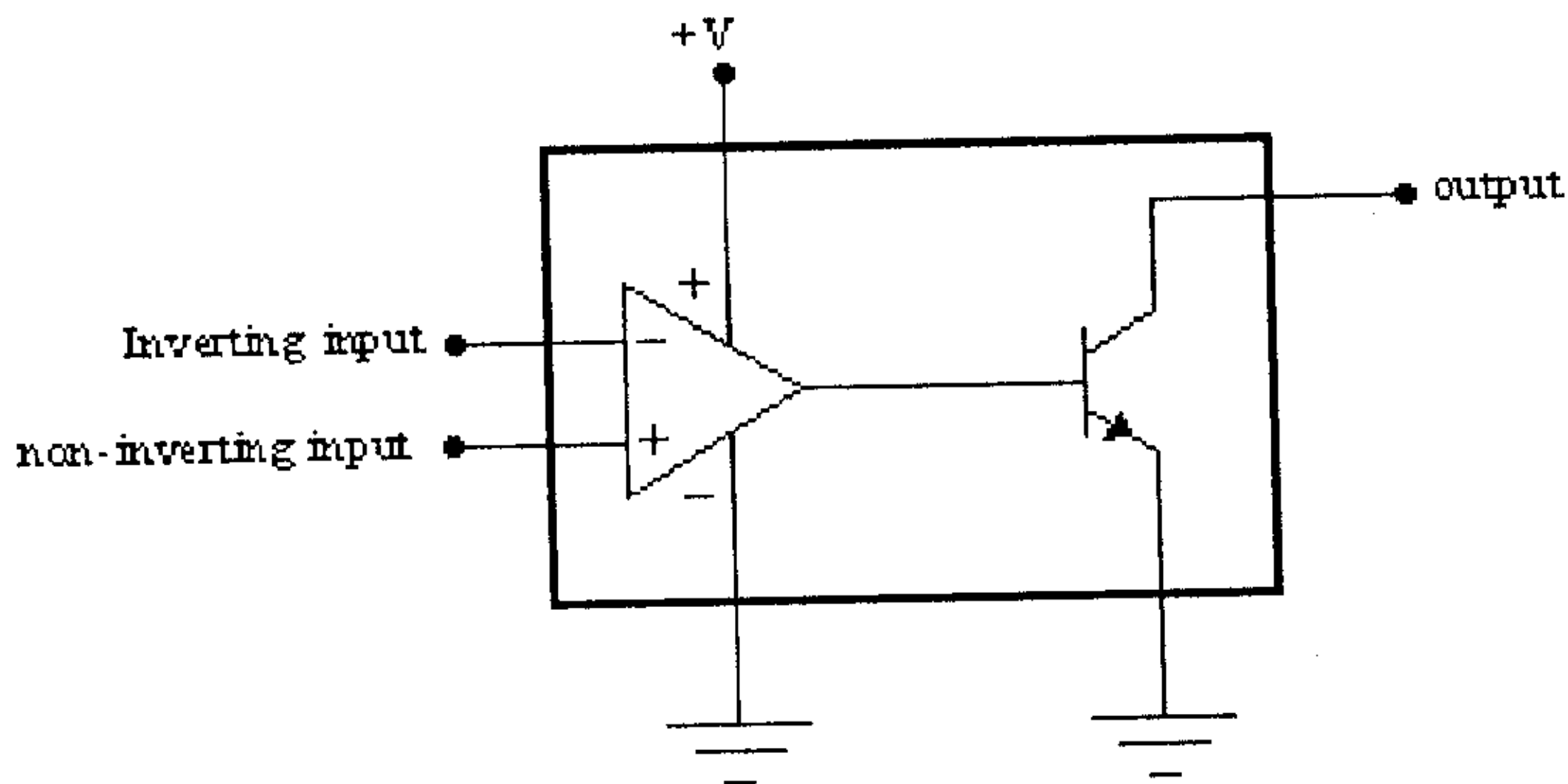
LM 393

LM 339

شكل (4)

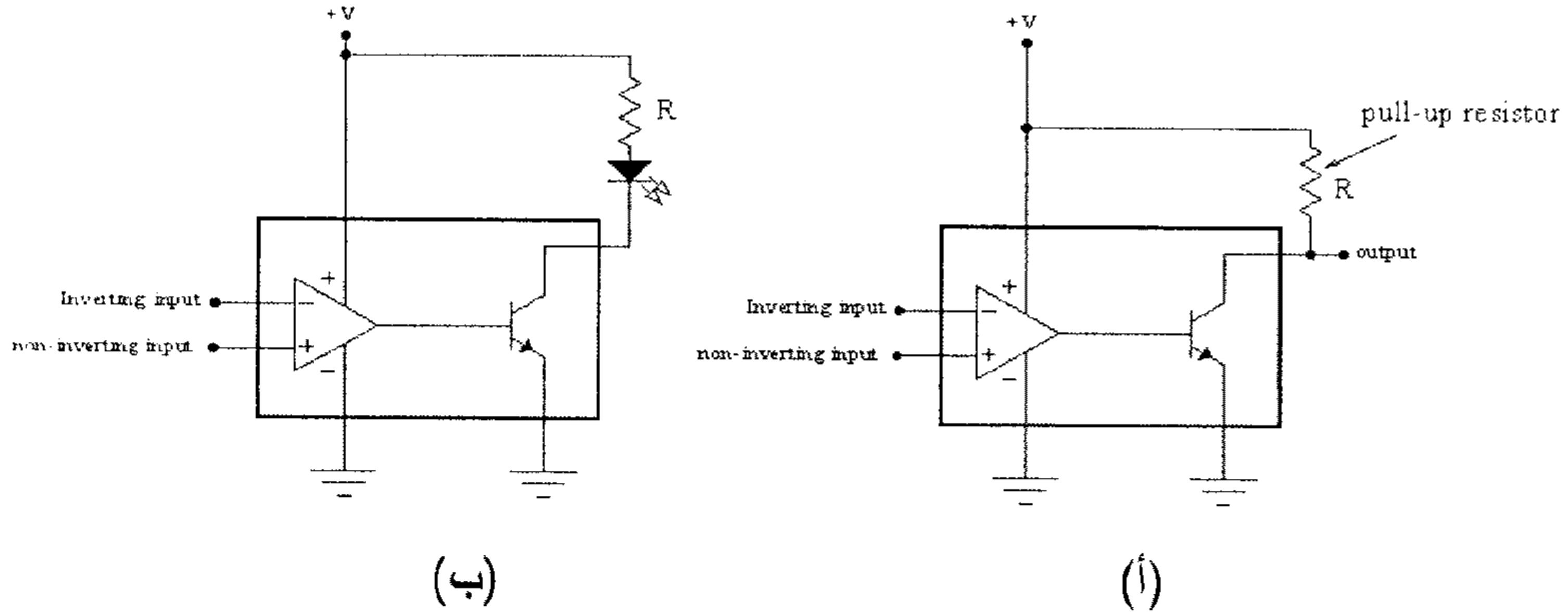
لاحظ أن الدارة المتكاملة LM393 تتكون من مقارنين بينما الدارة LM339 تتكون من أربع مقارنات بتغذية مشتركة.

وما يُميز هذه المقارنات أن مخرجها يتكون من ترانزيستور مجمعه مفتوح (أي غير موصول)، كما في الشكل التالي، لذا يسمى مخرج مثل هذه الدوائر (open-collector output).



شكل (5)

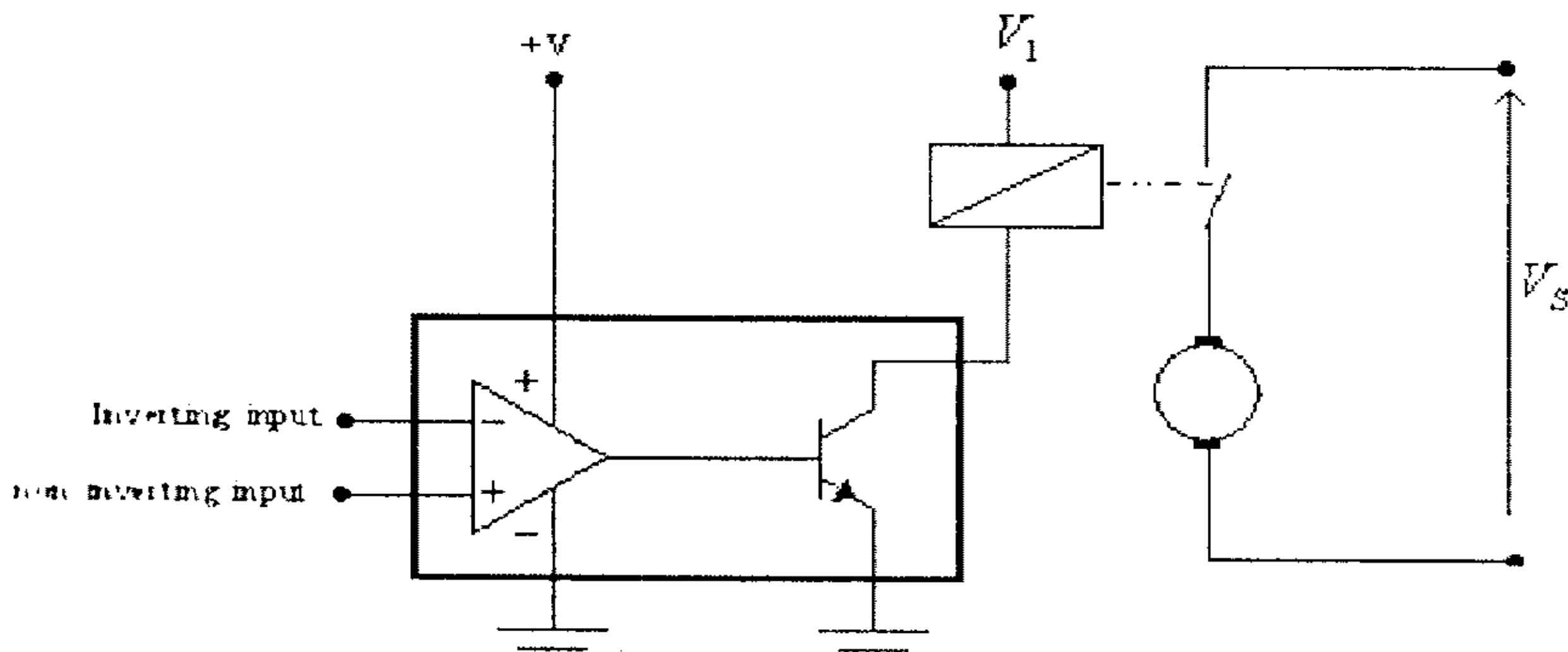
وحتى تعمل مثل هذه المقارنات فإنه يلزم توصيل مقاومة (أو أي حمل آخر) بين مخرج المقارن ومصدر التغذية، وذلك كما في الشكل التالي. وتسمى المقاومة التي يتم توصيلها بين المخرج ومصدر التغذية (pull-up resistor).



شكل (6)

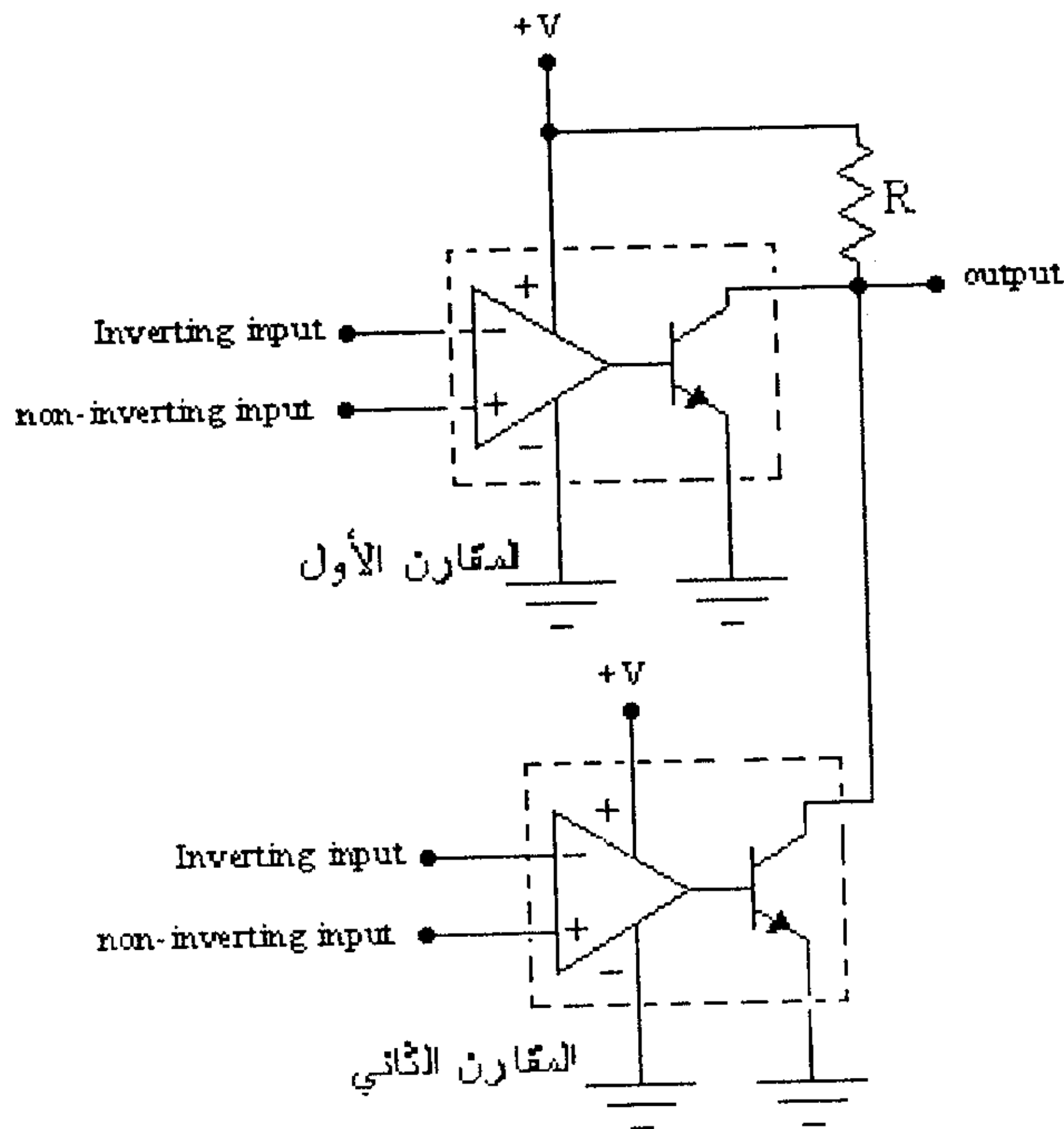
لاحظ أنه في الشكل السابق يمكن تغذية المقاومة  $R$  أو الحمل الخارجي من مصدر تغذية منفصل عن مصدر التغذية الرئيسي، وخاصة إذا كان الحمل الخارجي ذو قدرة عالية.

الشكل التالي يبين دائرة مقارن تغذي ملف حاكمة (relay) يُمكن أن تُستخدم للتحكم بتشغيل حمل ذو قدرة عالية كمحرك كهربائي مثلاً.



شكل (7)

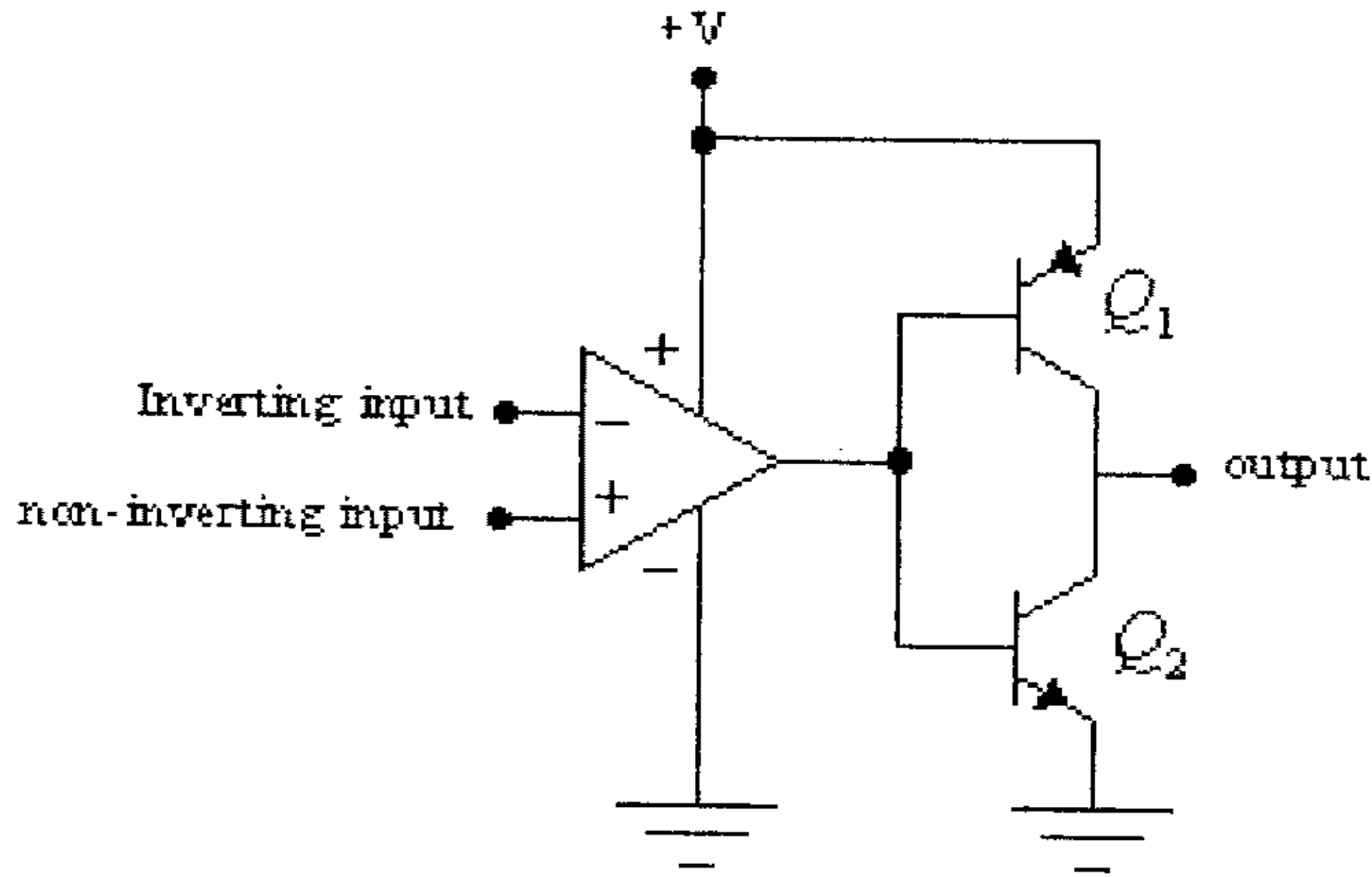
وما يُميز المقارنات التي مخرجها يتكون من ترانزيستور مجمّعه مفتوح (open-collector output) أنه يُمكن توصيل مخرج عدد منها مع بعضها لتكوين دائرة منطقية بسيطة، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (8)

لاحظ في هذه الدائرة أن المخرج سيكون منطقاً منخفضاً (logic low) إذا كان مخرج أي من المقارنين منخفضاً، ويكون المخرج منطقاً مرتفعاً (logic high) فقط في حال كون مخرجي المقارنين معاً منطقاً مرتفعاً. ويُسمى النوع من الدارات المنطقية التي تُبنى بهذه الطريقة wired logic.

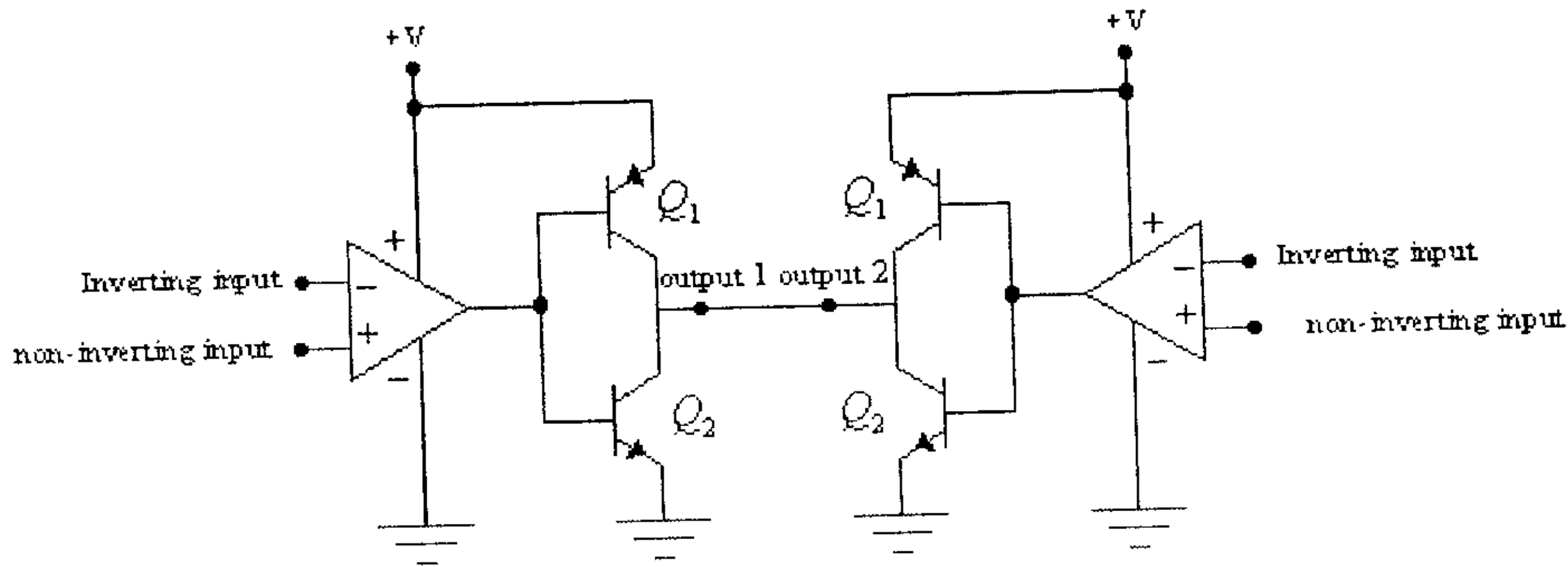
ومما يجب ذكره أن مخرج بعض المقارنات (وكذلك معظم مضخمات العمليات) يتكون من ترانزيستورين مختلفي القطبية موصولين بالطريقة المبينة في الشكل التالي.



شكل (9)

لاحظ أنه وعندما يكون مخرج المقارن بفولطية مرتفعة فإن الترانزيستور  $Q_2$  يكون بوضع on بينما يكون الترانزيستور  $Q_1$  بوضع off وبالتالي يكون مخرج الدائرة منطقاً منخفضاً، بينما عندما يكون مخرج المقارن بفولطية منخفضة فإن الترانزيستور  $Q_2$  يكون بوضع off بينما يكون الترانزيستور  $Q_1$  بوضع on وبالتالي يكون مخرج الدائرة منطقاً مرتفعاً. ويسمى هذا النوع من المخارج (totem-pole output).

ولا يمكن توصيل المقارنات التي لها هذا النوع من المخارج (وكذلك مضخمات العمليات) معاً، لأنه مثلاً، وكما في الشكل التالي، عندما يكون كل من الترانزيستور  $Q_1$  من أحد المقارنات والترانزيستور  $Q_2$  من المقارن الآخر بوضع on فإن تيار قصر (short-circuit current) كبير سيمر من مصدر تغذية المقارن الأول الى أرضي الدائرة من خلال الترانزيستورين المذكورين سابقاً مما يؤدي الى تعطلهما.



شكل (10)

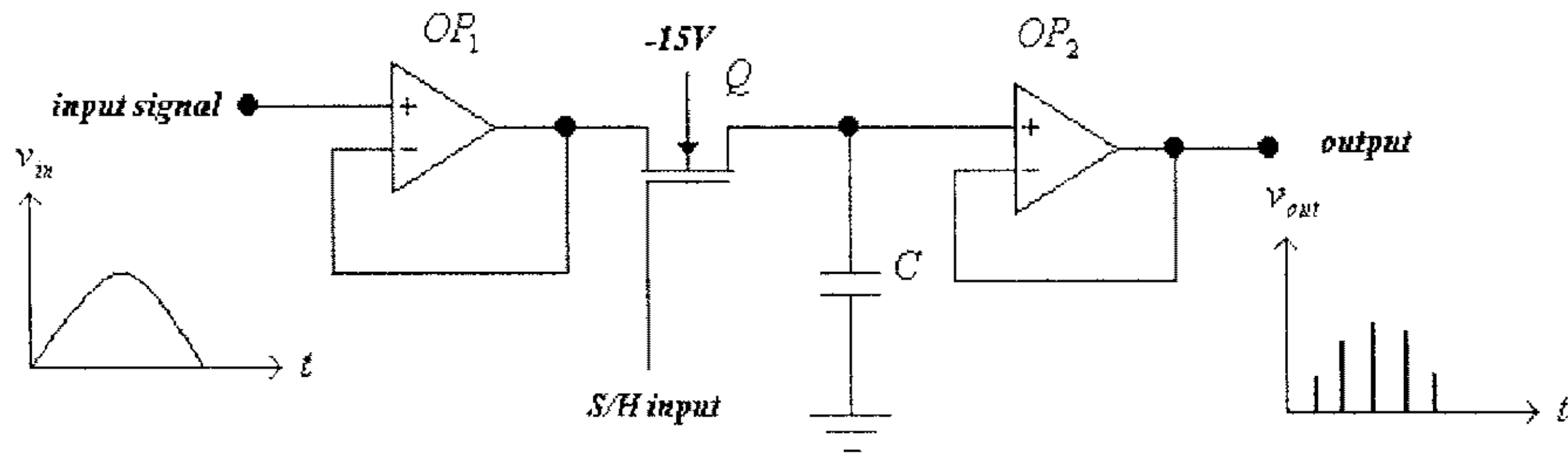
### 11.3 المحولات التشابيهية الرقمية (Analog-to-digital Converters)

تستخدم المحولات التشابيهية الرقمية (A/D converters) لتحويل إشارة تشابيهية الى إشارة رقمية يسهل التعامل معها باستخدام الحاسوب أو المعالجات الصغيرة. ولفهم أهمية هذه المحولات ومحولات الإشارات الرقمية الى تشابيهية (D/A converters) فإننا سنتناول مثلاً بسيطاً لتسجيل صوت وحفظه في ذاكره الحاسوب (أو على قرص مدمج CD)، ثم عملية إسترجاعه الى سماعات الحاسوب.

فكما هو معروف فإن الحاسوب يتعامل مع الإشارات الرقمية فقط، لذا فحتى يُمكن حفظ أو التعامل مع أي إشارة تشابيهية (مثل الصوت مثلاً) لا بد من تحويل هذه الإشارة الى إشارة رقمية. وحتى يتم تحويل الإشارة التشابيهية الى إشارة رقمية فإنه يتم أولاً أخذ نماذج (samples) من الإشارة التشابيهية وتحويل هذه النماذج الى شكل رقمي بواسطة المحولات التشابيهية الرقمية (A/D converters). ثم وعند الرغبة الى إعادة الإشارة الى شكلها الأصلي (كالإستماع الى الصوت مرةً أخرى) فلا بد من إعادة الشكل الرقمي للإشارة، المأخوذ من الحاسوب، الى الشكل التشابيهي بواسطة المحولات الرقمية التشابيهية (D/A converters).



الشكل التالي يبين دائرة يتم فيها أخذ نماذج من إشارة تشابهية تمهيداً لتحويلها الى إشارة رقمية.



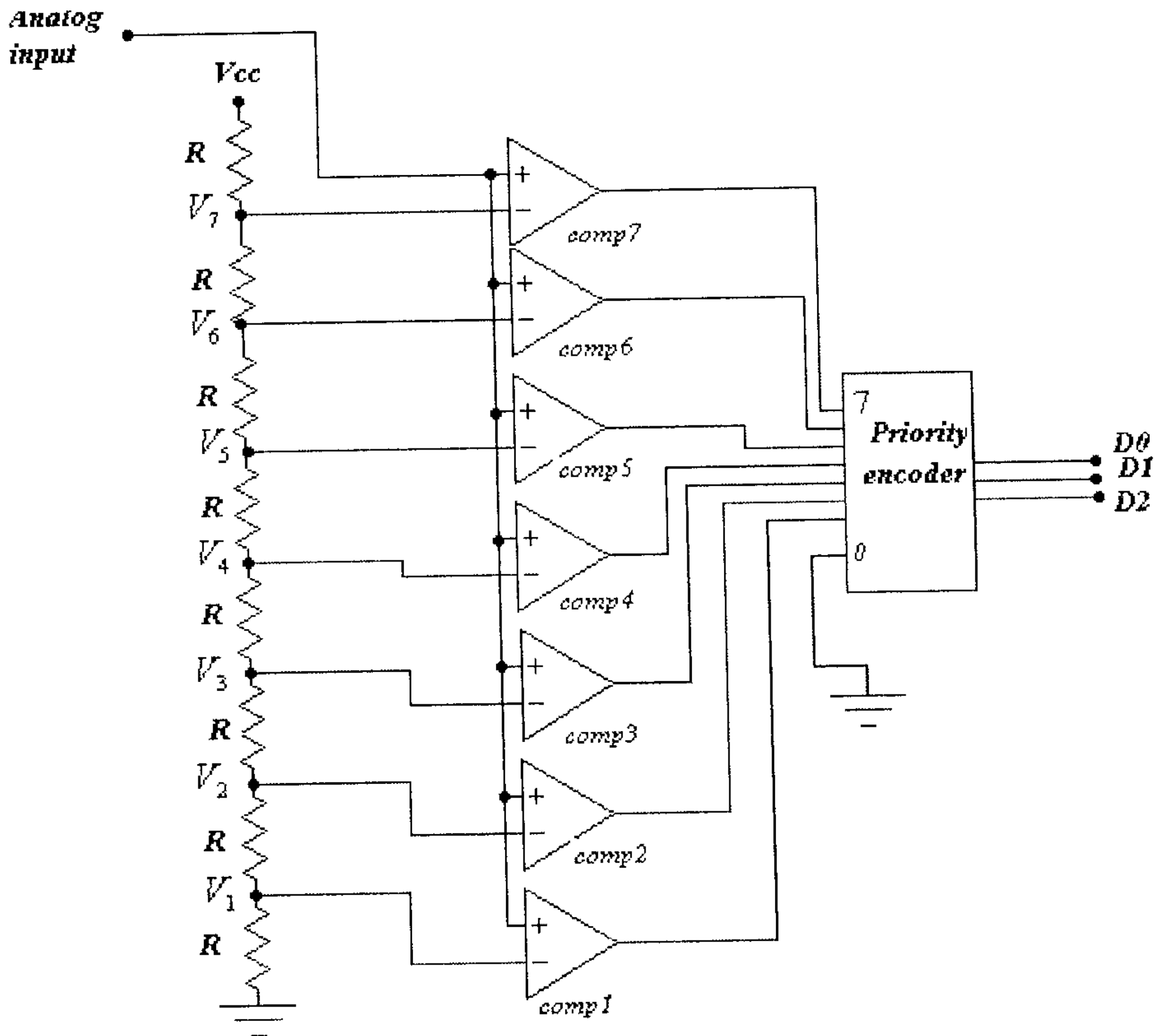
شكل (11)

لاحظ في هذا الشكل أن الإشارة المدخلة يتم تغذيتها الى مضخم العمليات الأول ( $OP_1$ ) الموصول بدائرة تابع فولطية (voltage follower) والذي يتميز بممانعته المدخلة العالية وذلك لتفادي حصول هبوط في جهد الإشارة المدخلة. أما الترانزستور  $Q$  فيعمل كمفتاح الكتروني وذلك ليتم شحن المكثف  $C$  بنماذج من الإشارة المدخلة عندما يكون هذا الترانزستور بوضع on. أما مضخم العمليات الثاني ( $OP_2$ ) والموصول بدائرة تابع فولطية أيضاً فهدفه المحافظة على جهد المكثف (نموذج الإشارة المدخلة) لحين تحويلها الى شكلها الرقمي بواسطة محول الإشارة التشابهية الرقمية (A/D converter) والذي سيتم شرحه الآن.

لاحظ أن الدائرة السابقة والتي يتم فيها أخذ نماذج من الإشارة المدخلة ومسكها (المحافظة على قيمتها) لحين تحويلها الى شكلها الرقمي تسمى دائرة نمذجة ومسك (sample and hold circuit) أو إختصاراً S/H circuit.

ولتحويل النماذج المأخوذة من مخرج دائرة النمذجة والمسك المشروحة سابقاً (والتي لا زال شكلها تشابهياً) فإنه يتم تغذية هذه النماذج الى إحدى دوائر محولات الإشارة التشابهية الى رقمية (A/D converters) والتي سنقوم بشرح إحداها.

الشكل التالي يبين دائرة تستخدم لتحويل الإشارة التشابهية الى إشارة رقمية.



شكل (12)

لاحظ أن هذه الدائرة تتكون من مجموعة من المقارنات (comparators)، كل منها مدخلها غير العاكس يتغذى بالإشارة المراد الحصول على قيمتها الرقمية، ومدخلها العاكس يتغذى بفولطية مرجعية محددة من مقسم الجهد (voltage divider) المكون من مجموعة من المقاومات الموصولة على التسلسل.

لاحظ أن فولطية المدخل العاكس للمقارن الأول هي:

$$V_1 = \frac{V_{CC}}{8}$$

وأن فولطية المدخل العاكس للمقارن الثاني هي:

$$V_2 = \frac{2V_{CC}}{8}$$

وفولطية المدخل العاكس للمقارن الثالث هي:

$$V_3 = \frac{3V_{CC}}{8}$$

وهكذا.

وبالتالي فإن مخارج المقارنات التي لها جهد الإشارة المدخلية أكبر من جهد مدخلها العاكس سيكون مرتفعاً. ودور دائرة الـ (priority encoder) هو تحديد رقم أعلى مقارن مخرجه جهداً مرتفعاً.

ولتوضيح ما نقصده، نفرض أن قيمة الإشارة المدخلية أكبر قليلاً من قيمة  $\frac{V_{CC}}{2}$ ، في هذه الحالة فإن مخرج كل من المقارنات الأول والثاني والثالث والرابع سيكون موجباً، ولما كان المقارن الرابع هو المقارن ذو الرقم الأعلى من هذه المقارنات فإن مخرج دائرة الـ (priority encoder) سيشير إلى هذا المقارن أي سيكون مخرجه الرقم الثنائي 100.

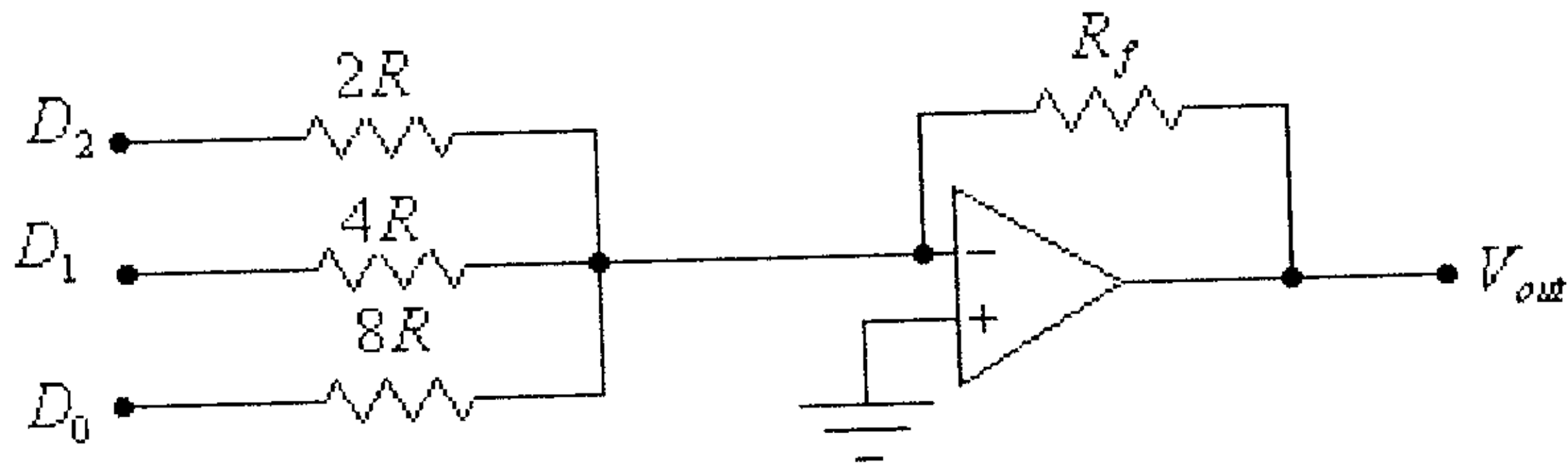
وهكذا وبهذه الطريقة فإن مخرج الدائرة سيكون أرقاماً ثنائية تتناسب قيمها مع قيمة النماذج المأخوذة من الإشارة التشابيهية.

## 11.4 المحولات الرقمية التناظرية (Digital-to-analog Converters)

تُستخدم هذه المحولات لتحويل الإشارة الرقمية المأخوذة من الحاسوب مثلاً وتحويلها إلى شكل تشابهي. فإسماع صوت من خلال سماعات الحاسوب لإشارة مخزنة بذاكرته لأبد من تحويل هذه الإشارة إلى شكلها التناظهي قبل تغذيتها إلى سماعات الحاسوب.

سننظر الآن إلى دائرتين من دوائر محولات الإشارات الرقمية إلى إشارات تناظرية.

الشكل التالي يبين أولى هذه الدوائر والتي تسمى (binary-weighted input D/A converter).



شكل (13)

لاحظ أن هذه الدائرة هي دائرة مضخم جامع، التي تم شرحها في الوحدة السابعة من هذا الكتاب.

في هذه الدائرة:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_f}{8R} D_0 + \frac{R_f}{4R} D_1 + \frac{R_f}{2R} D_2\right)$$

فلو تم إختيار قيم المقاومات بحيث أن:

$$R_f = 8R$$

فإن الفولطية المخرجة ستكون:

$$V_{out} = (D_0 + 2D_1 + 4D_2) - (2^0 \times D_0 + 2^1 \times D_1 + 2^2 \times D_2)$$

فمثلاً لو كان مدخل هذه الدائرة الرقم الثنائي 100 ، فإن قيمة فولطيتها

المخرجة ستكون:

$$V_{out} = -(2^0 \times 0 + 2^1 \times 0 + 2^2 \times 1) = -4V$$

ولو كان مدخل هذه الدائرة الرقم الثنائي 101 ، فإن قيمة فولطيتها

المخرجة ستكون:

$$V_{out} = -(2^0 \times 1 + 2^1 \times 0 + 2^2 \times 1) = -5V$$

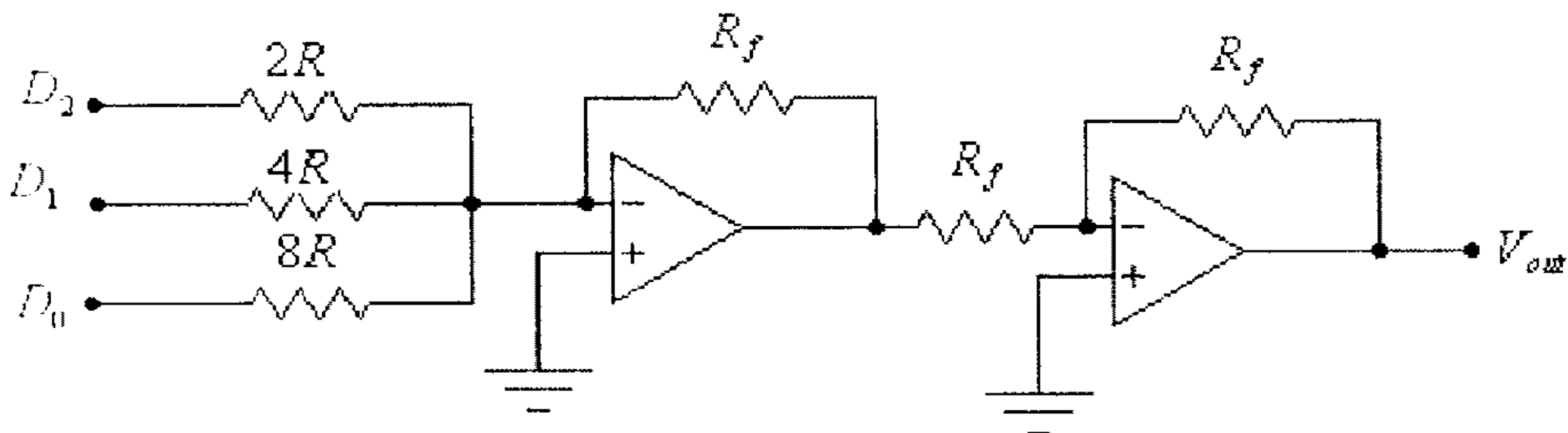
وهكذا، أي أن مخرج هذه الدائرة سيكون جهداً تتناسب قيمته مع قيمة

الإشارة الرقمية المدخلة.

ولو أردنا الحصول على فولطية موجبة على مخرج هذه الدائرة فإننا

نستطيع بسهولة إضافة مضخم عاكس معامل تضخيمه يساوي (-1)، وذلك كما

في الشكل التالي.

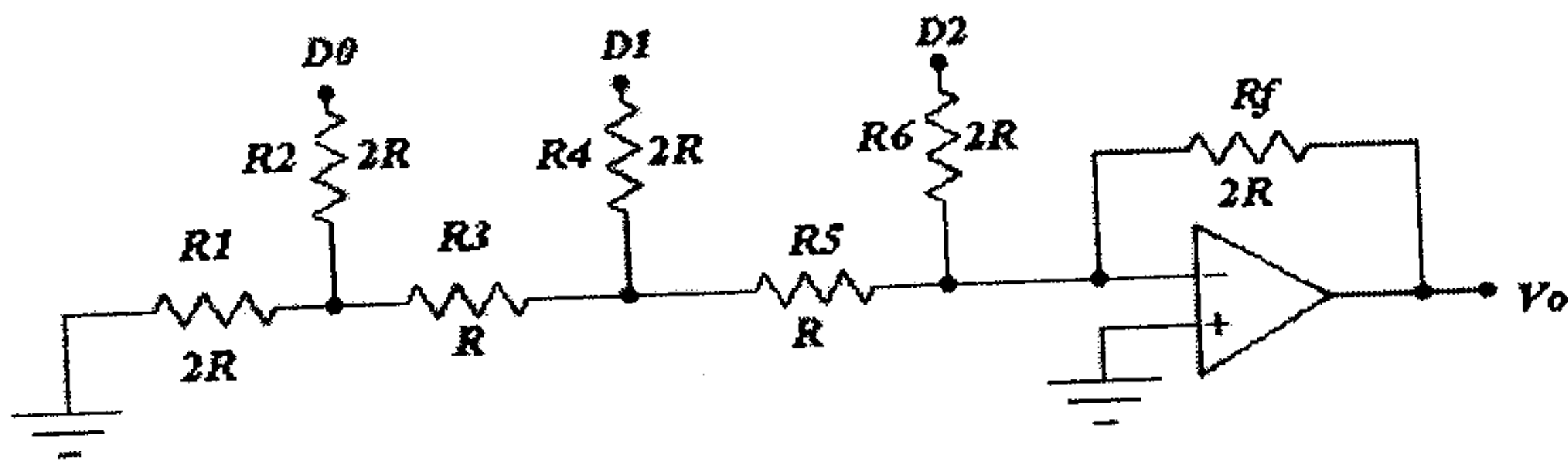


شكل (14)

لاحظ أن الدائرة السابقة تتطلب وجود مقاومات بقيم محددة ، وهكذا قد

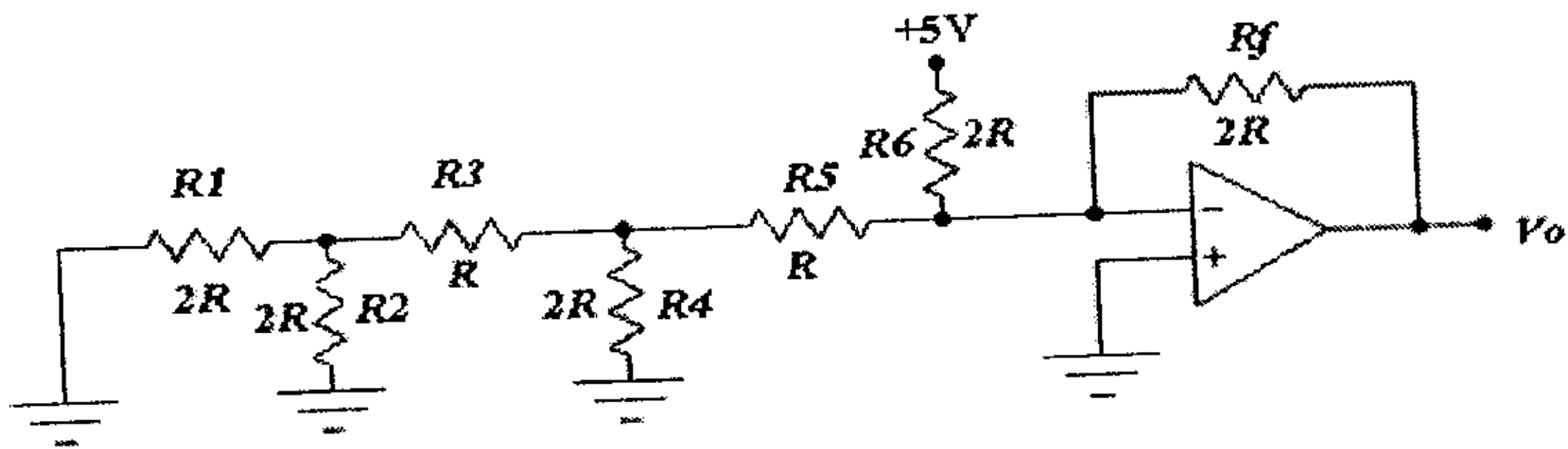
يُسبب صعوبة ببناء هذه الدائرة.

الشكل التالي يبين دائرة محول رقمي تشابهي تستخدم مقاومات بقيمتين فقط، هما القيمتان  $R$  و  $2R$ .



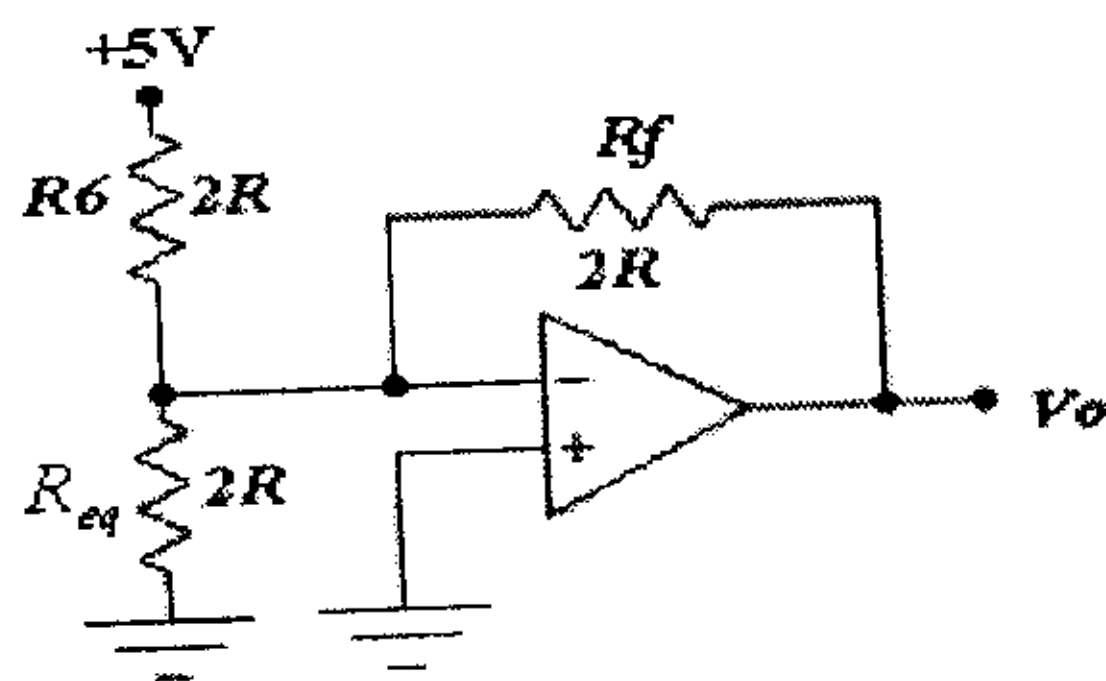
شكل (15)

ولبيان مبدأ عمل هذه الدائرة نفرض أن مدخلها الرقم الثنائي 100، في هذه الحالة وعلى إفتراض أن الرقم الثنائي (1) يعادل  $(+5V)$  والرقم الثنائي (0) يعادل  $(0V)$ ، فإن الدائرة في هذه الحالة تصبح كما في الشكل التالي.



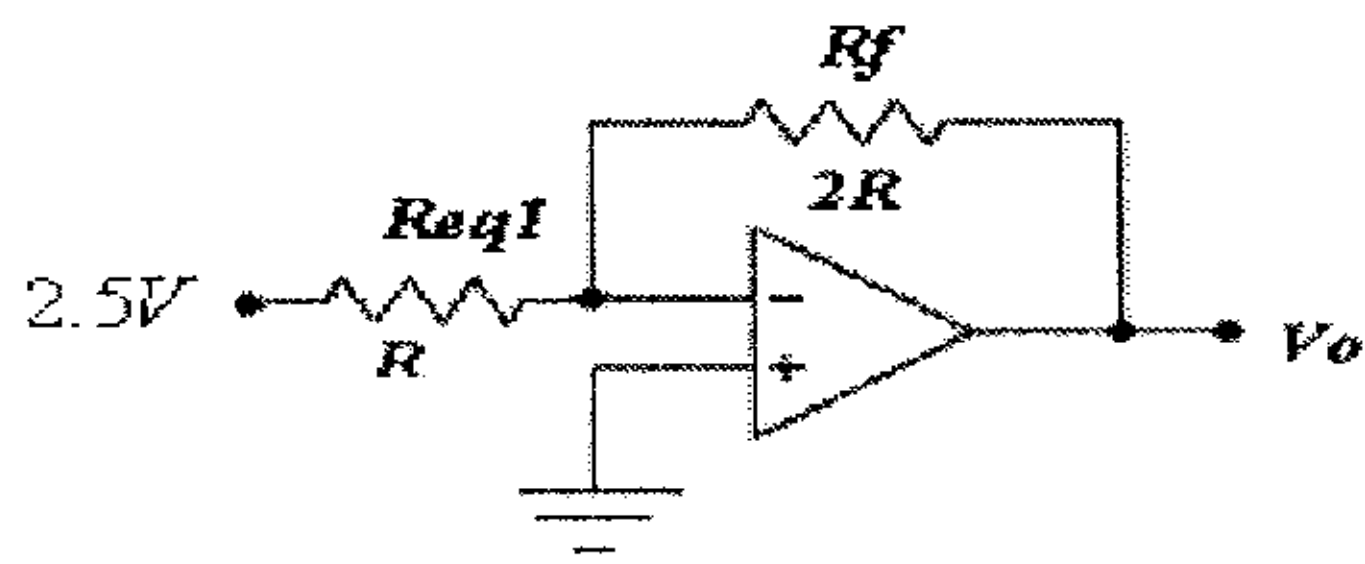
شكل (16)

في هذه الدائرة فإن المقاومة المكافئة للمقاومتين  $R_1$  و  $R_2$  هي  $R$ ، والمقاومة المكافئة للمقاومات  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_3$  هي  $2R$ ، والمقاومة المكافئة للمقاومات  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_3$  و  $R_4$  هي  $R$ ، والمقاومة المكافئة للمقاومات  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_3$  و  $R_4$  و  $R_5$  هي  $2R$ . وبالتالي فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (17)

لاحظ أن الدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي كما في الشكل التالي.



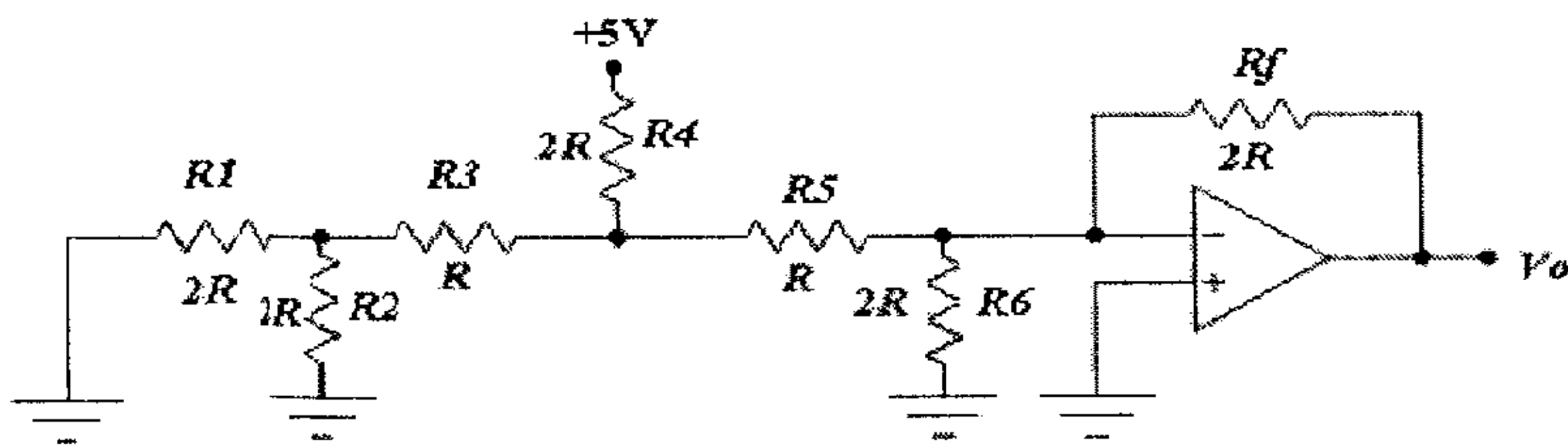
شكل (18)

وبالتالي إن:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_{eq1}} V_{in} = -\frac{2R}{R} (2.5V) = -5V$$

وإذا كان مدخل الدائرة الرقم الثنائي 010، فإن الدائرة المكافئة تكون

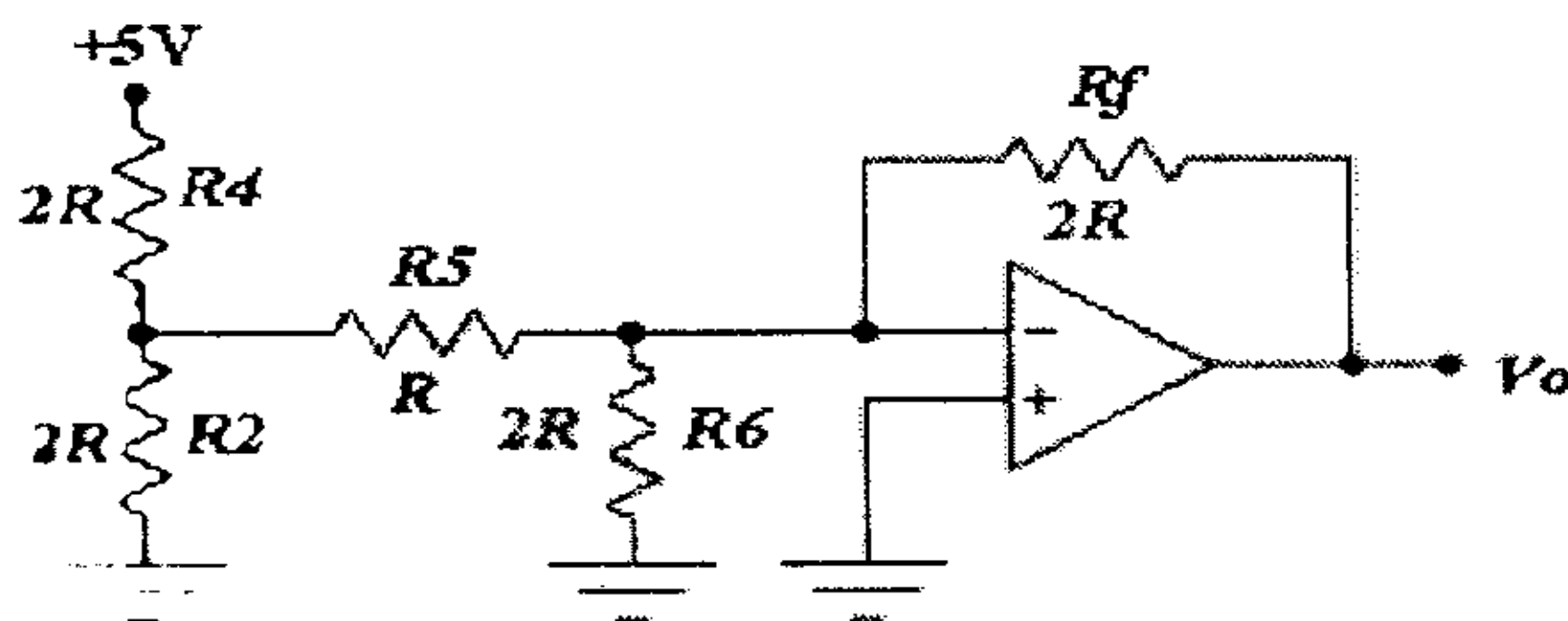
كما في الشكل التالي.



شكل (19)

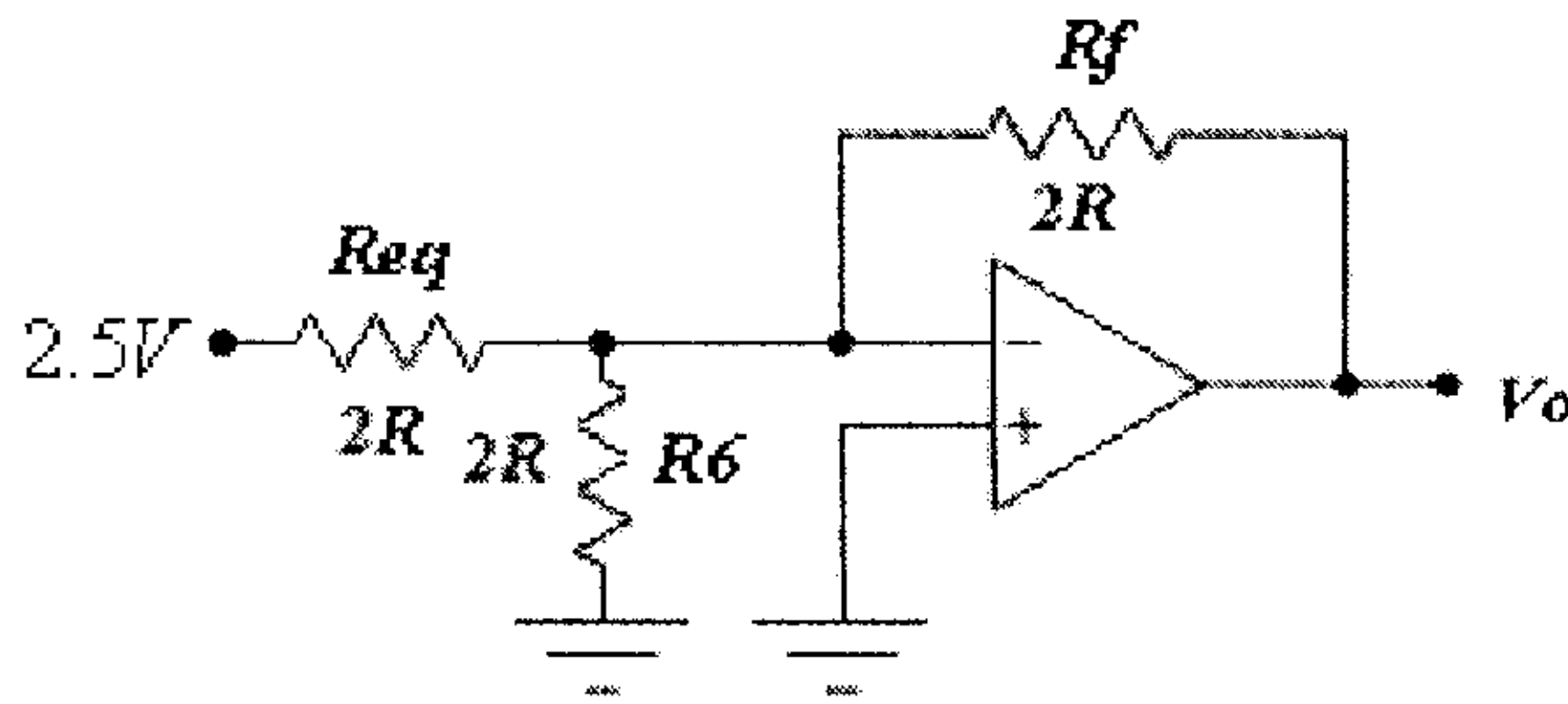
لاحظ أن المقاومة المكافئة للمقاومات  $R_1$  و  $R_2$  و  $R_3$  هي  $2R$ ،

وبالتالي تكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي.



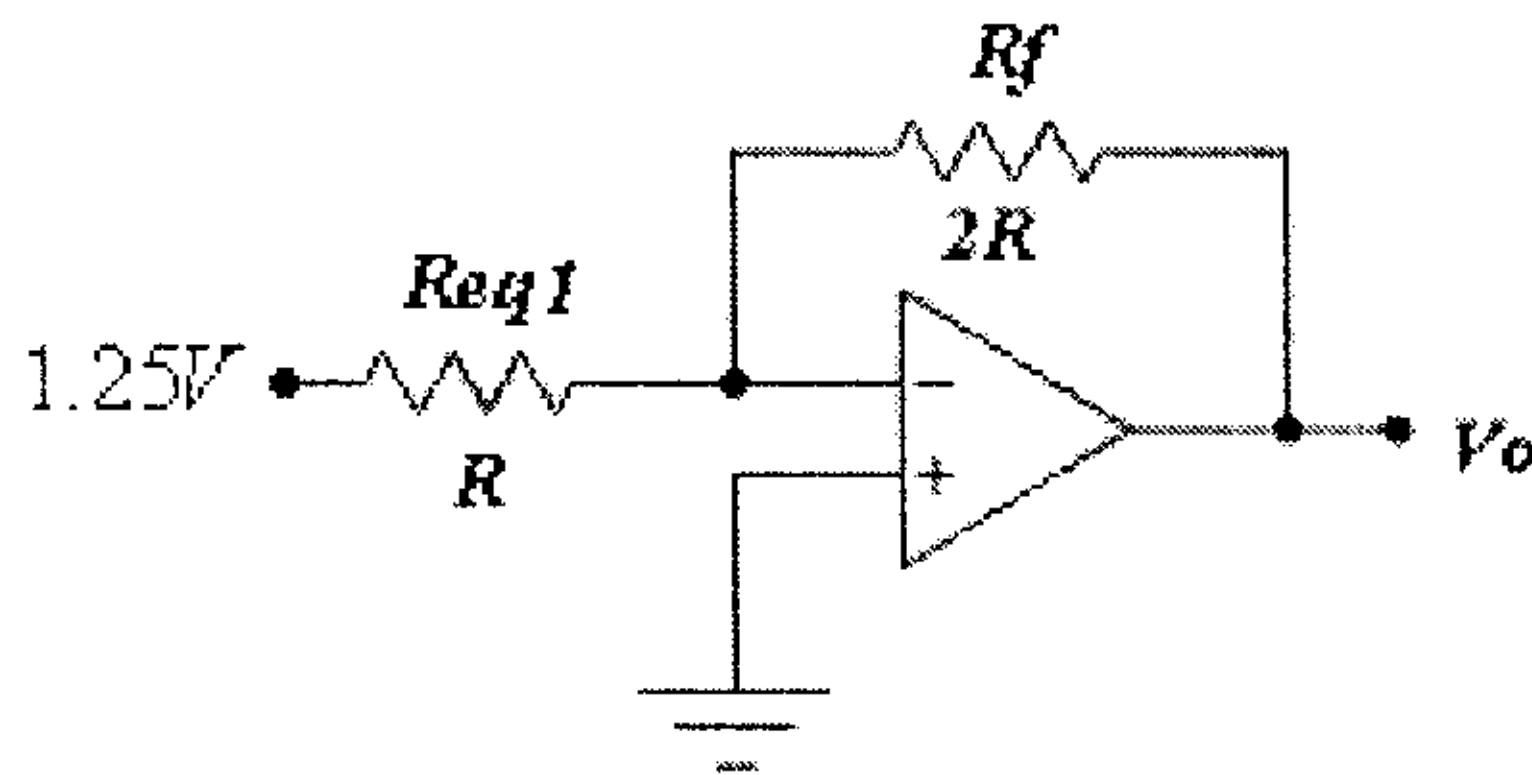
شكل (20)

والدائرة المكافئة لهذه الدائرة هي:



شكل (21)

ويكمن تبسيط هذه الدائرة لتكون كما في الشكل التالي.



شكل (22)

وبالتالي فإن:

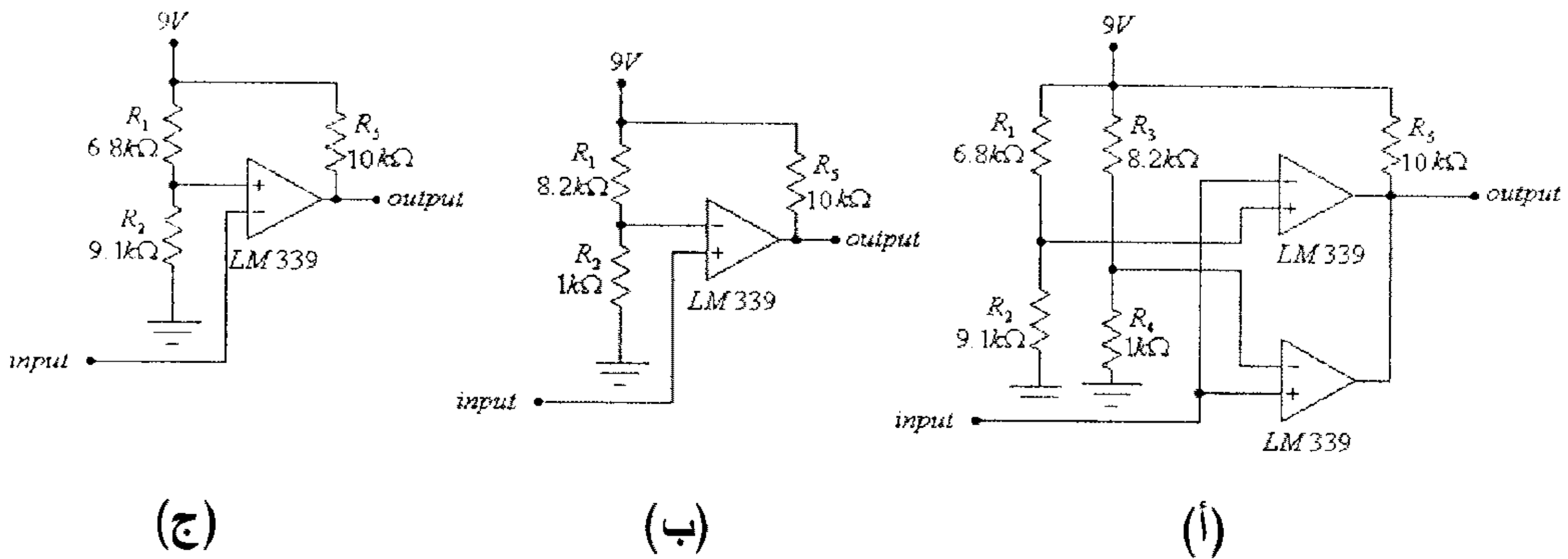
$$V_o = -\frac{R_f}{R_{eq1}} V_{in} = -\frac{2R}{R} (1.25V) = -2.5V$$

مما سبق نستنتج أن مخرج هذه الدائرة سيكون جهداً متناسب قيمته مع قيمة الإشارة الرقمية المدخلة.



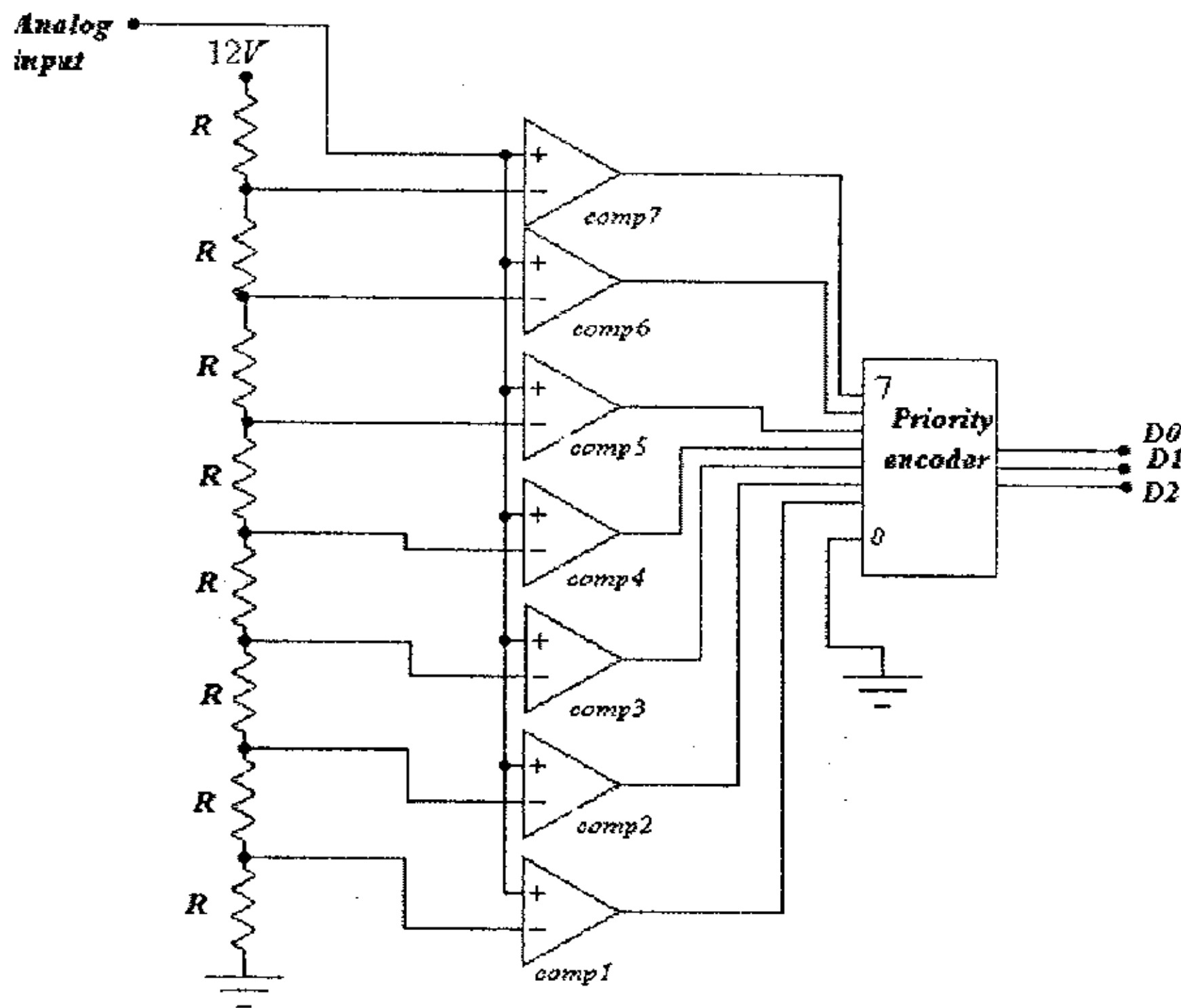
## 11.5 تمارين

(1) لكل من الدوائر التالية، أرسم الفولطية المخرجة إذا علمت أن الفولطية المدخلة هي:  $v_{in} = 6 \sin(\omega t)$



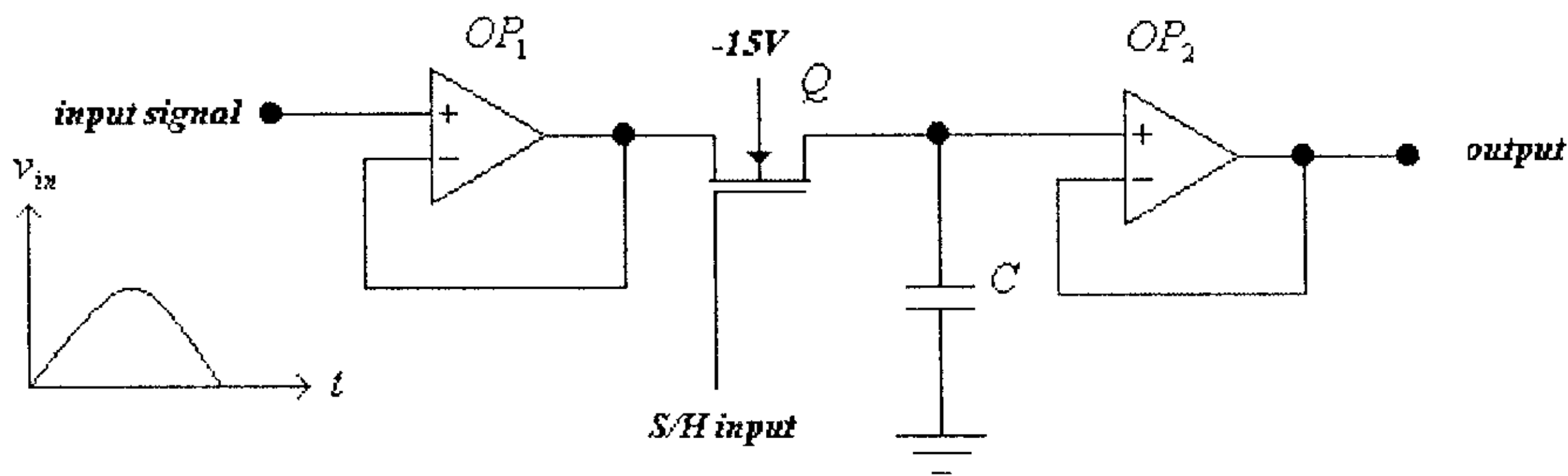
شكل (23)

(2) لدائرة المحول التشابهي الرقمي التالية، أوجد قيمة المخرج الثنائي، إذا علمت أن فولطية المدخل تساوي:  $1V$ ،  $3V$ ،  $6V$ ،  $9V$ ،  $10V$  و  $12V$  على التوالي.



شكل (24)

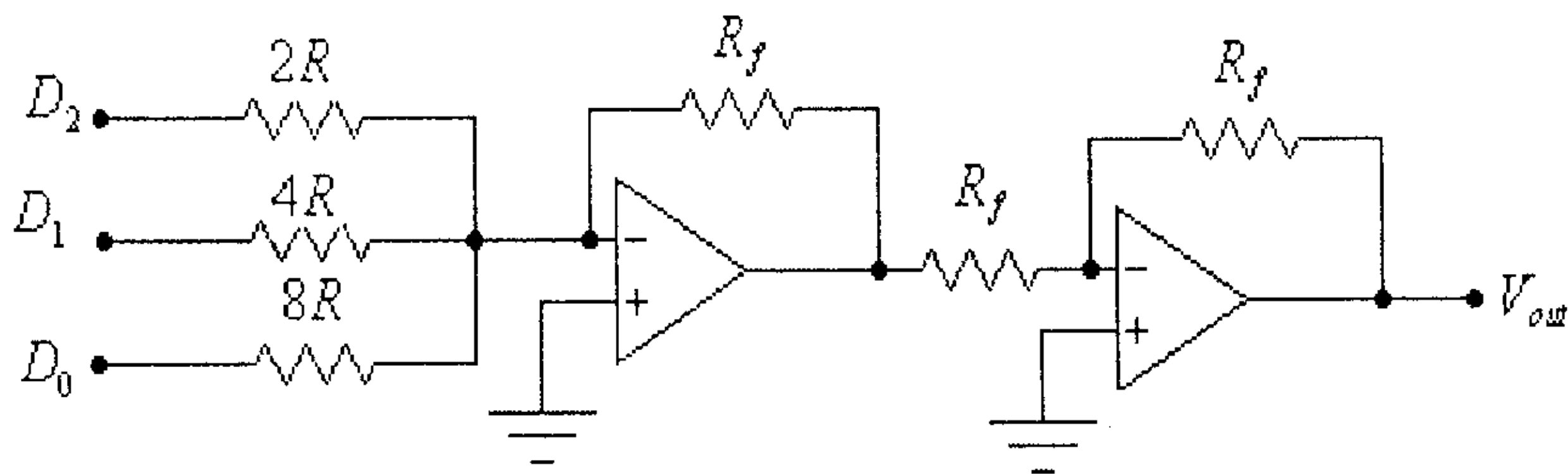
(3) لدائرة النمذجة والمسك (sample and hold circuit) التالية، وإذا علمت أن الفولطية المدخلة جيبيية الشكل، ترددها يساوي  $1kHz$  وقيمتها القصوى تساوي  $10V$ ، أوجد قيم النماذج المخرجة من هذه الدائرة إذا علمت أن نبضات التحكم بفتح الترانزيستور ترددها يساوي  $20kHz$  ومتزامنة مع الفولطية المدخلة.



شكل (25)

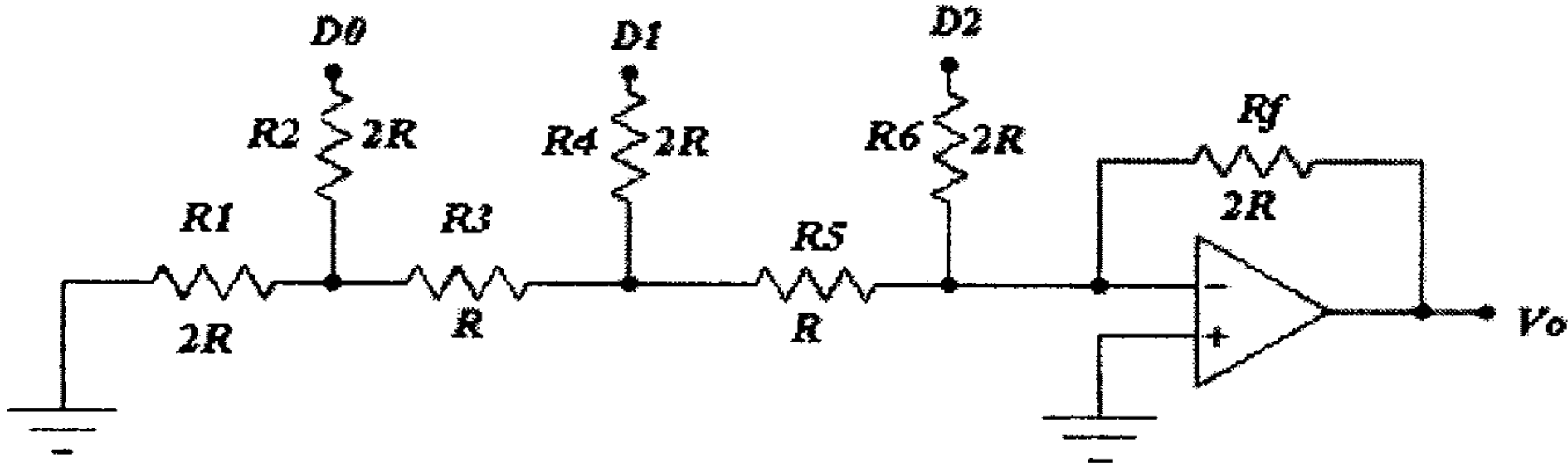
(4) أوجد قيم المخرج الثنائي لدائرة المحول التناهي الرقمي المبينة في السؤال الثاني إذا علمت أن النماذج التي تم الحصول عليها من دائرة النمذجة والمسك المبينة في السؤال السابق قد تم تغذيتها الى تلك الدائرة.

(5) لدائرة المحول الرقمي التناهي التالية أوجد قيمة الفولطية المخرجة، إذا علمت أن مدخل هذه الدائرة هي الأرقام الثنائية:  $001$ ،  $010$ ،  $011$ ،  $100$ ،  $101$ ،  $110$ ،  $111$ ، على التوالي. (أفرض أن المدخل الثنائي 1 يعادل  $1V$ ، وأن المدخل الثنائي 0 يعادل  $0V$ ).



شكل (26)

(6) لدائرة المحول الرقمي التشابهي التالية أوجد قيمة الفولطية المخرجة، إذا علمت أن مدخل هذه الدائرة هي الأرقام الثنائية: 001، 010، 011، 100، 101، 110، 111، على التوالي. (أفرض أن المدخل الثنائي 1 يعادل 5V، وأن المدخل الثنائي 0 يعادل 0V).



شكل (27)



# الوحدة الثانية عشرة





## الوحدة الثانية عشرة

### دوائر التغذية

#### 12.1 مدخل

من البديهي أنه وحتى تعمل أي دائرة إلكترونية فإنه يلزم مصدر واحد أو أكثر لتغذية هذه الدائرة بالطاقة الكهربائية.

معظم الدوائر الإلكترونية يتم تغذيتها بفولطيات مستمرة وبقيم ثابتة مثل  $3V$ ,  $5V$ ,  $6V$ ,  $9V$ ,  $12V$ , و  $18V$ . ويمكن الحصول على فولطيات التغذية هذه من خلال دوائر التغذية التي يتم تغذيتها عادة من الشبكة الكهربائية المنزلية أو من بطاريات.

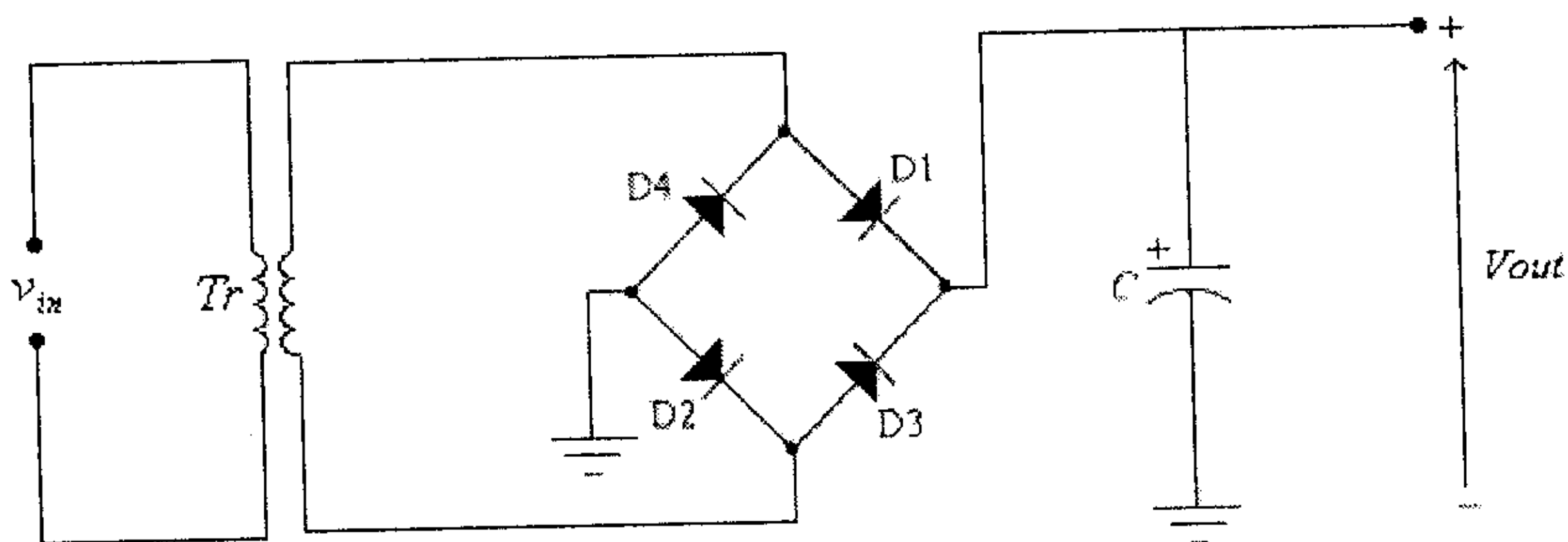
ولما كانت فولطية الشبكة الكهربائية مترددة وبقيم عالية ( $230V$ )، فيمكن تلخيص مهام دوائر التغذية بما يلي:

- تخفيض قيم فولطية الشبكة الكهربائية إلى القيم المناسبة لتغذية الدوائر الإلكترونية المختلفة.
- تحويل فولطية الشبكة الكهربائية المترددة إلى فولطية مستمرة، وذلك باستخدام دوائر التقويم المختلفة.
- تنظيم الفولطية المخرجة وجعلها ثابتة القيمة ولا تتأثر بتغير فولطية الشبكة الكهربائية أو بتغير مقدار الحمل الكهربائي الموصول مع دائرة التغذية.
- حماية الدوائر الإلكترونية، المراد تغذيتها، من الفولطيات العالية التي قد تنتج في الشبكة الكهربائية وكذلك من بعض الأعطال التي قد تنتج في دائرة التغذية.

- عزل الدائرة الالكترونية التي تتغذى بفولطيات منخفضة عن الشبكة الكهربائية ذات الفولطيات المرتفعة.
- في هذه الوحدة سنتناول بعض دوائر التغذية التي تُستخدم لتغذية الدوائر الالكترونية المختلفة.

## 12.2 دوائر التغذية البسيطة

الشكل التالي يبين دائرة تغذية بسيطة يمكن إستخدامها لإنتاج فولطية مستمرة موجبة لتغذية بعض الدوائر الالكترونية.

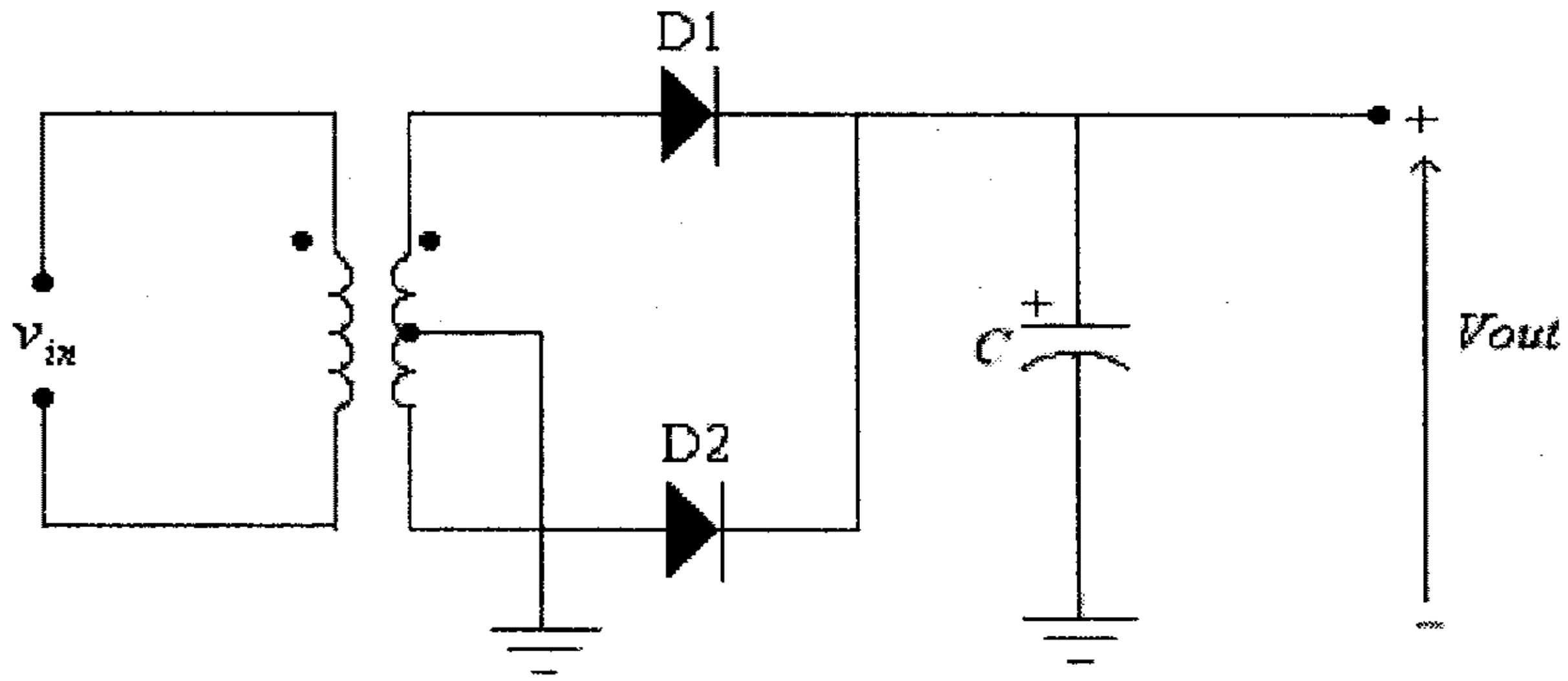


شكل (1)

في هذه الدائرة يقوم المحول  $Tr$  بتخفيض فولطية الشبكة الكهربائية  $v_{in}$  الى قيمة مناسبة لإنتاج الفولطية المخرجة، وكذلك يؤدي هذا المحول دور عزل الشبكة الكهربائية عن باقي أجزاء دائرة التغذية والدائرة الالكترونية المُراد تغذيتها. أما دائرة التقويم والمُكونة من الديودات  $D_1, D_2, D_3, D_4$  فتعمل على تقويم التيار المخرجي للمحول وتحويله الى تيار مستمر. ويقوم المكثف  $C$  بدوره بتنعيم الفولطية المخرجة والتخلص من التموجات (ripple) الناتجة في الفولطية المخرجة لهذه الدائرة.

وفي حال إستخدام محول بمخرج وسطي (center-tapped transformer) فيمكن إستخدام الدائرة المبينه في الشكل التالي.

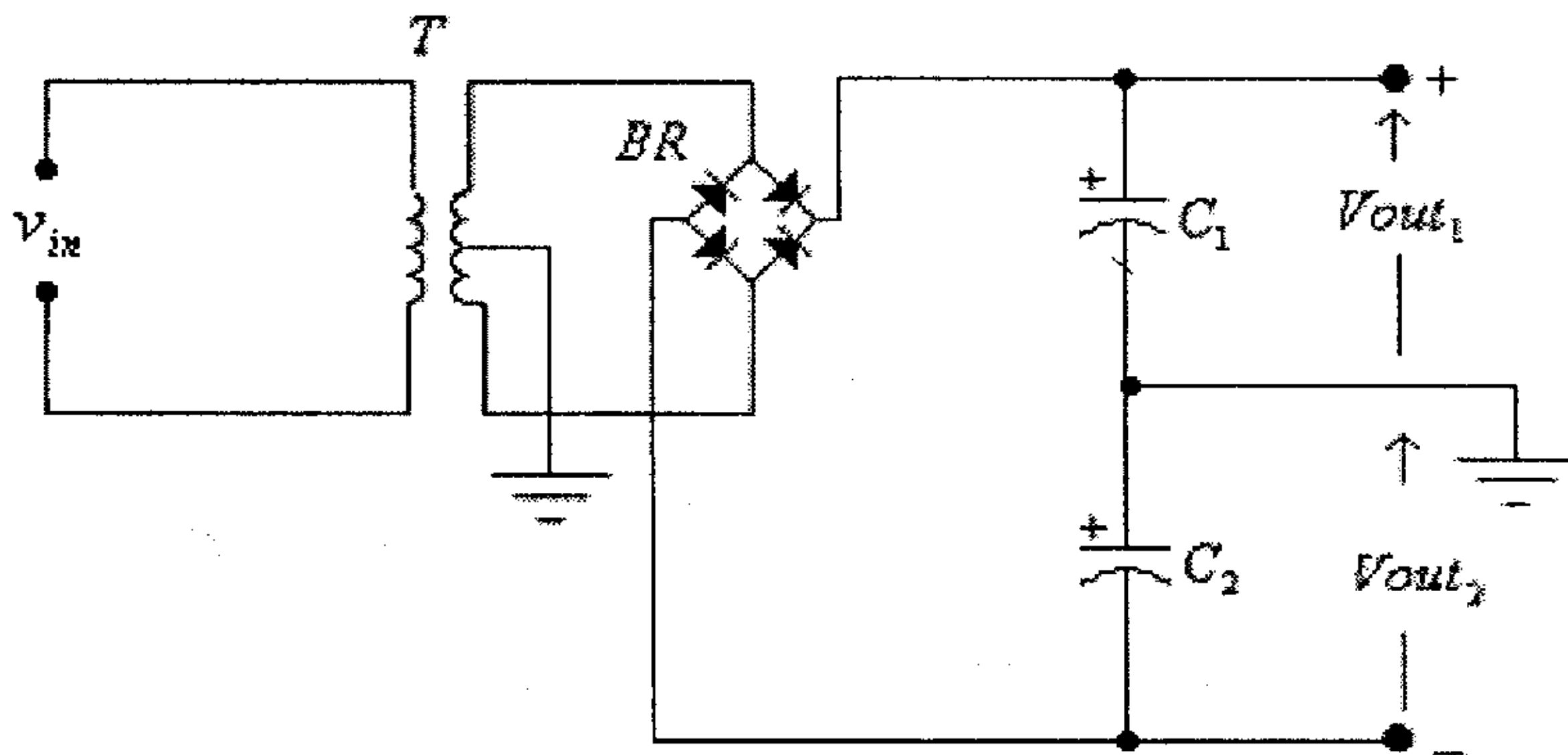




شكل (2)

لاحظ أنه يُمكن عكس إتجاه جميع الديودات في الدائرتين السابقتين للحصول على فولتية مخرجة سالبة.

واللحصول على فولطيتين مخرجيتين إحداهما سالبة والأخرى موجبة، مثلاً لتغذية بعض دوائر مضخمات العمليات، فيمكن إستخدام الدائرة المبينة بالشكل التالي.



شكل (3)

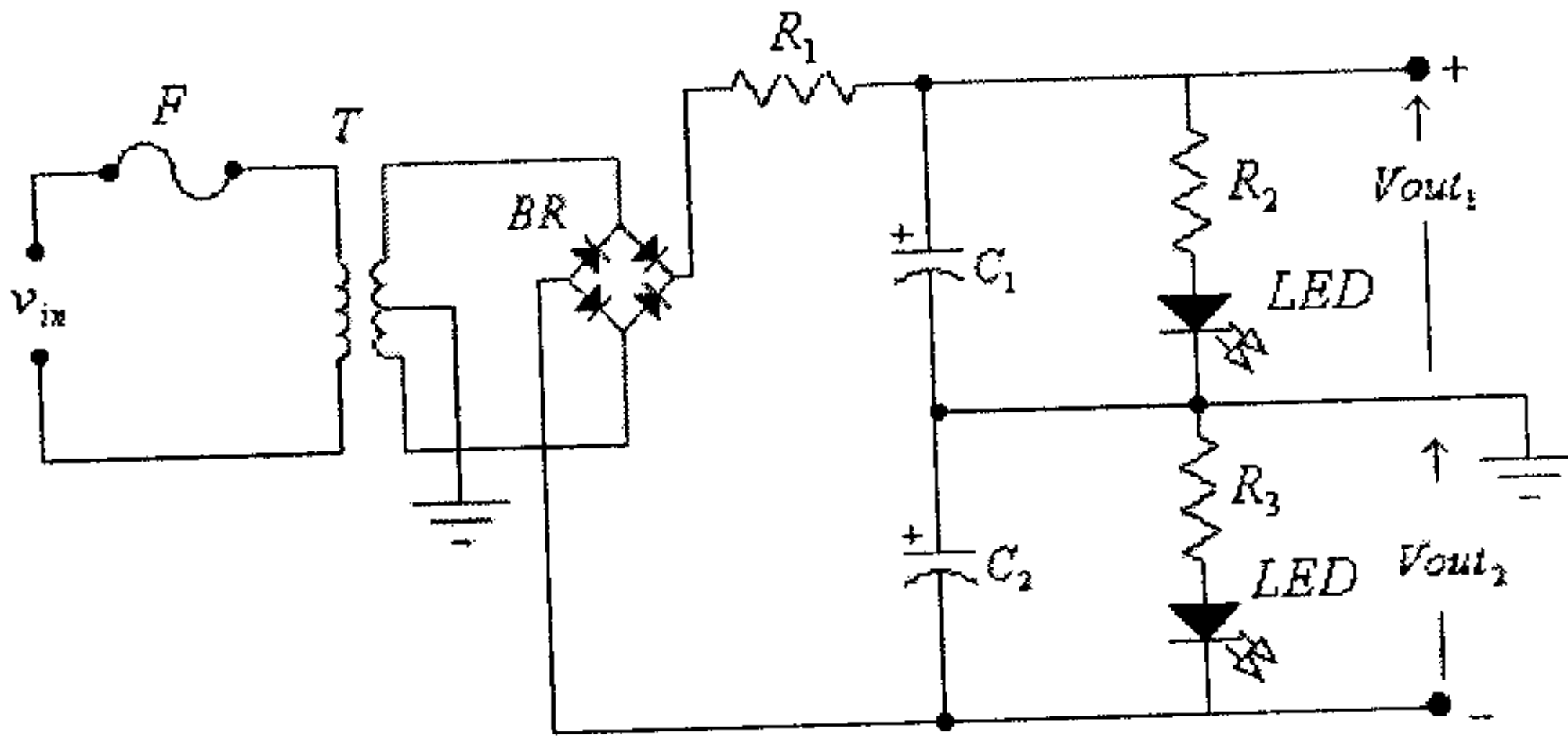
ويمكن إدخال بعض العناصر الإضافية لتحسين أداء جميع الدوائر السابقة، مثل:

- إضافة مصهر (fuse) ،  $F$  ، على مدخل هذه الدوائر وذلك للحماية من بعض الأعطال المحتملة مثل تعطل المحول ، بحدوث دارة قصر (short circuit) بين ملفاته الابتدائية أو الثانوية أو تعطل أحد ديودات دائرة التقويم  $BR$  أو تعطل المكثف  $C$  أو التحميل الزائد (overload).

- إضافة مقاومة صغيرة لحماية دائرة التقويم  $BR$  من التيار العالي لحظة تطبيق الفولطية المدخلية للدائرة ، وذلك أنه وعند بداية تشغيل الدائرة، ولكون مكثف التنعيم مفرغاً، فإن هذا المكثف يشكل ما يشبه دارة قصر (short circuit).

- إضافة ديود إنبيعات ضوئي  $LED$  ، وذلك للدلالة على وجود الفولطية المخرجة.

الدائرة التالية تحوي جميع الإضافات التي ذكرت سابقاً.



شكل (4)

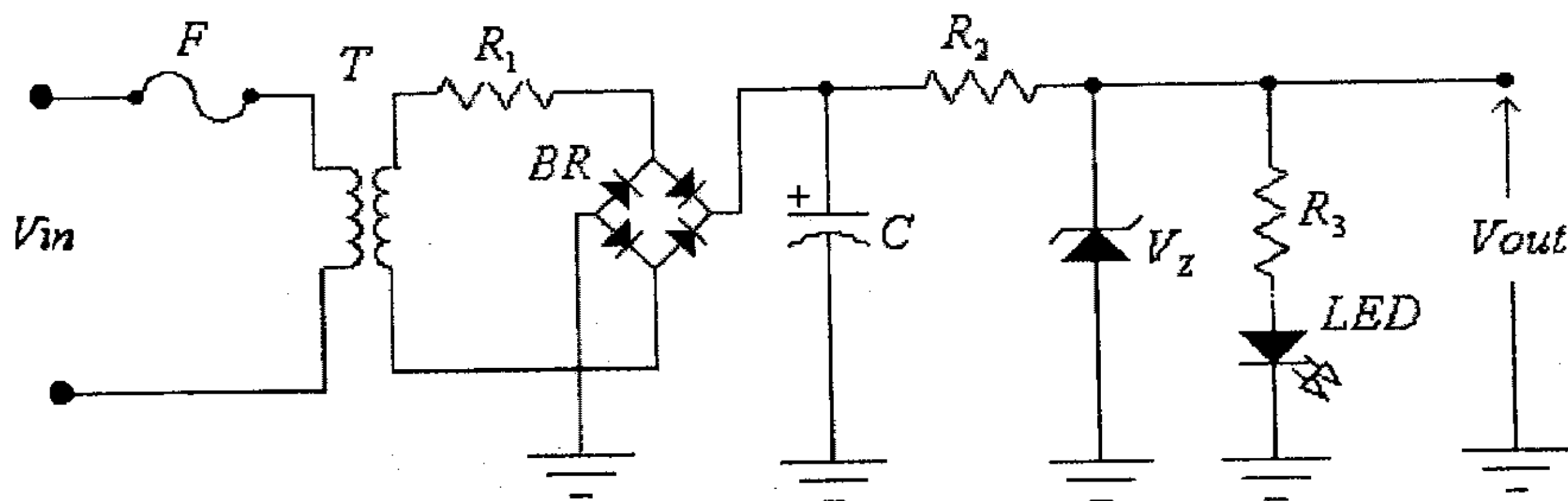
يُمكنك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب لإستكمال دراسة الدوائر السابقة جميعها.

### 12.3 تثبيت الفولطية المخرجة.

يُمكن ملاحظة أن الفولطية المخرجة لجميع الدوائر السابقة لن تكون ثابتة بل ستتغير بتغير فولطية الشبكة الكهربائية ومقدار تيار الحمل (الدائرة الإلكترونية التي سيتم تغذيتها).

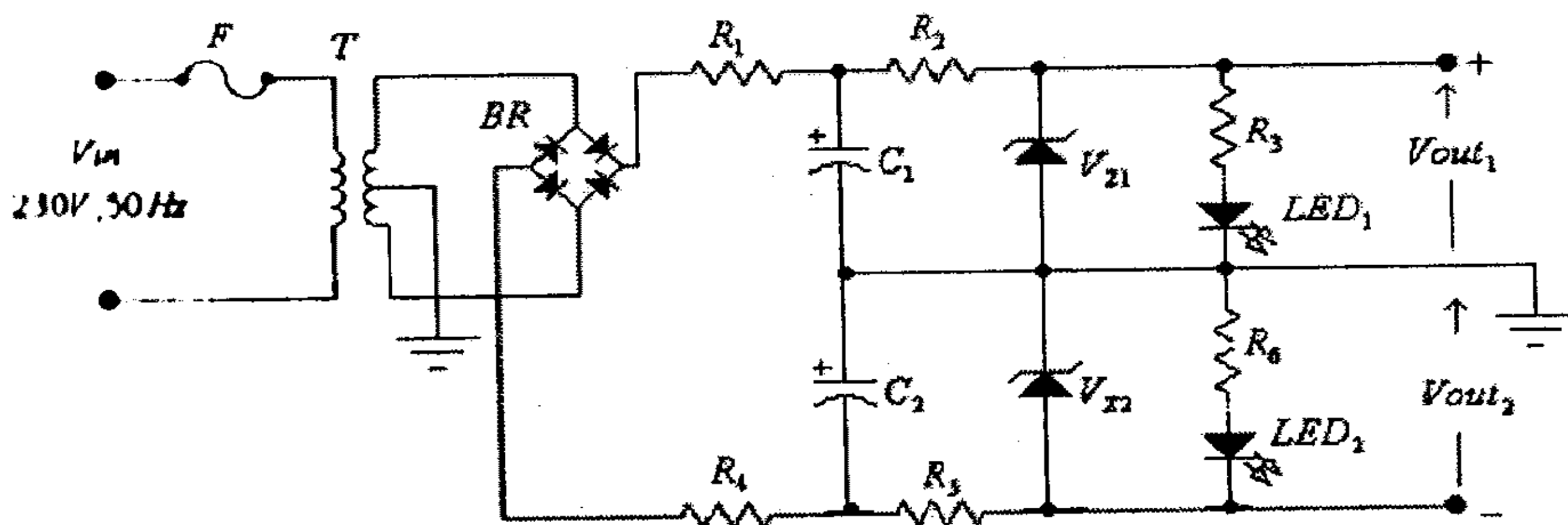
يُمكن إستخدام ثنائي الزنر لجعل الفولطية المخرجة لدائرة التغذية ثابتة ولا تتغير بتغير فولطية الشبكة الكهربائية أو بتغير تيار الحمل.

الشكل التالي يبين دائرة تغذية لإنتاج فولطية موجبة يُستخدم فيها ثنائي الزنر لتثبيت الفولطية المخرجة.



شكل (5)

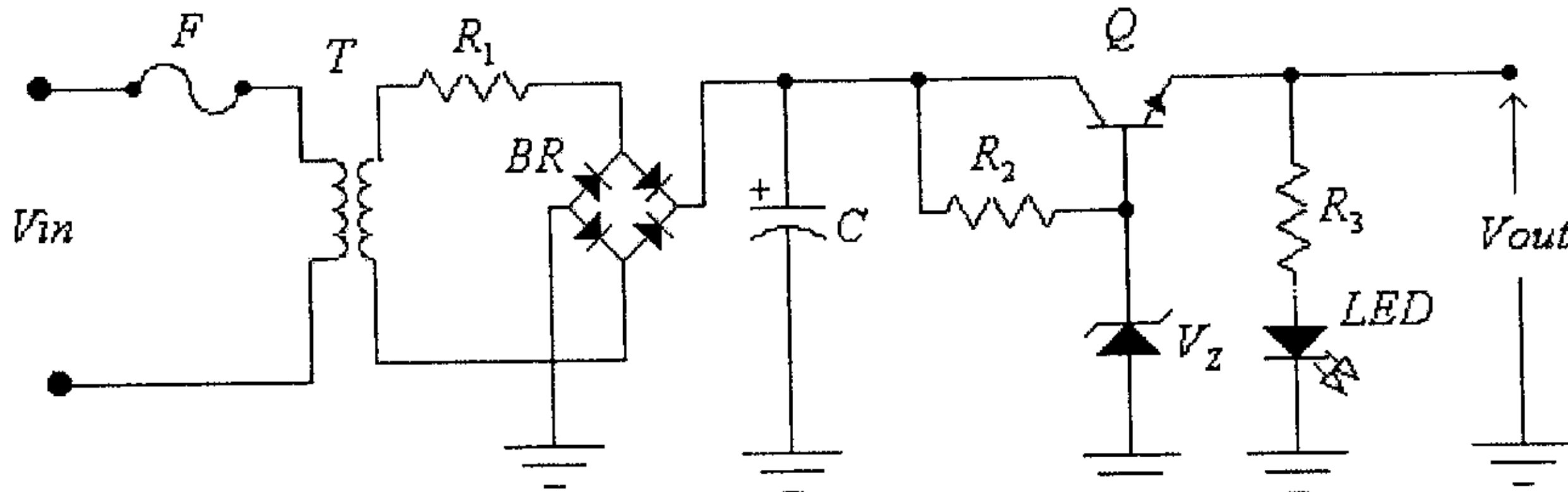
والشكل التالي يبين دائرة للحصول على فولطيتين مخرجيتين ثابتتين أحدهما سالبة والأخرى موجبة باستخدام ثنائي الزنر.



شكل (6)

ويمكنك كذلك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب لإستكمال دراسة هاتين الدائرتين.

وفي حال كون تيار الحمل كبيراً فيمكن إضافة ترانزيستور ثنائي القطبية موصل بدائرة المُجمّع المشترك (common-collector)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (7)

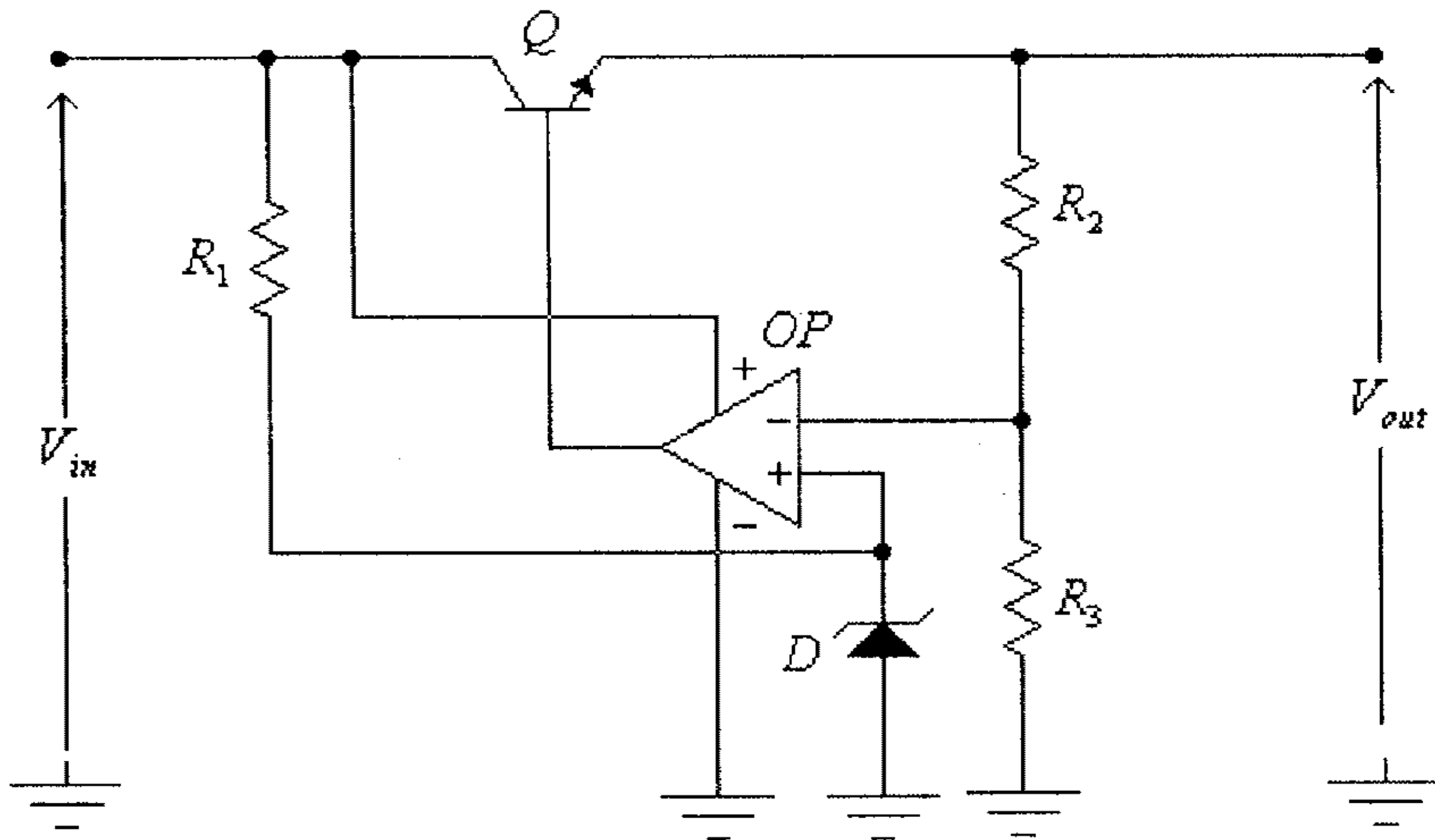
ويمكنك الرجوع الى الوحدة الثالثة من الجزء الأول من هذا الكتاب لإستكمال دراسة مثل هذه الدائرة.

#### 12.4 تثبيت الفولطية باستخدام التغذية الراجعة السالبة.

كنا قد درسنا مبدأ التغذية الراجعة السالبة في الوحدة التاسعة من هذا الكتاب، وبيناً كيف يُمكن إستخدامها في دوائر التضخيم.

ويُمكن إستخدام مبدأ التغذية الراجعة السالبة (negative feedback) بدوائر التغذية وذلك بهدف إبقاء الفولطية المخرجة ثابتة بالرغم من تغير تيار الحمل أو تغير الفولطية المدخلة لدائرة التغذية.

الشكل التالي يُبين دائرة تغذية يتم فيها تثبيت الفولطية المخرجة باستخدام مبدأ التغذية الراجعة السالبة.



شكل (8)

تتكون هذه الدائرة من الأجزاء التالية:

- مقسم الجهد (voltage divider) المكون من المقاومتين  $R_2$  و  $R_3$ . وهدفه هو إنتاج جهد، على المدخل العاكس لمضخم العمليات، قيمته تتناسب طردياً مع الفولطية المخرجة للدائرة، أي أن:

$$V^- = V_{R3} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{out}$$

- ثنائي الزنر  $D$ ، وهدفه إنتاج جهد مرجعي ثابت على المدخل غير العاكس لمضخم العمليات، أي أن:

$$V^+ = V_Z$$

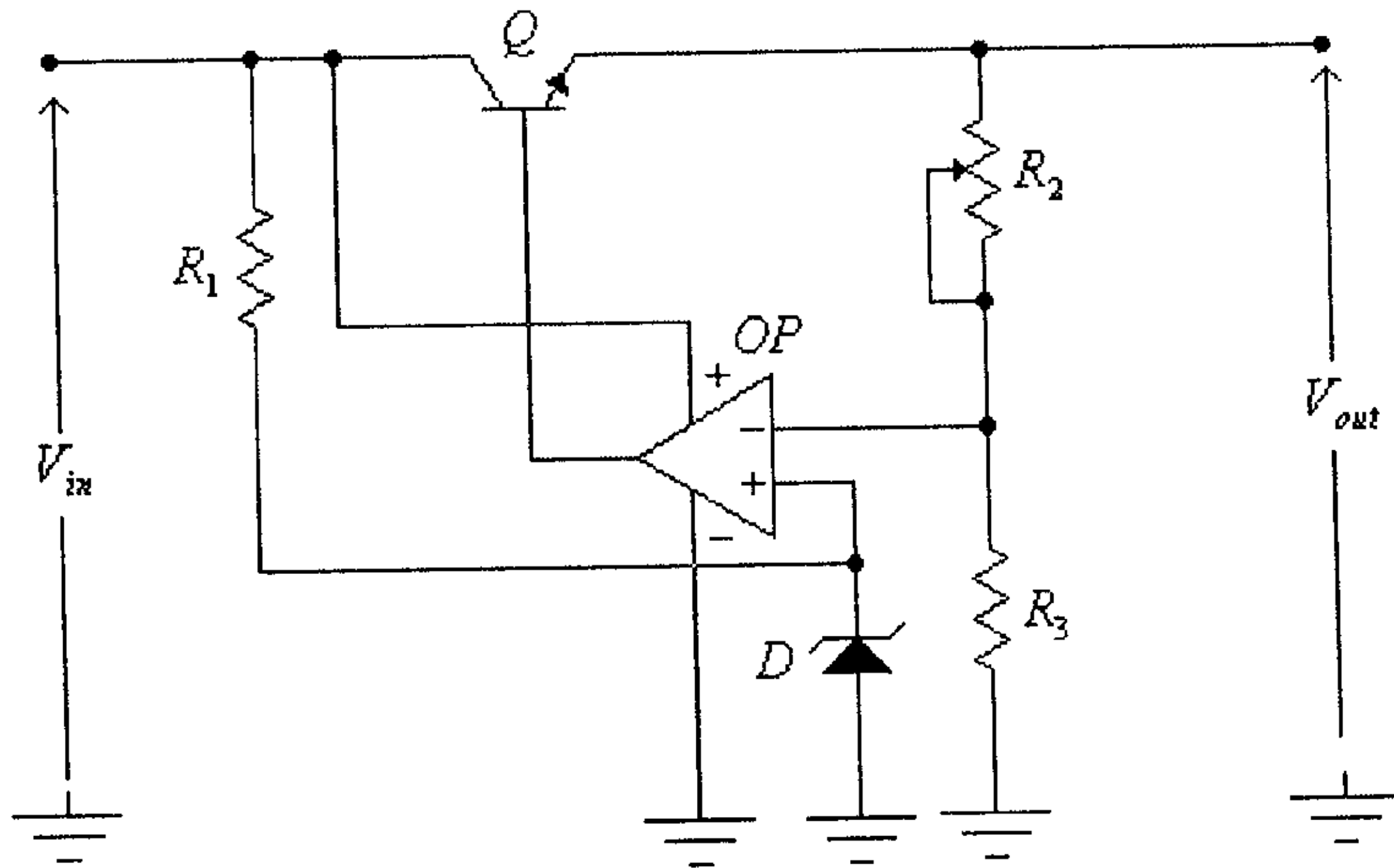
- مضخم العمليات ( $OP$ )، ويقوم بمقارنة الجهد  $V_{R3}$  (والذي هو جزء من الفولطية المخرجة) مع الجهد المرجعي  $V_Z$ ، ويقوم بإنتاج فولطية مخرجة تُغذي قاعدة الترانزيستور  $Q$ ، ليتم تغيير فرق الجهد بين المجمع والباعث ( $V_{CE}$ ) للترانزيستور بحيث تبقى الفولطية المخرجة للدائرة ( $V_{out}$ ) ثابتة، لاحظ أن:

$$V_{out} = V_{in} - V_{CE}$$

- المقاومة  $R_1$  وهدفها تحديد قيمة تيار ثنائي الزنر.

ملاحظات على عمل هذه الدائرة:

1- يُمكن التحكم بقيمة الفولطية المخرجة لهذه الدائرة باستبدال إحدى المقاومتين  $R_2$  و  $R_3$  والمشككتين لمجزء الفولطية بمقاومة متغيرة، وذلك كما في الشكل التالي.



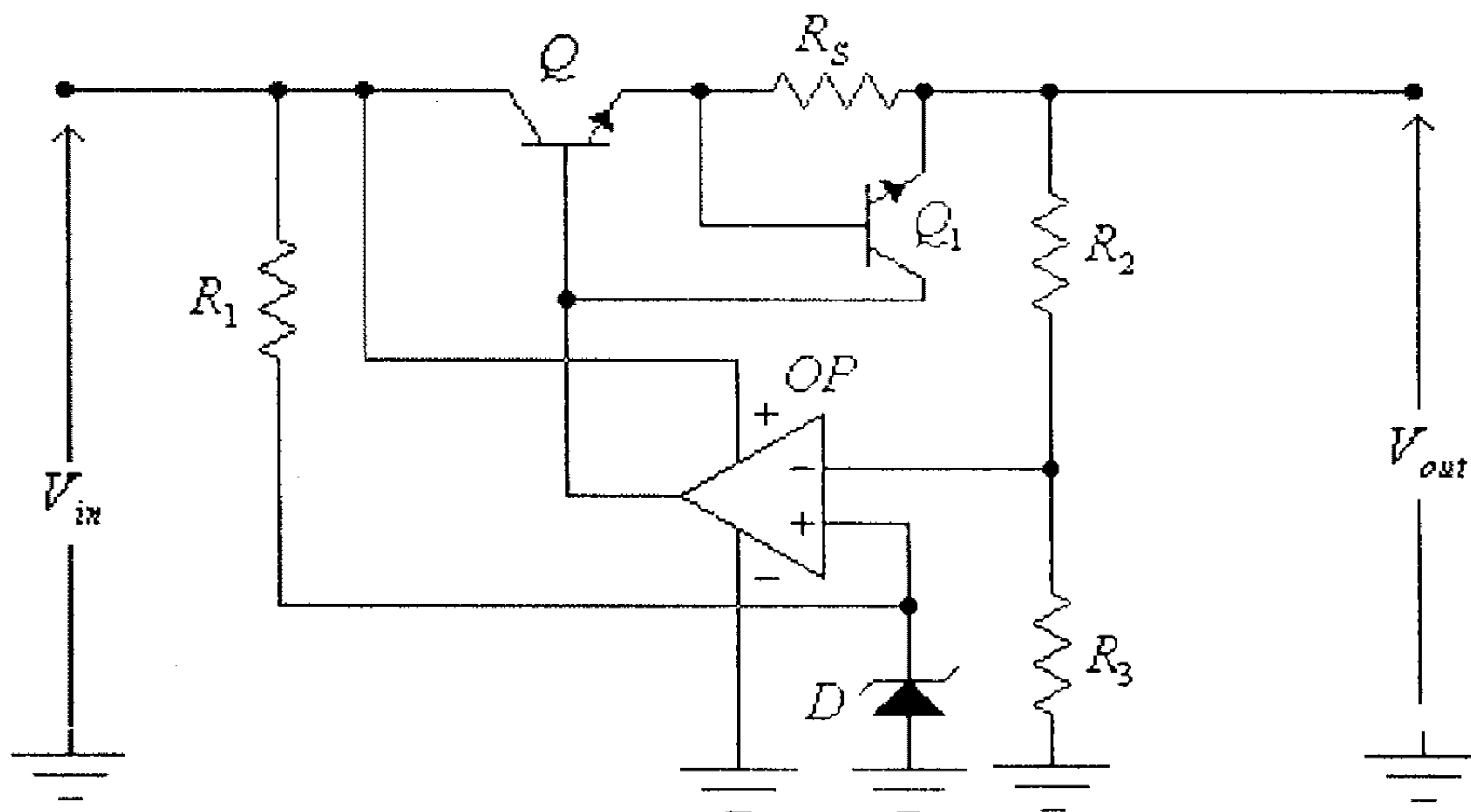
شكل (9)

2- لاحظ أن مضخم العمليات وكذلك ثنائي الزنر يتم تغذيتهما من مدخل هذه الدائرة وليس من مخرجها (بالرغم من ثبات فولطية المخرج وعدم ثبات فولطية المدخل)، وسبب ذلك أنه لو تمت تغذية مضخم العمليات وثنائي الزنر من مخرج هذه الدائرة فإن الدائرة لن تعمل بسبب عدم إمكانية ظهور الفولطية المخرجة للدائرة قبل تغذية مضخم العمليات وثنائي الزنر.

## 12.5 الحماية من التحميل الزائد (الحماية من التيارات المخرجة العالية)

يُمكن إدخال بعض التحسينات البسيطة على دائرة تثبيت الفولطية المخرجة باستخدام التغذية الراجعة السالبة، والتي شُرحنا سابقاً، وذلك بهدف حماية دائرة التغذية من التحميل الزائد (overload)، أو الحماية من التيارات المخرجة العالية (overcurrent) أو حتى لحماية دائرة التغذية عند وجود دائرة قصر (short circuit) على مخرجها.

الشكل التالي يُبين دائرة تثبيت الفولطية المخرجة مع الحماية من التيارات العالية والتيارات القصر.



شكل (10)

هذه الدائرة تشبه دائرة تثبيت الفولطية المخرجة باستخدام التغذية الراجعة السالبة، والتي تم شرحها سابقاً، مع إضافة كل من المقاومة  $R_s$  والترانزستور  $Q_1$ .

المقاومة  $R_s$ ، وقيمتها قليلة عادةً، وتُستخدم لتحسس قيمة التيار المخرجي للدائرة. لاحظ أن فرق الجهد بين طرفي هذه المقاومة، والذي هو

بنفس الوقت فرق الجهد بين القاعدة والباعث للترانزيستور  $Q_1$ ، يتناسب تناسباً طردياً مع التيار المخرجي للدائرة.

عند زيادة قيمة التيار المخرجي للدائرة تزداد قيمة فرق الجهد بين طرفي المقاومة  $R_S$ ، وعند وصول فرق الجهد هذا الى قيمة كافية (أي الى حوالي  $0.7V$ ) يصبح الترانزيستور  $Q_1$  بوضع on مما يؤدي الى مرور التيار المخرجي لمضخم العمليات من خلال الترانزيستور  $Q_1$  وبالتالي تتوقف تغذية تيار القاعدة للترانزيستور  $Q$  ويُصبح هذا الترانزيستور بوضع off وتصبح قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً.

ومما يجب ذكره أن هناك بعض الدارات المتكاملة التي تعمل بنفس هذا المبدأ وتركيبها الداخلي يشبه تركيب الدائرة السابقة، ومن أشهر هذه الدارات الدارة الالكترونية 723 والتي تُستخدم كثيراً في بناء دوائر التغذية.

## 12.6 الحماية من الفولطية المخرجة العالية.

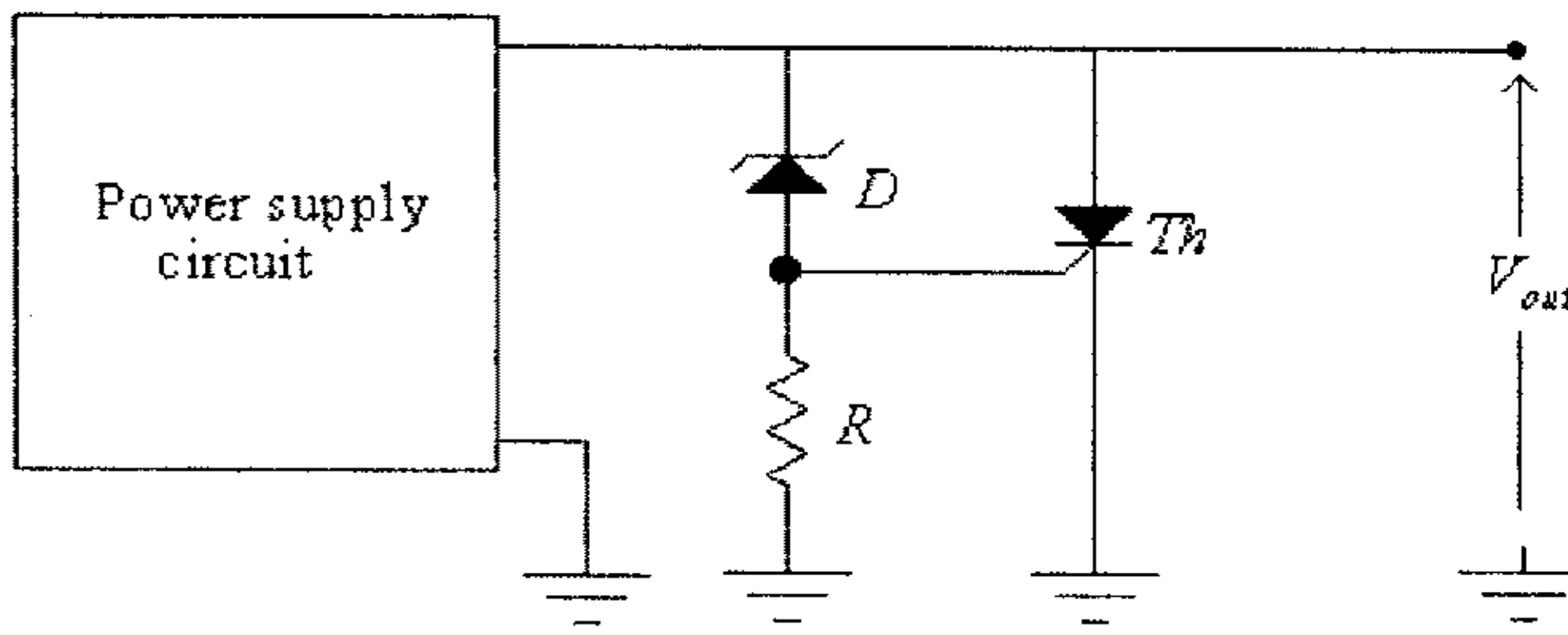
بعض الأعطال التي قد تحدث بدوائر التغذية تؤدي الى ظهور فولطية مخرجة مرتفعة قد تؤدي الى تعطل الدائرة أو الدوائر الالكترونية التي تتغذى من دائرة التغذية هذه.

فبالعودة الى دائرة التغذية المبينه في الشكل السابق تلاحظ، مثلاً، أنه وعند تعطل الترانزيستور  $Q$ ، كحصول دائرة قصر بين المجمع والباعث لهذا الترانزيستور، فإن الفولطية المخرجة تصبح عالية القيمة ومساويةً للفولطية المدخلية.

وللحماية من إرتفاع قيمة الفولطية المخرجة لدائرة التغذية تستعمل عادة دائرة الكترونية خاصة توصل على التوازي مع مخرج دائرة التغذية.



الشكل التالي يبين تركيب وعمل دائرة للحماية من الفولتيات المخرجة المرتفعة.

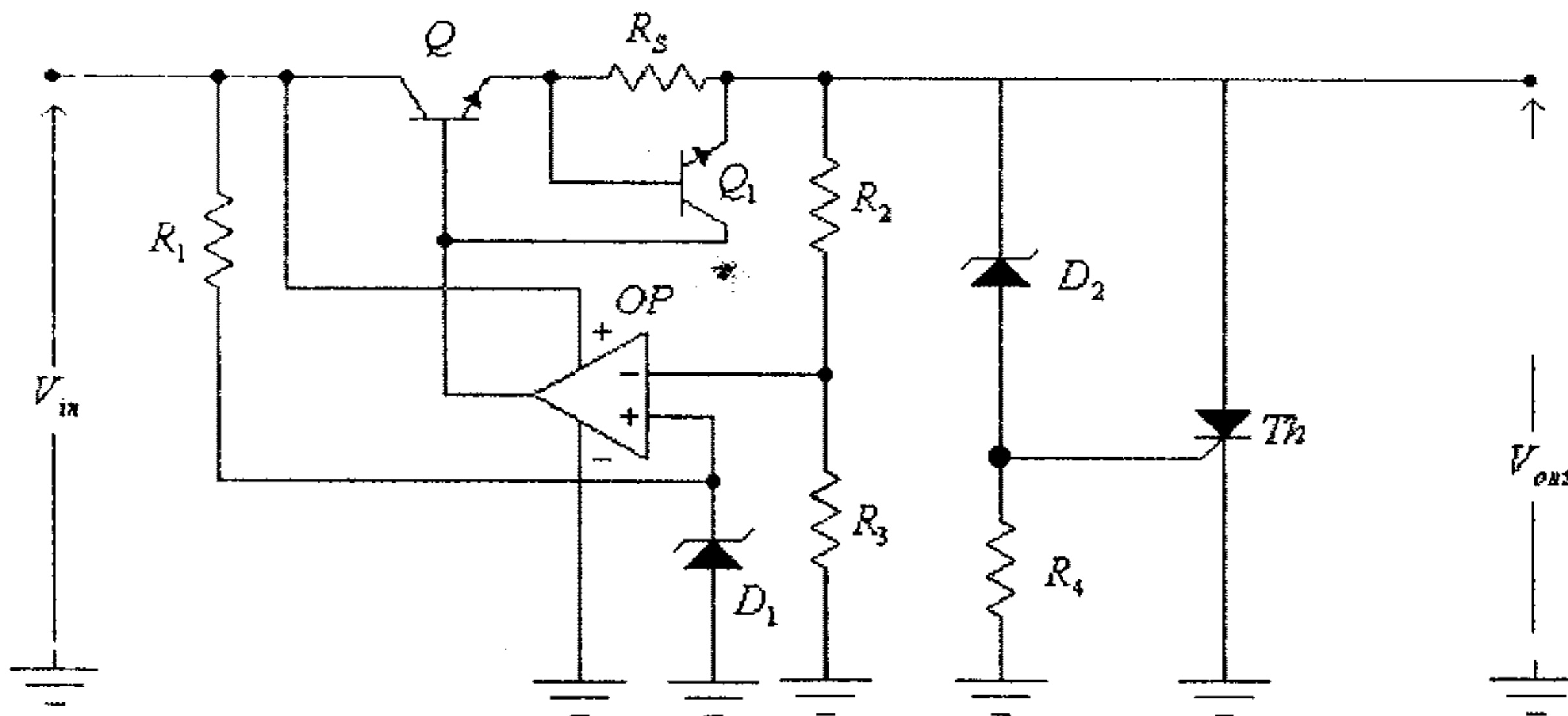


شكل (11)

في هذه الدائرة وعند إرتفاع الفولطية المخرجة، ووصول قيمتها الى القيمة التي تسمح بمرور التيار خلال ثنائي الزنر، يتم قدح الثايرستور  $Th$  ليصبح مخرج الدائرة في حالة قصر، أي تصبح قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً.

وفي كثير من المراجع يسمى هذا النوع من الحماية **overvoltage crowbar**.

الشكل التالي يبين دائرة تثبيت الفولطية المخرجة باستخدام التغذية الراجعة السالبة مع وجود الحماية من التحميل الزائد للدائرة وكذلك الحماية من إرتفاع الفولطية المخرجة.



شكل (12)

في هذه الدائرة، وكما ذكر سابقاً، فعند إرتفاع الفولطية المخرجة الى القيمة التي تسمح بمرور التيار خلال ثنائي الزنر  $D_2$  يتم قرح الثايرستور  $Th$  ليصبح مخرج الدائرة في حالة دارة قصر، أي تصبح قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً. عند هذه الحالة تبدأ دائرة الحماية من التيار المخرجي العالي، والمكونة من المقاومة  $R_s$  والترانزيستور  $Q_1$  والتي تم شرحها سابقاً، بالعمل.

لاحظ أن هذه الدائرة، وعند عمل دائرة الحماية من الفولطية المخرجة العالية، لن تعود الى العمل الطبيعي إلا بعد فصل التغذية المدخلة وإعادة توصيلها.

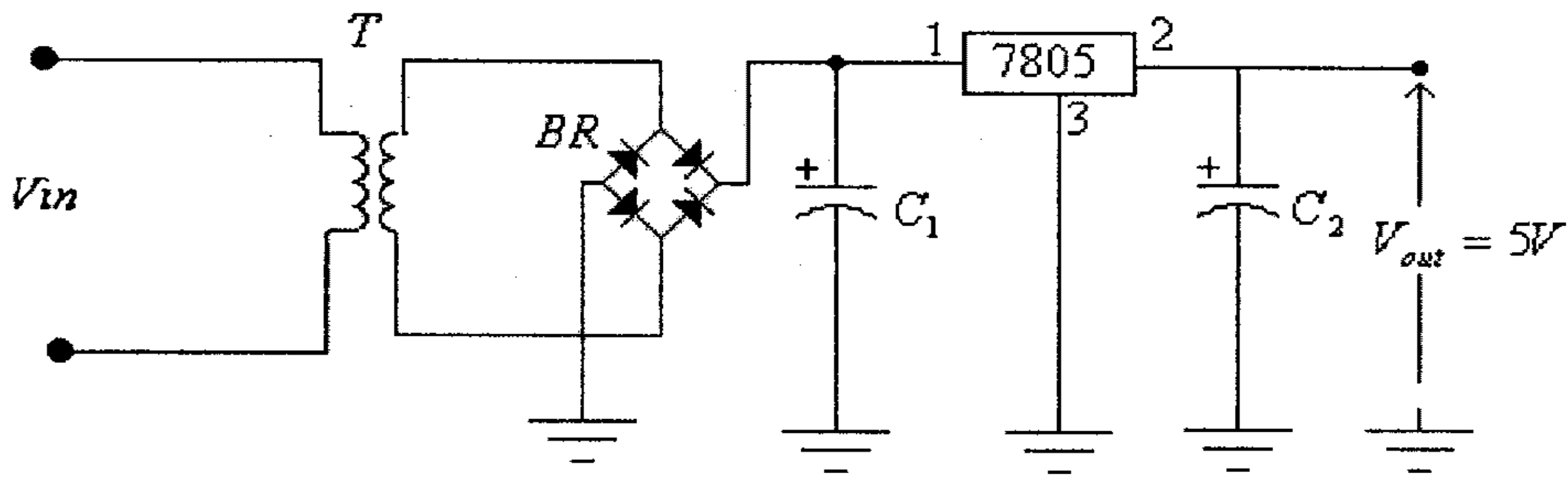
## 12.7 بعض الدارات المتكاملة المستخدمة في دوائر التغذية

شرحنا فيما سبق تركيب وعمل الدارة المتكاملة 723 ، والتي تُعتبر من أقدم الدارات المتكاملة التي يمكن إستخدامها لبناء دائرة تغذية كاملة، وبيناً أن تركيب هذه الدارة يشبه دائرة التغذية المبينة في شكل (10) السابق.

هناك العديد من الدارات المتكاملة الواسعة الإنتشار والتي تُستخدم لبناء دوائر تغذية بفولطيات مخرجة ثابتة أو متغيرة، منها:

- الدارات المتكاملة لإنتاج فولطيات تغذية ثابتة، من أشهرها الدارات 78xx والتي تستخدم لإنتاج فولطيات تغذية موجبة وبقيم ثابتة مثل 5V ، 9V و 12V. لاحظ أن الرقمين xx المذكورين بعد الرقمين 78 يشيران الى الفولطية المخرجة لهذه الدارات المتكاملة.

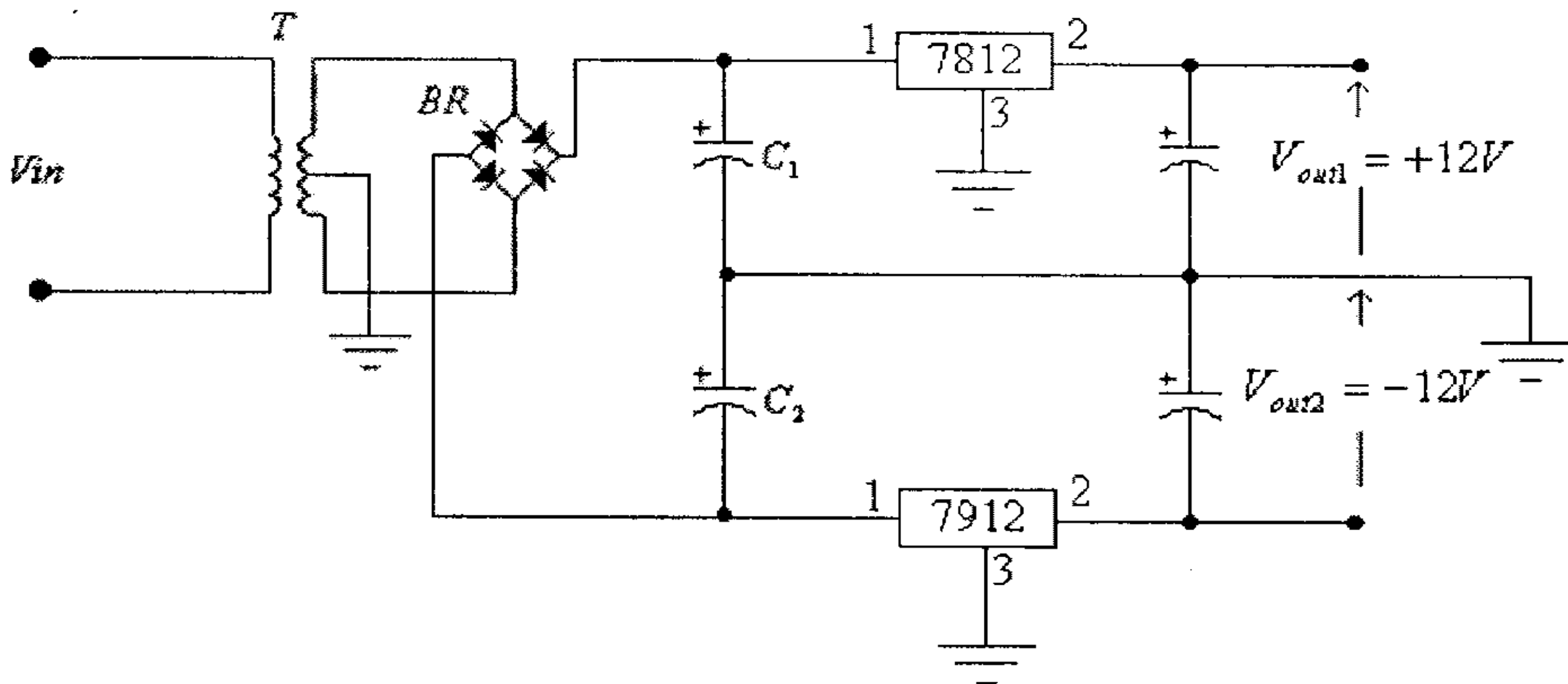
الشكل التالي يبين كيفية توصيل الدارة المتكاملة 7805 والمُستخدمة للحصول على فولطية مخرجة ثابتة مقدارها 5V.



شكل (13)

ومما يجب ذكره أن الدارات المتكاملة 79xx شبيهة بعملها للدارات المتكاملة 78xx، إلا أنها تُستخدم لإنتاج فولتيات مخرجية سالبة.

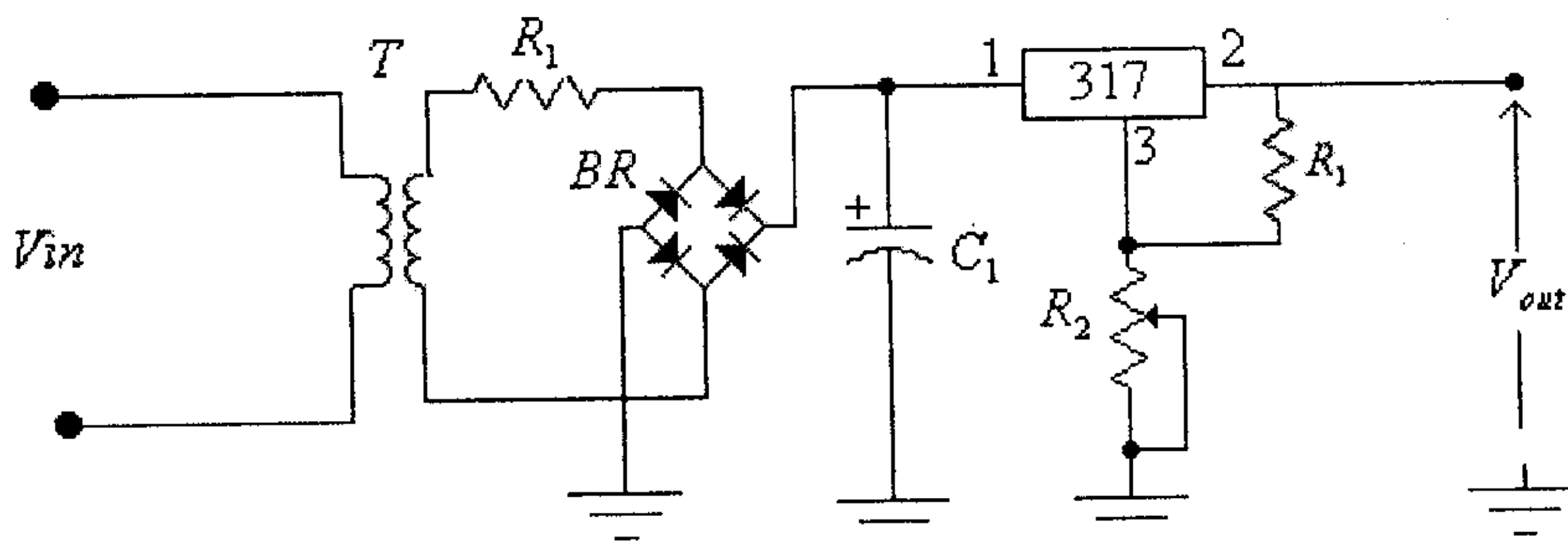
الشكل التالي يبين كيفية استخدام الدارتين المتكاملتين 7812 و 7912 لإنتاج دائرة تغذية ثنائية الفولطية (+12V, -12V)، يُمكن إستخدامها لتغذية دوائر مضخم العمليات.



شكل (14)

- الدارات المتكاملة لإنتاج فولتيات تغذية متغيرة. من أشهرها الدارات 317 والتي تُستخدم لإنتاج فولتيات تغذية موجبة.

الشكل التالي يبين كيفية توصيل الدارة المتكاملة 317 للحصول على فولطية مخرجية موجبة، يُمكن تغيير قيمتها بواسطة المقاومة المتغيرة  $R_1$ .



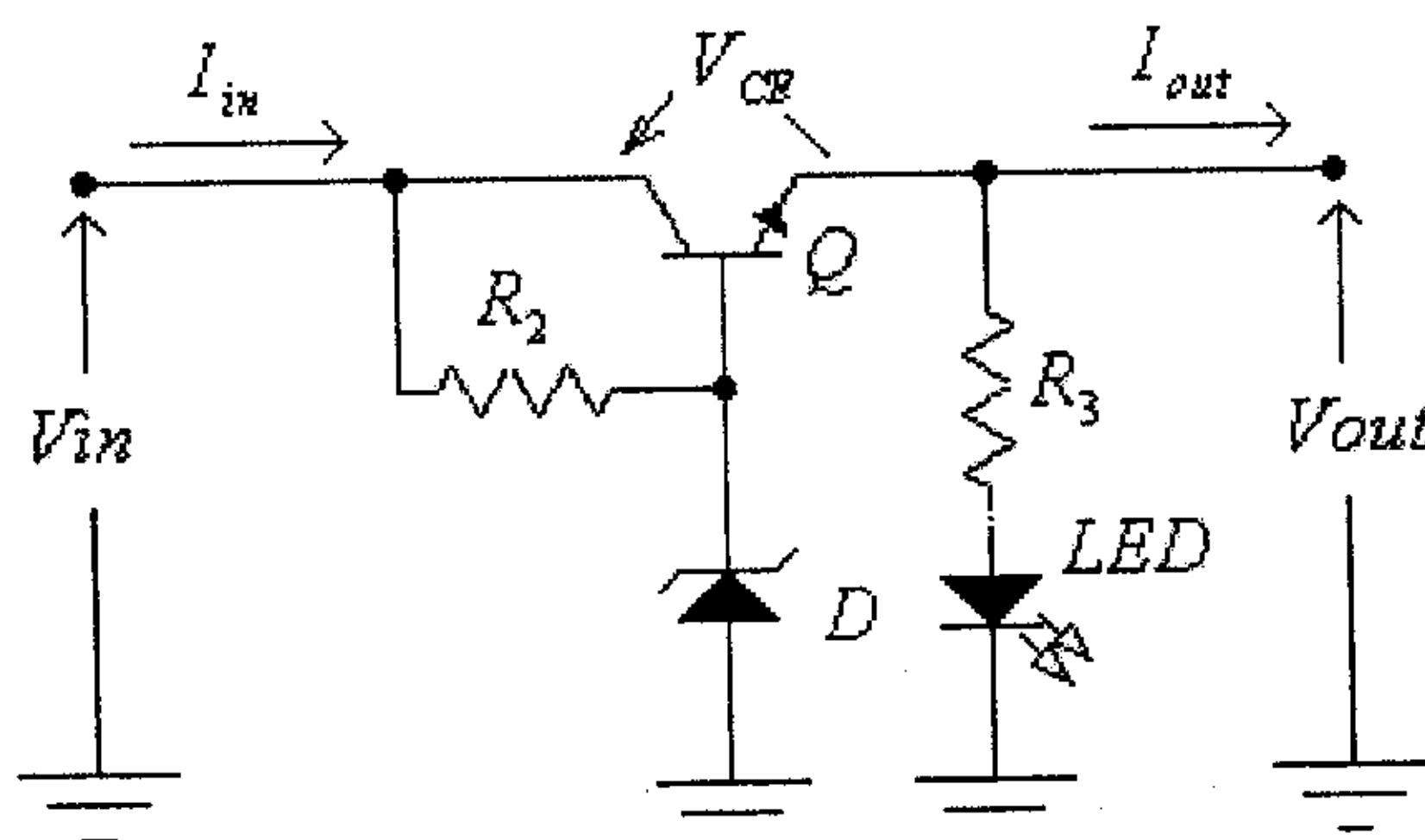
شكل (15)

ومما يجب ذكره أن الدارات المتكاملة 337 شبيهة بعملها للدارات المتكاملة 317، إلا أنها تُستخدم لإنتاج فولتيات مخرجة سالبة.

### 12.8 الضياع الحراري ومعامل الفائدة لدوائر التغذية

في جميع دوائر التغذية التي ذُكرت سابقاً، والتي تُسمى دوائر التغذية من النوع الخطي، فإن جزء كبير من القدرة الكهربائية المدخلة سيتم تبديدها على شكل قدرة حرارية تُضيع على الترانزيستور المُستخدم لتثبيت الفولطية المخرجة أو على الدارة المتكاملة المُستخدمة لهذا الغرض، لذا ففي معظم الحالات يتم تركيب هذه العناصر على مبرد حراري (heat sink).

من دائرة التغذية المُبينة في الشكل التالي يُمكن أن تلاحظ أن:



شكل (16)

$$I_{in} \approx I_{out}$$

وذلك لأن قيمة كل من تيار ثنائي الزنر وتيار قاعدة الترانزيستور قليلة جداً مقارنةً مع التيار المخرجي للدائرة.

وكذلك:

$$V_{out} = V_{in} - V_{CE}$$

والقدرة المدخلية هي:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in}$$

والقدرة المخرجة هي:

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$$

وبالتالي فإن القدرة الضائعة على الترانزيستور هي:

$$P_Q = P_{in} - P_{out} = V_{in} \cdot I_{in} - V_{out} \cdot I_{out}$$

أي إن:

$$P_Q = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_{out} = V_{CE} \cdot I_{out}$$

ويُمكن إستخدام هذه المعادلة لتحديد قيمة الضياع الحراري على الترانزيستور أو على الدارة المتكاملة المستخدمة في دوائر التغذية.

ولمعرفة كيفية إختيار المبرد المناسب يكمنك الرجوع الى الوحدة الثامنة من هذا الكتاب.

أما معامل الفائدة لدائرة التغذية فهو:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{in} - V_{CE}}{V_{in}} = \left(1 - \frac{V_{CE}}{V_{in}}\right)$$

وهذه المعادلة تبين أنه كلما كان الفرق بين الفولطية المدخلية والفولطية المخرجة لدائرة التغذية أكبر كلما كانت الضياعات الحرارية أكبر وبالتالي كلما كان معامل الفائدة أقل.

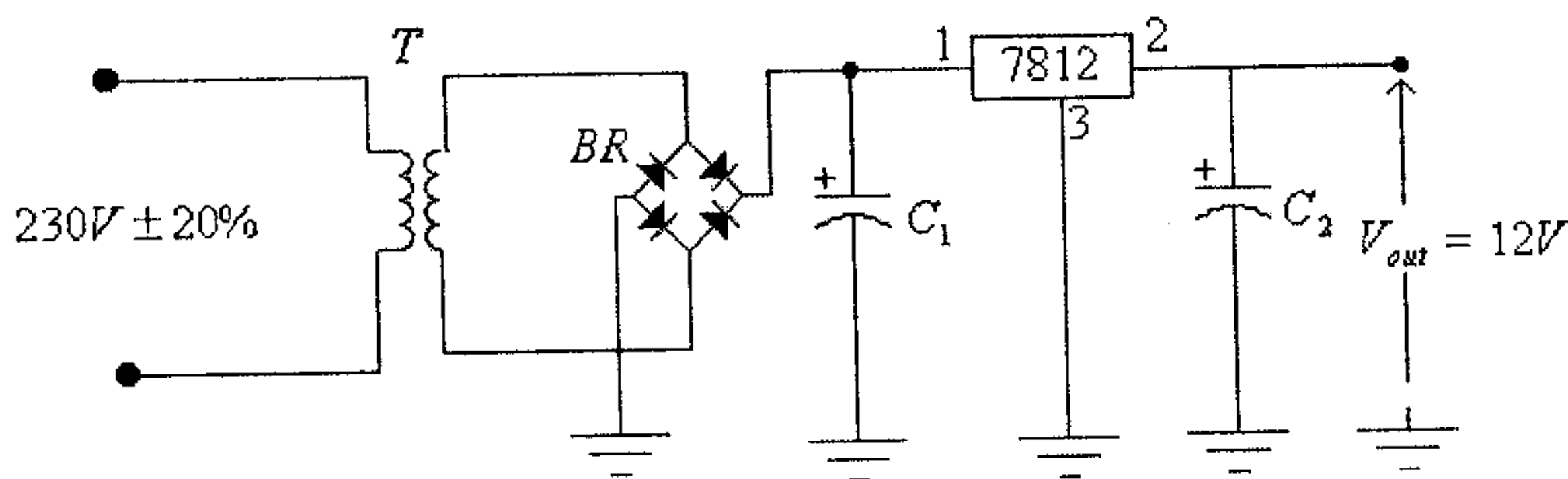
ومما سبق يُمكن أن نستنتج أنه كلما كانت حدود تغير الفولطية المدخلية المسموح بها أكبر كلما كانت الضياعات الحرارية أكبر ومعامل الفائدة لدائرة التغذية أقل.

### مثال (1):

صمم دائرة تغذية لتغذية حمل بفولطية ثابتة مقدارها  $12V$  و تيار حمل مقداره  $1A$ ، إذا علمت أن هذه الدائرة سيتم تغذيتها من الشبكة الكهربائية المنزلية وأن الحدود المسموح بها لتغيير الفولطية المدخلية هي  $\pm 20\%$ . أحسب معامل الفائدة لهذه الدائرة.

**الحل:** هناك العديد من دوائر التغذية، التي تم شرحها سابقاً، يُمكن إختيارها لهذا الغرض. ولما كانت دائرة التغذية التي تستخدم الدارة المتكاملة 7812 تُعتبر أبسطها وأقلها تكلفة فإنه سيتم إستخدامها في التصميم المطلوب.

أي أن دائرة التغذية المطلوبة هي:



شكل (17)

الدارة المتكاملة التي سيتم إستخدامها هي الدارة  $LM7812C$  من تصنيع شركة National Semiconductor ، ويُمكنك الرجوع الى أحد المواقع على

شبكة الانترنت، المبينة في نهاية هذا الكتاب، للإطلاع على المواصفات الفنية لهذه الدارة.

لهذه الدارة فإن اقل فولطية مدخلية مسموح بها هي  $14.5V$ ، وهذه القيمة هي أقل قيمة لحظية مسموح بها لفولطية المكثف  $C_1$ .

يمكنك الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية حساب مكثف التنعيم (المكثف  $C_1$ )، حيث عرفت من هذه الوحدة أن:

$$C = \frac{I}{f \cdot \Delta V_C}$$

وبافتراض أن مقدار التموج المسموح به في فولطية مكثف التنعيم هو  $3V$ ، نستنتج أن:

$$C = \frac{I}{f \cdot \Delta V_C} = \frac{1}{100 \times 3} = 0.0033F = 3333\mu F$$

نختار مكثف بالقيمة التجارية  $3300\mu F$ .

القيمة القصوى لفولطية المكثف  $C_1$  ستكون:

$$V_{C_{\max}} = V_{C_{\min}} + \Delta V_C = 14.5 + 3 = 17.5V$$

وبأخذ هبوط فرق الجهد على ديودات التقويم بعين الاعتبار، نستنتج أن القيمة القصوى للفولطية المخرجة للمحول ستكون:

$$V_{2_{\max}} = V_{C_{\max}} + 2V_d = 17.5 + 2 \times 0.7 = 18.9V$$

والقيمة الفعالة للفولطية المخرجة للمحول ستكون:

$$V'_{2rms} = \frac{V_{2max}}{\sqrt{2}} = \frac{18.9}{\sqrt{2}} = 13.4V$$

وهذه القيمة للفولطية المخرجة للمحول يجب ظهورها حتى عندما تكون الفولطية المدخلة عند 80% من قيمتها الإسمية.

أي أن القيمة المخرجة لفولطية المحول عند القيمة الإسمية للفولطية المدخلة هي:

$$V_{2rms} = \frac{V'_{2rms}}{0.8} = \frac{13.4}{0.8} = 16.75V$$

نختار محول بفولطية مخرجة بقيمة تجارية وهي 18V.

ونستطيع الآن إكمال حساب المواصفات الفنية اللازمة لإختيار عناصر هذه الدارة، وهي كما يلي:

- المحول: الفولطية المدخلة الإسمية: 230V

الفولطية المخرجة الإسمية: 18V

قدرة المحول الإسمية:  $P = V_{2rms} \times I = 18 \times 1 = 18VA$

عادةً يتم إختيار محول بقدرة إسمية أكبر من تلك القيمة قليلاً وذلك حتى يسمح لبعض الحمل الزائد.

- مجموعة التقويم: يمكن إختيار قنطرة على شكل دائرة متكاملة بتيار متوسط أكبر من 1A وبفولطية عكسية أكبر من القيمة  $.120\% \times \sqrt{2} \times 18 = 30V$

لاحظ أن الفولطية العكسية العظمى التي يجب أن تتحملها مجموعة التقويم ستكون القيمة العظمى اللحظية للفولطية المخرجة للمحول عندما تكون التغذية المدخلة بحدها الأقصى المسموح به.



عادةً يتم إختيار مجموعة تقويم بفولطية عكسية إسمية أكبر من تلك القيمة.  
 - المكثف  $C_1$ : السعة المطلوبة لهذا المكثف، وكما تم حسابها سابقاً هي:

$$V_C = 120\%V_{C_{max}} = 1.2 \times 17.5 = 21V$$

لاحظ أن الفولطية التي يجب أن يتحملها المكثف ستكون القيمة العظمى اللحظية للفولطية بين طرفيه عندما تكون التغذية المدخلية بحدها الأقصى المسموح به، و عادةً يتم إختيار مكثف بفولطية إسمية أكبر من تلك القيمة.  
 لاحظ كذلك أن مكثف التنعيم هذا يكون من النوع الالكتروليتي (التأيني).

- المكثف  $C_2$ : يُمكن عدم إستخدام هذا المكثف، ولكن ينصح دائماً بوضع مكثف بسعة صغيرة مثل  $0.1\mu F$  وذلك لحماية مخرج هذه الدائرة من الفولطيات العابرة.

- المبرد: لاحظ أنه من الضروري تركيب الدارة المتكاملة 7812 على مبرد، ولإختيار المبرد المناسب يجب حساب إكبر قدرة ستتبدد على هذه الدارة، أي أن:

$$P_Q = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_{out} = (21 - 0) \times 1 = 21W$$

وكما ذكر في الوحدة الثامنة من هذه الكتاب، فإن المقاومة الحرارية للمبرد اللازم ستكون:

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P} - \theta_{JC} - \theta_{CS} = \frac{200 - 40}{21} - 0.5 - 0.8 = 6.3^\circ C/W$$

لاحظ أن هذا المبرد سيضمن التبريد اللازم للدارة 7812 حتى في حالة حصول دارة قصر على مخرج هذه الدارة.

معامل الفائدة لدائرة التغذية سيتغير بتغير الفولطية المدخلية، وعندما تكون الفولطية المدخلية بقيمتها القصوى، تكون قيمة معامل الفائدة:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12}{21} = 0.57 = 57\%$$

لاحظ أن معامل الفائدة الفعلى سيكون أقل من هذه القيمة قليلاً وذلك لأننا لم نأخذ بعين الإعتبار الضياعات في قنطرة التقويم وفي المحول.

## 12.9 دوائر التغذية من النوع Switching-mode

جميع دوائر التغذية التي تم شرحها سابقاً هي من النوع الخطي، والتي تعاني من النواقص التالية:

- معامل الفائدة المنخفض وذلك بسبب الضياعات الحرارية العالية على الترانزيستور أو الدارة المتكاملة المستخدمة لتثبيت الفولطية المخرجة في هذه الدوائر.

- كبر حجم المحول، وذلك لأن هذا المحول مصمم للعمل عند تردد الشبكة الكهربائية (50Hz).

- كبر حجم مكثفات دائرة التنعيم، وذلك لأن هذه المكثفات ستعمل لتنعيم فولطيات بترددات منخفضة (100Hz في حالة دائرة تقويم الموجة الكاملة).

لذا وللتخلص من هذه النواقص فإن العديد من دارات التغذية المستخدمة في الأجهزة الحديثة هي من النوع Switching-mode والتي تسمى أيضاً dc-dc converters.

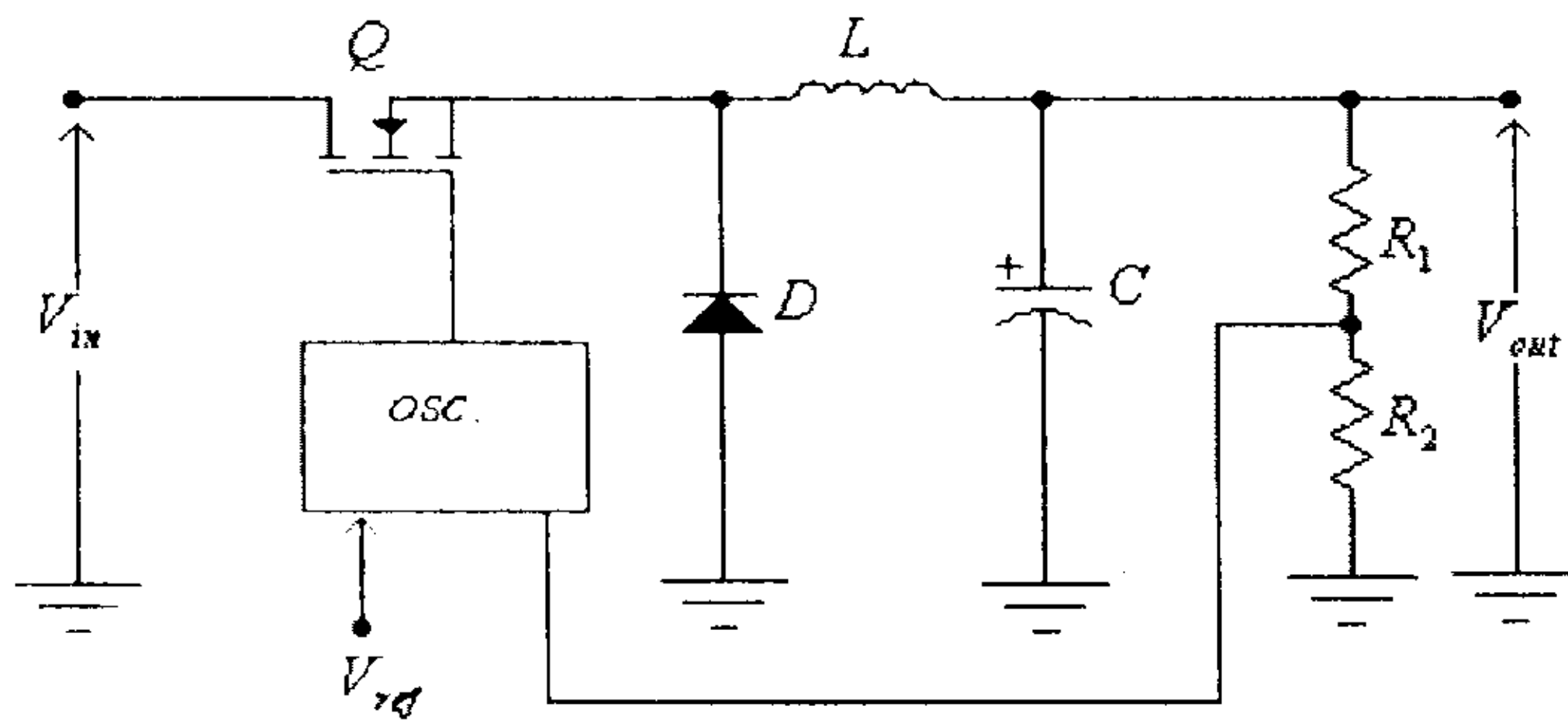
وعلى عكس ما تم شرحه سابقاً في دوائر التغذية السابقة من النوع الخطي، والتي يعمل فيها الترانزيستور في المنطقة الفعالة من خاصيته،

فإن الترانزيستور المُستخدم في دوائر التغذية من النوع Switching-mode يعمل على شكل مفتاح إلكتروني.

وبعض دوائر التغذية من النوع Switching-mode هي:

- الدوائر الخاصة بإنتاج فولتية مخرجة أقل من الفولتية المدخلة، وتُسمى هذه الدوائر step-down converters أو buck converters.

الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.

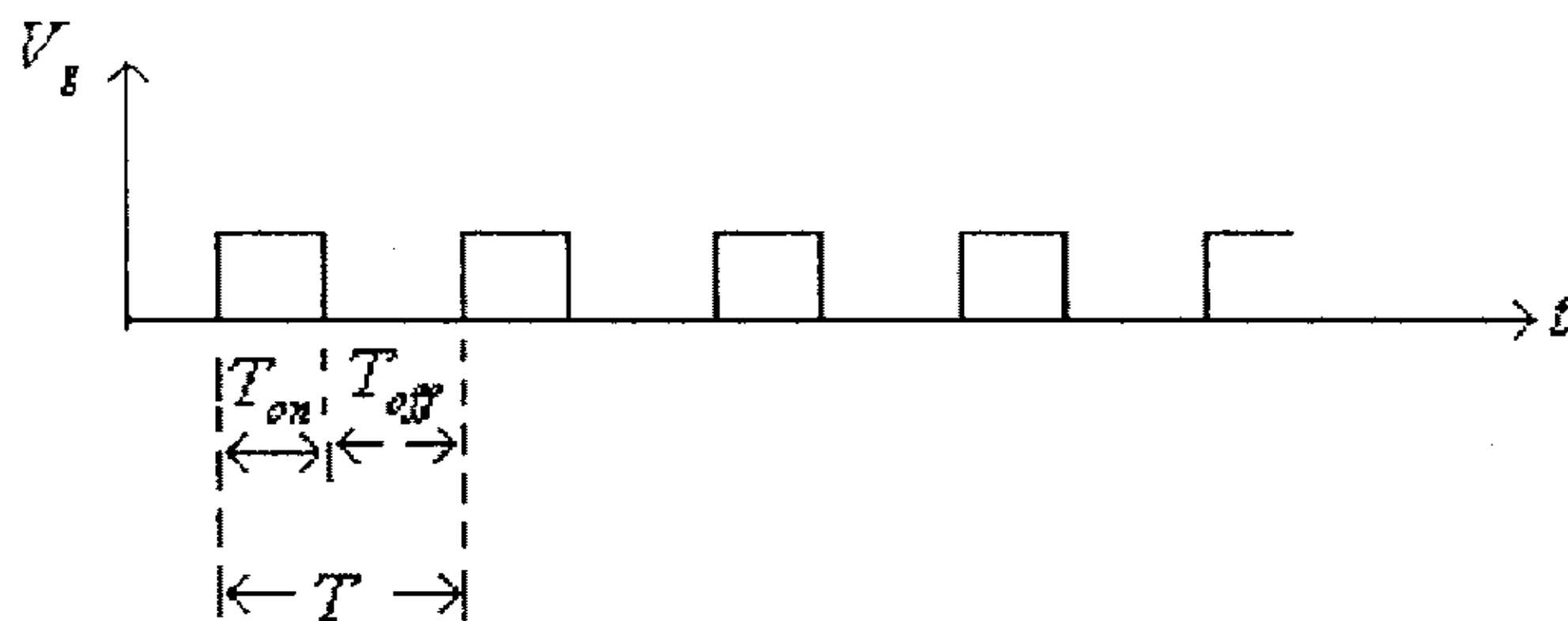


شكل (18)

وكما ذكر سابقاً فإن الترانزيستور  $Q$  يعمل كمفتاح إلكتروني ويتم

إعطاء نبضات التحكم إلى بوابة هذا الترانزيستور بواسطة المذبذب  $osc$ .

الشكل التالي يبين موجة نبضات التحكم على بوابة الترانزيستور  $Q$ .



شكل (19)

في هذا الشكل:

$T_{on}$ : هي الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on.

$T_{off}$ : هي الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع off.

$T$ : هو الزمن الدوري.

يمكنك أن تلاحظ من الدائرة السابقة أنه وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الترانزيستور  $Q$  والملف  $L$  لي شحن المكثف  $C$ . وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع off سيتوقف مرور التيار من مصدر التغذية المدخلي وسيستمر تيار الملف  $L$  بالمرور عبر المكثف  $C$  والديود  $D$ .

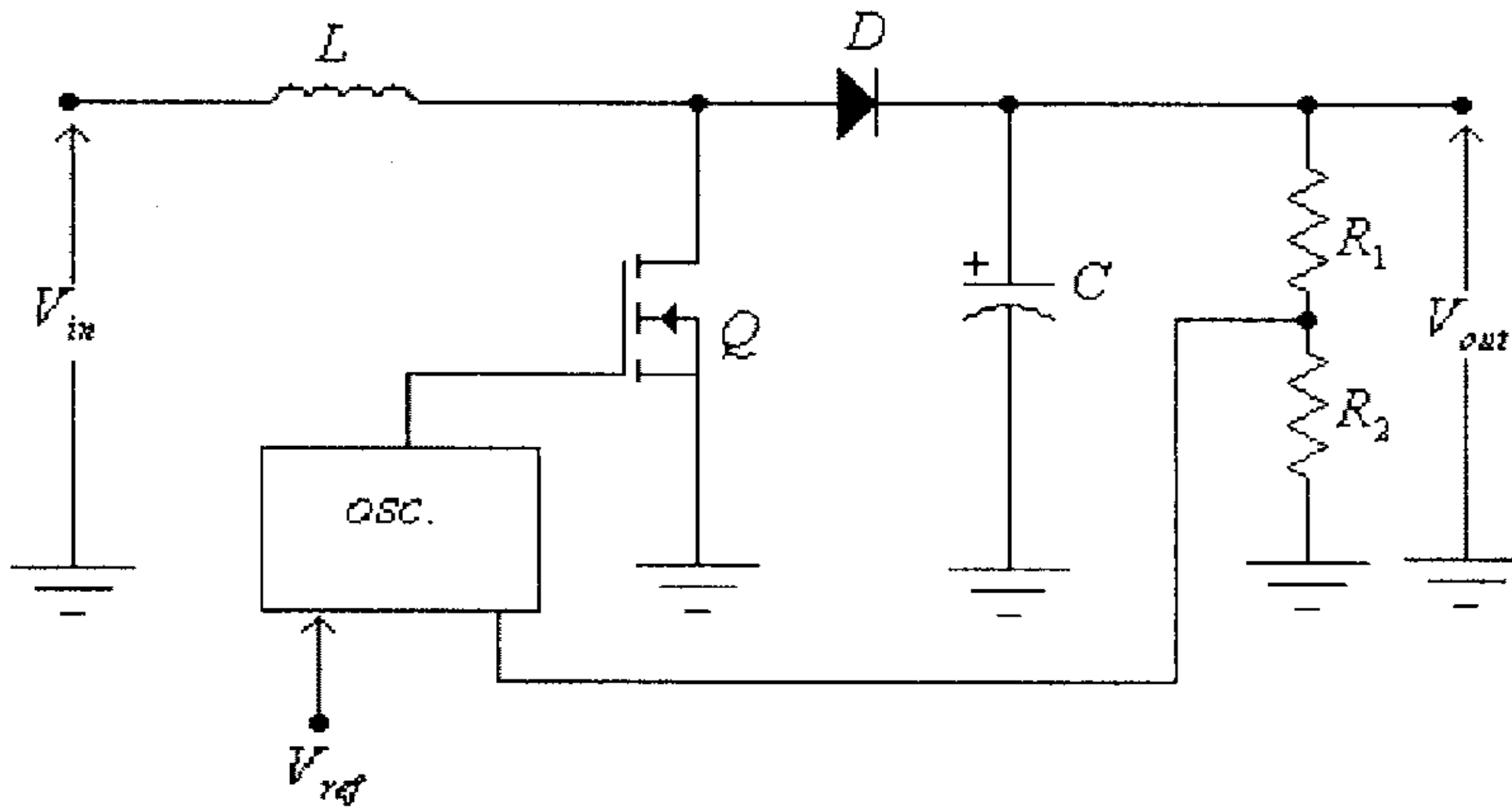
ومما يجب ذكره أن الديود  $D$  يسمى ديود المرور الحر (freewheeling diode) وذلك لأنه يؤمن حلقة مغلقة للمرور الحر للتيار عندما يكون الترانزيستور بوضع off.

في هذه الدائرة يتم التحكم بقيمة الفولطية المخرجة بتغيير النسبة بين الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on والزمن الدوري، أي بتغيير النسبة  $\tau = \frac{T_{on}}{T}$ ، والتي يطلق عليها duty factor.

وللعمل على تثبيت قيمة الفولطية المخرجة عند تغير تيار الحمل أو تغير قيمة الفولطية المدخلية فإنه يُستخدم مبدأ التغذية الراجعة السالبة، وذلك بمقارنة جزء من الفولطية المخرجة (عن طريق مجزئ الفولطية المُشكل من المقاومتين  $R_1$  و  $R_2$ ) مع فولطية مرجعية  $V_{ref}$ .

- الدوائر الخاصة بإنتاج فولطية مخرجة أعلى من الفولطية المدخلة،  
وتسمى هذه الدوائر step-up converters أو boost converters.

الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.



شكل (20)

وكما ذكر سابقاً فإن الترانزيستور  $Q$  يعمل كمفتاح الكتروني، ويتم إعطاء نبضات التحكم الى بوابة هذا الترانزيستور بواسطة المذبذب  $osc$ . وشكل نبضات التحكم على بوابة الترانزيستور  $Q$  شبيهة لتلك في دوائر الـ step-down converters والمبينة في شكل (19)، السابق.

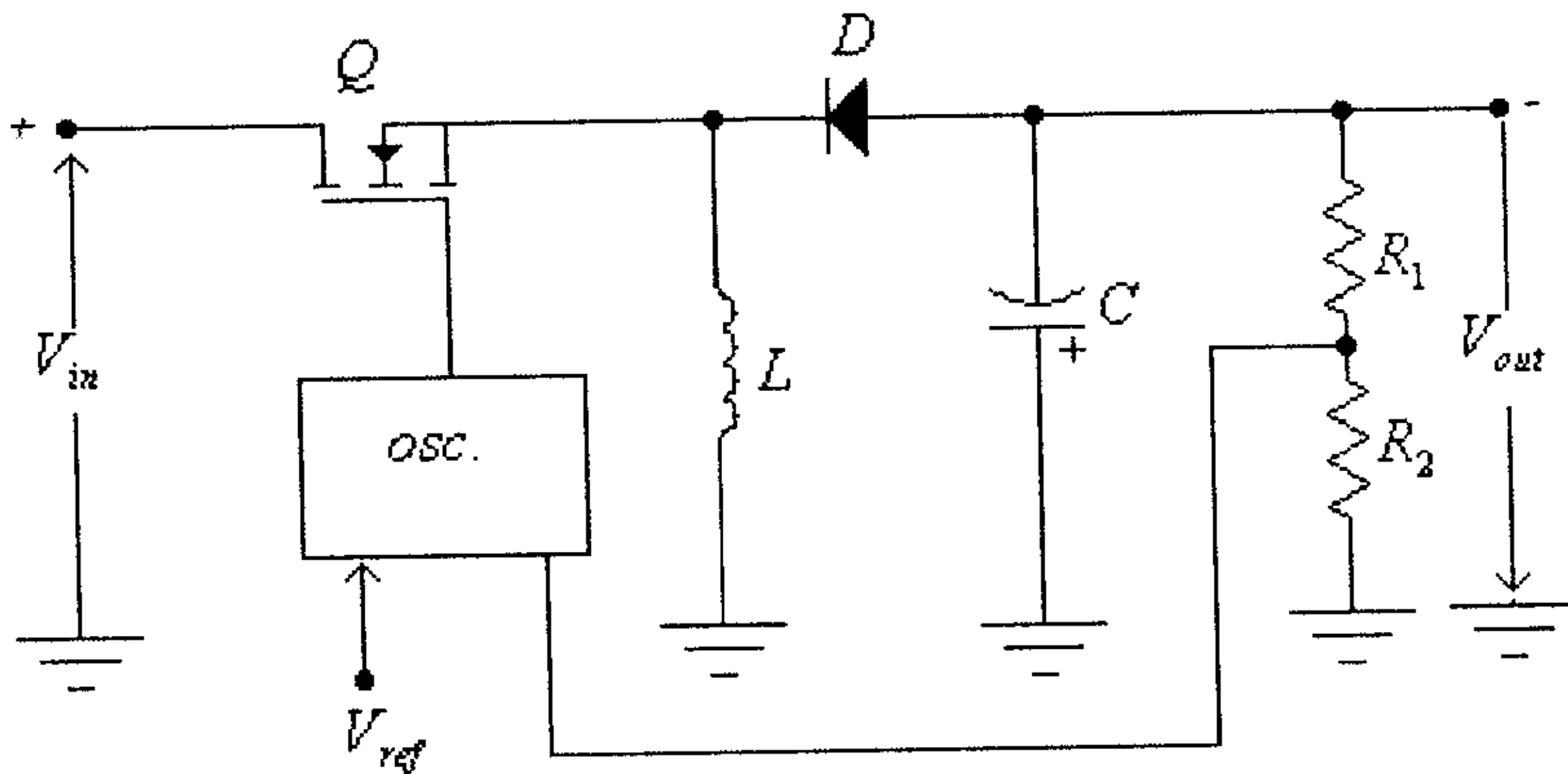
يُمكنك أن تلاحظ من الدائرة السابقة أنه وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الملف  $L$  والترانزيستور  $Q$ . وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع off يستمر مرور تيار الملف عبر الديود  $D$  لي شحن المكثف  $C$ .

وكما في دوائر الـ step-down converters، يتم التحكم بقيمة الفولطية المخرجة بتغيير النسبة بين الفترة الزمنية التي يكون فيها الترانزيستور بوضع on والزمن الدوري  $T$ ، أي بتغيير الـ duty factor.

وللعمل على تثبيت قيمة الفولطية المخرجة عند تغير تيار الحمل أو تغير قيمة الفولطية المدخلة فإنه يُستخدم أيضاً مبدأ التغذية الراجعة السالبة، والتي شُرحَت سابقاً.

- الدوائر الخاصة بإنتاج فولطية مخرجة بقطبية معاكسة لقطبية الفولطية المدخلة، وتُسمى هذه الدوائر *inverting converters*.

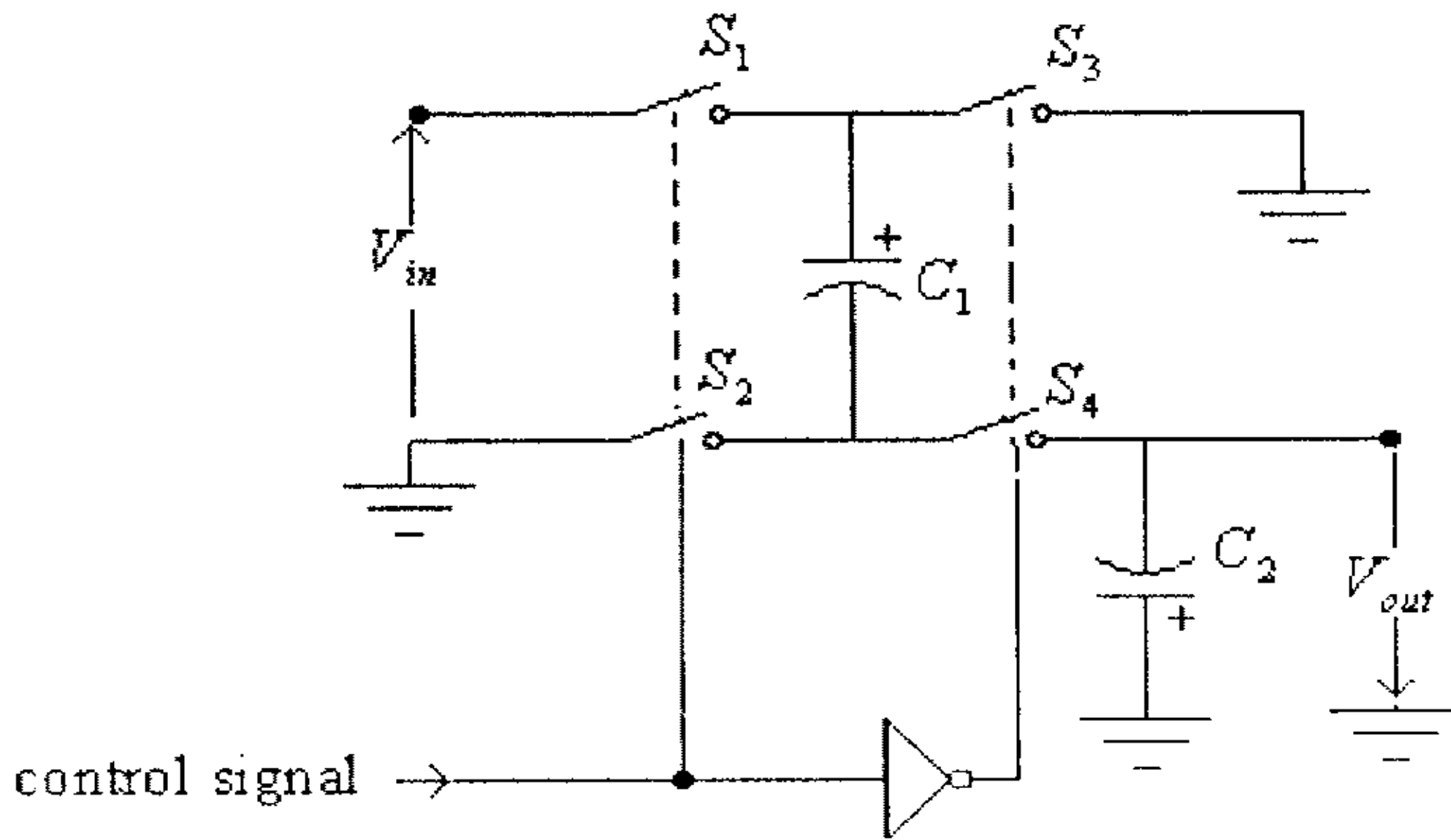
الشكل العام لمثل هذه الدوائر هو كما في الشكل التالي.



شكل (21)

في هذه الدائرة، وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع on فإن تياراً سيمر من مصدر التغذية المدخلي عبر الترانزيستور و الملف  $L$ . وعندما يكون الترانزيستور  $Q$  في وضع off يستمر مرور تيار الملف عبر المكثف  $C$  والديود  $D$ ، لي شحن المكثف  $C$  بفولطية بقطبية معاكسة لقطبية التغذية المدخلة.

وهناك نوع آخر من الدوائر التي يُمكنها إنتاج فولطية مخرجة بقطبية معاكسة لقطبية الفولطية المدخلة، وكثيراً ما تسمى هذه الدوائر بدوائر *flying-capacitor converters*، والشكل العام لها هو كما في الشكل التالي.



شكل (22)

في هذه الدائرة فإن  $S_1$ ،  $S_2$ ،  $S_3$  و  $S_4$  هي ترانزستورات تعمل كمفاتيح إلكترونية يتم التحكم بوضعها بواسطة إشارة التحكم control signal . وعندما يكون كل من المفتاحين  $S_1$  و  $S_2$  موضع on يتم شحن المكثف  $C_1$  وبالقطبية المبينة في الشكل أعلاه. وعند فتح المفتاحين  $S_1$  و  $S_2$  وإغلاق المفتاحين  $S_3$  و  $S_4$  يتم شحن المكثف  $C_2$  من المكثف  $C_1$  لينتج فولتية مخرجة بقطبية معاكسة لقطبية الفولتية المدخلة.

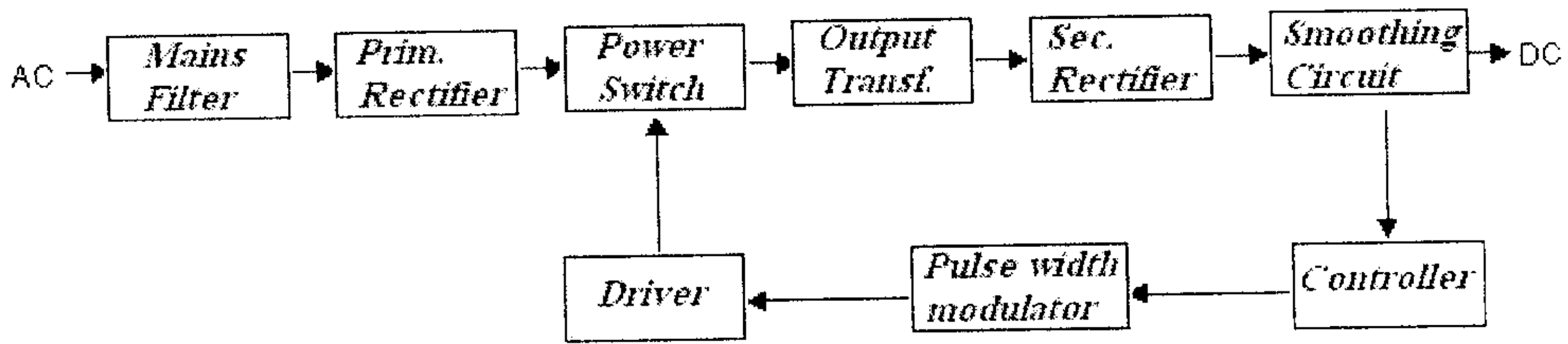
ومما يجب ذكره أن هناك بعض الدارات المتكاملة مثل الدارة 7662 من شركة Intersil والتي تحوي المفاتيح  $S_1$ ،  $S_2$ ،  $S_3$  و  $S_4$  على شكل ترانزستورات MOSFET وتحتوي كذلك العاكس (inverter) ومذبذباً لتوليد نبضات التحكم. وتستخدم هذه الدارة كثيراً لتوليد الفولتية  $-12V$  اللازمة في دوائر نقل المعلومات الرقمية بنظام RS232.

### 12.10 دوائر التغذية من النوع Fly-back Switching-mode

يستخدم هذا النوع من دوائر التغذية لتغذية العديد من الأجهزة الإلكترونية الحديثة وخاصة أجهزة الحواسيب الشخصية. وكثيراً ما يسمى هذا النوع أيضاً off-line switch-mode power supply .



المخطط الصندوقي لمثل هذا النوع من دوائر التغذية هو كما في الشكل التالي.



شكل (23)

في هذا الشكل:

**Mains Filter:** هو مرشح للترددات المنخفضة (low-pass filter)، هدفه منع مرور المركبات ذات الترددات المرتفعة التي قد توجد في فولطية التغذية المدخلة (الشبكة الكهربائية).

**Primary Rectifier:** أي المقوم الابتدائي، وهدفه تقويم موجة الفولطية المدخلة المترددة وتحويلها إلى فولطية مستمرة.

**Power Switch:** وهو ترانزستور يعمل كمفتاح إلكتروني، هدفه تقطيع الفولطية المستمرة المغذاة من المقوم الابتدائي وتحويلها إلى فولطية مترددة بتردد عالي (عادة أكبر من 20kHz).

**Output Transformer:** أي المحول المخرجي، وهدفه تخفيض قيمة الفولطية المترددة على طرفه الابتدائي وتحويلها إلى قيمة مناسبة للحصول على الفولطية المخرجة. وقد يحتوي هذا المحول على أكثر من ملف ثانوي عند الحاجة لأكثر من فولطية مخرجة. كما يعمل هذا المحول أيضاً على عزل التغذية المدخلة (الشبكة الكهربائية) عن مخرج الدائرة والأحمال الموصولة معها.





في هذه الدائرة:

- المصهر (fuse) ،  $F_1$  ، وهدفه حماية الدائرة في حالة الأعطال، مثل:
  - (أ) تعطل أحد ديودات دائرة التقويم  $BR_1$  ، كحدوث دارة قصر بين طرفيه.
  - (ب) تعطل أحد المكثفات  $C_1$  ،  $C_2$  ،  $C_3$  ،  $C_4$  أو  $C_5$  ، بحدوث دارة قصر بين طرفيه.
  - (ج) حصول دارة قصر بين طرفي الـ Varistor ، VT.
  - (د) التحميل الزائد (overload).
- المكثفات  $C_1$  ،  $C_2$  و  $C_3$  والملف  $L_1$  ، وتشكل عناصر المرشح المدخلي والذي يهدف لمنع مرور المركبات ذات الترددات العالية، التي قد توجد في فولطية التغذية.
- الـ Varistor (VT) ، وهدفه الحماية من الفولطيات العالية، والتي قد تظهر على مدخل الدائرة.
- المقوم  $BR_1$  ، وهو المقوم الابتدائي، وهدفه تقويم موجة الفولطية المدخلية المترددة وتحويلها الى فولطية مستمرة.
- المقاومة  $RT$  ، وهدفها الحماية من التيارات العالية التي تمر في المقوم  $BR_1$  في بداية التشغيل، نتيجة كون مكثفي التنعيم  $C_4$  و  $C_5$  غير مشحونين. وهي مقاومة ذات معامل حراري سالب، لذا وفي بداية التشغيل تكون قيمة مقاومتها مرتفعة، ومع مرور التيار فيها ترتفع درجة حرارتها وتقل قيمة مقاومتها.
- المكثفان  $C_4$  و  $C_5$  وهدفهما تنعيم الفولطية المخرجة للمقوم الابتدائي  $BR_1$ .

- المفتاح  $S_1$ ، ويستخدم لتغيير فولطية التغذية المدخلية للدائرة. ويمكن الرجوع الى الوحدة الثانية من الجزء الأول من هذا الكتاب للإطلاع على كيفية عمل هذا المفتاح.
- المحول  $T_1$  وهو المحول المخرجي، وهدفه تخفيض قيمة الفولطية المترددة على طرفه الابتدائي للحصول على الفولطيات المناسبة على مخارج هذه الدائرة، وكذلك للعزل بين مدخل الدائرة (الشبكة الكهربائية) ومخرجها.
- الترانزيستور  $(Q_1)$ ، ويعمل كمفتاح الكتروني لتقطيع الفولطية المستمرة المُغذاة من المقوم الابتدائي وتحويلها الى فولطية مترددة بتردد عالي.
- الدارة المتكاملة  $IC_1$  : وتحتوي جميع العناصر اللازمة لإنتاج نبضات بعرض معين للتحكم بفتح وإغلاق الترانزيستور  $Q_1$  وتثبيت قيمة الفولطية المخرجة.
- الديود  $D_1$ ، المقاومة  $R_1$ ، المكثفان  $C_6$  و  $C_7$  وثنائي الزنر  $D_2$  وهدفها تغذية الدارة المتكاملة  $IC_1$ .
- المقاومة  $R_1$  وتعمل على تأمين التغذية اللازمة للدارة المتكاملة  $IC_1$  قبل أن تبدأ الدائرة بالعمل. لاحظ أنه وبعد أن تبدأ الدائرة بالعمل وظهور الفولطية على ملفات المحول  $T_1$  فإن تغذية الدارة المتكاملة تتم عن طريق الديود  $D_1$ ، المقاومة  $R_1$ ، المكثفان  $C_6$  و  $C_7$  وثنائي الزنر  $D_2$ .
- المقاومة  $R_1$  وهدفها تحديد قيمة التيار الذي سيغذي بوابة الترانزيستور  $Q_1$ .
- المقاومة  $R_1$  وهدفها تحسس قيمة التيار المار في الترانزيستور  $Q_1$  وتغذية إشارة فولطية الى الدارة المتكاملة، تتناسب قيمتها مع قيمة تيار الترانزيستور (وبالتالي التيار المخرجي لدائرة التغذية).
- المكثف  $C_8$ ، المقاومة  $R_8$  والديود  $D_3$  وتعمل على توفير طريق بديل للتيار المار في المحول عندما يصبح الترانزيستور  $Q_1$  في وضع off وذلك

تفادياً لظهور فولتيات عالية بين أطرافه، وتسمى هذه الدائرة عادةً snubber circuit.

- المقاومة  $R_7$  والمكثف  $C_{10}$ ، وهذان العنصران يشكلان جزءاً من المذبذب اللازم لتوليد نبضات التحكم بالترانزيستور  $Q$ ، ويتم عن طريقهما تحديد تردد نبضات التحكم.

- الترانزيستور  $U_{2B}$  والمقاومتان  $R_8$  و  $R_9$ : وهي تشكل جزءاً من دائرة التغذية الراجعة السالبة اللازمة لتثبيت قيمة الفولطية المخرجة. لاحظ أن الترانزيستور  $U_{2B}$  هو ترانزيستور ضوئي (photo transistor) وهو يشكل مع ديود الإنبعاث الضوئي  $U_{2A}$  دائرة متكاملة تستخدم لعزل مخرج الدائرة عن مدخلها.

- ديود الإنبعاث الضوئي  $U_{2A}$ ، عنصر تثبيت الفولطية  $U_1$  (TL431) والمقاومات  $R_{10}$ ،  $R_{11}$ ،  $R_{12}$  و  $R_{13}$  وهي تشكل جزءاً من دائرة التغذية الراجعة السالبة، وهدفها مقارنة الفولطية المخرجة للدائرة مع فولطية مرجعية (قيمة الفولطية بين طرفي  $U_1$ ) وتحويل الفرق إلى تيار يمر بالديود  $U_{2A}$  لنقل قيمة هذا الفرق على شكل ضوء إلى مدخل التحكم للدائرة  $IC_1$ .

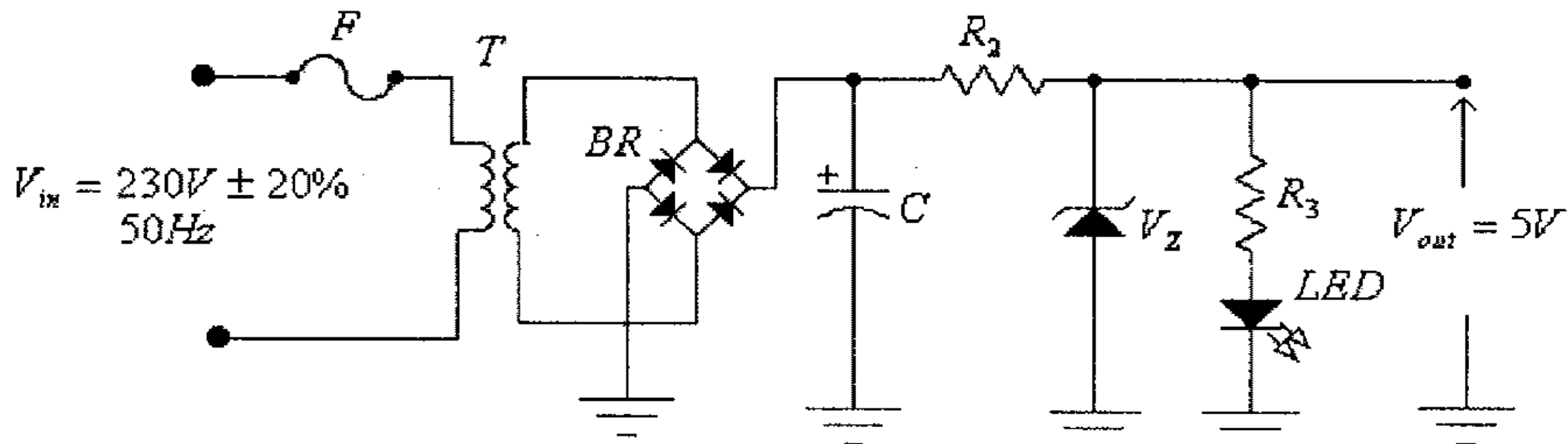
- الديود  $D_4$ ، المكثفان  $C_{12}$  و  $C_{13}$  والملف  $L_2$  وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجة  $+5V$ .

- الديود  $D_5$  والمكثف  $C_{14}$  وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجة  $+12V$ .

- الديود  $D_6$  والمكثف  $C_{15}$  وتشكل وحدة التقويم والتنعيم اللازمة لإنتاج الفولطية المخرجة  $-12V$ .

## 12.11 تمارين

(1) الشكل التالي يبين دائرة تغذية بفولطية مخرجة مقدارها  $5V$  وتستخدم لتغذية حمل مقاومته  $10\Omega$ .



شكل (25)

- (أ) صمم هذه الدائرة، علماً بأن مقدار تموج الفولطية على المكثف هي  $1V$  والتيار اللازم لديود الإنبعاث الضوئي هو  $10mA$ .
- (ب) أعد تصميم هذه الدائرة إذا علمت أن مقاومة الحمل الذي ستغذيه هذه الدائرة هي  $0.5\Omega$ ، كيف يمكن تعديل هذه الدائرة ليتم استخدام زنر ديود بقدرة أقل.
- (ج) ما هو معامل الفائدة لكل من الدائرتين اللتين صممتهما في الفرعين (أ) و (ب).

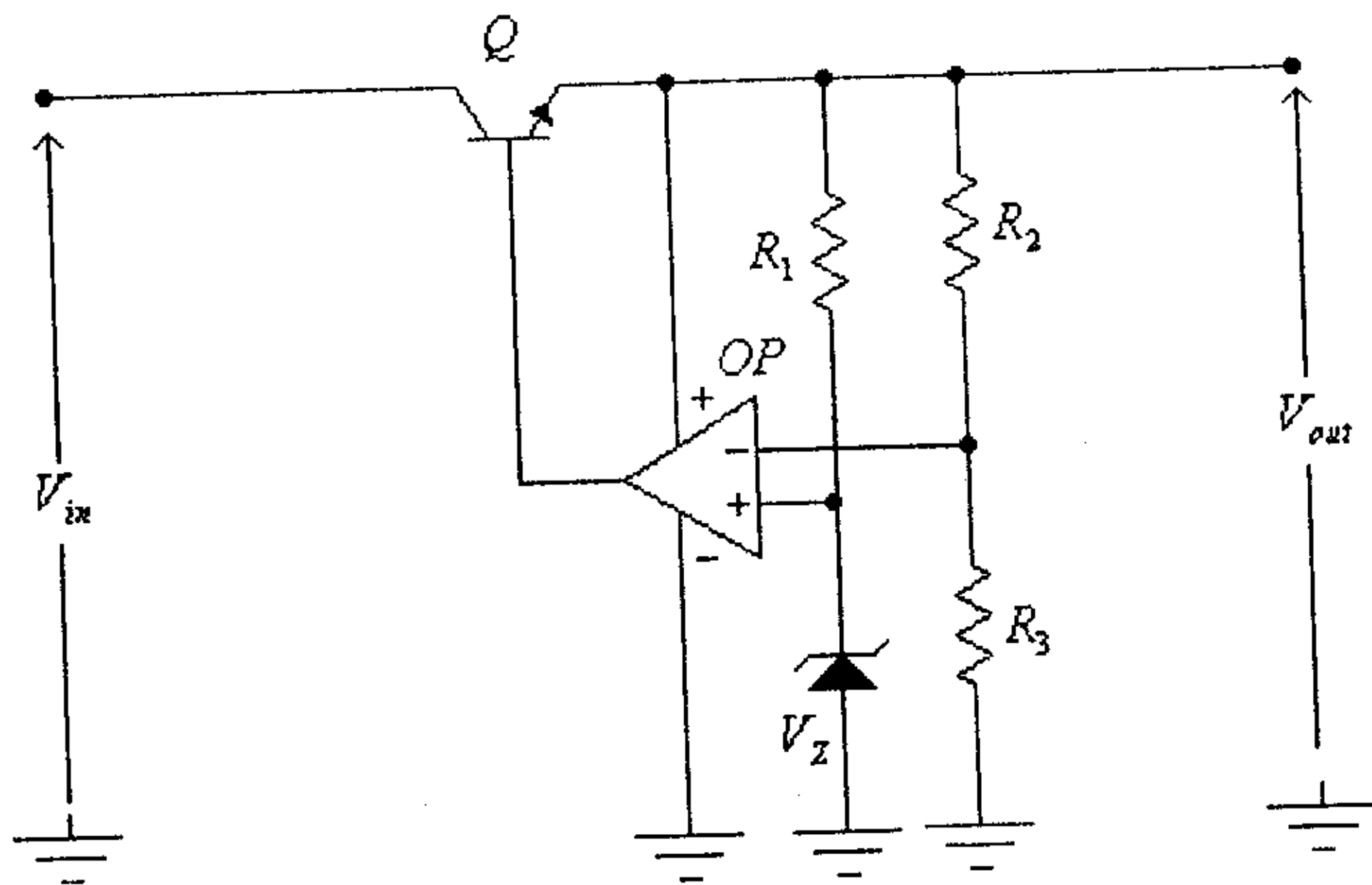
(2)

- (أ) صمم دائرة تغذية شبيهة لتلك المبينة في شكل (8)، وذلك لتغذية حمل بفولطية مقدارها  $10V$  والتيار مقداره  $1A$ .
- (ب) كيف يمكن تعديل هذه الدائرة ليصبح بالإمكان تغيير قيمة الفولطية المخرجة.
- (ج) كيف يمكن تعديل الدائرة في الفرع (أ) وذلك بهدف حمايتها من دارة قصر (short circuit) على مخرجها.

(د) كيف يُمكن تعديل الدائرة في الفرع (ج) وذلك بهدف الحماية من الفولطية المخرجة المرتفعة.

(3) صمم دائرة تغذية لتغذية دائرة مضخم عمليات بفولطيتين مقدارهما  $+12V$  و  $-12V$  و تيار حمل مقداره  $1A$ ، إذا علمت أن هذه الدائرة سيتم تغذيتها من الشبكة الكهربائية المنزلية وأن الحدود المسموح بها لتغيير الفولطية المدخلة هي  $\pm 20\%$ . أحسب معامل الفائدة لهذه الدائرة. إستخدم في تصميمك الدارتين المتكاملتين 7812 و 7912.

(4) الدائرة التالية تشبه دائرة تثبيت الفولطية المخرجة باستخدام الفولطية الراجعة السالبة والمبينة بالشكل (8)، إلا أن هذه الدائرة لن تعمل وستبقى قيمة الفولطية المخرجة تساوي صفراً.

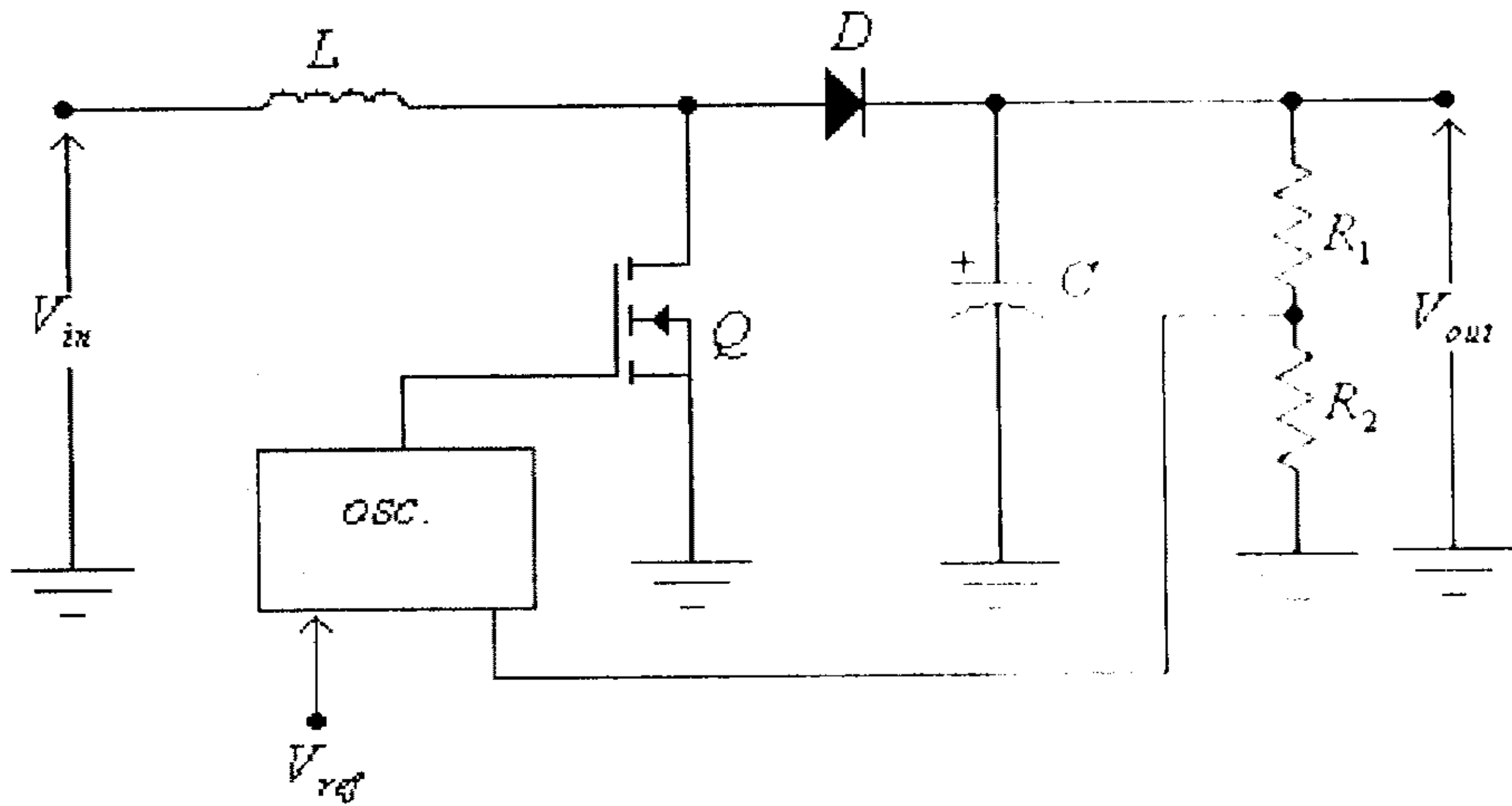


شكل (26)

(أ) وضح سبب عدم ظهور الفولطية المخرجة لهذه الدائرة.

(ب) ماذا تقترح لتعمل هذه الدائرة بشكل طبيعي.

(5) الشكل التالي يبين دائرة تغذية من النوع switching-mode



شكل (27)

(أ) ما هو دور كل من عناصر هذه الدائرة.

(ب) ما أدنى قيمة للفولطية المخرجة لهذه الدائرة.

(ج) هل يمكن لهذه الدائرة توليد فولطية مخرجة بقيمة أقل من الفولطية المدخلة، لماذا.

(6) في دائرة التغذية المبينة في شكل (24)، ما هو دور كل من العناصر التالية:

- الـ Varistor

- المفتاح S

- المقاومة  $R_5$

- المقاومة  $R_1$

- الزنر ديود  $D_2$

## المراجع

1. R. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*, Prentice-Hall Inc. 2002, (8<sup>th</sup> Edition).
2. Allan R. Hambley, *Electrical Engineering Principles and Applications*, Prentice-Hall Inc. 2002, (2<sup>nd</sup> Edition).
3. R. J. Smith and R. C. Dorf, *Circuits, Devices and Systems*, John Wiley & Sons Inc. 1992. (5<sup>th</sup> Edition).
4. A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits*, Oxford University Press, 1998. (4<sup>th</sup> Edition).
5. P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, 1992. (2<sup>nd</sup> Edition).

**بعض المواقع على شبكة الانترنت التي تُقدم مواصفات للعناصر الالكترونية:**

هناك العديد من المواقع على شبكة الإنترنت التي تستطيع من خلالها الحصول على مواصفات معظم العناصر الالكترونية. وفي مايلي أهم تلك المواقع.

- <http://www.icmaster.com>
- <http://www.datasheetarchive.com>
- <http://www.electrospec.com>
- <http://www.dialelec.com/>
- <http://www.datasheetlocator.com/>
- <http://radiolocman.com/>
- <http://smartdata.usbid.com/>
- <http://www.searchdatasheets.com/>
- <http://www.datasheetcatalog.com/>
- <http://www.chipdocs.com/>