جامعة الفرات الأوسط التقنية

المعهد التقني بابل

الالكترونيك

لطلبة المرحلة الاولى

قسم تقنيات الاجهزة الطبية والتقنيات الالكترونية

المصادر المعتمدة

1- Electronic Devices, Ninth Edition, Thomas L. Floyd
2- Electronic Principles, Eighth Edition, Albert Malvino, David Bates

1-أشباه الموصلات

1-1 نظرية اشباه الموصلات:

ان جميع العناصر (المواد) في الطبيعة تتكون من ذرات. تتكون جميع الذرات من البروتونات الموجبة الشحنة (protons) والالكترونات السالبة الشحنة (electrons) والنيوترونات المتعادلة الشحنة (neutrons) ماعدا الهيدروجين الذي لا تحتوي ذرته على النيوترونات. تتأثر الخواص الكهربائية للمادة بالتركيب الذري لها، وتقسم المواد من حيث خواصها الكهربائية الى ثلاثة اصناف هي :

1- العوازل (Insulators) : وهي المواد التي لا توصل التيار الكهربائي في الظروف الطبيعية. تتكون اغلب العوازل من ارتباط عدة عناصر من مادة او أكثر من المواد احادية العنصر، وتمتلك مقاومة عالية. تكون الكترونات التكافؤ مرتبطة بقوة في الذرة وهنالك عدد قليل من الالكترونات الحرة في العوازل. من الامثلة على العوازل هي المطاط، البلاستك، الزجاج، والكوارتز.

2- الموصلات (Conductors) : وهي المواد التي توصل التيار الكهربائي بسهولة. ان اغلب المعادن هي موصلات جيدة. أفضل الموصلات تتكون من مواد ذات عنصر واحد فقط كالنحاس، الفضة، الذهب والالمنيوم، حيث تمتاز ذراتها بامتلاكها الكترون تكافؤ واحد مرتبط بضعف في الذرة.

3- اشباه الموصلات (Semi-conductors) : وهي المواد التي تكون بين الموصلات والعوازل في قابليتها على توصيل التيار الكهربائي. ان اشباه الموصلات في حالتها النقية لا تكون عازلة جيدة ولا موصلة جيدة. من الامثلة على اشباه الموصلات هي الانتيمون، البورون، الليثيوم، السيلكون والجرمانيوم. يعد السيلكون والجرمانيوم من أشهر وأكثر اشباه الموصلات استخداما.

تحتوي النواة على البروتونات والنيوترونات فيما تتوزع الالكترونات في مدارات حول النواة ويكون عددها متساوي. يعتمد عدد المدارات في الذرة على عدد الالكترونات الكلي والذي يساوي عدد البروتونات والنيوترونات في النواة. يتم توزيع الالكترونات في المدارات وفق المعادلة التالية :

$$E_n=2n^2 \qquad .... \ 1$$

حيث E يمثل عدد الالكترونات في المدار و n يمثل رقم المدار

مثال 1-1 : ما هو توزيع الالكترونات في المدارات الخارجية لذرة السيلكون Si14

الحل : عدد الالكترونات في المدار الاول هو :

$E_1 = 2 * (1^2) = 2$

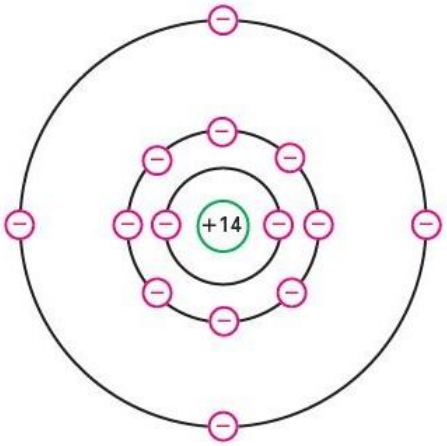
عدد الالكترونات في المدار الثاني هو

$E_2 = 2 * (2^2) = 8$

عدد الالكترونات في المدار الثالث هو

$E_3 = 2 * (3^2) = 18$

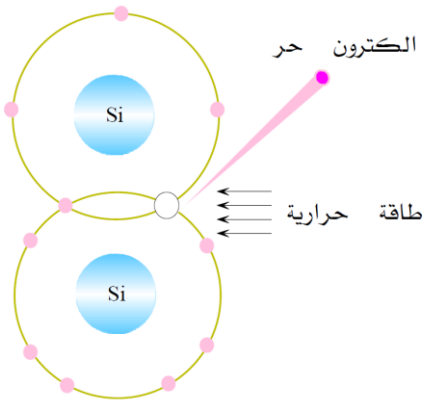
وبما ان ذرة السيلكون تحتوي على 14 الكترون فقط فسيكون المدار الثالث يحتوي على 4 الكترونات تكافؤ وكما في الشكل 1-1:



شكل 1-1

1-2 الكترونات التكافؤ والالكترونات الحرة:

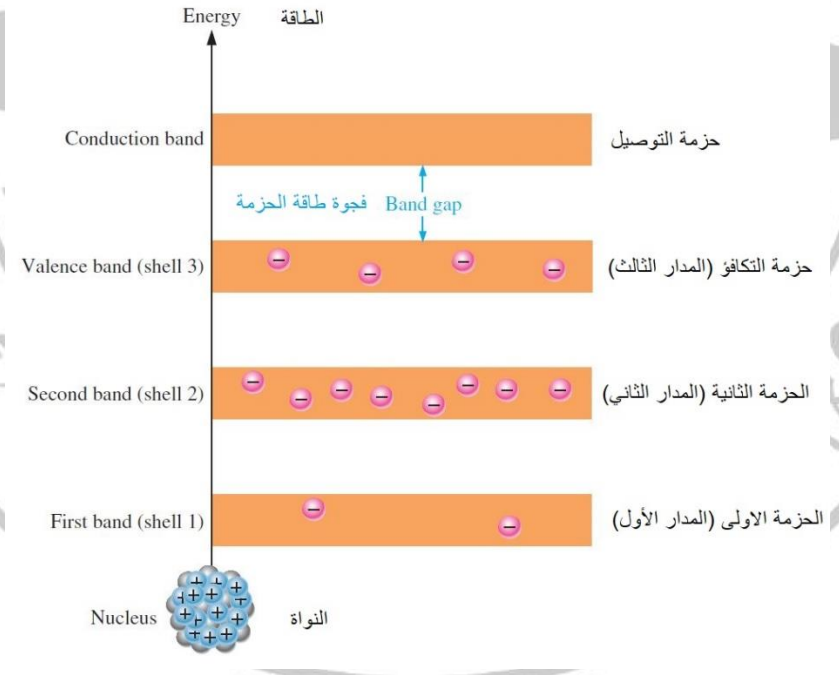
ان خاصية التوصيل في اشباه الموصلات تعتمد على الكترونات المدار الخارجي والتي تسمى **الكترونات التكافؤ** valence electrons. في الشكل 1-1 يتضح ان ذرة السيلكون تحتوي على أربع الكترونات تكافؤ فقط، لذلك تقوم هذه الذرات بالاتحاد مع بعضها بأواصر تساهمية رباعية لتكون بحالة شبه مستقرة. عند اكتساب الكترون التكافؤ طاقة خارجية يستطيع كسر الارتباط بالذرة الام والخروج من المدار الخارجي ليصبح **الكترونا حرا** Free Electron **وكما موضح في شكل 1-2**. كلما زادت الالكترونات الحرة في ذرات عنصر زادت قابليته على توصيل التيار الكهربائي.



شكل 1-2

1-3 مستويات الطاقة :-

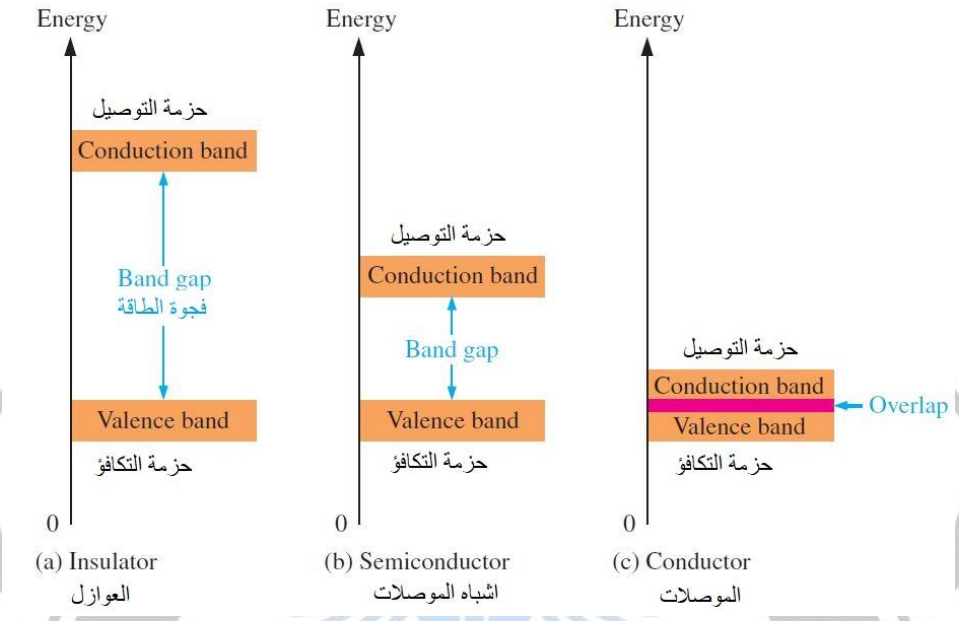
لكل الكترون في الذرة مستوى طاقة يحدده المدار الذي يوجد فيه. كلما اقترب المدار من النواة كلما احتاج الالكترون لطاقة أكبر لكسر الارتباط والانتقال الى مدار ومستوى طاقة اعلى. تسمى الطاقة المطلوبة للانتقال بين المدارات بحزم الطاقة energy bands. كل مدار حول النواة يمثل حزمة طاقة مستقلة تفصلها فجوة الحزمة band gap عن الحزمة الاعلى. شكل 1-3 يبين مستويات الطاقة لذرة سيليكون نقية.



شكل 1-3

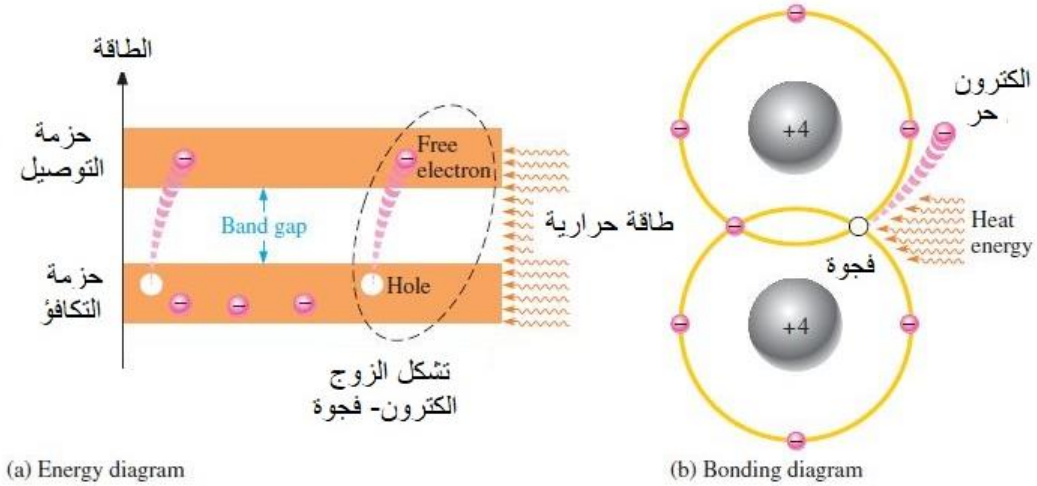
تختلف مستويات الطاقة حسب خواص المادة الكهربائية، ففي العوازل تكون فجوة الحزمة بين حزمة التكافؤ وحزمة التوصيل كبيرة جدا ويصعب على الكترونات التكافؤ الوصول الى حزمة التوصيل. أما في حالة اشباه الموصلات فتكون فجوة الحزمة صغير بين حزمة التكافؤ وحزمة التوصيل وفي حال حصول الكترونات التكافؤ على اي مصدر طاقة فإنها ستنتقل عبر فجوة الحزمة وتصبح الكترونات توصيل حرة. اما في الموصلات الجيدة فتكون حزمتي التكافؤ والتوصيل متداخلة

Overlapped وتنعدم فجوة الحزمة بينهما لذلك لا تحتاج الكترونات التكافؤ لاكتساب طاقة للوصول الى حزمة التوصيل حيث تكون الكترونات التكافؤ هي نفسها الكترونات التوصيل. شكل 1-4 يوضح الفرق بين مستويات الطاقة بين العوازل، اشباه الموصلات و الموصلات.



شكل 1-4

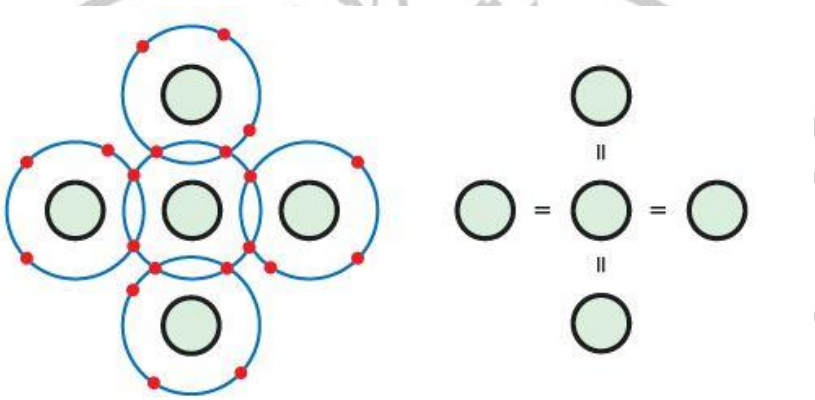
تحتاج الالكترونات في حزمة التكافؤ الى كمية طاقة اقل لمغادرة حزمة التكافؤ والانتقال الى حزمة التوصيل لتصبح الكترونات حرة وكذلك تسمى بإلكترونات التوصيل conduction electrons. عندما ينتقل الكترون التكافؤ الى حزمة التوصيل يترك مكانه فراغا يدعى الفجوة Hole وتكون ذات شحنة موجبة، وتسمى هذه العملية بتكوين الزوج الكترون-فجوة وكلما زاد عدد الالكترونات الحرة كلما زاد عدد الفجوات والتي تعمل على جذب الالكترونات من الذرات المجاورة لتشكل بجانب تيار الالكترونات الخارجي السالب الشحنة تيارا داخليا موجب الشحنة داخل اشباه الموصلات. الشكل 1-5 يوضح عملية تشكيل الزوج الكترون فجوة.



شكل 1-5

4-1 بلورات السيلكون Silicon Crystals :-

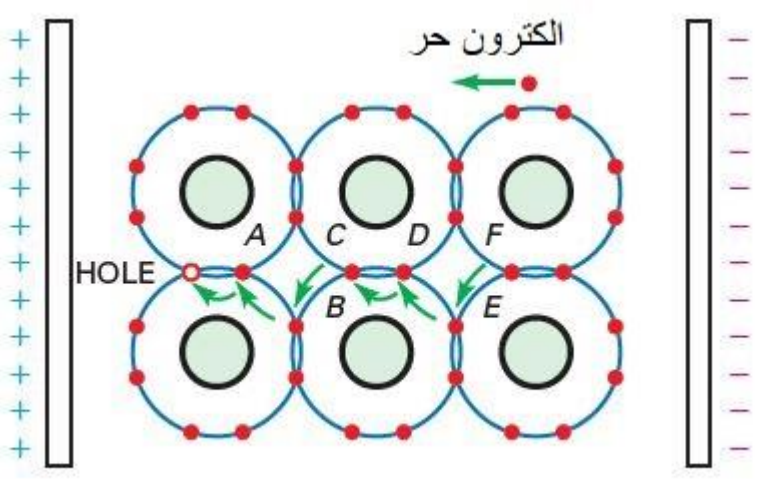
عندما ترتبط ذرات السيلكون ببعضها فإنها تشكل السيلكون الصلب وترتب بعضها على شكل يدعى البلورة crystal. تشترك كل ذرة سليكون باكترونات تكافؤها الاربعة مع أربع ذرات مجاورة لتحصل كل منها على ثماني الكترونات في مدارها الخارجي حيث تشترك كل ذرة مركزية بإلكترون واحد مع كل ذرة مجاورة، لذلك تحصل كل ذرة سيلكون في البلورة على أربع ذرات مجاورة ترتبط معها بأربعة اواصر تساهمية. شكل 1-6 يوضح ارتباط 5 ذرات سيلكون فيما بينها بالأواصر التساهمية لتشكيل بلورة السيلكون.



شكل 1-6

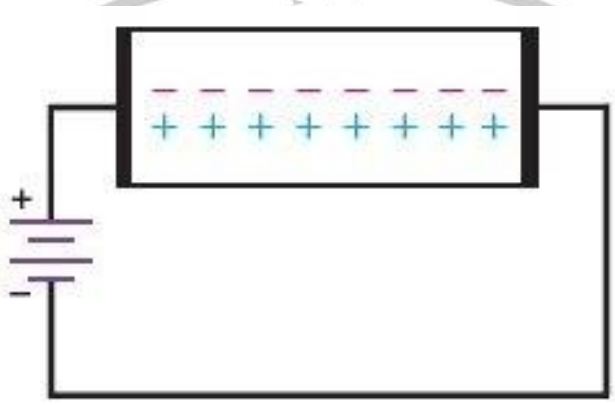
عند تسليط طاقة حرارية على بلورة السيلكون سوف يتشكل عدد من الازواج الكترون-فجوة، وفي حال وضع هذه البلورة بين صفيحتين مشحونتين سينتج لنا تيارين هما تيار الالكترونات الحرة باتجاه الصفيحة الموجبة وتيار الفجوات باتجاه الصفيحة السالبة.

شكل 1-7 يوضح اتجاه التيارين. ان الفجوة في نقطة A تعمل على جذب الكترون التكافؤ من الذرة المجاورة وبذلك تنتقل الفجوة الى اليمين للنقطة B وتستمر بجذب الكترون التكافؤ المجاورة في النقطةC ولغاية اكمال المسار A,B,C,D,E,F والوصول الى الصفيحة السالبة.



شكل 1-7

عند استبدال الصفائح بمصدر جهد (شكل 1-8) سوف تتحرك الفجوات باتجاه اليمين لتصل الى طرف البلورة الايمن دون ان تغادر البلورة، فيما تتحرك الالكترونات الحرة باتجاه اليسار لتصل الى نهاية البلورة ومن ثم تدخل السلك الذي ينقلها للقطب الموجب ومن ثم تمر من القطب السالب وتتجه الى اليمين الى طرف البلورة حيث تتحد مع الفجوات لتستمر في الاتجاه نحو القطب الموجب. بذلك يتشكل تيار الالكترونات الذي يمر بالبلورة ويغادرها الى الاقطاب الكهربائية وبنفس الوقت يتشكل تيار الفجوات في داخل البلورة فقط.



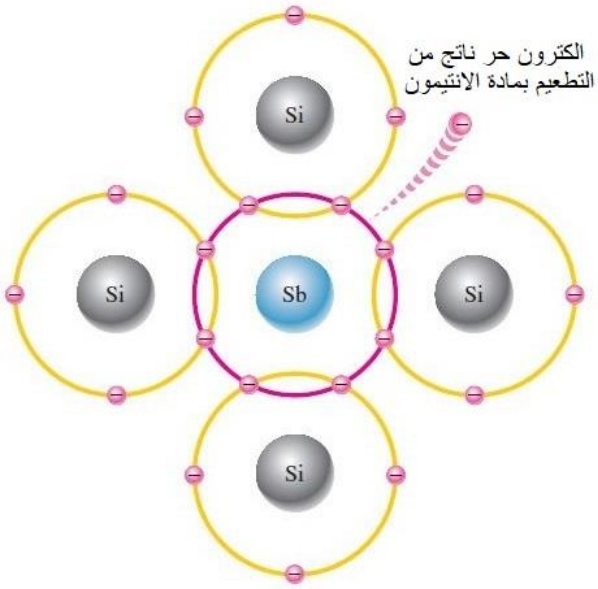
شكل 1-8

1-5 التطعيم Doping :

أن اشباه الموصلات في حالتها النقية لا توصل التيار بصورة جيدة بسبب وجود عدد محدود من الالكترونات في حزمة التوصيل وكذلك عدد محدود من الفجوات في حزمة التكافؤ. لذلك يتم اضافة شوائب خماسية او ثلاثية التكافؤ الى ذرات السيلكون او الجرمانيوم لزيادة وتحسين التوصيلية الكهربائية بزيادة عدد حاملات التيار (الالكترونات الحرة أو الفجوات) ، وتسمى هذه العملية بالتطعيم او التشويب.

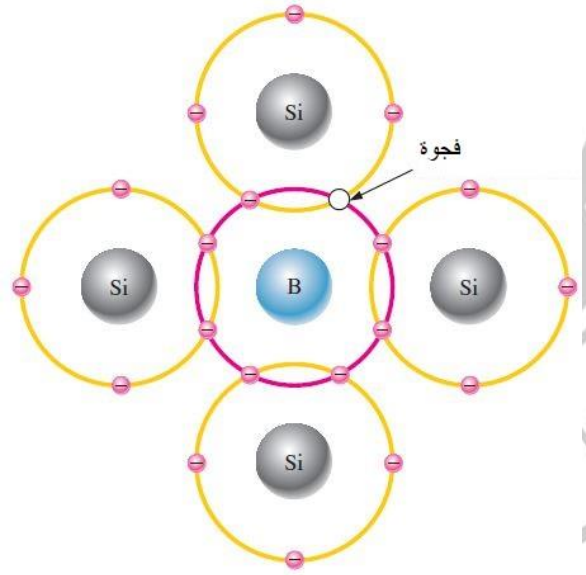
ينتج عن عملية التطعيم نوعان من المواد شبه الموصلة غير النقية تسمى سالب N (N-type) وموجب P (P-type).

أ) النوع سالب N (N-type): يصنع هذا النوع من اشباه الموصلات بإضافة مادة خماسية التكافؤ (تحتوي على خمس الكترونات تكافؤ في مدارها الخارجي) كالفسفور والانتيمون الى السيليكون. يؤدي اضافة هذه المواد الى زيادة عدد الالكترونات الحرة في الحالة الاعتيادية (درجة الصفر المطلق) لشبه الموصل وتزيد عدد الالكترونات الحرة بزيادة درجات الحرارة عن طريق تشكيل الزوج الكترون-فجوة. مما تقدم يتضح لنا ان الالكترونات هي حاملات الاغلبية في النوع N في حين تمثل الفجوات حاملات الاقلية. شكل 1-9 يوضح تشكيل مادة سالبة N ناتجة عن تطعيم السيلكون بمادة الانتيمون Sb .



شكل 1-9

ب) النوع الموجب P (P-type): يصنع هذا النوع من اشباه الموصلات بإضافة مادة ثلاثية التكافؤ (تحتوي على ثلاث الكترونات تكافؤ) كالبورون او الانديوم الى السيلكون مما يؤدي الى زيادة عدد الفجوات لتكون هي حاملات الاغلبية في حين تكون الالكترونات هي حاملات الاقلية. شكل 1-10 يوضح تشكيل النوع الموجب P.

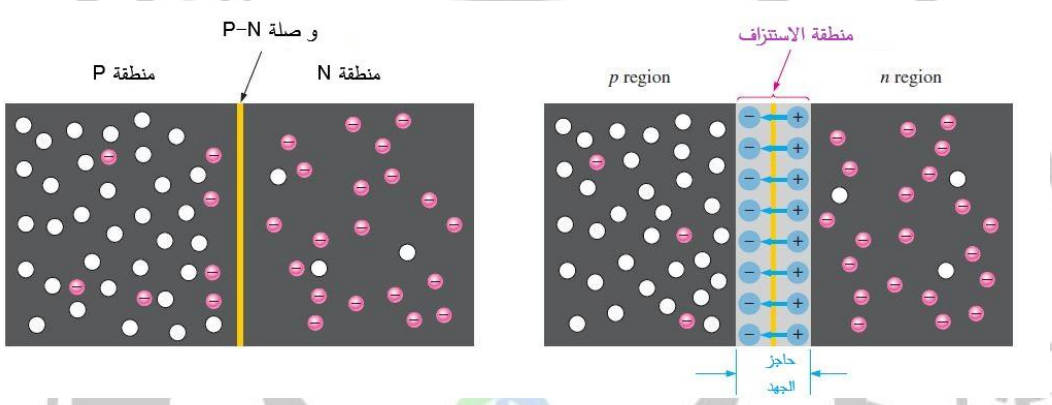


شكل 1-10

1-6 وصلة P-N (P-N Junction)

هي عبارة عن بلورة سيلكون او جرمانيوم يتم تطعيمها على جانبيها بمادتين ثلاثية وخماسية التكافؤ فيصبح نصفها الاول نوع N ونصفها الثاني نوع P ويطلق على المنطقة الواصلة بينهما اسم وصلة P-N. يكون الجزء N ذو اغلبية في الالكترونات والجزء P ذو اغلبية في الفجوات، وتسمى منطقة التقاء القطعتين P & N بالوصلة

(Junction) وعلى طرفيها تتشكل منطقة الاستنزاف Depletion Region. بطبيعة الحال تنجذب الالكترونات في القطعة N الى الفجوات في القطعة P مما يؤدي الى ان تكون منطقة الاستنزاف خالية من حاملات الشحنات. عند انتقال الإلكترونات من القطعة N عبر الوصلة الى القطعة P ستترك مكانها طبقة من الايونات الموجبة وبالمقابل ستترك الفجوات التي تنتقل الى القطعة P طبقة من الايونات السالبة وبذلك تتشكل طبقة الاستنزاف الخالية من حاملات الشحنة المتحركة، وكنتيجة لوجود طبقتي الايونات على طرفي الوصلة ينتج ما يسمى بحاجز الجهد Barrier potential، وتستمر عملية الانتشار او الانتقال بين جهتي الوصلة لحين وصول حاجز الجهد للقيمة التي تمنع الانتشار عبر الوصلة. شكل 1-11 يوضح تركيب وصلة P-N وعملية تكوين حاجز الجهد.



شكل 1-11

يتضح مما سبق ان وصلة P-N تحتوي على ثلاث مناطق هي

1- منطقة N ذات حاملات الاغلبية السالبة (الالكترونات)

2- منطقة P ذات حاملات الاغلبية الموجبة (الفجوات)

3- منطقة الاستنزاف عديمة حاملات الاغلبية تفصل بين منطقتي P و N.

ان وجود منطقة الاستنزاف يجعل من وصلة P-N غير موصلة للتيار الكهربائي بسبب وجود حاجز الجهد ولكي تصبح هذه الوصلة موصلة للتيار تحتاج حاملات الاغلبية فرق جهد خارجي للتغلب على حاجز الجهد والتوصيل، يكون حاجز الجهد في وصلة السيلكون بحدود 0.7 V. أن وصلة P-N هي الاساس الذي بنيت عليه الثنائيات والترانزستورات والتي بني عليها التطور الهائل في صناعة الالكترونيات.

1-7 تأثير درجة الحرارة على جهد الحاجز:

توثر درجة الحرارة على جهد الحاجز بصورة عكسية حيث كلما أزادت درجات الحرارة درجة مئوية واحدة كلما قل الجهد المطلوب لاجتياز حاجز الجهد بمقدار 2mV وتحسب كالتالي :

$$\Delta V = -0.002(\Delta T) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 2$$

حيث تمثل ΔV التغير في الجهد و ΔT التغير في درجة الحرارة وبعبارة اخرى يمكن ان نقول:

$$\Delta T=T_1-T_2 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 3$$

حيث تمثل T_1 درجة حرارة الغرفة 25^o فيما تمثل T2 درجة حرارة وصلة الثنائي الحالية.

ويمكن حساب جهد الحاجز عند درجة الحرارة الحالية لوصلة ثنائي السيلكون باستخدام المعادلة التالية

$$V_B=0.7-\Delta V \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 4$$

حيث يمثل V_B جهد الحاجز في درجة الحرارة الحالية

مثال 1-2: افترض ان حاجز الجهد لثنائي السيلكون يساوي 0.7 في درجة حرارة الغرفة $25^\circ C$، ما هي قيمة حاجز الجهد في حالة ارتفاع درجة حرارة الوصلة الى $100^\circ C$ ، او في حالة انخفاضها الى $0^\circ C$؟

الحل:

عندما ترتفع درجة حرارة الثنائي الى $100^\circ C$ يحسب جهد الحاجز:

$$V_B=0.7-\Delta V$$

$$\Delta V=-0.002(T_1-T_2)$$

$$=-0.002(25-100)$$

$$= 0.15$$

$$V_B=0.7-0.15$$

$$=0.55\ V$$

وعندما تنخفض درجة حرارة الوصلة الى $0^\circ C$ يصبح حاجز الجهد:

$$\Delta V=-0.002(T_1-T_2)$$

$$=-0.002(25-0)$$

$$= -0.05$$

$$V_B=0.7-(-0.05)$$

$$=0.75\ V$$

مثال 1-3: ما هو جهد الحاجز لثنائي سليكون عندما تكون حرارة الثنائي $50^\circ C$؟

الحل:

$$\Delta V=-0.002(T_1-T_2)$$

$$=-0.002(25-50)$$

$= 0.05$

$V_B = 0.7 - \Delta V$

$= 0.7 - 0.05$

$= 0.65\ V$

مثال 1-4: ما هي درجة حرارة الوصلة لثنائي سيليكون عندما تكون فولتية الحاجز 0.5 V ؟

الحل:

$V_B = 0.7 - \Delta V$

$\Delta V = 0.7 - V_B$

$= 0.7 - 0.5 = 0.2V$

$\Delta V = -0.002(T_1 - T_2)$

$0.2 = -0.002(25 - T_2)$

$0.2 = -0.002(25 - T_2)$

$0.2 = -0.05 + 0.002T_2$

$T_2 = (0.2 + 0.05)/0.002$

$= 125\ °C$

تمارين:

1- ما هي مكونات الذرة؟ وايها مسؤول عن الخواص الكهربائية للمادة؟

2- قارن بين الموصلات، العوازل، واشباه الموصلات من حيث الخواص الكهربائية والتركيب الذري

3-ما هو تأثير درجات الحرارة على اشباه الموصلات؟

4- ما هو التطعيم Doping وما فائدته؟

5- ما هي حاملات الاكثرية في شبه الموصل نوع P؟

6- كيف يتكون الزوج الكترون فجوة؟

7- وضح مستعينا بالرسم التيارات الناتجة عن وضع بلورة سيلكون بين طرفي فرق جهد كهربائي

8- وضح مستعينا بالرسم مستويات الطاقة في اشباه الموصلات

9- ما هي منطقة الاستنزاف؟ كيف تتكون؟

2-الثنائي Diode

يصنع الثنائي Diode من قطعة صغيرة من اشباه الموصلات (في الغالب من السيلكون) حيث يتم تشويبها الى نصفين موجب P يرتبط بطرف توصيل يسمى الانود (Anode) وسالب N يرتبط بطرف توصيل يسمى الكاثود (Cathode) وتفصل بينهما منطقة الاستنزاف عند طرفي الوصلة P-N. شكل 2-1 يوضح التركيب الاساسي للدايود ورمزه الكهربائي.

شكل 2-1

2

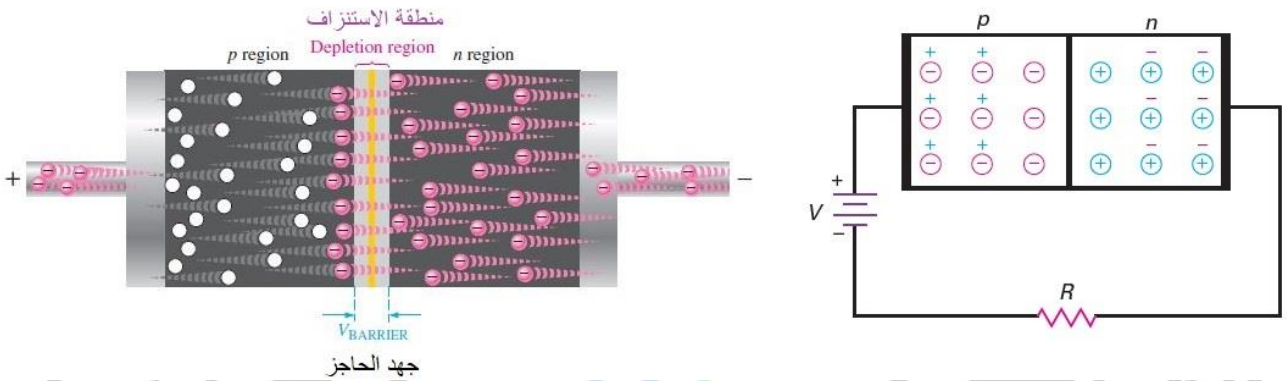
1- انحياز الثنائي Diode bias :-

ان عملية ربط الدايود الى طرفي جهد خارجي تسمى الانحياز، وهنالك نوعان من الانحياز هما:

2-1-1 الانحياز الامامي Forward bias : ينحاز الدايود اماميا عندما يتم ربط القطب الموجب من المصدر الى الانود الموجب (القطعةP) والقطب السالب من المصدر الى الكاثود السالب (القطعةN)، هذا يؤدي الى تنافر الفجوات الموجبة في القطعة P مع القطب الموجب وتندفع باتجاه منطقة الاستنزاف وكذلك تتنافر الالكترونات في القطعة N مع القطب السالب وتندفع باتجاه منطقة الاستنزاف. وعندما يصل جهد المصدر الى قيمة تساوي او تزيد على جهد الحاجز في منطقة الاستنزاف (0.7 V) فان ذلك يؤدي الى عبور الفجوات باتجاه القطب السالب وعبور الالكترونات باتجاه القطب الموجب وبعبارة اخرى سوف يقوم الثنائي بتوصيل التيار الكهربائي.

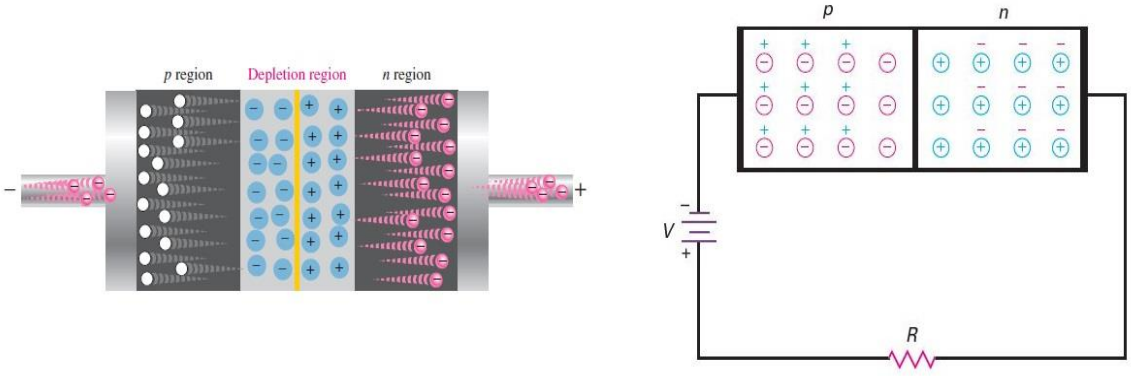
لتبسيط عملية التوصيل، نفترض عملية مرور الكترون واحد خلال الدائرة المغلقة. بعد مغادرة الالكترون الحر القطب السالب فانه سوف يتجه لليمين ليدخل الطرف الايمن السالب من الدايود لينتقل عبر القطعة N ويصل لمنطقة الاستنزاف.

عندما يكون جهد المصدر أكبر من حاجز الجهد للوصلة (0.7 V) فان الالكترون يمتلك طاقة كافية لعبور منطقة الاستنزاف والاتحاد مع فجوة في القطعة الموجبة P من الدايود، وبعبارة اخرى يتحول الالكترون الحر الى الكترون تكافؤ يتنقل من فجوة الى اخرى الى ان يخرج من الطرف السالب باتجاه القطب الموجب للمصدر وعند خروجه من الدايود فانه يخلف فجوة جديدة وتستمر العملية بصورة متكررة. شكل 2-2 يوضح الانحياز الامامي للثنائي.



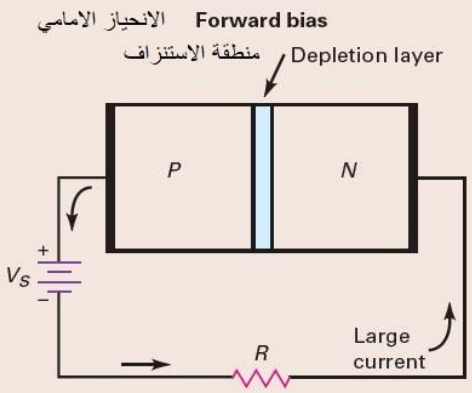
شكل 2-2

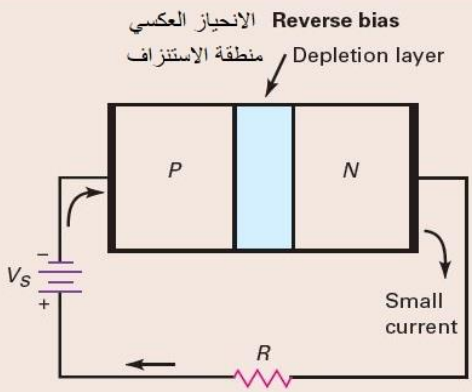
<u>2-1-2 الانحياز العكسي Revers bias</u> : ينحاز الدايود عكسيا عندما يتم ربط القطب الموجب للمصدر مع الكاثود (القطعة N) والقطب السالب للمصدر مع الانود (القطعة P) من الثنائي. في هذا الوضع يحصل عملية تجاذب للشحنات المختلفة فتتجه الفجوات الموجبة باتجاه القطب السالب مبتعدة عن منطقة الاستنزاف وكذلك تتجه الالكترونات باتجاه القطب الموجب مبتعدة عن منطقة الاستنزاف مما يؤدي الى اتساع منطقة الاستنزاف والتي بدورها تمنع حاملات الاغلبية من الانتشار للطرف الثاني مما يجعل الثنائي غير موصل للتيار الكهربائي. شكل 2-3 يوضح الانحياز العكسي للثنائي.



شكل 2-3

يمكن تلخيص تركيب وعمل الثنائي بالتالي، انه يتكون من كاثود وانود ويسمح بمرور التيار باتجاه واحد عندما يكون الكاثود سالبا بالنسبة للأنود (انحياز أمامي) ويمنع مرور التيار عندما يكون الكاثود موجبا بالنسبة للأنود (انحياز عكسي)، شكل 4-2 يلخص عمل الثنائي.

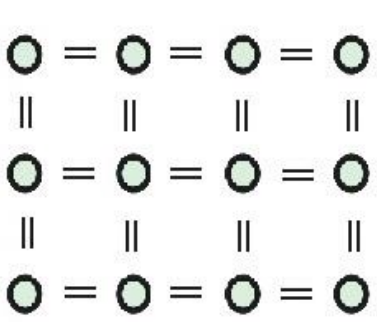


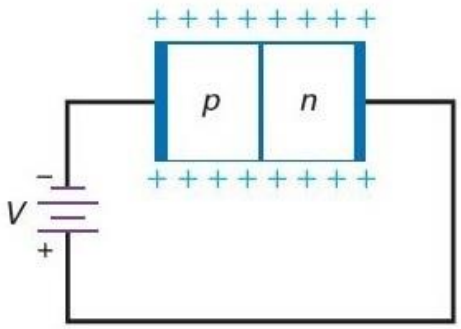


	Forward bias	Reverse bias
V_s polarity قطبية المصدر	(+) to *P* material (−) to *N* material	(−) to *P* materials (+) to *N* material
Current flow	Large forward current if $V_s > 0.7$ V	Small reverse current (saturation current and surface leakage current) if $V_s <$ breakdown voltage
Depletion layer	Narrow منطقة الاستنزاف	Wide منطقة الاستنزاف

شكل 4-2

3-1-2 تيار التسرب السطحي surface-leakage current: هو تيار صغير ينتج بسبب عدم اكتمال الاواصر التساهمية في بلورات السيلكون التي تقع على سطح الثنائي حيث لا توجد بلورات مجاورة وهذا يؤدي الى بقاء ست الكترونات تكافؤ وفجوتين وهذا يؤدي الى زيادة عدد الفجوات على سطح او قشرة الثنائي وتصبح اشبه بطبقة من النوع P تغلف سطح الثنائي. لذلك تتمكن بعض الالكترونات الحرة من استخدام هذه الفجوات للانتقال من وصلة N الى وصلة p ومغادرة الثنائي مشكلة ما يسمى بتيار التسرب السطحي. شكل 5-2 يبين الاواصر في الطبقة الخارجية للثنائي.

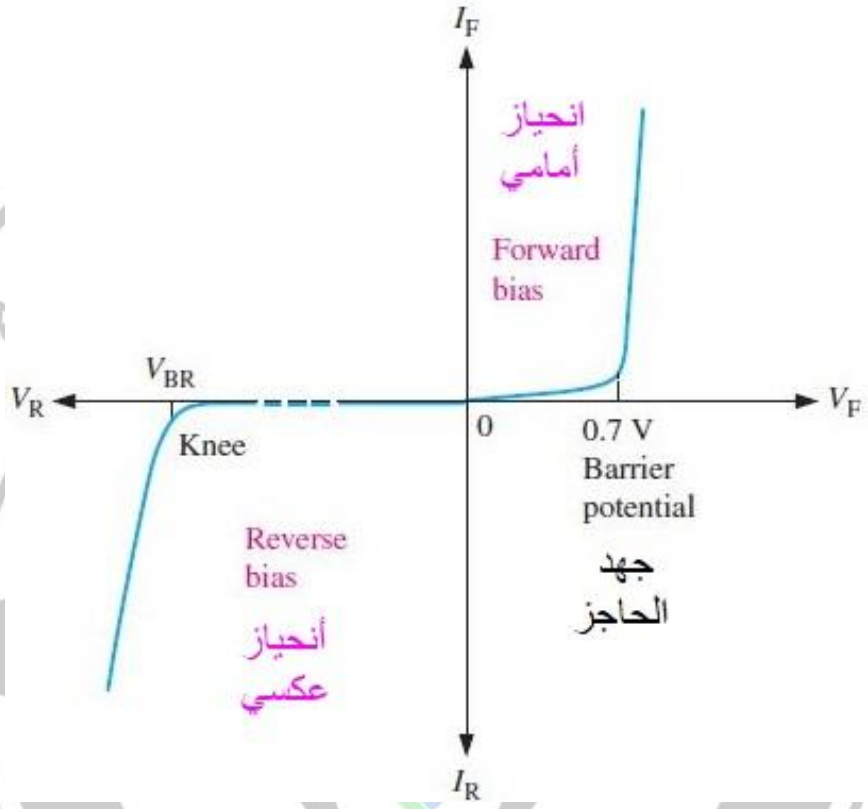




شكل 5-2

2-2 منحنيات الخواص للثنائي:-

يوضح منحني الخواص العلاقة بين فولتية المصدر والتيارات المارة بالثنائي في حالتي الانحياز الامامي والعكسي. شكل 2 - 6 يوضح منحني الخواص للثنائي. تم استخدام مقياسين مختلفين للتيار في الشكل ادناه كون التيار الامامي أكبر بكثير من التيار العكسي



شكل 2-6

يبين الجزء الايمن من منحني الخواص حالة الانحياز الامامي وفيها نرى ان التيار يبدا بقيمة مقاربة للصفر ثم يزداد بصورة ملحوظة بعد تجاوز جهد المصدر حاجز الجهد 0.7 V . ويتضح من ذلك ان العلاقة بين التيار والجهد المسلط غير خطية.

يبين الجزء الايسر من الشكل 2-6 العلاقة بين الجهد و التيار في حالة الانحياز العكسي حيث يكون الثنائي في حالة عدم التوصيل فيما عدا تيار صغير جدا يدعى تيار التسرب السطحي surface-leakage current الى ان يصل الجهد المسلط على الثنائي الى مستوى جهد الانهيار Breakdown حيث يبدا الثنائي بتوصيل التيار بشكل كبير، و كلما زدنا من الجهد العكسي كلما زاد التيار بشكل مضطرد مع بقاء الجهد على طرفي الثنائي مستقرا على قيمة تساوي او تزيد قليلا على فولتية الانهيار (V_{BR})، و يتراوح جهد الانهيار لثنائيات السيلكون بين 50 الى 1000 فولت حسب تصميم الثنائي. ان وصول الجهد المسلط على الثنائي الى جهد الانهيار قد يؤدي في تلف

الثنائي ولذلك يجب الحرص الى عدم وصول الثنائي الى مرحلة الانهيار.

2-3 المقاومة الاجمالية للثنائي Bulk Resistance

أن المقاومة الاجمالية للدايود هي مجموع مقاومتي الوصلتين P و N حيث تعتمد مقاومة كل وصلة على حجمها وطريقة تشويبها. تقاس المقاومة الاجمالية عندما تصبح مقاومة الدايود اومية، وتقع في منحني الخواص بعد ان يجتاز الجهد المسلط جهد الحاجز ويبدأ تيار الثنائي الامامي بالزيادة السريعة مقابل زيادة الجهد على طرفي الثنائي.

$$R_B = R_P + R_N \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5$$

حيث ان R_B هي المقاومة الاجمالية، و R_N هي مقاومة الوصلة N و R_P هي مقاومة الوصلة P ويمكن حسابها باستخدام المعادلة التالية :

$$RB = \Delta V_F / \Delta I_F$$

حيث تمثل ΔVF التغير في فولتية الانحياز الامامي للثنائي و ΔIF التغير في تيار الانحياز الامامي للثنائي

2-4 الدوائر المكافئة للثنائي:-

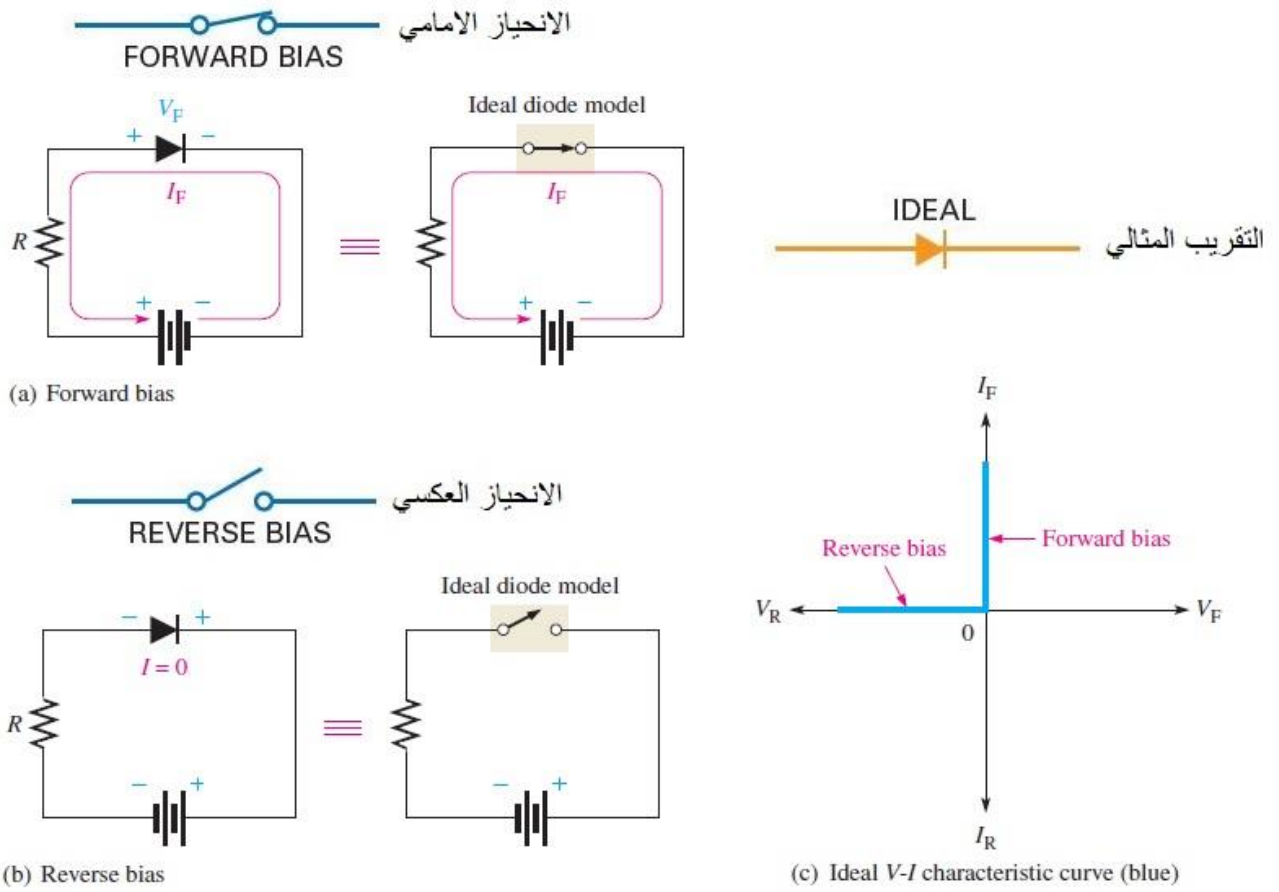
هنالك ثلاث تقريبات لاستخدام الثنائي في تحليل الدوائر الكهربائية لتسهيل الحسابات الرياضية كما يلي :

1- **التقريب الاول (الدايود المثالي Ideal diode)**: يعد هذا التقريب الاقل دقة والاسهل استخداما وفيه يتم تمثيل الثنائي كمفتاح (Switch). عندما يكون الثنائي في وضع الانحياز الامامي فانه يتصرف كمفتاح مغلق (On) ليسمح بمرور التيار من خلاله، اما في حالة الانحياز العكسي فان الدايود يعمل كمفتاح مفتوح (Off) ويمنع مرور التيار في الدائرة. في هذا التقريب يتم اهمال المقاومة الاجمالية وتيار التسرب السطحي والتيار العكسي للثنائي.

يمكن حساب التيار الامامي للثنائي باستخدام قانون اوم وكما يلي:

$$I_F = V_{BIAS} / R_{LIMIT} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 6$$

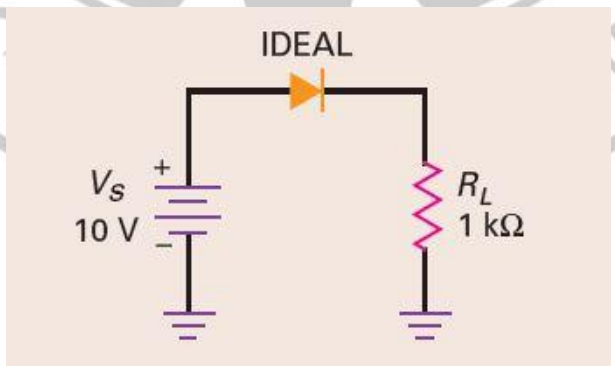
حيث يمثل I_F تيار الانحياز الامامي و V_{BIAS} فولتية الانحياز الامامي فيما تمثل R_{LIMIT} المقاومة المحددة للتيار. شكل 2-7 يبين التقريب الاول للثنائي



شكل 2-7

مثال 2-1:

اوجد باستخدام التقريب الاول فولتية الحمل وتيار الحمل للدائرة في الشكل التالي ثم احسب تيار الحمل (I_L) في حال خفض فولتية المصدر الى 5 V:



الحل:

بما ان الدايود في حالة انحياز امامي فيكمن اعتباره كمفتاح مغلق ولذلك فان فولتية المصدر ستسلط على مقاومة الحمل

$V_L=V_S \rightarrow V_L= 10V$

وباستخدام قانون اوم نستطيع حساب قيمة تيار الحمل كالتالي

$I_L=V_L/R_L \rightarrow I_L= 10V/1000\Omega =0.01\ A = 10\ mA$

وفي حال خفض فولتية المصدر الى 5V

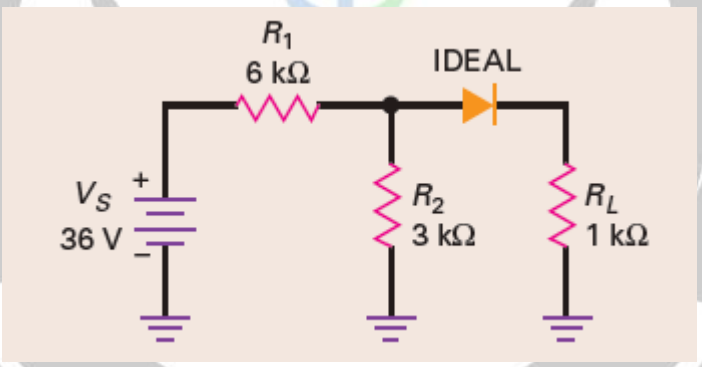
$V_L=V_S \rightarrow V_L= 5V$

وباستخدام قانون اوم نستطيع حساب قيمة تيار الحمل كالتالي

$I_L=V_L/R_L \rightarrow I_L= 5V/1000\Omega =0.005\ A = 5\ mA$

مثال 2-2:

أحسب تيار وفولتية الحمل للدائرة في الشكل التالي مستخدما التقريب الاول:



الحل:

نحلل الدائرة باستخدام نظرية ثفنن وبما ان الدايود في حالة انحياز امامي فانه يعمل كمفتاح مغلق (ON) وبالتعويض عن مصدر الجهد بدائرة مغلقة فنحصل على

$R_1||R_2$

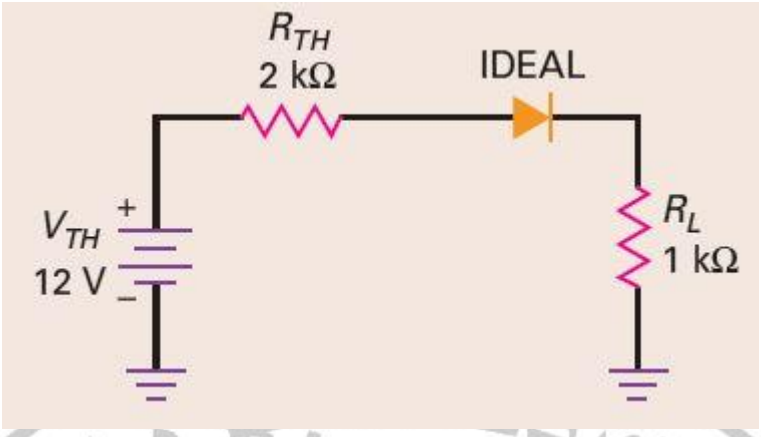
$R_{TH}= R_1*R_2/R_1+R_2$

$R_{TH}=(6K*3K/6K+3K) = 2\ K_\Omega$

$V_{TH}=V_S*(R_2/R_2+R_1)$

$=36*(3/3+6) =12V$

يصبح شكل الدائرة كالتالي



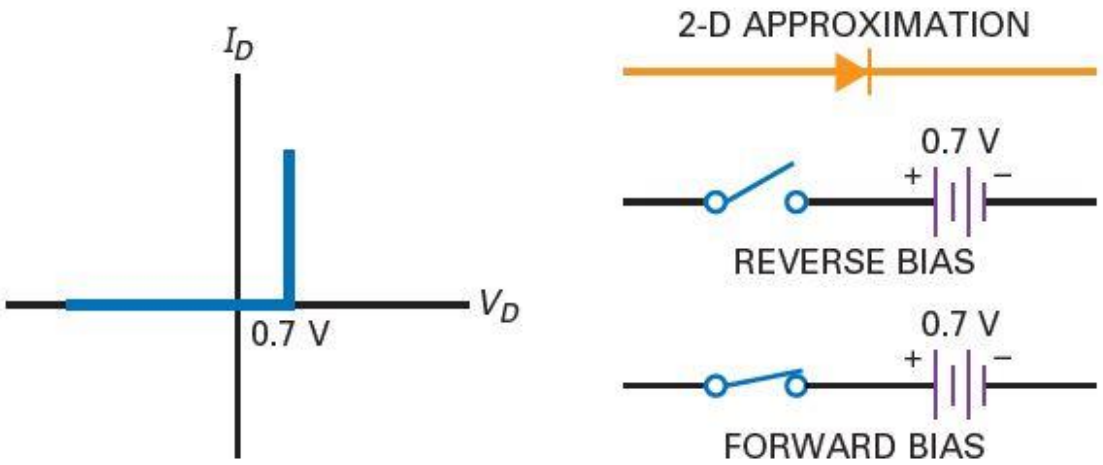
من الدائرة المبسطة نرى ان التيار الكلي يمر عبر المقاومتين $R_{TH}+R_L$ وباستخدام قانون اوم فان

$I_L=V_{TH}/R_{TH}+R_L = 12V/(2K\Omega+1K\Omega) = 4\ mA$

$V_L = I_L * R_L = 4\ mA * 1\ k\Omega = 4\ V$

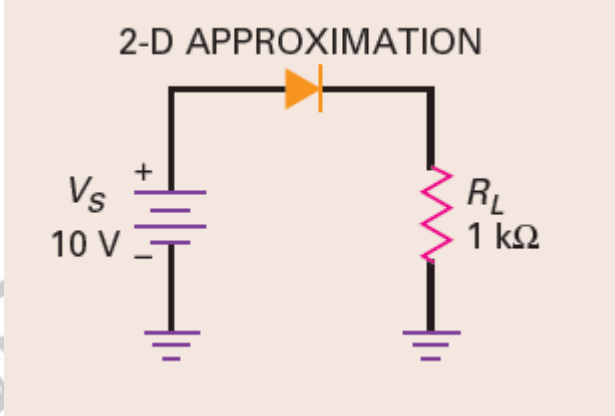
2- <u>التقريب الثاني للثنائي Second Approximation for Diode</u>:

يستخدم التقريب الثاني في الحسابات التي تحتاج قيمة أكثر دقة للتيار والفولتية وفي هذا التقريب تؤخذ فولتية الحاجز Barier potential بعين الاعتبار والتي تكون قيمتها 0.7 V لثنائي السيلكون و 0.3 V لثنائي الجرمانيوم. ان الدائرة المكافئة لثنائي السيلكون في التقريب الثاني يمكن التعويض عنها بمفتاح switchعلى التوالي مع بطارية بجهد 0.7 V. ويجب الانتباه ان الدايود سيبقى في حالة فتح off لحين وصول الجهد في الانحياز الامامي لمستوى يساوي او أكبر من جهد الحاجز. شكل 2-8 يوضح الدائرة المكافئة للتقريب الثاني لثنائي السيلكون.



شكل 2-8

مثال 2-3: استخدم التقريب الثاني لحساب قيمة تيار الحمل وفولتية الحمل وقدرة الثنائي للدائرة المبينة بالشكل التالي:



الحل:

بما ان الثنائي في حالة انحياز امامي فيمكن التعويض عنه بمفتاح مغلق على التوالي مع بطارية 0.7 V لذا تكون فولتية الحمل:

$V_L = V_S - 0.7$

$= 10 - 0.7$

$= 9.3\ V$

وباستخدام قانون اوم يمكن حساب تيار الحمل كالتالي:

$I_L = V_L / R_L$

$= 9.3V / 1K\Omega$

$= 9.3\ mA$

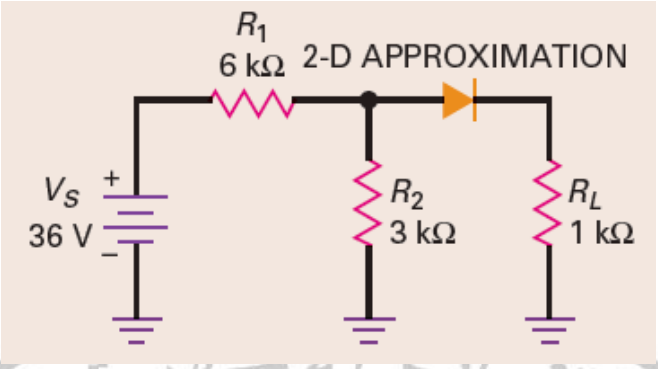
قدرة الثنائي هي:

$PD = V_D * I_L$

$= 0.7\ V * 9.3\ mA$

$= 6.51\ mW$

مثال 2-4: احسب تيار الحمل، فولتية الحمل، وقدرة الثنائي باستخدام التقريب الثاني للثنائي للدائرة في الشكل التالي:



الحل: نبسط الدائرة باستخدام نظرية ثفنن كالتالي:

$R_1||R_2$

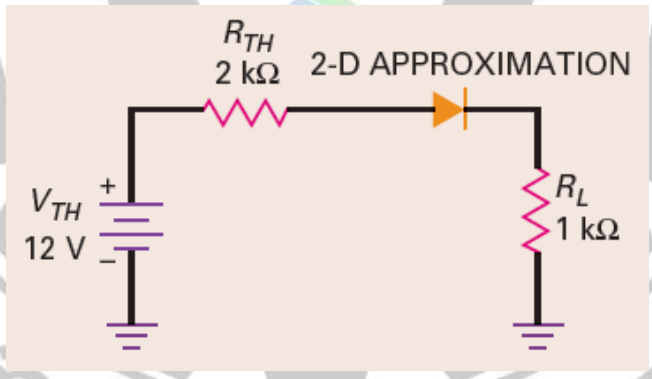
$R_{TH}= R_1*R_2/R_1+R_2$

$R_{TH}=(6K*3K/6K+3K) = 2\ K_\Omega$

$V_{TH}=V_S*(R_2/R_2+R_1)$

$=36*(3/3+6) =12V$

بعد التبسيط نحصل على الدائرة التالية:



بالتعويض عن الدايود بمصدر جهد 0.7 V ومفتاح مغلق on يمكن حساب تيار الحمل كالتالي:

$I_L=V_S-V_B/R_{TH}+R_L$

$=(12-0.7)/(2K\Omega+1K\Omega)$

$=3.77\ mA$

وباستخدام قانون اوم يمكن حساب فولتية الحمل كالتالي:

$V_L = I_L* R_L= 3.77\ mA * 1\ k\Omega = 3.77\ V$

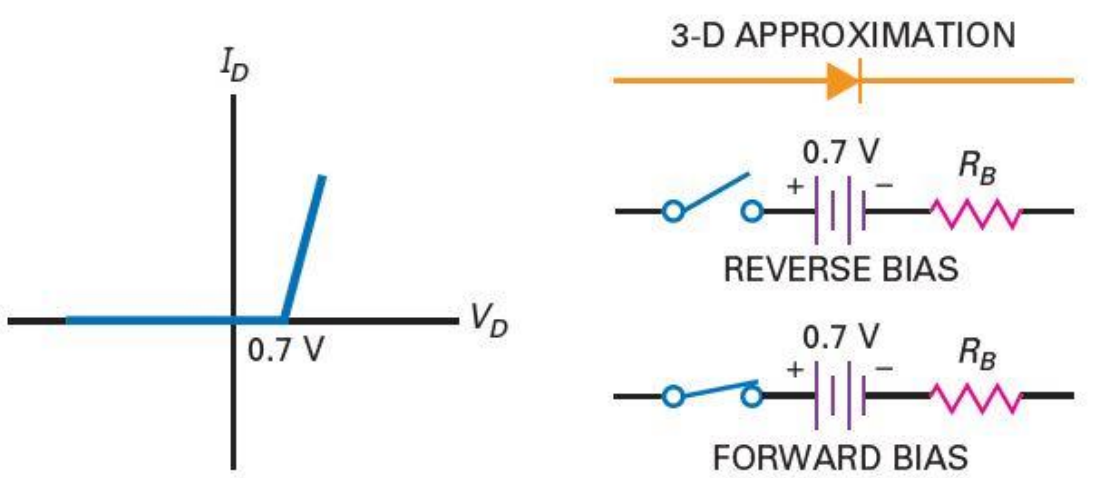
قدرة الثنائي تساوي:

$PD=V_D*I_L$

$= 0.7\ V * 3.77\ mA$

$= 2.64\ mW$

3-التقريب الثالث للثنائي Third Approximation for Diode: في هذا التقريب يتم اضافة المقاومة الاجمالية للدايود Bulk resistance الى المفتاح المغلق والبطارية في حالة الانحياز الامامي، شكل2 -8 يوضح الدائرة المكافئة للثنائي في التقريب الثالث، وفيه يتضح ان الفولتية تزداد بصورة خطية مع زيادة التيار فكلما زاد التيار زادة فولتية الثنائي V_D بسبب هبوط الجهد على المقاومة الاجمالية للثنائي R_B .



يكون الثنائي كمفتاح مفتوح (off) لحين ارتفاع فولتية المصدر الى قيمة تساوي او تزيد على جهد الحاجز 0.7 عندها يبدأ الثنائي بالتوصيل. يمكن حساب فولتية الدايود V_D اثناء التوصيل كالتالي:-

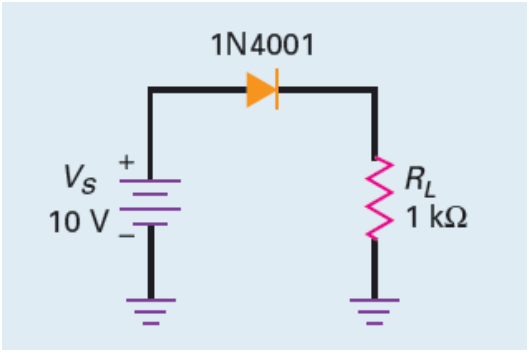
$V_D=0.7\ V + I_D R_B$

في الغالب تكون المقاومة الاجمالية اقل من 1Ω وفي هذه الحالة يمكن اهمالها اثناء اجراء الحسابات الرياضية إذا تحقق الشرط ادناه:

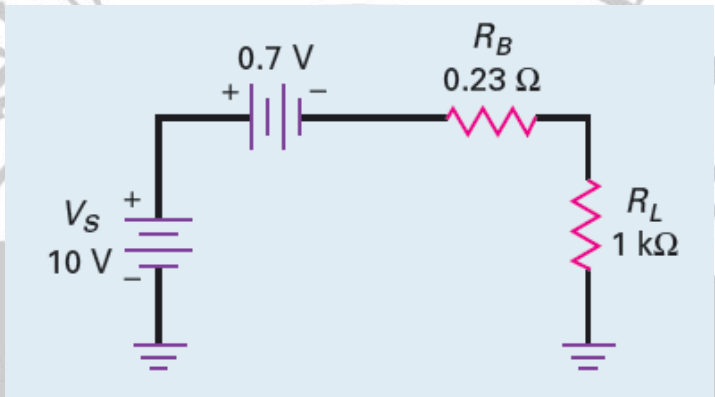
$R_B<0.01\ R_{TH}$ 4

وهذا الشرط يقضي بإهمال المقاومة الاجمالية إذا كأنه قيمتها اقل من 1/100 من قيمة مقاومة ثفنن للدائرة.

مثال 2-5: أحسب تيار الحمل، فولتية الحمل وقدرة الثنائي 1N400 في الشكل ادناه والذي له مقاومة اجمالية مقدارها 0.23 Ω .



الحل: نستبدل الدايود بالدائرة المكافئة للتقريب الثالث فتصبح الدائرة كالتالي:



ومن الشكل يتضح لنا تحقق الشرط لأهمال المقاومة الاجمالية للدايود حيث ان قيمتها اقل من 0.01 من قيمة R_{TH} للدائرة. لذلك نستطيع استعمال التقريب الثاني في حساباتنا وكالتالي:

$V_L = V_S - 0.7$

$= 10 - 0.7$

$= 9.3\ V$

وباستخدام قانون اوم يمكن حساب تيار الحمل كالتالي:

$I_L = V_L / R_L$

$= 9.3V / 1K\Omega$

$= 9.3\ mA$

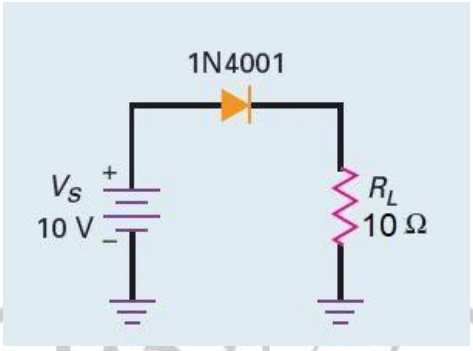
قدرة الثنائي هي:

$P_D = V_D * I_L$

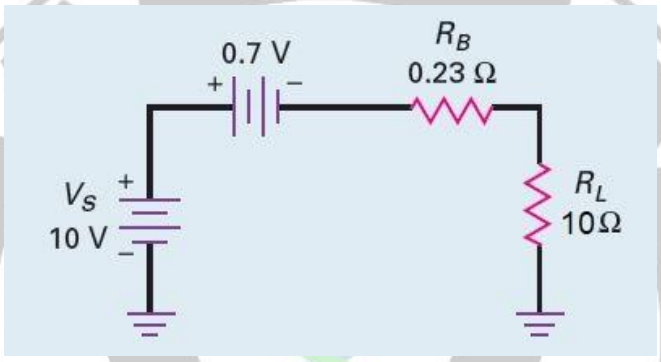
$= 0.7\ V * 9.3\ mA$

$= 6.51\ mW$

مثال 2-6: أحسب تيار الحمل، فولتية الحمل وقدرة الثنائي 1N400 في الشكل ادناه والذي له مقاومة جمالية مقدارها 0.23 Ω .



الحل: نستبدل الدايود بالدائرة المكافئة للتقريب الثالث فتصبح الدائرة كالتالي:



ومن الشكل اعلاه يتضح عدم تحقق شرط اهمال المقاومة الاجمالية للثنائي. لذا فان المقاومة الكلية للدائرة هي :

$R_T=R_B+R_L$

$=0.23\ \Omega + 10\ \Omega$

$=10.23\ \Omega$

الجهد الكلي على مقاومة الحمل هو :

$V_T=V_S-V_D$

$=10\ V-0.7\ V$

$= 9.3\ V$

التيار الكلي يساوي

$I_T=V_T/R_T$

$=9.3\ V/10.23\ \Omega$

$= 0.909\ A = 909\ mA$

هبوط الجهد على مقاومة الحمل يساوي :

$V_L=I_L*R_L$

=909 mA * 10 Ω

= 9.09 V

القدرة المبددة في الثنائي تساوي

$P_D=V_D*I_L$

$V_D=0.7\ V + I_DR_B$

= 0.7 V + (909 mA * 0.23 Ω)

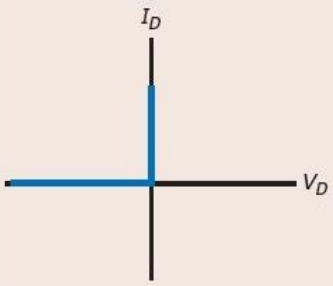
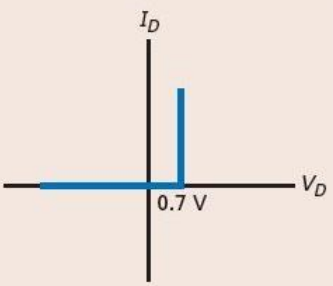
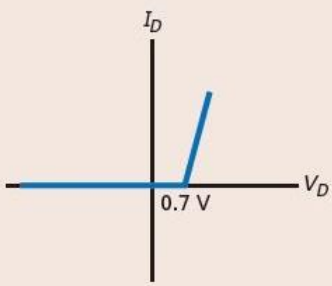
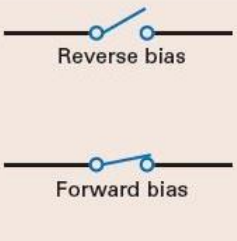
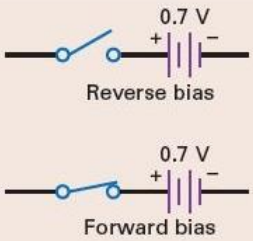
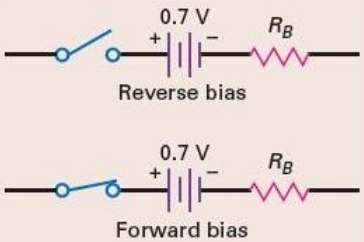
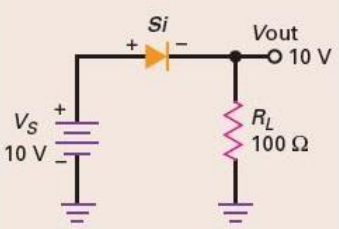
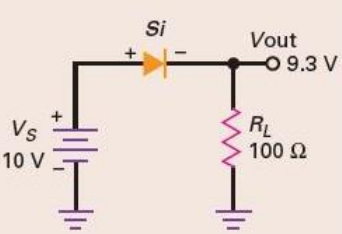
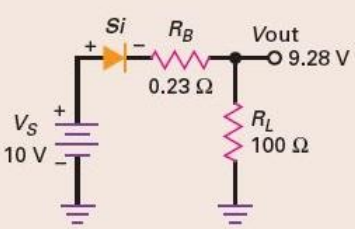
= 0.909 V

$P_D=V_D*I_L$

= 0.909 V * 909 mA

= 0.826 W =826 mW

الجدول التالي يتضمن الدائرة المكافئة للتقريبات الثلاثة للثنائي :

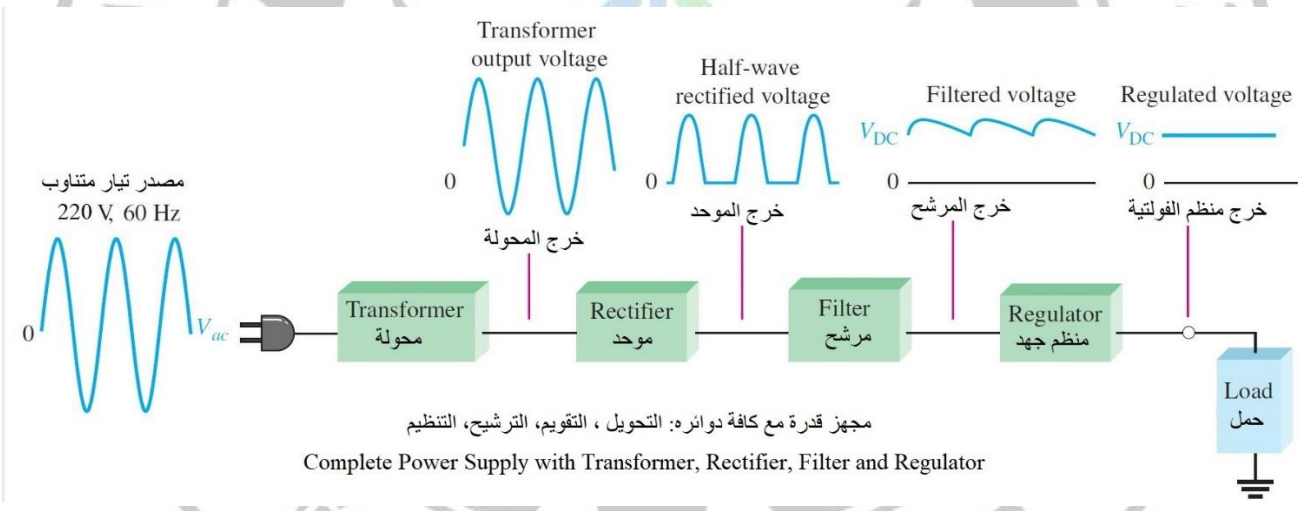
	التقريب الاول	التقريب الثاني	التقريب الثالث
Diode curve			
Equivalent circuit			
Circuit example			

3-تطبيقات الثنائي Diode application

3-1 الموحد Rectifier :-

ان جميع الاجهزة الالكترونية تحتاج مصدر مستمر ثابت لتعمل وهذا المصدر قد يكون بطارية او مجهز قدرة مستمر. في هذا الفصل سوف نركز على مجهزات القدرة التي تستخدم لتحويل المصدر المتناوب (120V/60 Hz-240V/60 Hz) الى فولتية مستمرة تشغل الاجهزة الالكترونية المختلفة كالحاسبات، شاشات العرض التلفزيونية، الاجهزة المنزلية، اجهزة المختبرات، الاجهزة الطبية و ...الخ. ان قيمة الفولتية المستمرة تعتمد على نوع الدائرة الالكترونية المستخدمة، وفي اغلب الاجهزة تكون فولتية التجهيز المستمرة واطئة.

الشكل 3-1 يوضح المخطط الكتلي لمجهز قدرة بسيط. بشكل عام تدخل الفولتية المتناوبة الى مجهز القدرة من مأخذ الحائط (220V/60Hz) ويتم تخفيضها رفعها باستخدام المحولات (Transformers)، بعدها يتم توحيد او تقويم الموجة المتناوبة باستخدام دوائر التوحيد (Rectification) ثم يتم تنعيم الاشارة وتقليل تموجها باستخدام دوائر الترشيح (Filters) واخيرا يتم تنظيم موجة الخرج باستخدام دوائر التنظيم (Voltage Regulations).

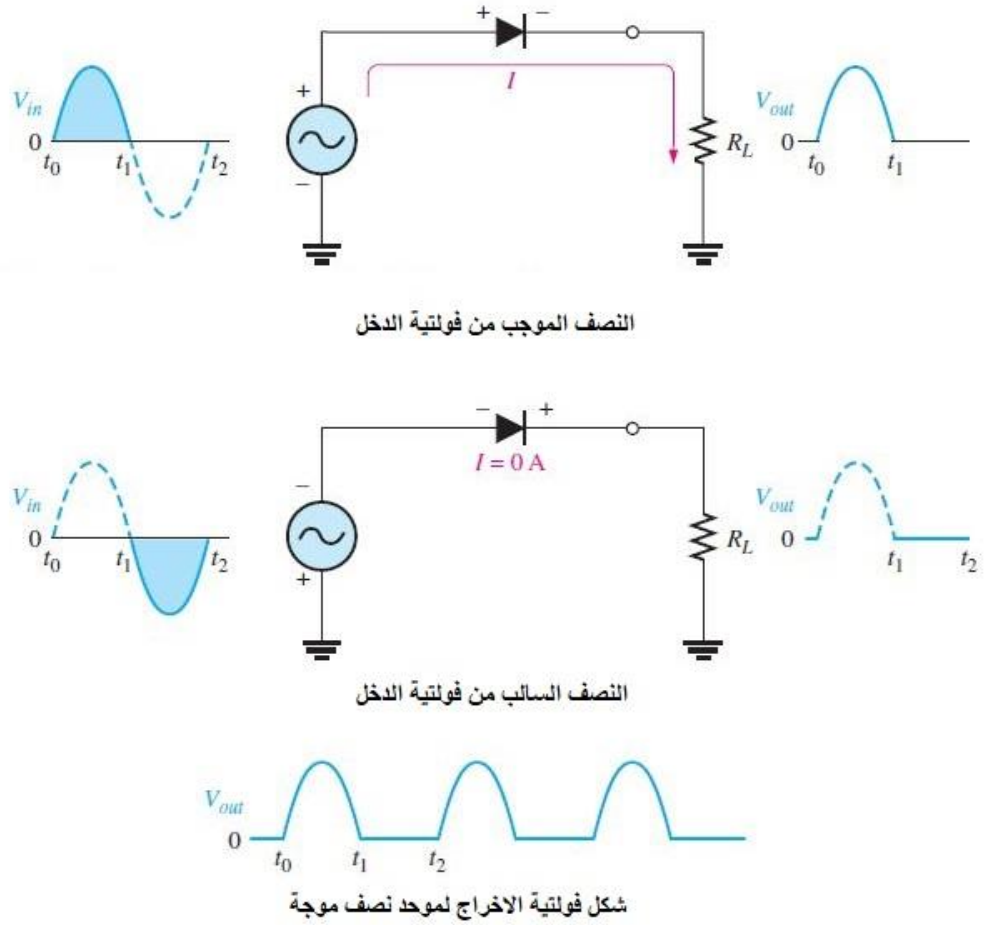


شكل 3-1

3-1-1 موحد نصف موجة Half-wave Rectifier :-

ان عملية التوحيد هي تحويل التيار المتناوب الى تيار مستمر، ولتحقيق ذلك يستخدم الثنائي في حالة الانحياز الامامي لتمرير التيار الكهربائي باتجاه (الجزء الموجب) ومنع التيار المتناوب من المرور عندما يحدث انقلاب في القطبية الكهربائية (الجزء السالب). بما ان موجة التيار المتناوب هي موجة جيبية، فعند مرور الجزء الموجب من الموجة يكون الثنائي في حالة انحياز امامي فيسمح للتيار بالمرور وعند مرور الجزء السالب من الموجة يصبح الثنائي في حالة انحياز عكسي ويعمل كمفتاح مفتوح (off) ويقطع نصف الموجة السالب، فيظهر الجزء الموجب فقط من الاشارة على الحمل. سمي هذا النوع بموحد نصف الموجة كون اشارة الخرج تتضمن

نصف الموجة الموجب فقط. شكل 3-2 يوضح موحد نصف موجة والاشارات الخارجة في حالة نصفي الموجة الموجب والسالب.

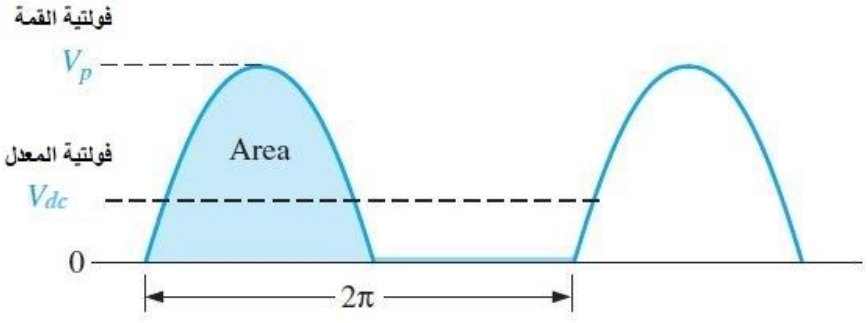


شكل 3-2

- لحساب معدل الفولتية (Average voltage or DC Voltage) لموحد نصف موجة نستخدم المعادلة التالية :

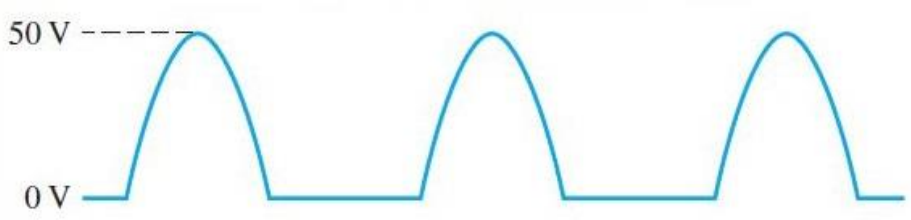
$V_{dc}=V_P/\pi$ . . . .(3-1)

ومن الشكل 3-3 يمكن توضيح المتغيرات في المعادلة اعلاه :



شكل 3-3

مثال 3-1: ما هي القيمة المستمرة للفولتية (V_{dc}) لموحد نصف الموجة الذي فولتية خرجه في الشكل ادناه:



الحل:

$V_{dc}=V_P/\pi$

$=50V/3.14$

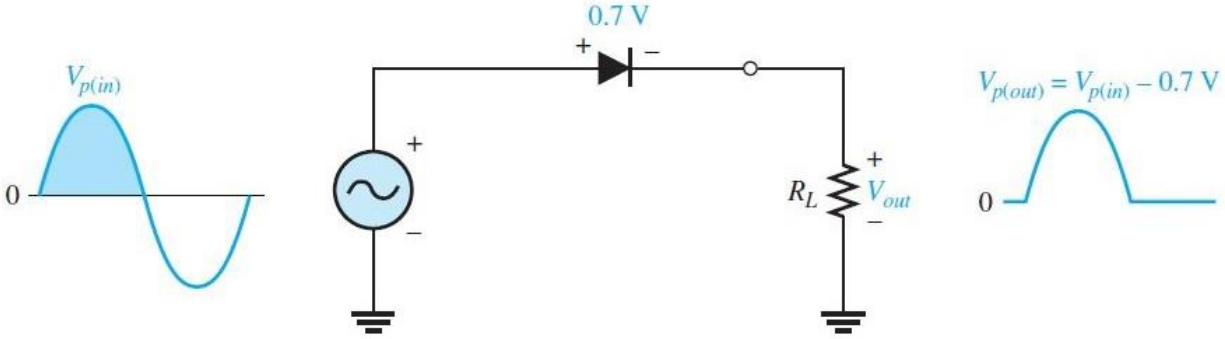
$= 15.9\ V$

في الامثلة والاشكال السابقة تم استخدام التقريب الاول المثالي للدايود، اما في حالة استخدام ثنائي حقيقي فسيكون هنالك تأثير لحاجز الجهد (Barrier Potential) على فولتية الاخراج وتكما يلي:

$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$ . . . .(3-2)

الشكل 3-4 يوضح المعادلة اعلاه:

$$V_{p(out)} = V_{p(in)} - 0.7\ V$$



شكل 3-4

- القيمة الفعالة للجهد: ان المصادر المنزلية للطاقة تزودنا بفولتية جذر متوسط التربيع Root Mean Square value (220V rms) وهي القيمة الفعالة التي يقيسها جهاز الفولتميتر وتساوي:

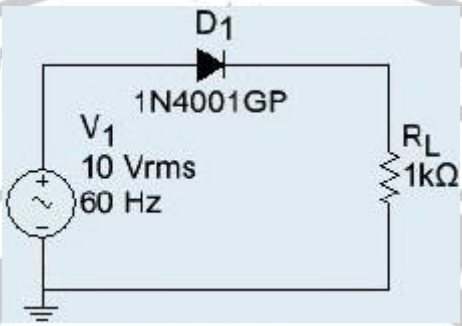
$V_{RMS}=V_P/\sqrt{2}$ . . . . (3-3)

➔ $V_P = V_{RMS} * \sqrt{2}$

- أن تردد الاخراج لموحد نصف الموجة يساوي تردد الإدخال :

$$F_{out}=F_{in} \quad . \quad . \quad . \quad .(3-4)$$

مثال 3-2: أحسب فولتية القمة V_P والفولتية المستمرة V_{dc} لموحد نصف موجة في الشكل ادناه إذا كانت قيمة الفولتية الفعالة للدخل تساوي 10V rms وبتردد 60 Hz ، ما هو تردد الاخراج.



الحل:

$$V_P = V_{RMS} * \sqrt{2}$$
$$=10\ V * \sqrt{2}$$
$$= 14.14\ V$$

في حالة استخدام التقريب الاول (المثالي)

$$V_{dc}=V_P/\pi$$
$$= 14.14\ V/\pi$$
$$= 4.5\ V$$

في حالة استخدام التقريب الثاني

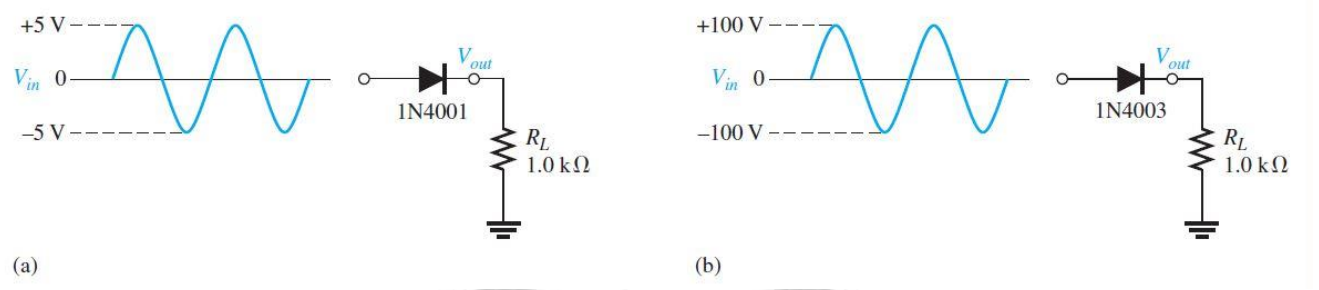
$$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$$
$$=14.14V-0.7V$$
$$=13.44\ V$$

$$V_{dc}=V_P/\pi$$
$$= 13.44\ V/\pi$$
$$= 4.28\ V$$

ولحساب تردد الاخراج فان :

$$F_{out}=F_{in}$$
$$=60\ Hz$$

مثال 3-3: أرسم شكل فولتية الاخراج للموحدات في الشكل ادناه (a,b) مستخدما التقريب الثاني.



الحل:

أ-فولتية القمة للدائرة (a) تساوي

$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$

$=5V-0.7V$

$=4.3\ V$

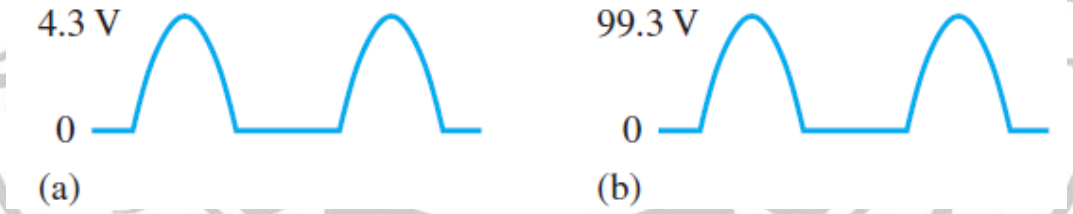
ب-فولتية القمة للدائرة (b) تساوي

$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$

$=100V-0.7V$

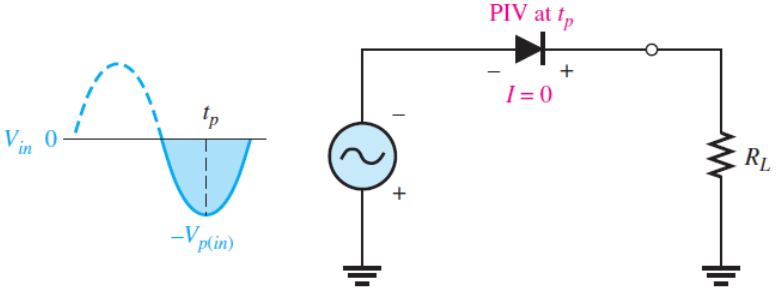
$=99.3\ V$

شكل فولتية الاخراج هو:



- جهد الذروة العكسي (PIV) Peak Inverse Voltage: وهو اعلى جهد يسلط على الموحد في كل نصف موجة يكون فيها الثنائي منحاز عكسيا (انظر الشكل 3-5)، ويجب ان يصمم الثنائي لتحمل ما لا يقل عن 20% عن اعلى فولتية عكسية PIV. تحسب فولتية الذروة العكسية بالمعادلة التالية:

PIV = Vp(in) . . . . (3-5)



شكل 3-5

3-1-2 المحولات Transformers : تستخدم المحولات لخفض او رفع فولتية المصدر حسب تصميم مجهز القدرة. ان اغلب الاجهزة الكهربائية تعمل على فولتية اقل بكثير من فولتية المصدر المجهز من قبل شركات تزويد الطاقة الكهربائية (في العراق 220 فولت، في الولايات المتحدة 110 فولت). ان فولتية المصدر تتغير خلال اوقات اليوم (في الولايات المتحدة تتراوح بين 105-125 فولت) لذلك يكون استخدام المحولات شائع في الاجهزة الكهربائية للحصول على مستوى ثابت ومستقر من الفولتية المجهزة من الملف الثانوي للمحولة يمكن استخدامه مع الثنائيات واشباه الموصلات الاخرى.

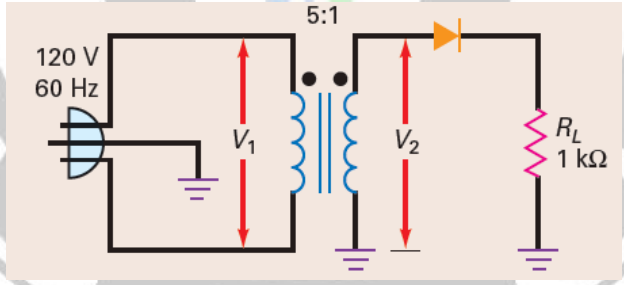
عندما تكون عدد لفات الملف الابتدائي للمحولة أكبر من عدد لفات الملف الثانوي فان هذه المحولة خافضة للفولتية والعكس صحيح ايضا . نستطيع حساب فولتية الملف الثانوي باستخدام المعادلة :

$$V_2/V_1=N_2/N_1 \quad . \quad . \quad . \quad (3-5)$$

$$V_2=(V_1*N_2)/N_1$$

ملاحظة مهمة : أذا كان معدل لفات المحولة (N2/N1) أكبر من 1 فهي محولة رافعة وإذا كان اقل من 1 فهي محولة خافضة .

مثال 3-4: ما هي قيمة فولتية القمة والفولتية المستمرة للدائرة في الشكل ادناه؟



الحل: يتضح من الشكل ان المحولة المستخدمة هي محولة خافضة بنسبة 1/5 او 0.2 من قيمة فولتية الادخال لذا تكون فولتية الملف الثانوي هي :

$$V_2=(V_1*N_2)/N_1$$
$$=(120V*1)/5$$
$$=24\ V$$

وفولتية الذروة تساوي :

$$V_P = V_{RMS}* \sqrt{2}$$
$$= 24\ V * \sqrt{2}$$
$$= 34\ V$$

الفولتية المستمرة في حالة استخدام التقريب الاول (المثالي)

$V_{dc}=V_P/\pi$

$= 34\ V/\pi$

$= 10.8\ V$

في حالة استخدام التقريب الثاني

$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$

$=34V-0.7V$

$=33.3\ V$

$V_{dc}=V_P/\pi$

$= 33.3\ V/\pi$

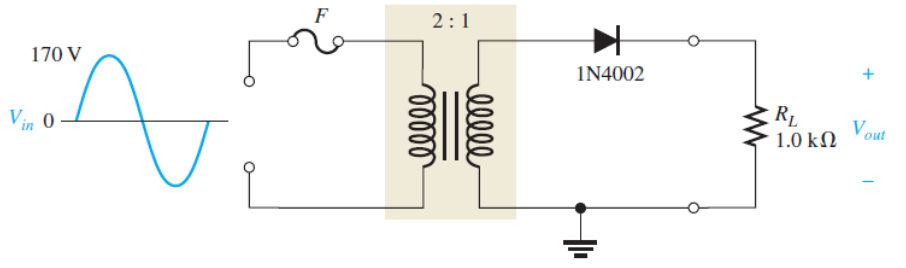
$= 10.6\ V$

ولحساب تردد الاخراج فان :

$F_{out}=F_{in}$

$=60\ Hz$

مثال 3-5: احسب فولتية القمة (V_P) لخرج الموحد و القيمة المستمرة (V_{dc}) للدائرة في الشكل التالي إذا علمت ان فولتية الادخال الفعالة هي ($V_{RMS}=170\ V$) وان معدل لفات المحولة هو 1/2 ؟



الحل: الفولتية الفعالة للملف الثانوي هي:

$V_2=(V_1*N_2)/N_1$

$=(170V*1)/2$

$=85\ V$

وفولتية القمة تساوي :

$V_P = V_{RMS}* \sqrt{2}$

$= 85\ V * \sqrt{2}$

$= 120.2\ V$

وفولتية القمة بعد التوحيد باستخدام التقريب الثاني هي:

$V_{POUT}=V_{PIN}-0.7V$

$=120.2V-0.7V$

$=119.5\ V$

$V_{dc}=V_P/\pi$

$= 119.5\ V/\pi$

$= 38\ V$

3-1-2 موحد موجة كاملة Full-wave Rectifier :

ان موحدات الموجة الكاملة هي الاكثر والأوسع استخداما في مجهزات القدرة بمختلف انواعها لما تتمتع به من كفاءة عالية في توحيد القدرة المجهزة. ان الفرق الجوهري بين موحد الموجة الكاملة وموحد نصف الموجة هو ان الاخير يمرر فقط نصف موجة الادخال في حين ان موحد الموجة الكاملة يمرر الموجة الداخلة جميعها على الحمل وباتجاه واحد، ويقوم موحد الموجة الكاملة بمضاعفة تردد الموجة الداخلة. شكل 3-6 يوضح المخطط الكتلي (Blok Diagram) لموحد موجة كاملة.

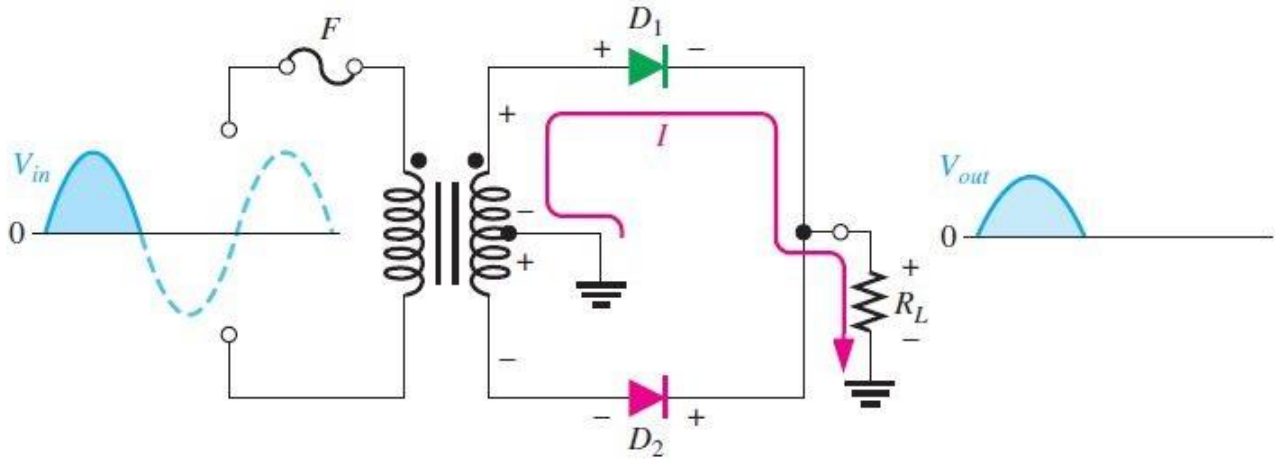
شكل 3-6

هنالك نوعان رئيسيان لموحدات الموجة الكاملة هما موحد المأخذ الوسطي والموحد القنطري:-

3-1-2-1: موحد المأخذ الوسطي Center Tapped Full-wave Rectifier

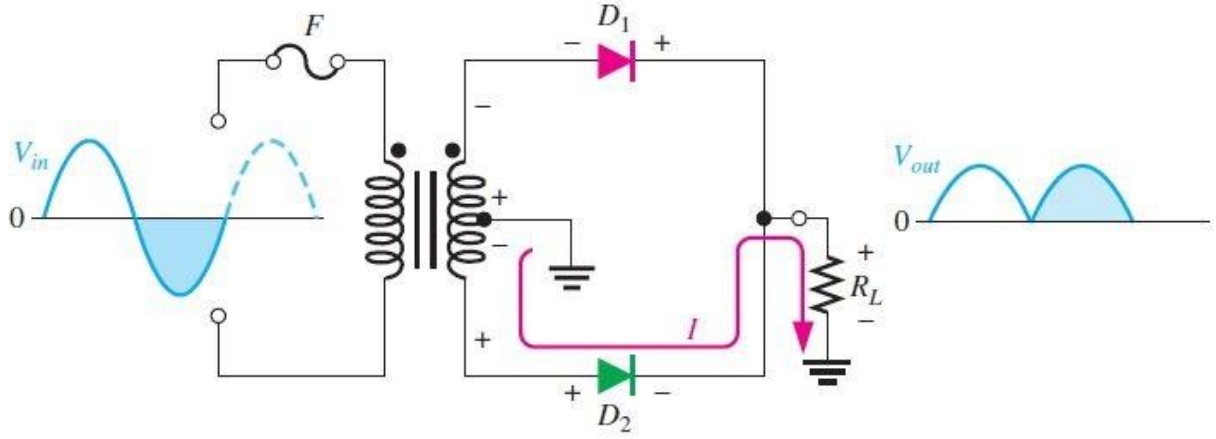
يتكون موحد المأخذ الوسطي من ثنائيين (D_1, D_2) يتم تغذيتهما من ملف محول ثانوي ذو مأخذ وسطي. حيث يعمل كل منهما كمقوم نصف موجة بشكل منفرد، وبسبب تغذية الثنائيات من منتصف الملف الثانوي فان الفولتية المجهزة لكل منهما هي نصف فولتية الملف الثانوي للمحول. ان ملخص عمل موحد المأخذ الوسطي يتضمن:

- في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي D_1 في حالة انحياز امامي ويمرر التيار عبر مقاومة الحمل من (+ الى -) فتظهر لنا نصف الموجة بالاتجاه الموجب في حين يكون D_2 في حلة الانحياز العكسي ولا يقوم بالتوصيل كما في الشكل 3-7.



شكل 3-7

- في نصف الموجة السالب يكون الثنائي D_1 في حالة انحياز عكسي ويعمل كمفتاح مفتوح (off) اما الثنائي D_2 فيكون بحالة انحياز امامي ويمرر التيار عبر مقاومة الحمل وبالاتجاه (+ الى -) فتكون اشارة الخرج بنفس اتجاه الخرج في نصف الموجة الموجب كما يتضح من الشكل 3-8.



شكل 3-8

لحساب فولتية الاخراج (V_{out}) نستخدم المعادلة التالية في حالة التقريب المثالي:

$$V_{out}=V_{sec}/2 \quad . \quad . \quad . \quad (3\text{-}6)$$

وفي حالة استخدام التقريب الثاني تكون فولتية الاخراج:

$$V_{out}=(V_{sec}/2) - 0.7 \quad . \quad . \quad . \quad (3\text{-}7)$$

ولحساب الفولتية المستمرة او فولتية متوسط القيمة (V_{dc}) نستخدم لمعادلة التالية في حالة التقريب المثالي:

$$V_{dc}=2V_{Pout}/\pi \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3\text{-}8)$$

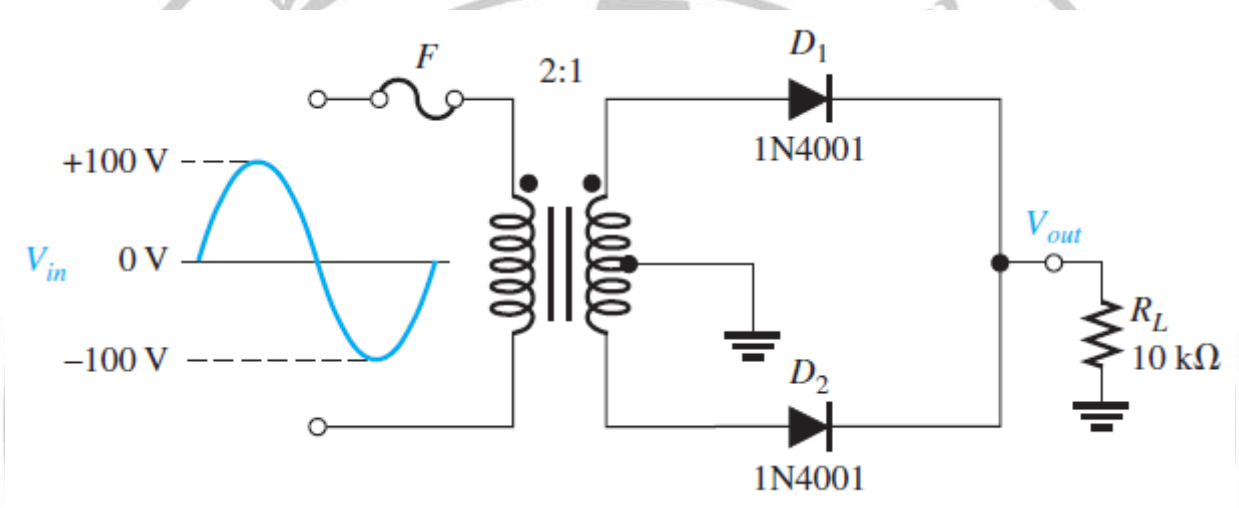
يلاحظ من شكل الموجة الخارجة ان ترددها هو ضعف تردد موجة الادخال لذلك يحسب تردد الخرج لموحد الموجة الكاملة كالتالي:

$F_{out}=2\ F_{in}$ . . . .(3-9)

ولحساب فولتية القمة العكسية PIV نستخدم المعادلة التالية:

$PIV = 2V_{Pout}+ 0.7\ V$ . . . .(3-10)

مثال 3-6: أرسم اشارة الخرج على الحمل للدائرة في الشكل ادناه إذا كان فولتية القمة المسلطة على الملف الابتدائي للمحولة هي 100V وبتردد 60 Hz كذلك احسب، الفولتية المستمرة Vdc، فولتية القمة العكسية PIV وتردد الاخراج باستخدام التقريب الثاني للدايود.



الحل: نحسب فولتية الملف الثانوي كالتالي:

$V_2=(V_1*N_2)/N_1$

$=(100V*1)/2$

$=50\ V$

فولتية الاخراج تساوي:

$V_{Pout}=(V_{sec}/2) - 0.7$

$=(50/2) - 0.7$

$= 24.3\ V$

فولتية المتوسط المستمرة تساوي

$V_{dc}=2V_{Pout}/\pi$

$=(2*24.3V)/\pi$

$=15.4\ V$

فولتية القمة العكسية تساوي:

$PIV = 2V_{Pout} + 0.7\ V$

$= (2*24.3) + 0.7$

$= 49.3\ V$

تردد الاخراج يساوي :

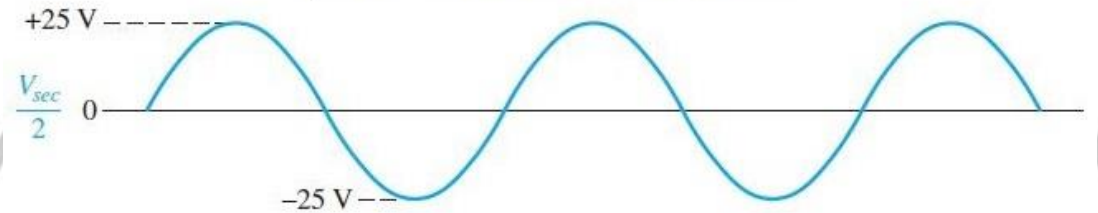
$F_{out} = 2\ F_{in}$

$= 2 * 60\ Hz$

$= 120\ Hz$

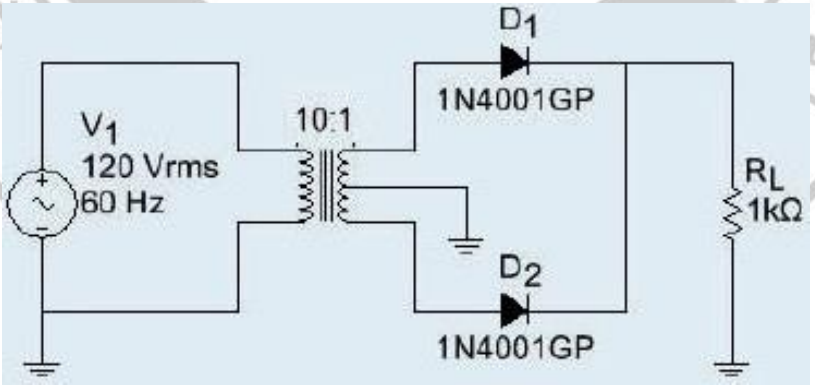
ويرسم شكل الموجة الخارجة كالتالي:

شكل الموجة الداخلة للموحد من الماخذ الوسطي



شكل موجة الاخراج على مقاومة الحمل

مثال 3-7: أرسم اشارة الخرج على الحمل للدائرة في الشكل ادناه إذا كان فولتية القيمة الفعالة المسلطة على الملف الابتدائي للمحولة هي 120V rms وبتردد 60 Hz كذلك احسب فولتية القمة العكسية وتردد الاخراج باستخدام التقريب الثاني للدايود.



الحل: نحول الفولتية الفعالة للمصدر الى فولتية القمة كالتالي:

$V_P = V_{RMS} * \sqrt{2}$

$= 120\ V * \sqrt{2}$

$= 170\ V$

ولحساب فولتية الملف الثانوي للمأخذ الوسطي :

$V_2=(V_1*N_2)/N_1$

$=(170V*1)/10$

$=17\ V$

فولتية الاخراج تساوي :

$V_{Pout}=(V_{sec}/2)\ -\ 0.7$

$=(17/2)\ -\ 0.7$

$=\ 7.8\ V$

فولتية المتوسط المستمرة تساوي

$V_{dc}=2V_{Pout}/\pi$

$=(2*7.8V)/\pi$

$\approx\ 5\ V$

فولتية القمة العكسية تساوي:

$PIV\ =\ 2V_{Pout}+\ 0.7\ V$

$=(2*7.8V)+\ 0.7\ V$

$=\ 16.3\ V$

تردد الاخراج يساوي :

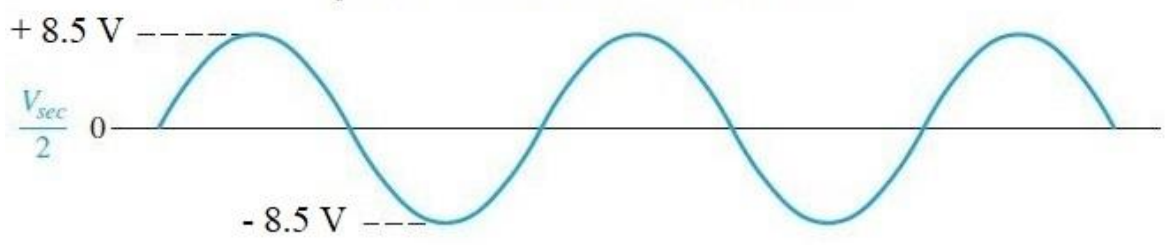
$F_{out}=2\ F_{in}$

$=\ 2\ *\ 60\ Hz$

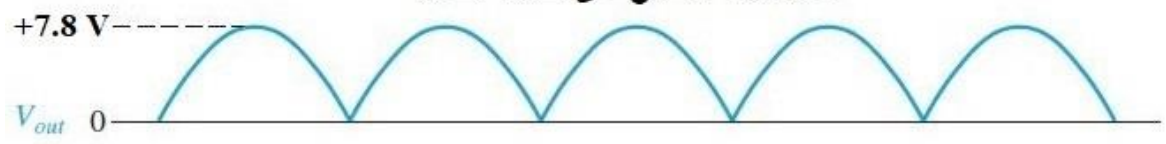
$=\ 120\ Hz$

ويرسم شكل الموجة الخارجة كالتالي:

شكل الموجة الداخلة للموحد من الماخذ الوسطي

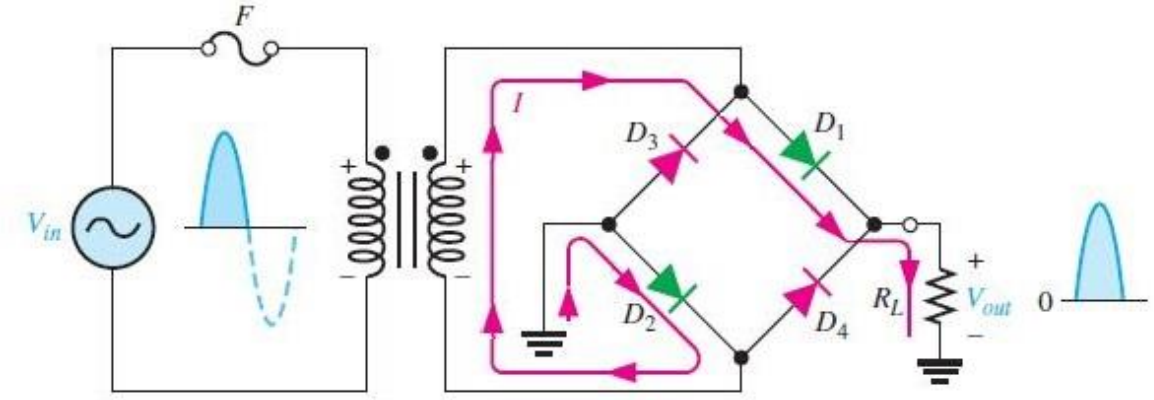


شكل موجة الاخراج على مقاومة الحمل

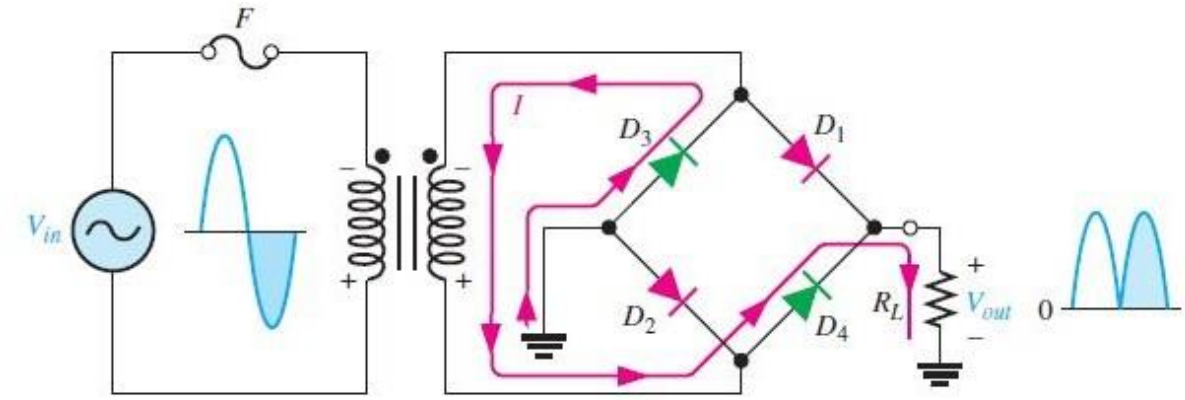


3-1-2-2: الموحد القنطري The Bridge Full-wave Rectifier

يتكون موحد الموجة الكاملة القنطري من أربع ثنائيات (D_1, D_2, D_3 and D_4) وكما مبينة في الشكل 3-9. في حالة نصف الموجة الموجبة يصبح الثنائيان D1 و D2 في حالة توصيل لأنهما ينحازان اماميا، فيسمحان بمرور التيار خلال مقاومة الحمل RL بالتجاه (+ الى -) في حين يكون الثنائيان D3 و D4 في حالة عدم التوصيل كونهما منحازات عكسيا. لذا يظهر نصف الموجة الخارجة بنفس قطبية نصف الموجة الداخلة. وفي نصف الموجة السالبة يصبح الثنائيان D1 و D2 في حالة عدم التوصيل كونهما ينحازان عكسيا بينما يقوم الثنائيان D3 و D4 بالتوصيل فتظهر نصف الموجة السالبة على مقاومة الحمل RL من (+ الى -) اي بنفس اتجاه نصف الموجة الموجب فنحصل على اشارة خرج مستمرة وباتجاه موجب فقط.



خلال نصف الموجة الموجبة يكون الثنائيان D2 و D1 في حالة توصيل لأنهما منحازان بالاتجاه الامامي



خلال نصف الموجة الموجبة يكون الثنائيان D4 و D 3 في حالة توصيل لأنهما منحازان بالاتجاه الامامي

شكل 3-9

ان فولتية خرج الموحد القنطري في الحالة المثالية للثنائيات (التقريب الاول) تساوي الفولتية المسلطة على الموحد (فولتية الملف الثانوي في الشكل اعلاه)، وتحسب كالتالي :

$V_{Pout}=V_{Pin}$ . . . . (3-11)

وفي حالة استخدام التقريب الثاني فيجب اخذ الجهد الحاجز للثنائيات في حالة التوصيل بعين الاعتبار فتحسب فولتية الاخراج كالتالي:

$V_{Pout}=V_{Pin} - (2* 0.7 V)$

$V_{Pout}=V_{Pin} - 1.4 V$ . . . . (3.12)

ولحساب فولتية المعدل المستمرة V_{dc}:

$V_{dc}=2V_{Pout}/\pi$

ويلاحظ من شكل الموجة الخارجة ان تردد ها هو ضعف تردد موجة الادخال لذلك يحسب تردد الخرج للموحد القنطري كالتالي:

$F_{out}=2\ F_{in}$ . . . .(3-13)

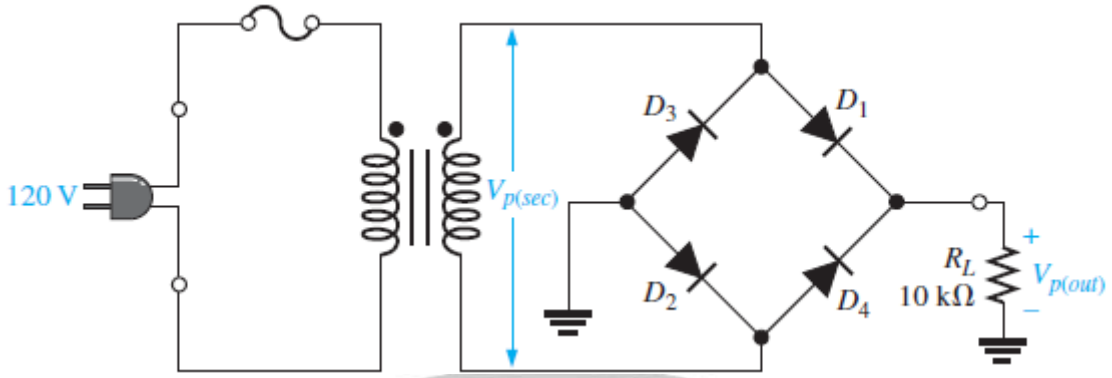
ولحساب فولتية القمة العكسية PIV على طرفي اي ثنائي في حالة الانحياز العكسي نستخدم المعادلة التالية في حالة التقريب الاول:

$PIV = V_{Pout}$

وفي حالة استخدام التقريب الثاني تصبح:

$PIV = V_{Pout}+ 0.7 V$ . . . .(3-14)

مثال 3-8: باستخدام التقريب الثاني احسب فولتية القمة الخارجة V_{Pout} للموحد القنطري في الشكل ادناه إذا كانت الفولتية الداخلة للموحد هي Vin=12 V rms، ما هي فولتية القمة العكسية PIV على الثنائيات؟ ما هو تردد الاخراج إذا كان تردد الدخل 120 Hz ؟



الحل : نحول فولتية الدخل من القيمة الفعالة (rms) الى فولتية القمة (V_P) كالتالي:

$$V_{Pin} = V_{RMS} * \sqrt{2}$$
$$= 12\ V * \sqrt{2}$$
$$= 17\ V$$

فولتية خرج الموحد V_{Pout} تساوي:

$$V_{Pout} = V_{Pin} - 1.4\ V$$
$$= 17\ V - 1.4\ V = 15.6\ V$$

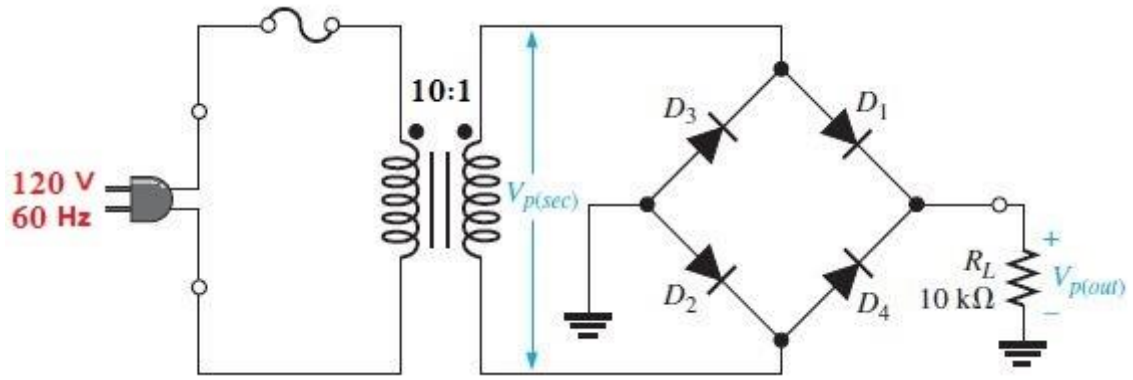
وفولتية القمة العكسية PIV تساوي:

$$PIV = V_{Pout} + 0.7\ V$$
$$= 15.6\ V + 0.7\ V$$
$$= 16.3\ V$$

تردد الخرج يساوي:

$$F_{out} = 2\ F_{in}$$
$$= 2 * 120\ Hz$$
$$= 240\ Hz$$

مثال 3-9: باستخدام التقريب الثاني احسب فولتية القمة الداخلة V_{Pin} والخارجة V_{Pout} والفولتية المستمرة V_{dc} للموحد القنطري في الشكل ادناه إذا كانت الفولتية الداخلة من المصدر هي 120 V rms، ما هي فولتية القمة العكسية PIV على الثنائيات؟ ما هو تردد الاخراج إذا كان تردد الدخل 60 Hz ؟



الحل : نحول فولتية الدخل من القيمة الفعالة (rms) الى فولتية القمة (V_P) كالتالي:

$$V_{Pin} = V_{RMS} * \sqrt{2}$$
$$= 120\ V * \sqrt{2}$$
$$= 170\ V$$

ولحساب فولتية الملف الثانوي للمحولة :

$$V_2 = (V_1 * N_2) / N_1$$
$$= (170V * 1) / 10$$
$$= 17\ V$$

فولتية خرج الموحد V_{Pout} تساوي:

$$V_{Pout} = V_{Pin} - 1.4\ V$$
$$= 17\ V - 1.4\ V = 15.6\ V$$

وفولتية القمة العكسية PIV تساوي:

$$PIV = V_{Pout} + 0.7\ V$$
$$= 15.6\ V + 0.7\ V$$
$$= 16.3\ V$$

تردد الخرج يساوي:

$$F_{out} = 2\ F_{in}$$
$$= 2 * 60\ Hz$$
$$= 120\ Hz$$

4-المرشحات Filters

تستخدم المرشحات للحصول على فولتية شبه مستمرة من خرج دوائر التوحيد وذلك لأن اغلب الدوائر الالكترونية تعمل على فولتية مستمرة. تعمل المرشحات على ازالة التموج (Ripple) من الاشارة الخارجة من الموحدات، يمكن حساب فولتية التموج الخارجة من الموحد باستخدام المعادلة التالية

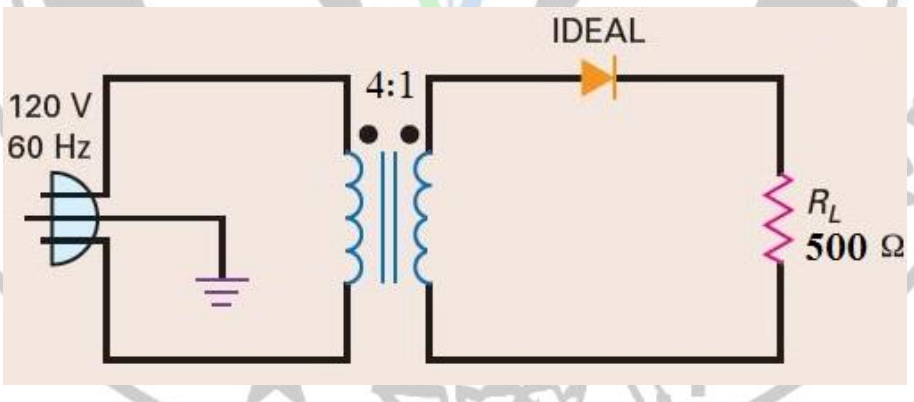
$$\text{Ripple Voltage} = V_r = \sqrt{(V_{rms.out}^2 - V_{dc}^2)} \quad \ldots\ldots (4\text{-}1)$$

حيث تمثل Vrms.out الفولتية الفعالة الخارجة من الموحد و Vdc فولتية المعدل الخارجة من الموحد. ويمكن حساب **عامل التموج** Ripple Factor **الذي يعد مؤشرا على كفاءة المرشح** باستخدام المعادلة التالية:

$$\text{Ripple Factor} = r\% = (V_r/V_{dc})*100 \quad \ldots\ldots (4\text{-}2)$$

حيث تمثل V_r الفولتية المتموجة الخارجة من المرشح. **كلما كان عامل التموج اقل كلما كان اداء المرشح أفضل**

مثال 4-1: في الدائر التالية أوجد باستخدام التقريب المثالي (الاول) :



1- تيار القمة للحمل (I_{peak})

2- فولتية المعدل للحمل (V_{dc})

3- تيار المعدل للإخراج (I_{dc})

4- أقصى فولتية عكسية (PIV)

5- معامل التموج (r%)

6- شكل موجة الاخراج

الحل :

1- نحول فولتية الدخل من القيمة الفعالة (rms) الى فولتية القمة (V_P) كالتالي:

$$V_{Pin} = V_{RMS} * \sqrt{2}$$
$$= 120\ V * \sqrt{2}$$
$$= 170\ V$$

ولحساب فولتية الملف الثانوي للمحولة :

$$V_2 = (V_1 * N_2) / N_1$$
$$= (170V * 1) / 4$$
$$= 42.5\ V$$

ولحساب تيار القمة I_P للحمل

$$I_P = V_P / R_L = 42.5 / 500 = 85\ mA$$

2- فولتية المعدل V_{dc} للحمل تساوي:

$$V_{dc} = V_{Pout} / \pi = 42.5 / \pi = 13.5\ V$$

3- تيار المعدل للحمل I_{dc} يساوي :

$$I_{dc} = V_{dc} / R_L = 13.5\ V / 500\ \Omega = 27\ mA$$

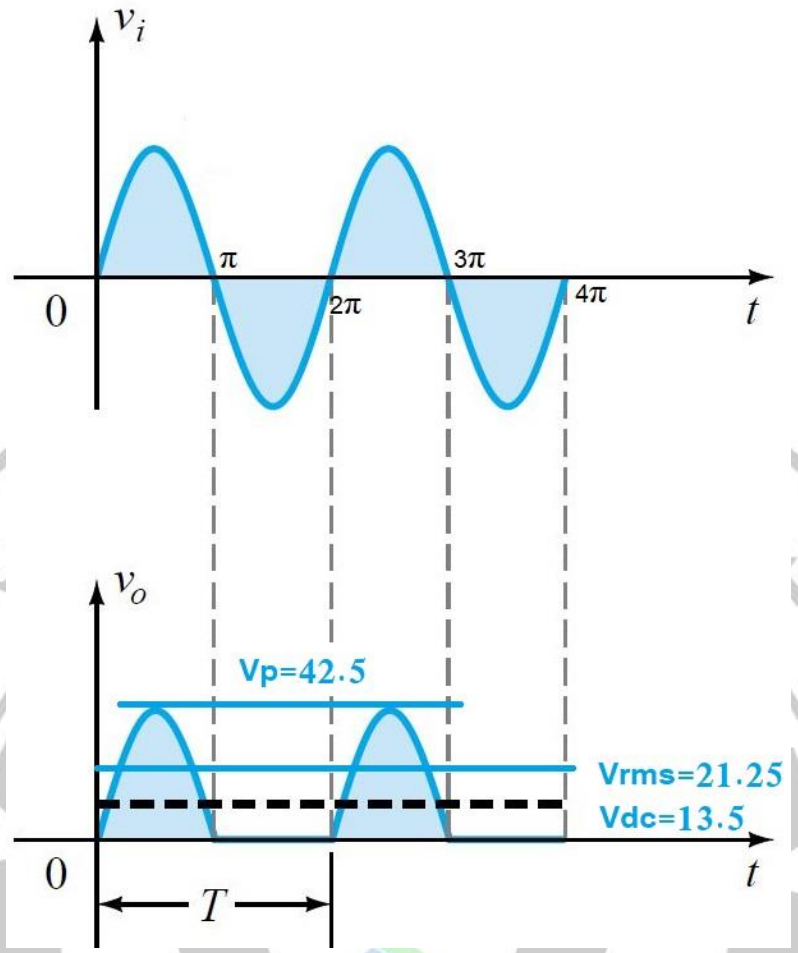
4- أقصى فولتية عكسية على الثنائي تساوي :

$$PIV = V_{Pin} = 42.5\ V$$

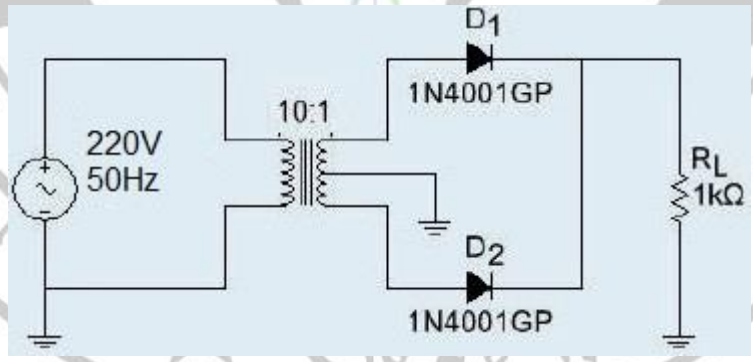
5- لحساب معامل التموج يجب حساب فولتية التموج V_r :

$$V_r = \sqrt{(V_{rms.out}^2 - V_{dc}^2)}$$
$$V_{rms.out} = V_P / \sqrt{2} = 42.5 / 1.414 = 30.05\ V$$
$$V_r = \sqrt{Vrms.out^2 - Vdc^2} = \sqrt{30.05^2 - 13.5^2} = 26.8\ V$$
$$r\% = V_r / V_{dc} * 100 = 26.8 / 13.5 * 100 = 198.5\ \%$$

6- شكل موجة الاخراج سيكون كالتالي



مثال 4-2 : في الدائرة التالية اوجد باستخدام التقريب الاول :



1- تيار المعدل للخرج (Idc)

2- تيار القمة للحمل (Ipeak)

3- التيار الفعال للحمل (Irms)

4- اقصى فولتية عكسية (PIV)

5- معامل التموج (r%)

6- شكل موجة الاخراج (output wave form)

الحل :

1- نحول فولتية الدخل من القيمة الفعالة (rms) الى فولتية القمة (V_P) كالتالي:

$$V_{Pin} = V_{RMS} * \sqrt{2}$$
$$= 220\ V * \sqrt{2}$$
$$= 311\ V$$

ولحساب فولتية الملف الثانوي للمحولة :

$$V_2 = (V_1 * N_2) / N_1$$
$$= (311V * 1) / 10$$
$$= 31.1\ V$$

فولتية القمة الداخلة للموحد تساوي

$$V_{p1} = V_{p2} = V_2/2 = 31.1 / 2 = 15.5\ V$$

فولتية المعدل للموحد تساوي

$$V_{dc} = 2V_p/\pi = 31/3.14 = 9.9\ V$$

اذن تيار المعدل للحمل يساوي

$$I_{dc} = V_{dc}/R_L = 9.9\ V/1\ K\Omega = 9.9\ mA$$

2- تيار القمة للحمل يساوي:

$$I_{Pout} = V_{Pout}/R_L = 15.5\ V/1\ K\Omega = 15.5\ mA$$

3- التيار الفعال للحمل يساوي:

$$I_{rmsout} = I_{pout}/\sqrt{2} = 15.5\ mA/1.414 \approx 11\ mA$$

4- فولتية القمة العكسية PIV لموحد المأخذ الوسطي المثالي يساوي :

$$PIV = 2V_{Pout} = 2 * 15.5\ V = 31\ V$$

5- لحساب معامل التموج يجب حساب فولتية التموج V_r :

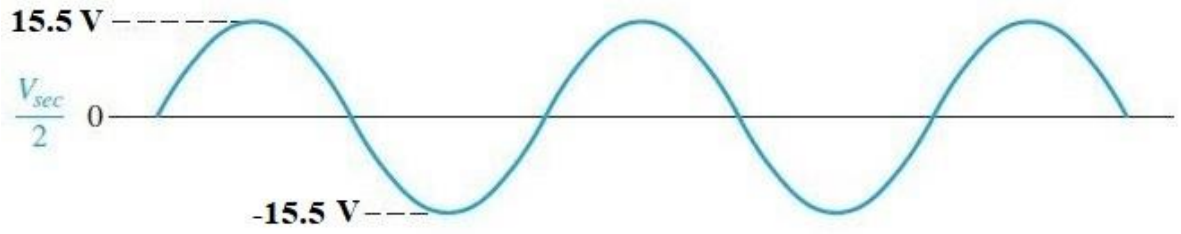
$$V_{rms.out} = V_{Pout}/\sqrt{2} = 15.5/\sqrt{2} = 11\ V$$

$$V_r = \sqrt{Vrms.out^2 - Vdc^2} = \sqrt{11^2 - 9.9^2} = 4.8\ V$$

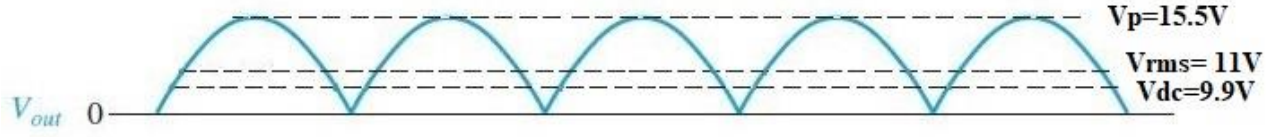
$$r\% = V_r/V_{dc} * 100 = 4.8/9.9 * 100 = 48.5\ \%$$

6- شكل الموجة الخارجة هو :

شكل الموجة الداخلة للموحد من الماخذ الوسطي

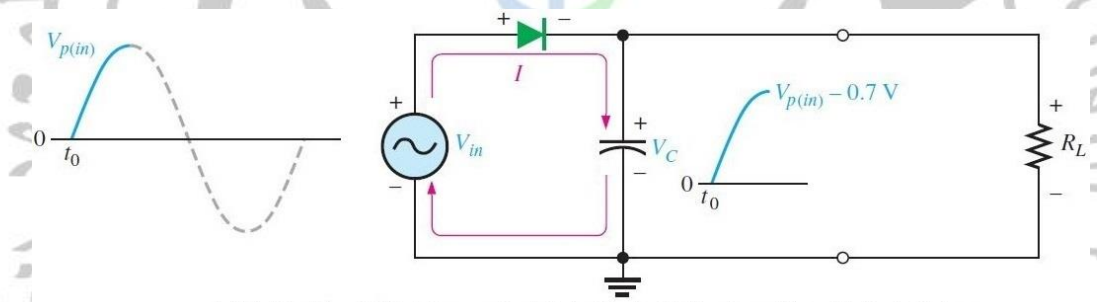


شكل موجة الاخراج على مقاومة الحمل

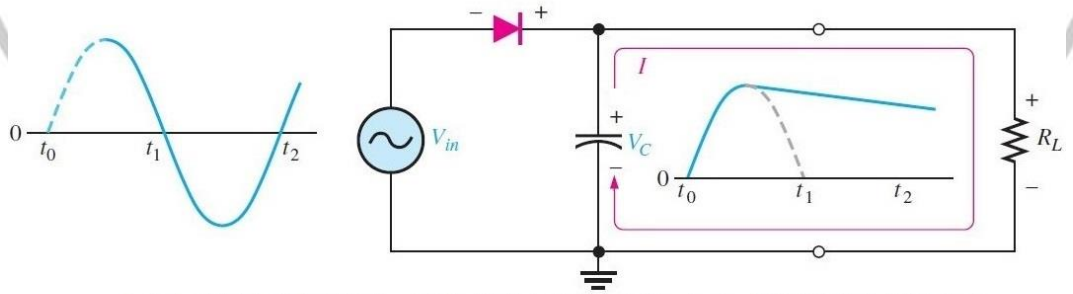


1-4 مرشح الادخال السعوي Capacitor-Input Filter

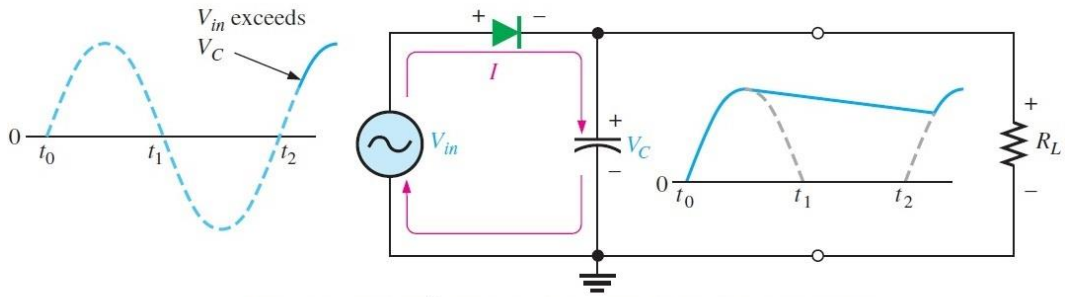
يعد هذا النوع من المرشحات من أكثر الانواع استخداما في مجهزات القدرة. ينتج هذا المرشح فولتية مستمرة تساوي فولتية القمة لخرج الموحد. شكل 4-1 يبين دائرة مرشح الادخال السعوي لموحد نصف موجة.



1- تبدأ المتسعة بالشحن خلال ربع الموجة الاولى في الانحياز الامامي لحين وصول شحنة المتسعة الى فولتية القمة



2- عند انخفاض قيمة فولتية الادخال عن مستوى القمة و خلال التحول الى الانحياز العكسي تبدأ المتسعة بتفريغ شحنتها على الحمل

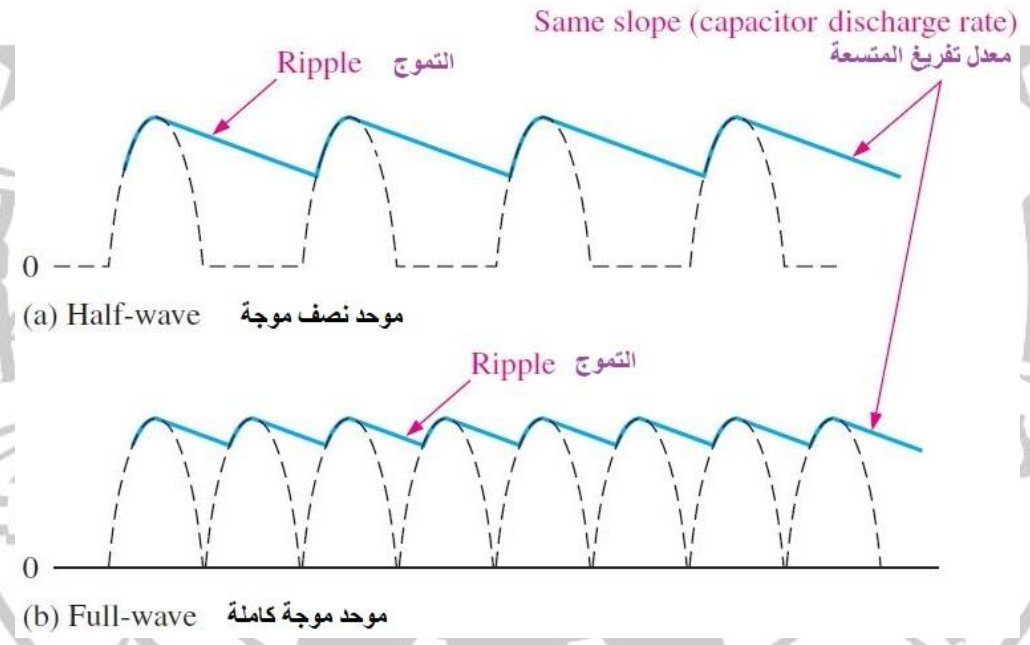


3- عند تحول الثنائي الى الانحياز الامامي مرة اخرى تعود المتسعة للشحن الى مستوى Vpin

شكل 4-1

نلاحظ من الشكل اعلاه ان المتسعة تبدأ في الشحن Charging خلال الربع الاول من موجة الادخال الموجبة عندما يكون الثنائي في حالة انحياز امامي، وبنفس الوقت يمر التيار في مقاومة الحمل R_L.
وعندما تبدأ فولتية الادخال بالانخفاض عن قيمة V_P خلال الربع الثاني من موجة الادخال وفي فترة الانحياز العكسي (عدم توصيل الثنائي) تبدأ المتسعة بتفريغ شحنتها Discharging على مقاومة الحمل بصورة تدريجية وتستمر بالتفريغ لحين عودة الثنائي الى حالة الانحياز الامامي وبلوغه قيمة تساوي الجهد المخزون في المتسعة V_C.

في حالة استخدام موحد موجة كاملة بدلا من موحد نصف موجة يتكرر عمل مرشح الادخال السعوي بنفس الالية مع الاخذ بالاعتبار عدم وجود فقدان في اشارة الدخل فنحصل على زمن تفريغ اقل وعلى فولتية تموج اقل ايضا . وكلما كان التموج اقل كلما كانت فولتية الاخراج أفضل. شكل 4-2 يبين شكل موجة الاخراج لموحد نصف موجة وموحد موجة كاملة مع مرشح الادخال السعوي.



شكل 4-2

لحساب الزمن T لموحد موجة كاملة بتردد 50Hz نحصل على:

$F_{out}=2\ F_{in} = 2 * 50\ Hz = 100\ Hz$

$T=1/F_{out} = 1/100\ Hz = 10\ mS$

وللحصول على ثابت زمن طويل في مرشح الادخال السعوي يجب ان يكون حاصل ضرب قيمة السعة في مقاومة الحمل $(C*R_L)$ أكبر او يساوي عشرة اضعاف ثابت الزمن $(C*R_L \geq 10*T)$

$$C*R_L \geq 10*T \quad . . . . (4-3)$$

وعندما يتحقق هذا الشرط نستطيع استخدام المعادلات التقريبية التالية لحساب فولتية المعدل $V_{dc.out}$ وفولتية التموج $V_{r.out}$ الخارجة من مرشح الادخال السعوي:

$$V_{dc.out} = (1 - \frac{0.00417}{R_L \times C}) \times V_p \quad . . . . . (4-4)$$

$$V_{r.out} = \frac{0.0024 \times V_P}{R_L \times C} \quad . . . . . (4-5)$$

$$\text{Ripple Factor} = r\% = \frac{V_r}{V_{dc}} \times 100 \quad . . . . . (4-6)$$

ولحساب اقل قيمة لمتسعة مرشح الادخال السعوي يمكن استخدامها للحصول على ثابت زمن طويل يمكن استخدام المعادلة التقريبية التالية:

$$C_{min} = \frac{0.24}{r\% \times R_L} \quad . . . . . (4-7)$$

مثال 4-3: باستخدام التقريب المثالي للدائرة في الشكل التالي اوجد:

1- فولتية الاخراج المستمرة Vdc.out

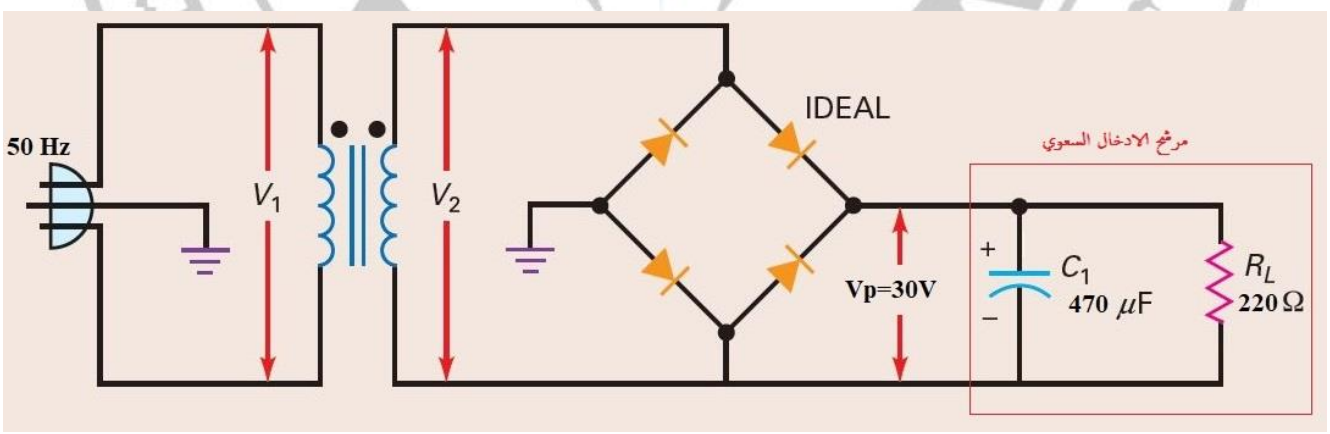
2- فولتية التموج Vr.out

3- عامل التموج r%

4- أقل قيمة لمتسعة المرشح عندما يكون عامل التموج r%=2%

5- شكل موجة الاخراج

الحل :



1- نحسب ثابت الزمن من التردد وكما يلي :

F_{out}=2 F_{in} =2 * 50 Hz =100 Hz

$T=1/F_{out}$ = 1/100 Hz = 10 mS

نتحقق من الشرط $C*R_L \geq 10*T$

$470\mu F * 220\Omega \geq 10 * 10\ mS$

$0.103 \geq 0.100$

بما ان شرط ثابت الزمن تحقق نستطيع حساب فولتية المعدل و التموج للمرشح كالتالي:

$$V_{dc.out} = (1 - \frac{0.00417}{R_L \times C}) \times V_p = (1 - \frac{0.00417}{220 \times 470 \times 10^{-6}}) \times 30V = 28.8\text{V}$$

2- فولتية التموج تساوي:

$$V_{r.out} = \frac{0.0024 \times V_P}{R_L \times C} = \frac{0.0024 \times 30}{220 \times 470 \times 10^{-6}} = 0.7\ \text{V}$$

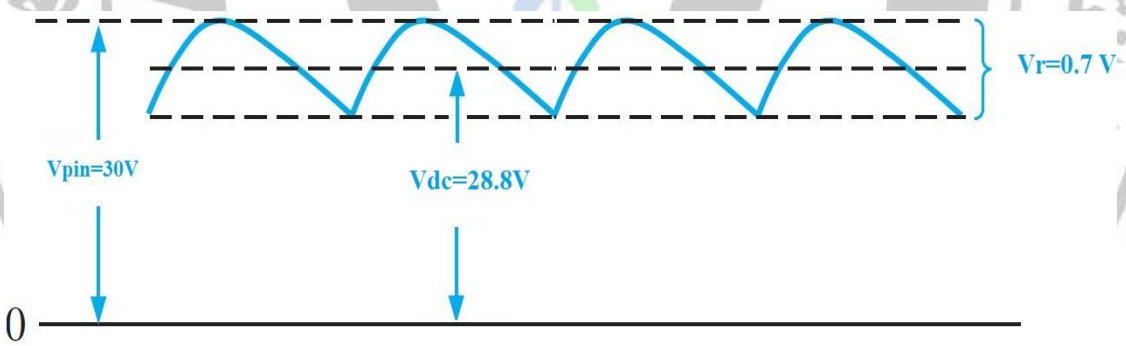
3- معامل التموج يساوي:

$$\text{Ripple Factor} = r\% = \frac{V_r}{V_{dc}} \times 100 = \frac{0.7\,V}{28.8\,V} \times 100 = 2.43\%$$

4-اقل قيمة لمتسعة المرشح عندما يكون معامل التموج 2% هو :

$$C_{min} = \frac{0.24}{r\% \times R_L} = \frac{0.24}{2 \times 220} = 545\ \mu F$$

5- شكل موجة الاخراج هو :



2-4 مرشح الادخال الخانق :The Choke-Input Filter

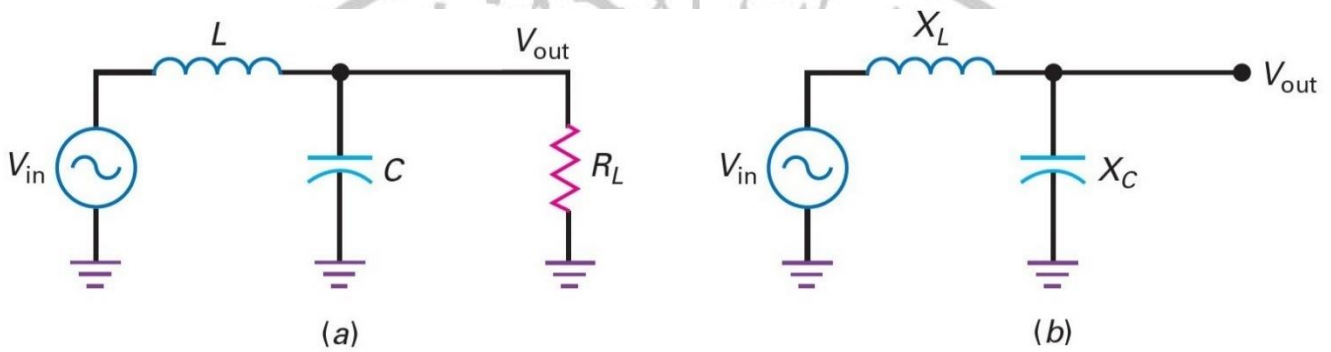
يستخدم مرشح الادخال الخانق بصورة واسعة مع دوائر التوحيد لكفائته في ازالة المركبة المتناوبة من الاشارة المرشحة. يتكون هذا المرشح من ملف خانق يربط على التوالي مع خرج الموحد ومتسعة تربط على التوازي مع الخرج و الحمل. في الوقت الراهن لم يعد هذا الفلتر يستخدم بكثرة بسبب كلفته العالية وحجمه ووزنه الكبير. يعتمد مبدا عمل هذا الفلتر على خصائص الملف الذي يقاوم التغير في التيار مما يجعله يمرر التيار المستمر (مفاعلة حثية صغيرة X_L) ويخنق المركبة المتناوبة للتيار (مفاعلة حثية عالية X_L). يمكن حساب المفاعلة الحثية Inductive Reactance للملف بالمعادلة :

$X_L=2\pi fL$ . . . . (4-8)

ولحساب المفاعلة السعوية للمتسعة Capacitance Reactance نستخدم المعادلة :

$$X_C=\frac{1}{2\pi fC} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4-9)$$

من المتطلبات الرئيسية للحصول على مرشح خانق جيد التصميم يجب ان نحصل على مفاعلة سعويه لتردد الادخال X_C اقل بكثير من مقاومة الحمل R_L وعند تحقق هذا الشرط نستطيع اهمال مقاومة الحمل كما في الشكل 4-3.



شكل 4-3

والمتطلب الاخر لمرشح خانق مصمم بصورة جيدة هو الحصول على مفاعلة حثية X_L أكبر بكثير من المفاعلة السعوية X_C عند تردد الادخال Input Frequency، وعند تحقق هذا الشرط فان فولتية الخرج المتناوب سوف تكون صفر تقريبا . وكذلك فان الملف الخانق يكون في حالة قصر short circuit عند تردد 0 Hz والمتسعة تصبح دائرة مفتوحة Open circuit عند تردد 0 Hz والتيار المستمر يستطيع المرور الى مقاومة الحمل مع اقل خسارة.

يمكن حساب فولتية التموج الخارجة $V_{r.out}$ من مرشح الادخال الخانق عندما تكون $X_L \gg X_C$ كما يلي:

$$V_{r.out}=\frac{X_C}{X_C+X_L}\times V_{r.in} \rightarrow V_{r.out}=\frac{X_C}{X_L}\times V_{r.in} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4-10)$$

ولموحد موجة كاملة بتردد خرج بين 100-120 Hz يمكن استخدام المعادلة التالية لحساب فولتية التموج الخارجة:

$$V_{r.out}=5.28\times 10^{-7}\times\frac{V_P}{L\times C} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4-11)$$

حيث V_P هي فولتية القمة الداخلة للمرشح و L هي قيمة الملف و C هي قيمة المتسعة.

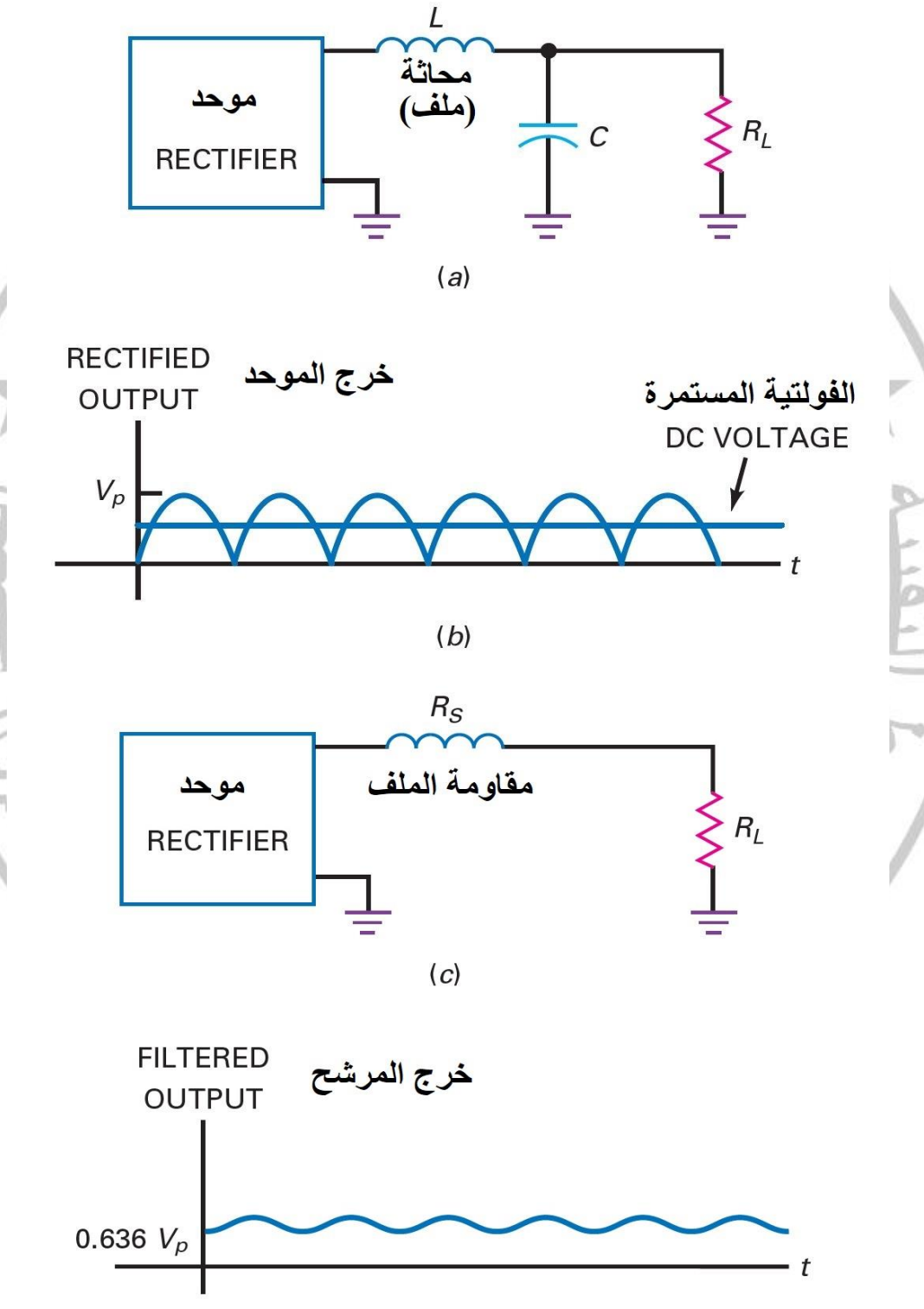
أن المركبة المستمرة للفولتية الخارجة الموحد $V_{dc.in}$ تساوي تقريبا الفولتية المستمرة الخارجة من المرشح $V_{dc.out}$ عندما تكون مقاومة الملف الخانق R_{coil} أقل بكثير من مقاومة الحمل R_L.

$$V_{dc,out} = \frac{R_L}{R_L + R_{coil}} \times V_{dc,in}$$

When $R_L >> R_{coil}$

$$V_{dc,out} \cong V_{dc,in} \quad . \ . \ . \ . \ (4-12)$$

شكل 4-4 يـوضح د ائـرة مـوحد مـع فـلـتـر ادخال خانـق.



شكل 4-4

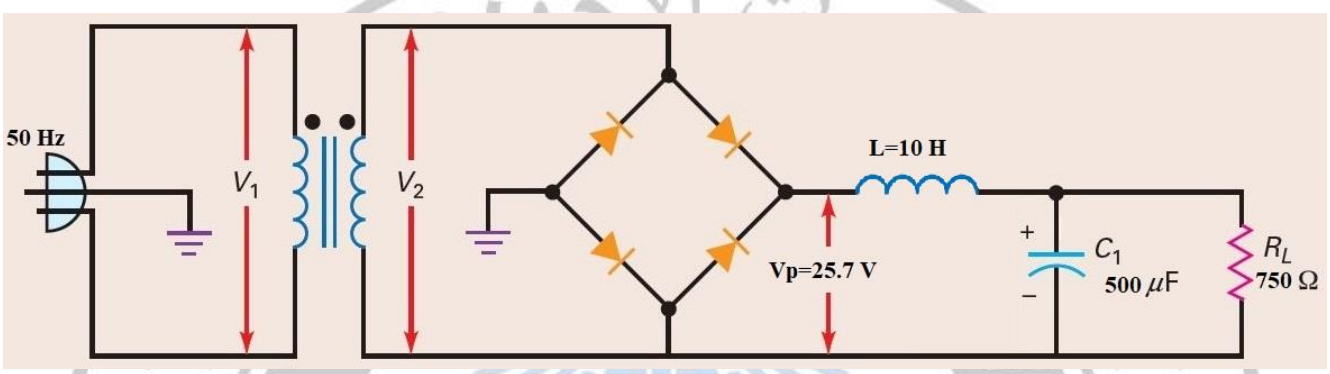
مثال 4-4: للدائرة في الشكل ادناه، فولتية القمة الداخلة للمرشح الخانق تساوي VP=25.7 V وقيمة فولتية المعدل تساوي Vdc.in=16.4 V فاذا كانت المقاومة المستمرة للملف الخانق تساوي $R_{coil}=25\Omega$ فما هو مقدار كل من:

1- فولتية الاخراج المستمرة Vdc.out

2- فولتية تموج الاخراج Vr.out

3- عامل التموج r%

4- شكل الموجة الخارجة من المرشح



الحل:

1-

$$V_{dc,out} = \frac{R_L}{R_L + R_{coil}} \times V_{dc,in} = \frac{750\Omega}{750\Omega + 25\Omega} \times 16{,}4\,V = 15{,}9\,V$$

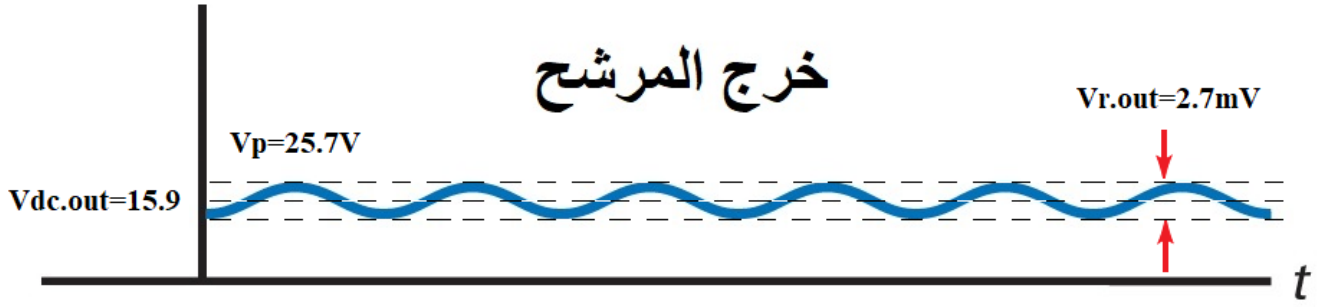
2-

$$V_{r.out} = 5.28 \times 10^{-7} \times \frac{V_P}{L \times C} = 5.28 \times 10^{-7} \times \frac{25.7V}{10H \times 500\mu F} = 2.71mV$$

3-

$$r\% = \frac{V_r}{V_{dc}} \times 100 = \frac{2.71 \times 10^{-3}\,V}{15.9\,V} \times 100 = 0.017\%$$

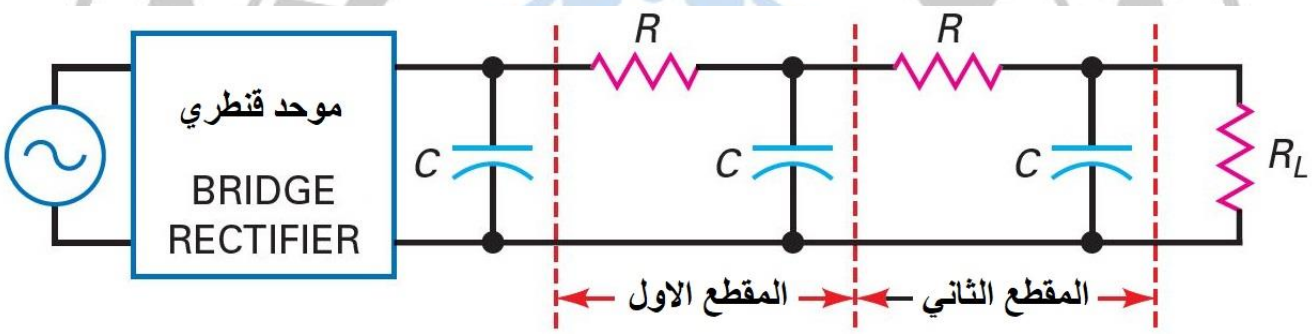
4-



3-4 مرشحات RC

عندما يكون خرج دوائر التوحيد بثابت زمن تفريغ طويل يمكن اهمال التموج في اشارة الخرج، ولكن عندما يكون ثابت التفريغ صغيرا تتولد الحاجة الى ترشيح اضافي للتخلص من التموج في اشارة الخرج.

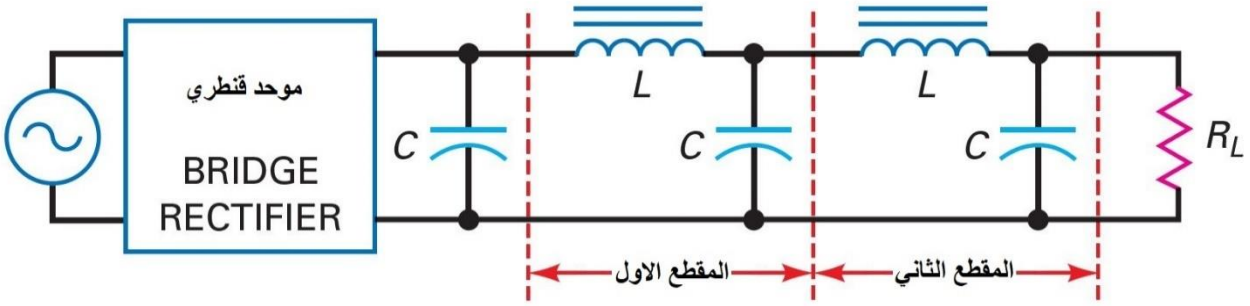
الشكل 4-5 يوضح استخدام مرشح RC يقع بين متسعة مرشح الادخال السعوي ومقاومة الحمل. يعد هذا المرشح من الامثلة على المرشحات الخاملة Passive filter، وبالتمعن في تصميم هذا المرشح نجد ان قيمة المقاومة R أكبر بكثير من قيمة المفاعلة السعوية Xc عند تردد التموج وهذا يؤدي الى تخفيض التموج قبل ان يصل مقاومة الحمل. عادة تكون قيمة R على الاقل أكبر بعشرة مرات من قيمة Xc، وهذا يعني ان كل مقطع يقوم بتوهين (تقليل) التموج بمعدل 10 مرات، فلو كان هنالك مقطعين فهذا يعني ان التوهين الكلي يصبح (10*10=100). من مساوئ استخدام مرشحات RC هو الخسارة في الجهد المستمر dc voltage على مقاومة المرشح، لذلك يفضل استخدام هذا المرشح عندما يكون تيار الحمل صغيرا أو مقاومة الحمل كبيرة.



شكل 4-5

4-4 مرشح LC

يستخدم هذا النوع من المرشحات في الدوائر التي يكون تيار الحمل فيها كبير أو التي مقاومة الحمل فيها صغيرة حيث يفضل استعمال مرشحات LC على استخدام مرشحات RL، شكل 4-6 يوضح استخدام مرشح LC ذو مقطعين.



شكل 4-6

يعتمد مبدا عمل مرشح LC على فكرة مشابهة لمرشحات RC وهي خفض التموج على أطراف المكونات المتوازية وفي هذه الحالة الملف وذلك بجعل مفاعلة الملف X_L أكبر بكثير من مفاعلة المتسعة X_C وبهذا نستطيع توهين التموج الى مستوى منخفض. ان انخفاض الجهد المستمر على طرفي الملف أقل بكثير من انخفاضه على طرفي المقاومة في مقطع RC لأن مقاومة لفات الملف اقل.

لقد كان استعمال مرشحات LC شائعا، اما في الوقت الحاضر فقد انخفض استعمالها بسبب الكلفة العالية للمحاثة وحجمها الكبير وقد استعيض عنها باستخدام بعض الدوائر المتكاملة Integrated Circuit (IC) التي تحتوي بداخلها مجموعة من المكونات الالكترونية التي تؤدي وضيفة محددة.

5-4 المقلمات والمحددات Clippers and Limiters

تعد المقلمات أحد التطبيقات للثنائيات منخفضة القدر والتي تعمل مع نطاق ترددي اعلى من الثنائيات المستخدمة في مجهزات القدرة. دائرة المقلم تعمل على ازالة الجزء الموجب او السالب من الموجة، هذه العملية مفيدة في تطبيقات الاتصالات وحماية الدوائر الالكترونية وفي دوائر توليد اشكال الموجات.

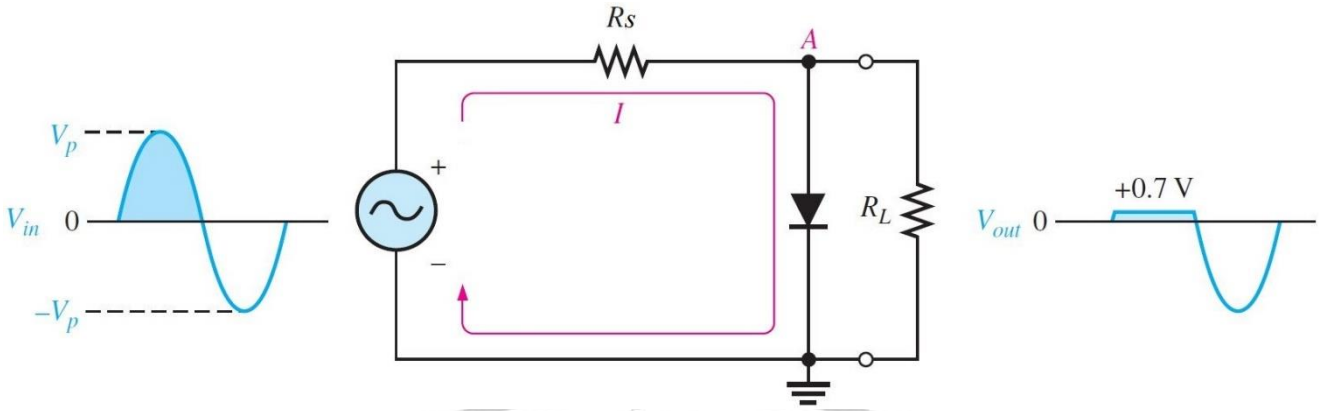
1-5-4 المقلم الموجب Positive Clipper

شكل 4-7 يوضح دائرة المقلم الموجب باستخدام التقريب الثاني للثنائي. في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي في حالة الانحياز الامامي ويقوم بالتوصيل عندما تكون فولتية الدخل أكبر من حاجز الجهد للثنائي (0.7 V) لذلك تظهر على طرفي مقاومة الحمل فولتية حاجز الجهد للثنائي فقط. وفي نصف الموجة السالب يصبح الثنائي في حالة توصيل عكسي ولا يوصل التيار مما يؤدي الى مرور التيار عبر مقاومة الحمل. في اغلب الاحيان تكون قيمة مقاومة التوالي Rs أصغر بكثير من مقاومة الحمل R_L ويتضح ذلك من شكل اشارة الخرج التي تساوي تقريبا اشارة الدخل. يمكن حساب قيمة فولتية الخرج باستخدام معادلة مقسم الفولتية وكالتالي:

$$V_{out} = \left(\frac{R_L}{R_s+R_L}\right)V_{in} \quad . \ . \ . \ . (4\text{-}13)$$

وعندما تكون Rs أصغر بكثير من R_L تصبح :

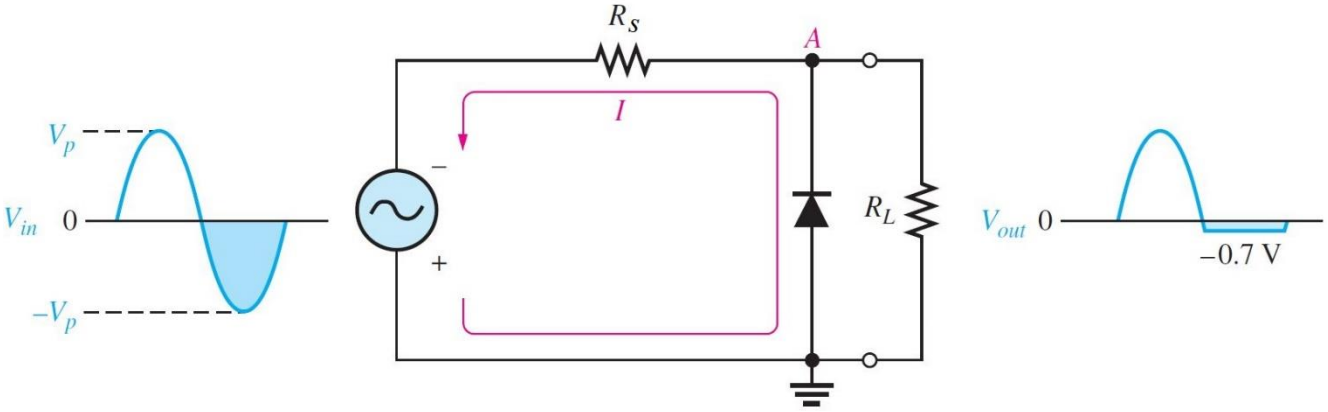
$$V_{out} \cong V_{in}$$



شكل 4-7

4-5-2 المقلم السالب Negative Clipper

عند عكس اتجاه الثنائي في دائرة المقلم الموجب نحصل على المقلم السالب و الذي يعمل بنفس الآلية ، حيث تعمل هذه الدائرة على ازالة الجزء السالب من اشارة الدخل. شكل 4-8 يوضح دائرة المقلم السالب.



شكل 4-8

4-5-3 المقلم المنحاز Biased Clipper

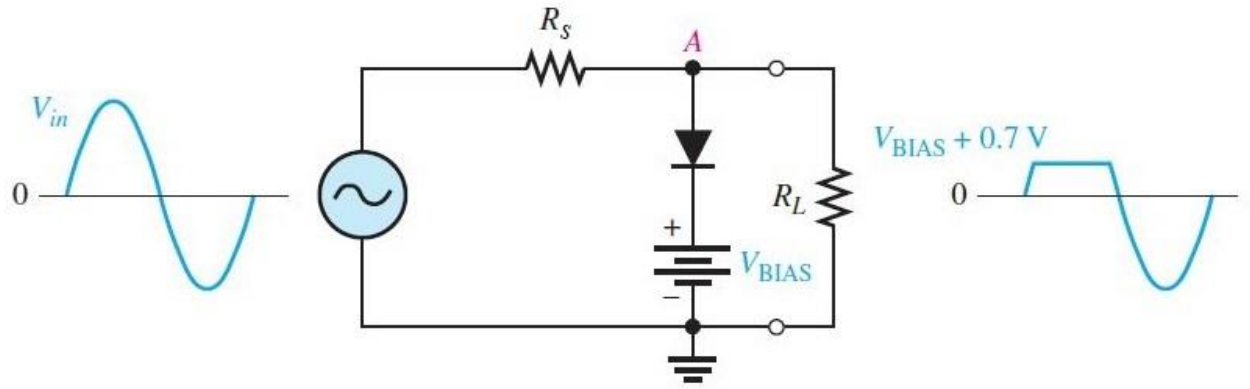
أن مستوى الفولتية المقلمة يمكن تنظيمها بإضافة فولتية منحازة V_{Bias} من مصدر يربط على التوالي مع الثنائي. شكل 4-9 يوضح دائرة المقلم المنحاز الموجب و السالب. في المقلم المنحاز الموجب يبدأ الثنائي بالعمل عندما تكون فولتية الادخال أكبر من جهد الحاجز + الجهد المنحاز عندها يتم تقليم الموجة الدخلة لقيمة ($0.7+V_{Bias}$) ويمكن حساب فولتية الخرج كالتالي:

$$V_{out} = 0.7 + V_{Bias} \quad \ldots (4-14)$$

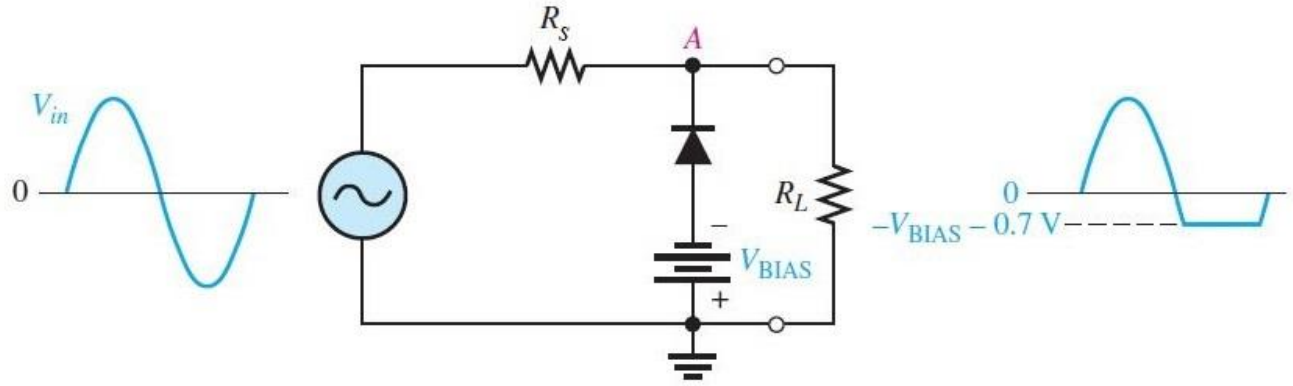
وفي نصف الموجة السالب يصبح الثنائي في حالة الانحياز العكسي ولا يقوم بالتوصيل فتظهر اشارة الخرج على مقاومة الحمل.

وفي حالة المقلم المنحاز السالب، في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي في حالة انحياز عكسي ولا يمرر التيار، وفي نصف الموجة السالب وعندما تكون فولتية الدخل أكبر من $(-0.7-V_{bias})$ يقوم المقلم بتقليم الاشارة على مستوى ثابت $(-0.7-V_{bias})$ ويمكن حساب فولتية الخرج كالتالي:

$$-V_{out} = -0.7 - V_{Bias} \quad \ldots\ldots(4-15)$$



في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي بحالة عدم التوصيل لحين بلوغ فولتية الادخال لقيمة $0.7+V_{BIAS}$
وفي نصف الموجة السالب يصبح الثنائي منحاز عكسيا فتظهر اشارة الخرج على مقاومة الحمل بدون تقليم

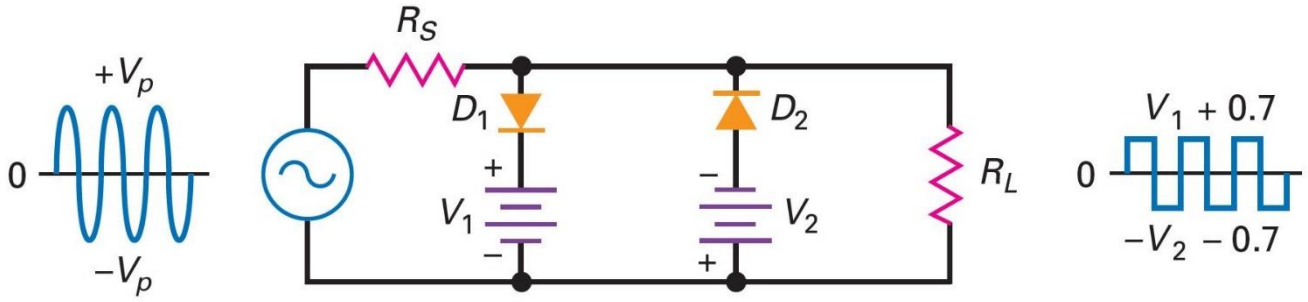


في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي منحاز عكسيا ولا يمرر التيار فتظهر اشارة الخرج على مقاومة الحمل وفي نصف الموجة السالب ينحاز الثنائي بالاتجاه الامامي عندما تبلغ فولتية الدخل قيمة $-0.7-V_{BIAS}$ فيتم تقليم الاشارة الخارجة بهذا المستوى

شكل 4-9

4-5-3 المقلم المركب Combination Clipper

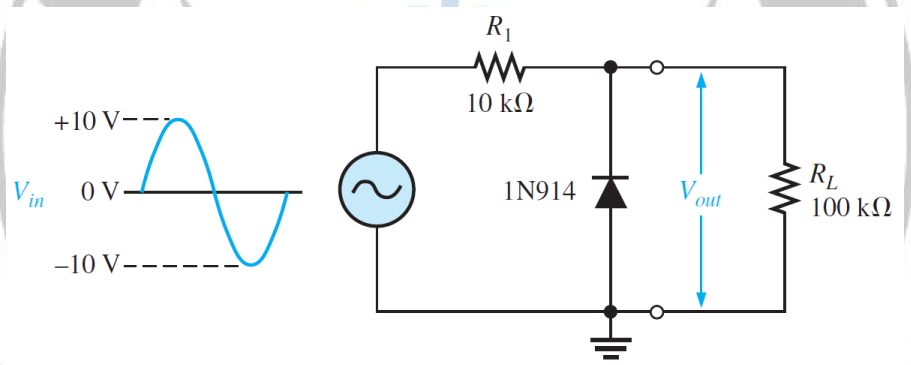
عند الجمع بين مقلم منحاز موجب وسالب ينتج لنا المقلم المركب الذي يقوم بتقليم جزء الموجة الموجب والسالب معا. شكل 4-10 يوضح دائرة مقلم مركب.



شكل 4-10

في نصف الموجة الموجب وعندما تكون فولتية الادخال أكبر من $(V_1+0.7)$ يصبح الثنائي D_1 في حالة انحياز امامي ويقلم الموجة الموجبة بقيمة $(V_{out}=V_1+0.7)$. في نصف الموجة السالب وعندما تكون فولتية الادخال أكبر من $(-V_1-0.7)$ يصبح الثنائي D_2 في حالة انحياز امامي ويقلم الموجة الموجبة بقيمة $(V_{out}=-V_1-0.7)$.

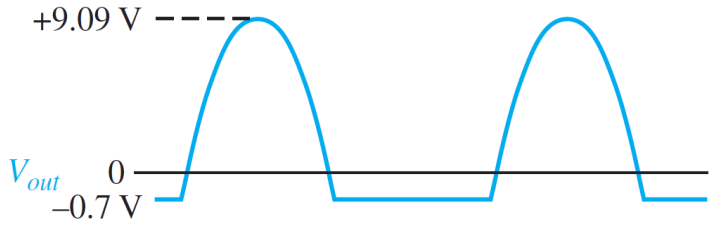
مثال 4-5: ارسم شكل موجة الاخراج للمقلم في الشكل ادناه باستخدام التقريب الثاني:



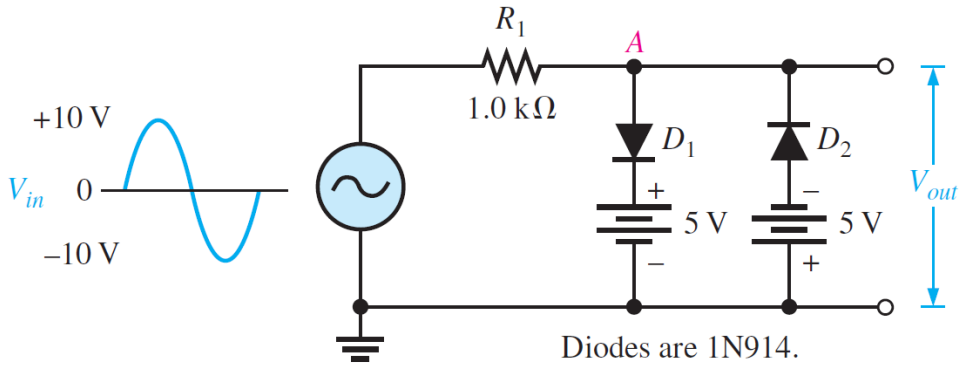
الحل: في نصف الموجة الموجب يكون الثنائي في حالة انحياز عكسي ولا يمرر التيار لذلك تظهر اشارة الخرج على مقاومة الحمل وتحسب فولتية الاخراج كالتالي:

$$V_{out} = \left(\frac{R_L}{R_s + R_L}\right) V_{in} = \left(\frac{100\,K\Omega}{10\,K\Omega + 100\,K\Omega}\right) \times 10V = 9.09\,V$$

وفي نصف الموجة السالب وعندما تكون اشارة الدخل أكبر من 0.7 ينحاز الثنائي اماميا ويوصل التيار وتكون الفولتية على مقاومة الحمل مساوية لفولتية الدايود (فولتية جهد الحاجز)، ويمكن رسم شكل اشارة الخرج كالتالي:



مثال 4-6: حدد مع الرسم شكل موجة الاخراج للمقلم المركب في الشكل التالي باستخدام التقريب الثاني:



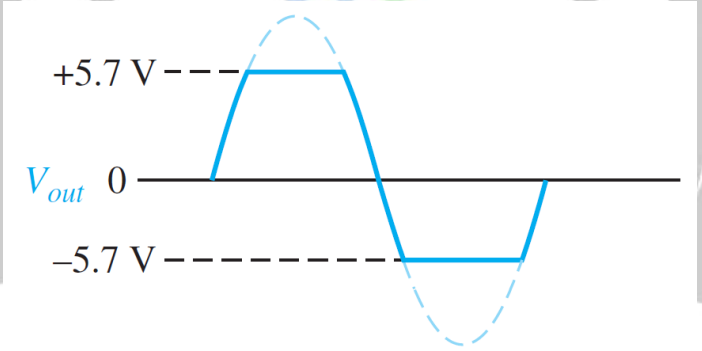
الحل: نحسب قيمة فولتية الخرج في نصف الموجة الموجب كالتالي:

$$V_{out} = 0.7 + V_{Bias} = 0.7\,V + 5V = 5.7\ \text{V}$$

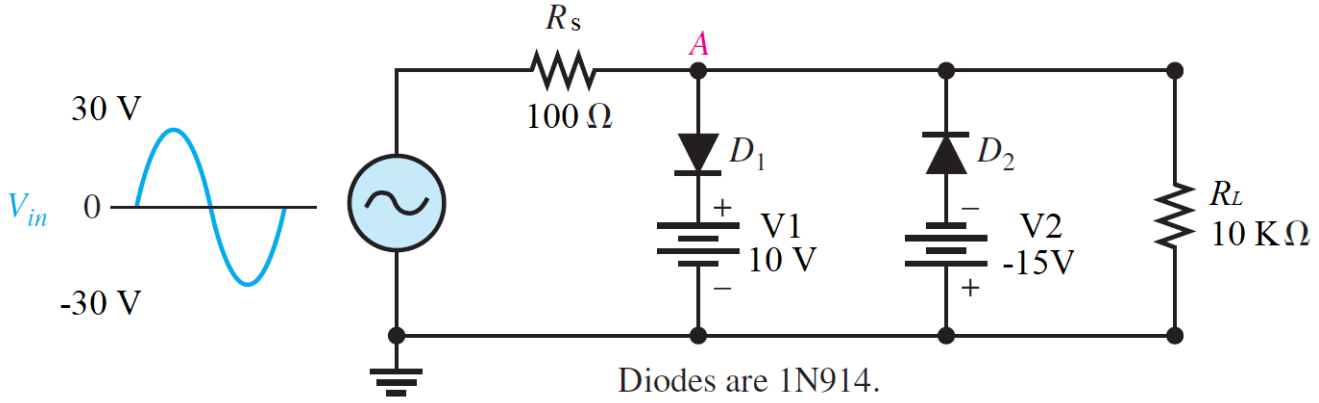
وفي نصف الموجة السالب يكون:

$$-V_{out} = -0.7 - V_{Bias} = -0.7\,V - 5\,V = -5.7\,V$$

أذن شكل موج الاخراج هو:



مثال 4-7: ارسم شكل الاشارة الخارجة للدائرة التالية باستخدام التقريب الثاني ثم غير قيم مصادر فولتية الانحياز للمقلمات الى $V_1=44$ و $V_2=-33$:



الحل:

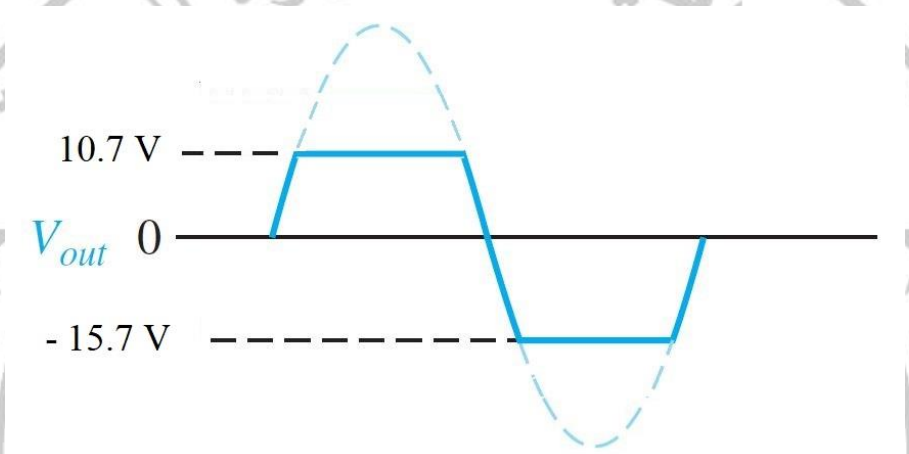
نحسب فولتية التقليم الموجبة والسالبة كالتالي:

$$V_{out} = 0.7 + V_{Bias} = 0.7\,V + 10V = 10.7\ \text{V}$$

و في نصف الموجة السالب يكون:

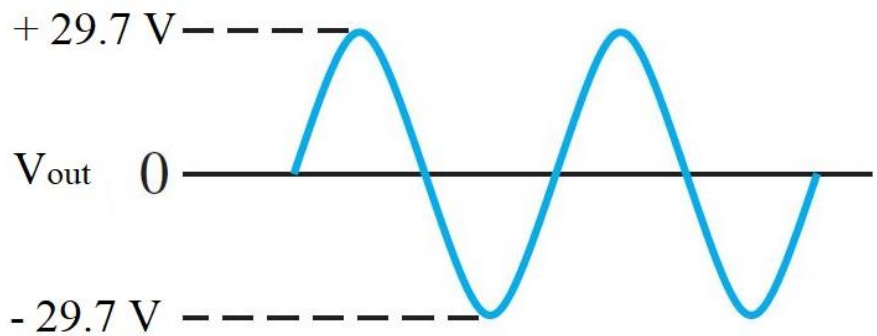
$$-V_{out} = -0.7 - V_{Bias} = -0.7\,V - 15\,V = -15.7\,V$$

أذن شكل موج الاخراج هو:

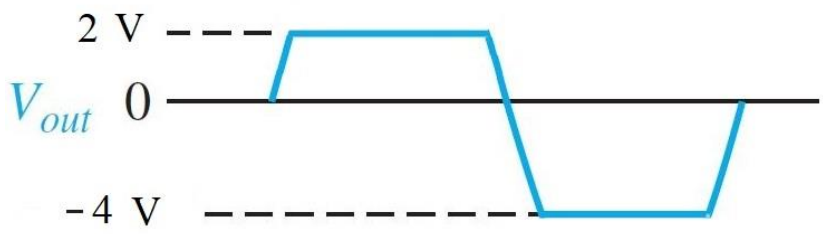


وفي حالة تغيير قيمة مصادر فولتية الانحياز للمقلم تكون V1>Vin فيصبح المقلم الموجب منحاز عكسيا و V2>Vin فيصبح المقلم السالب منحاز عكسيا ايضا فتظهر اشارة الدخل على مقاومة الحمل ويمكن حسابها باستخدام معادلة مقسم الفولتية كما يلي:

$$V_{out} = \left(\frac{R_L}{R_s + R_L}\right) V_{in} = \left(\frac{10\,K\Omega}{100\,\Omega + 10\,K\Omega}\right) \times (\pm 30V) = \pm 29.7\,V$$



مثال 4-8: ارسم شكل الدائرة التي تولد الاشارة الخارجة التالية باستخدام التقريب الثاني إذا كانت فولتية الادخال ($V_{in(P-P)}$=30 V) و Rs=220 Ω و R_L=820 Ω. ما هو شكل موجة الاخراج إذا تم تغيير قيم مصادر فولتية الانحياز للمقلمات الى V_1=30 V و V_2=−20 V:



الحل:

نحسب قيمة مصدر المستمر للمقلم المنحاز الموجب كالتالي:

$$V_{out} = 0.7 + V_{Bias}$$

$$2\,V = 0.7 + V_1$$

$$V_1 = 2V - 0.7\,V = 1.3\,V$$

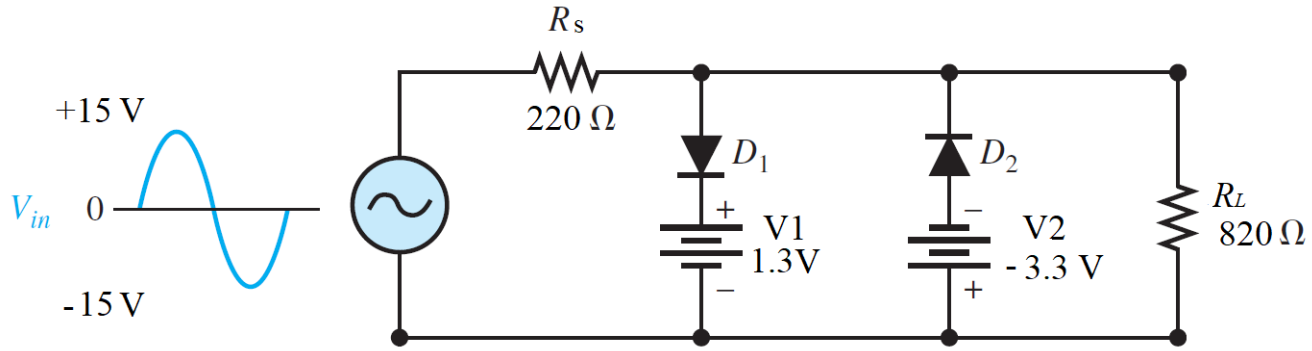
وللمقلم المنحاز السالب كالتالي:

$$-V_{out} = -0.7 - V_{Bias}$$

$$-4\,V = -0.7 - V_2$$

$$-V_2 = -4 + 0.7 = -3.3\ V$$

وبذلك يكون شكل الدائرة كالتالي:



وفي حالة تغيير قيمة المصادر المستمرة للمقلم المنحاز نحصل على:

$$V_{Pin} = V_{P-P}/2 = \pm 15V$$

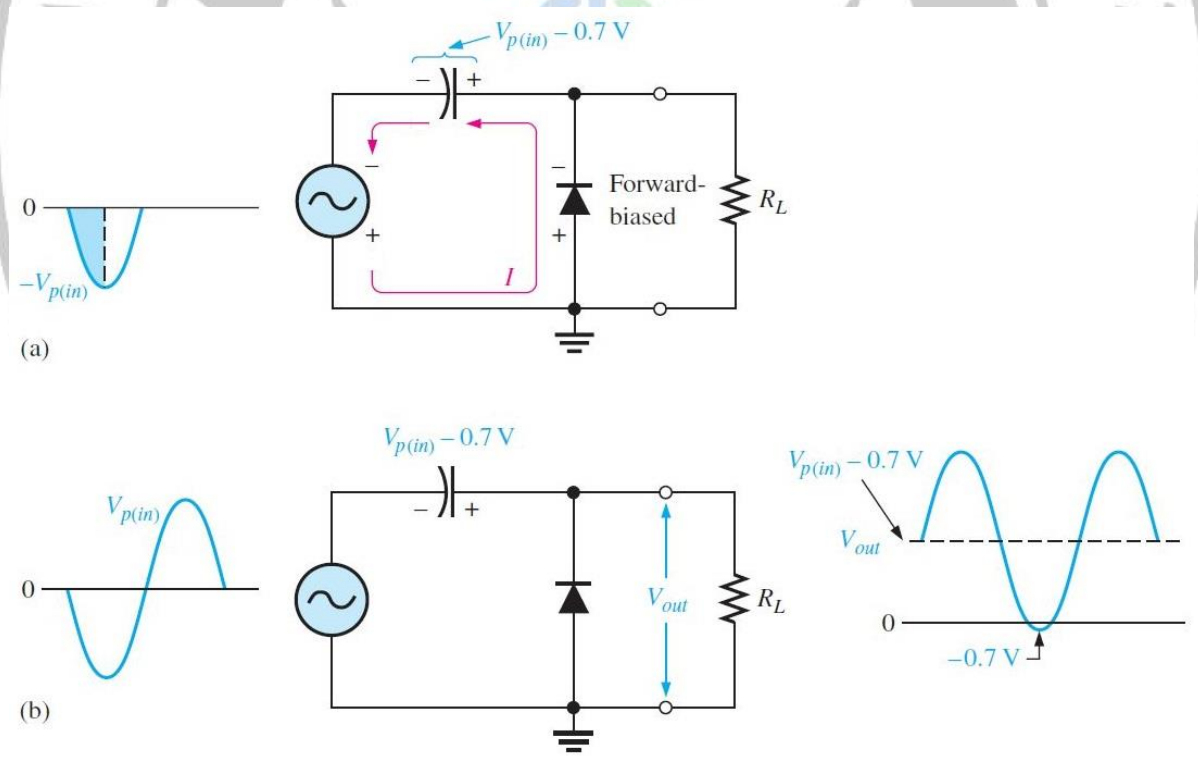
وبما ان قيمة الفولتية الداخلة للمقلم المنحاز اقل من قيمة المصدر + جهد الحاجز للثنائي في حالتي التقليم الموجب والسالب فلا يحصل تقليم لموجة الادخال وتظهر على مقاومة الحمل.

6-4 الملزم Clamper

تستخدم دائرة الملزم لأضافه مركبة مستمرة (DC level to AC input) موجبة او سالبة الى اشارة الدخل تقترب قيمتها من قيمة اشارة القمة لأشاره الدخل. بعبارة اخرى تقوم بتزحيف او ازاحة المستوى المرجعي (خط الصفر) بمقدار يقترب من فولتية القمة للإشارة الداخلة.

1-6-4 الملزم الموجب Positive Clamper

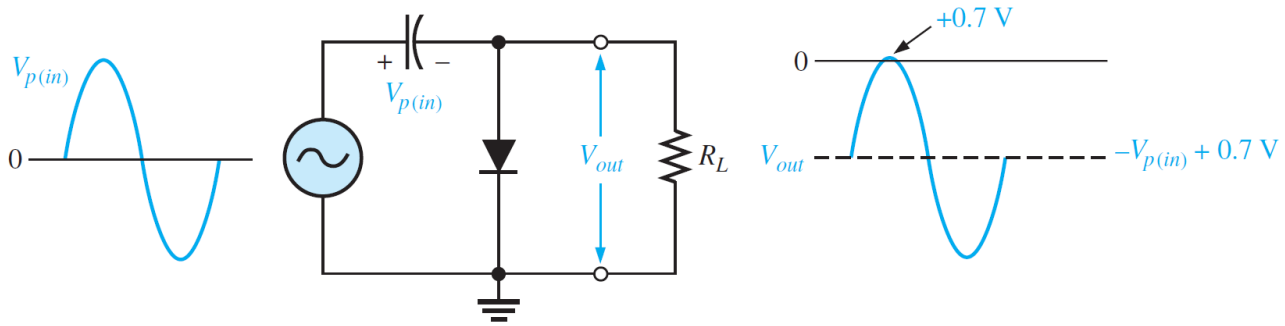
شكل 4-11 يبين دائرة الملزم الموجب باستخدام التقريب الثاني للثنائي. خلال نصف الموجة السالب يكون الثنائي في حالة انحياز امامي فيسمح للمتسعة ان تشحن لغاية قيمة V_{Pin} -0.7 وعند تحول فولتية الدخل بعد القمة السالبة يتحول الثنائي الى الانحياز العكسي فتصبح المتسعة كمصدر جهد مستمر مربوط على التوالي مع فولتية الادخال وتقوم بالتفريغ على مقاومة الحمل R_L فنحصل على مستوى فولتية اخراج يساوي ($V_{out}=2V_P-0.7$). أن الفترة بين قمة نصف الموجة السالب الى التفريغ التالي للمتسعة صغيرة جدا، وكمية التفريغ تعتمد على قيمة مقاومة الحمل R_L. ان قيمة زمن R_LC أكبر 100 مرة من زمن الاشارة تنتج ملزم ممتاز ذو اشارة خالية من التشوه.



شكل 4-11

2-6-4 الملزم السالب Negative Clamper

عند عكس اتجاه الثنائي في الملزم الموجب نحصل على ملزم سالب له نفس مبدأ العمل، حيث يقوم بإضافة مركبة مستمرة بالاتجاه السالب. شكل 4-12 يوضح دائرة ملزم سالب.



شكل 4-12

7-4 مضاعفات الفولتية Voltage Multipliers

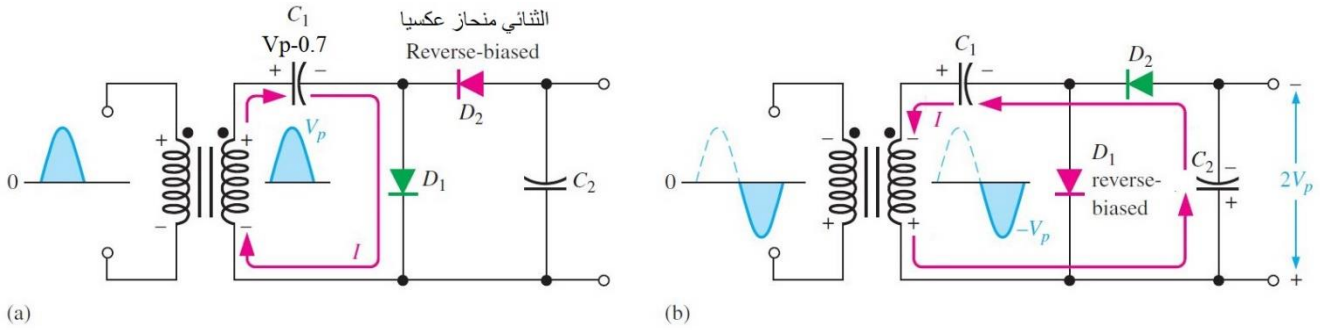
وهي دوائر تستخدم لأنتاج فولتية اخراج تساوي اضعاف فولتية الادخال وتستخدم في العديد من الاجهزة والتطبيقات الالكترونية مثل التلفاز ومرسمة الذبذبات وغيرها من التطبيقات.

1-7-4 مضاعف الفولتية المزدوج Voltage Doubler

تستخدم هذه الدائرة للحصول على فولتية اخراج تساوي ضعف فولتية الاخراج. شكل 4-13 يوضح دائرة مضاعف فولتية مزدوج. ويمكن تلخيص عمل الدائرة كالتالي:

1- في النصف الموجب للموجة: يكون الثنائي D_1 في حالة انحياز امامي فيسمح للمتسعة C1 بالشحن بقيمة تساوي فولتية القمة الداخلة مطروح منها حاجز الجهد (في حالة التقريب الثاني) فتكون فولتية المتسعة تساوي تقريبا ($V_{C1}=VP-0.7$) في حين يكون الثنائي D_2 في حالة انحياز عكسي ولا يمرر التيار.

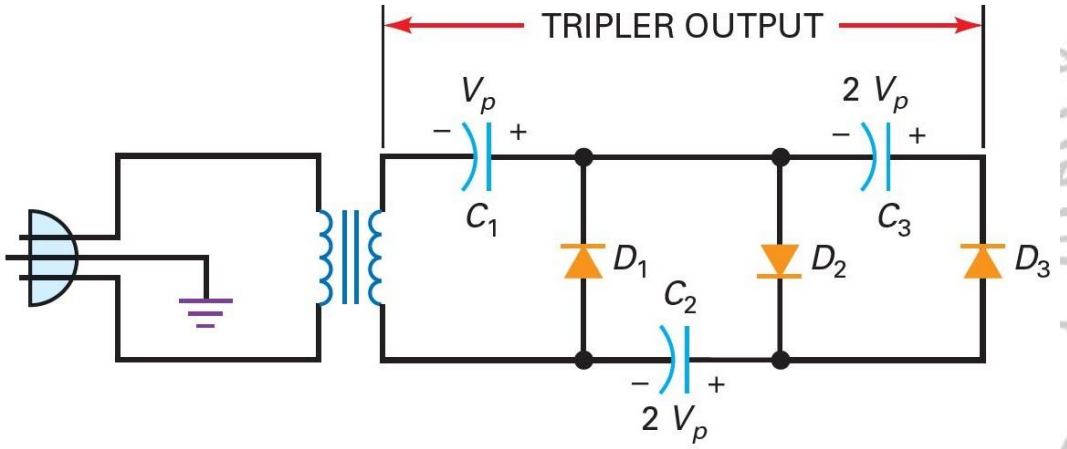
2- في النصف السالب للموجة: يصبح الثنائي D_1 في حالة انحياز عكسي ولا يقوم بتمرير التيار فيتوقف شحن المتسعة C1 وتبدأ بالتفريغ، وبما ان المتسعة C1 مربوطة على التوالي مع المصدر فسيتم شحن المتسعة C2 بفولتية تساوي تقريبا ($V_{C2}=2V_P$) وعند ربط مقاومة الحمل ستقوم المتسعة C2 بالتفريغ عند بدأ الموجة الموجبة الثانية فنحصل على فولتية الخرج المضاعفة.



شكل 4-13

4-7-2 مضاعف الفولتية الثلاثي Voltage Tripler

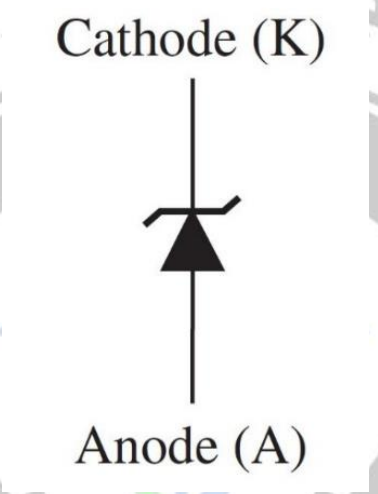
شكل 4-14 يوضح عمل دائرة مضاعف فولتية ثلاثي. في هذا الشكل يتطابق المقطعان الاول والثاني مع مضاعف الفولتية الثنائي Voltage Doubler ويضاف لهما مقطع ثالث للحصول على مضاعف ثلاثي. خلال نصف الموجة الاول الموجب والثاني يعمل المقطعان الاول والثاني على مضاعفة الفولتية وفي المقطع الموجب التالي تشحن المتسعة C3 عن طريق تفريغ المتسعة C2 فولتية قيمتها $2V_P$ عن طريق الثنائي D3 فنحصل على طرفي المتسعتين C1 و C2 على فولتية مقدارها $3V_P$.



شكل 4-14

5- ثنائي الزينر Zener Diode

هو نوع خاص من ثنائيات السيلكون صمم للعمل في منطقة الانهيار Breakdown Region في الانحياز العكسي بعكس الثنائيات و الموحدات التي قد يتلفها العمل في هذه المنطقة ويعد ثنائي الزينر العمود الفقري لدوائر تنظيم الجهد Voltage Regulation. يقوم هذا الثنائي بتثبيت او المحافظة على استقرارية فولتية الحمل بغض النظر عن التغير في الجهد المسلط ومقاومة الحمل في حالة توفر شروط العمل لثنائي الزينر. شكل 5-1 يبين الرمز الكهربائي لثنائي الزينر ويعوض فيه الخط المستقيم من جهة الكاثود السالب بخط ذو انحنائات ليمثل الحرف z في اشارة الى كلمة زينر Zener.



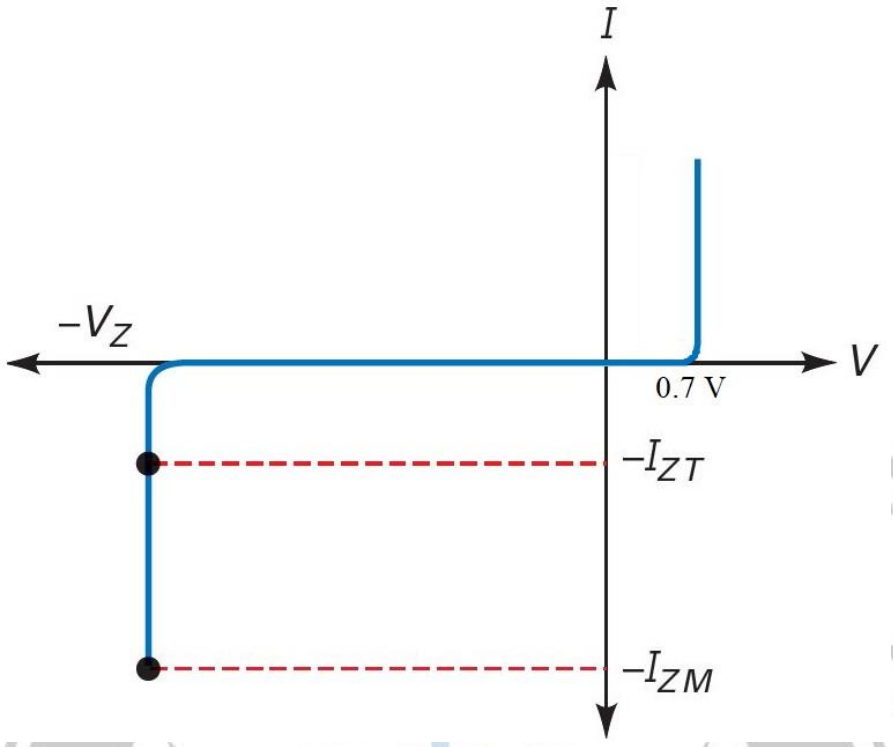
شكل 5-1

ان التحكم بفولتية الانهيار هي ناتج عملية تطعيم (تشويب) مسيطر عليها بدقة خلال عملية تصنيع الثنائي تؤدي الى أنتاج ثنائيات زينر بفولتيات انهيار من 1 الى 250 فولت.

5-1 مخطط الفولتية- التيار لثنائي الزينر:

يعمل ثنائي الزينر بشكل مشابه للثنائي الاعتيادي في حالة الانحياز الامامي فيقوم بتوصيل التيار عندما تصل فولتية المصدر 0.7 V او ما يزيد عن ذلك وعندها يظهر بوضوح زيادة كبيرة في التيار بعد منطقة الانحناء والتي يطلق عليها ايضا منطقة الركبة (Knee) في اشارة الى تشابه شكل اشارة التيار مع انحناء الركبة. يختلف اداء الزينر في حالة الانحياز العكسي حيث يمكن تقسيم مخطط الفولتية-التيار في حالة الانحياز العكسي الى منطقتين، الاولى تبدأ بعد الصفر وتنتهي بمنطقة الانهيار وتسمى منطقة التسرب Leakage Region حيث يظهر فيها تيار صغير هو تيار التسرب السطحي و الثانية تبدأ عند بلوغ فولتية المصدر فولتية الانهيار Breakdown Voltage و فيها يتضح بداية التوصيل و الزيادة الكبير في قيمة التيار و التي تكون بشكل خط افقي في منطقة الانهيار مع بقاء جهد الانهيار ثابتا و يسمى هذا الجهد بفولتية الزينر V_Z و تحدد قيمة تنظيم الفولتية لكل ثنائي زينر. شكل 5-2 يوضح مخطط

الفولتية-التيار لثنائي الزينر وفيه الجزء الأيمن يمثل حالة الانحياز الامامي فيما يمثل الجانب الايسر حالة الانحياز العكسي.



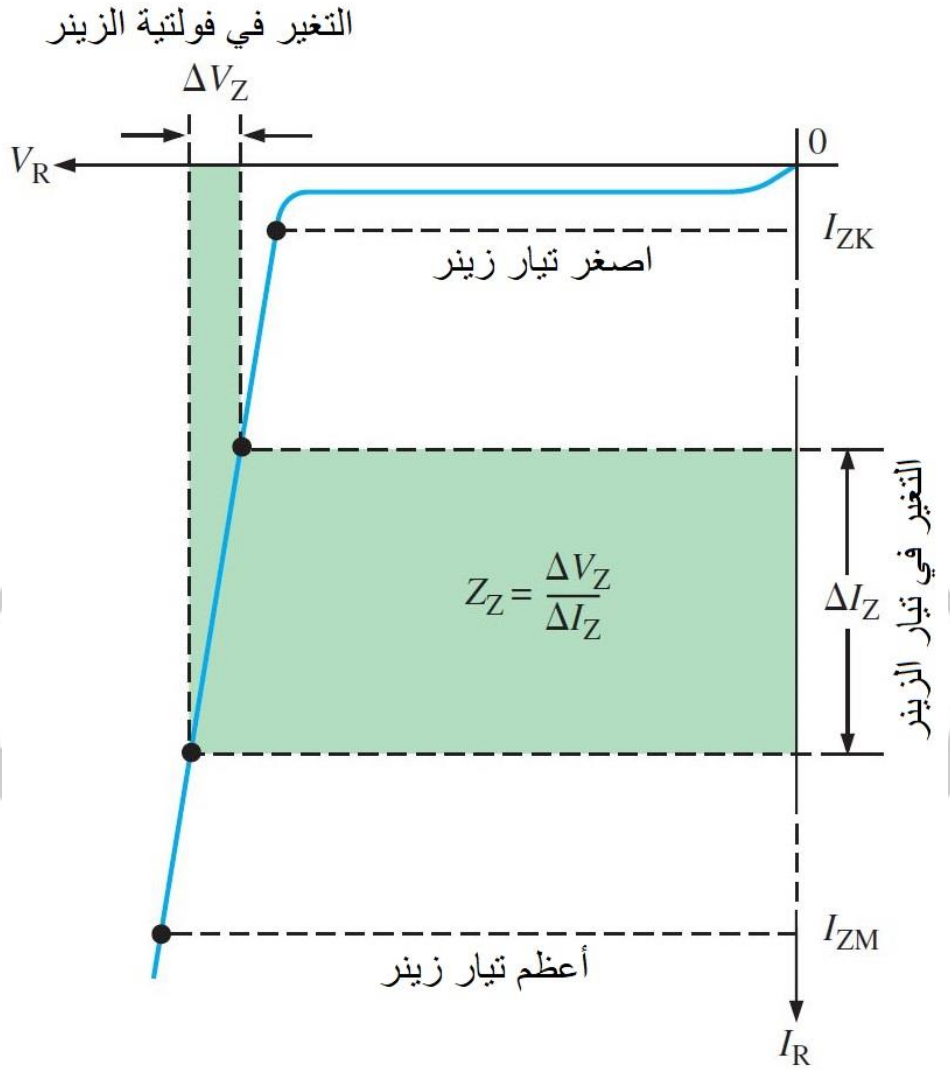
شكل 5-2

يتضح من الشكل ان ثنائي الزينر يعمل كثنائي اعتيادي في الانحياز الامامي وتقع منطقة عمله الفعالة في حالة الانحياز العكسي. من الشكل اعلاه تمثل V_Z فولتية الزينر وتعطى من قبل الشركات المصنعة بالاعتماد على تيار اختبار I_{ZT}. التيار I_{ZM} يمثل اقصى تيار عكسي maximum reverse current يمكن لثنائي الزينر تحمله وعند تجاوز التيار قيمة I_{ZM} فهذا سيعرض الثنائي للتلف، ولذلك ينصح بربط مقاومة محدد للتيار (current-limiting resistor) مع ثنائي الزينر لحمايته من تجاوز قيمة اقصى تيار. عندما تصل فولتية الزينر العكسية الى قيمة فولتية الزينر ويبدأ زيادة التيار عند المنحنى (Knee) في هذه النقطة تبدأ مقاومة الزينر الداخلية (R_Z) او ما يسمى بممانعة الزينر Zener impedance (Z_Z) بالانخفاض مع الزيادة الكبيرة في تيار الزينر I_Z.

5-2 ممانعة الزينر:

ممانعة الزينر Z_Z (او مقاومة الزينر R_Z) تمثل الحالة العملية لثنائي الزينر ويتم اعتمادها في الحسابات في التقريب الثاني لثنائي الزينر فيما يتم اهمالها في التقريب الاول (المثالي). شكل 5-3 يوضح منحني الخواص لثنائي زينر في حالة الانهيار باستخدام التقريب الثاني، وفيه يتضح ان التغير في تيار الزينر ينتج تغير طفيف في فولتية الزينر، وباستخدام قانون اوم نستطيع حساب ممانعة الزينر باستخدام المعادلة التالية :

$$Z_Z = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$



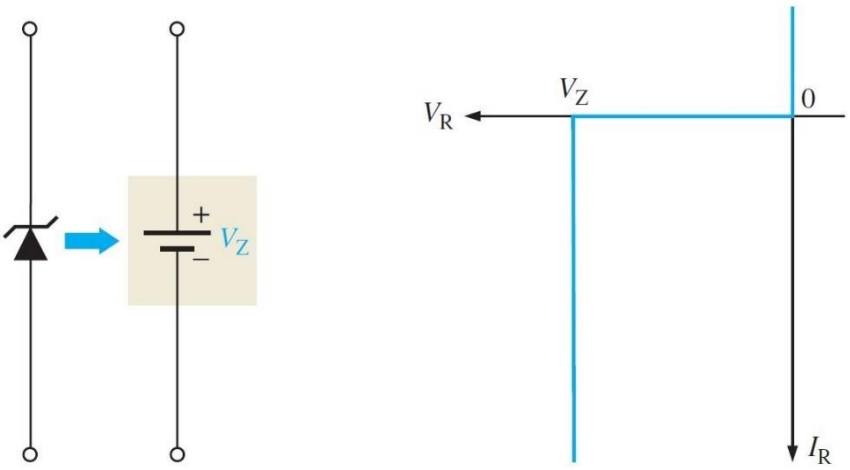
شكل 5-3

5-3 تنظيم الزينر للفولتية:

ان الوظيفة الرئيسية لثنائي الزينر هي عملية تنظيم الجهد، حيث يقوم ثنائي الزينر بالحفاظ على فولتية ثابتة على طرفيه عند وضعه في حالة الانحياز العكسي وتسليط فولتية مصدر أكبر من جهد الانهيار لثنائي الزينر لذلك يطلق على ثنائي الزينر "ثنائي تنظيم الجهد" (voltage-regulator diode).

5-4 التقريب الاول (المثالي) لثنائي الزينر:

في حالة التقريب المثالي لثنائي الزينر تهمل قيمة الممانعة الداخلية Z_Z وكذلك يتم اهمال تأثير التغير في التيار المار بالثنائي على فولتية الزينر، لذلك يمكن الاستعاضة عن ثنائي الزينر المثالي ببطارية او مصدر فولتية مستمرة ثابت قيمته V_Z. يرمز للدائرة المكافئة لثنائي الزينر بمصدر جهد بالرغم من ان ثنائي الزينر لا يقوم بتوليد جهد كهربائي. شكل 5-4 يوضح الدائرة المكافئة لثنائي الزينر المثالي (التقريب الاول).

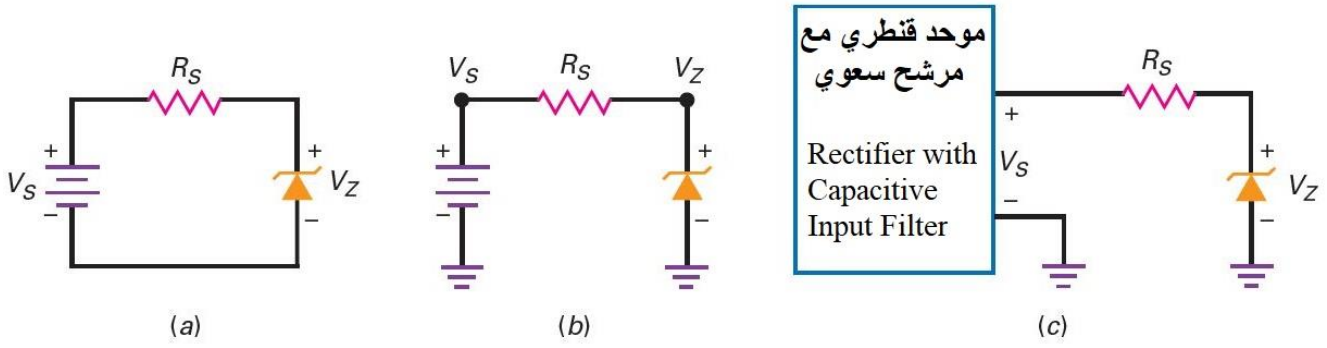


شكل 5-4

عند استخدام التقريب الاول للزينر في الحسابات وتحليل الدوائر يستعاض عنه ببطارية قيمتها V_Z ومن ثم تبسط الدائرة. شكل 5-5 يمثل دائرة مبسطة تستخدم ثنائي الزينر. تعمل المقاومة R_S كمقاومة محددة للتيار لحماية ثنائي الزينر، يحسب التيار المار بالمقاومة R_S باستخدام قانون أوم كالتالي:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} \quad \ldots (5\text{-}1)$$

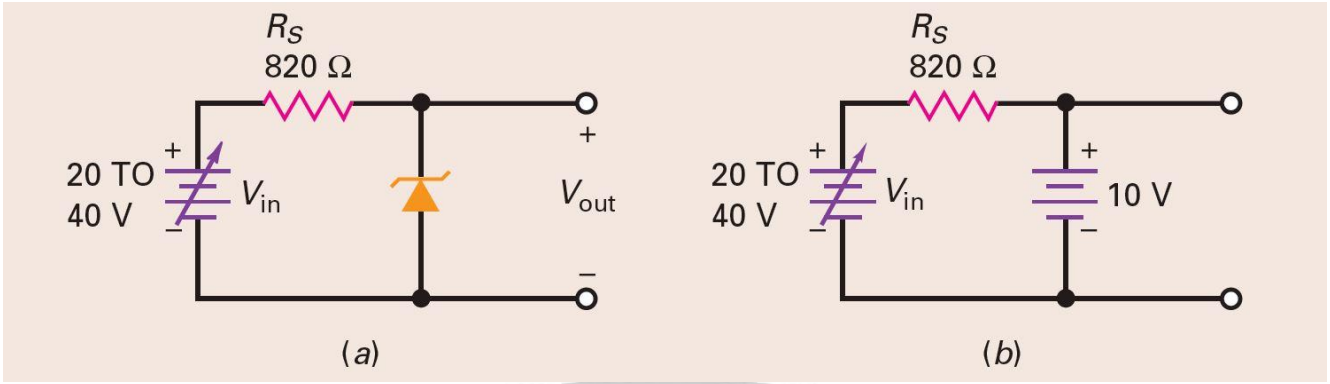
حيث I_S هو التيار الكلي للدائرة المار بالمقاومة R_S وثنائي الزينر و V_S هي فولتية المصدر و V_Z هي فولتية ثنائي الزينر .



شكل 5-5

ان التيار المار بثنائي الزينر يجب ان لا تتجاوز قيمته I_{ZM} للحفاظ على الثنائي من التلف.

مثال 5-1: احسب باستخدام التقريب الاول (المثالي) أكبر و أصغر تيار زينر للدائرة في الشكل ادناه إذا كانت فولتية الزينر V_Z=10 V.



الحل : من الشكل اعلاه يتضح ان جهد المصدر يتغير من 20 الى 40 فولت وبما ان الدائرة غير مربوطة للحمل فان تيار الدائرة الكلي يمر بالزينر لذلك يكون أصغر تيار يمر بالثنائي عندما تكون فولتية الادخال 20 فولت وكما يلي:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{20\,V - 10\,V}{820\,\Omega} = \frac{10\,V}{820\,\Omega} = 12.2\,mA$$

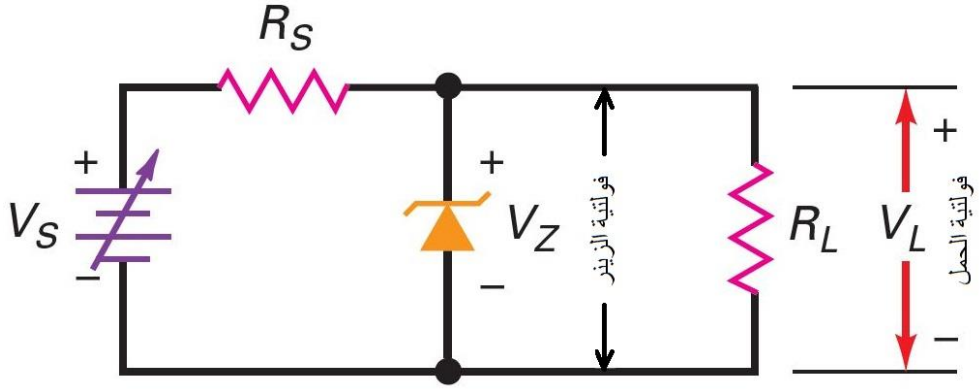
أكبر تيار يمر بالزينرعندما تكون فولتية الدخل 40 فولت هو :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{40\,V - 10\,V}{820\,\Omega} = \frac{30\,V}{820\,\Omega} = 36.6\,mA$$

مع ملاحظة ان فولتية الحمل تبقى ثابتة برغم تغير فولتية المصدر وتكون قيمتها هي V_Z=10 V.

5-5 حسابات ثنائي الزينر مع الحمل The Loaded Zener Regulator

عند استخدام ثنائي الزينر لتنظيم فولتية الحمل يعمل الثنائي في منطقة الانهيار Breakdown Region على تثبيت قيمة فولتية الحمل مساوية لفولتية الزينر حتى في حالة تغير جهد المصدر او مقاومة الحمل. شكل 5-6 يوضح دائرة بسيطة لثنائي الزينر مربوط مع الحمل.



شكل 5-6

لمعرفة فيما إذا كانت قيمة الفولتية المسلطة على الحمل كافية لجعل ثنائي الزينر يعمل في حالة الانهيار نستخدم نظرية ثيفنن كما يلي:

$$V_{TH} = V_{RL} = \frac{R_L}{R_S+R_L} * V_S \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-2$$

في حال كانت الفولتية المحسوبة في المعادلة 5-2 اقل من فولتية الانهيار فهذا يؤدي الى عدم توصي ثنائي الزينر وعدم عمله في منطقة الانهيار.

لحساب التيار المار في المقاومة المحددة للتيار Rs نستخدم المعادلة 5-1 ولحساب تيار الحمل نستخدم قانون اوم وكما في المعادلة التالية:

$$V_L = V_Z \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-3$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-4$$

ومن الشكل 5-5 يتضح ان التيار الكلي IS ينقسم الى تيارين فرعيين يمر الاول بثنائي الزينر ويمر الثاني بمقاومة الحمل ويمكن استخدام قانون كيرشوف للتيار لحساب التيارات كالتالي :

$$I_S = I_Z + I_L \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-5$$

$$I_Z = I_S - I_L \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-6$$

$$I_L = I_S - I_Z \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-7$$

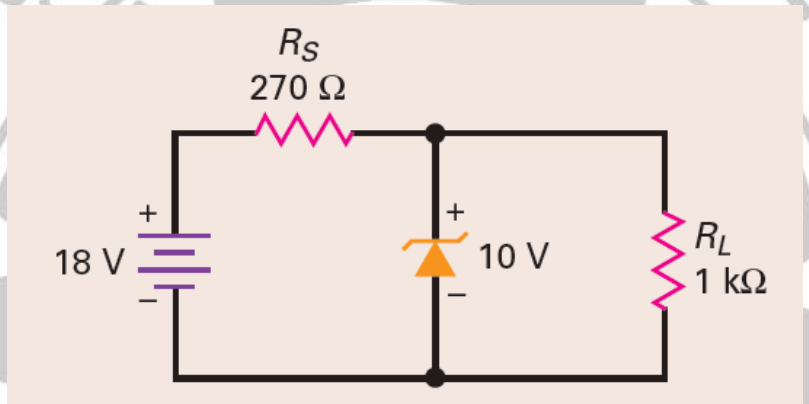
يمكن استخدام الخطوات في الجدول 5-1 لتحليل واجراء الحسابات لدوائر ثنائي الزينر:

Summary Table 5-1 جدول 5-1	Analyzing a Loaded Zener Regulator خطوات تحليل دوائر الزينر	
	Process	**Comment**
Step 1 الخطوة 1	Calculate the series current, Eq. (5-1) حساب التيار Is	Apply Ohm's law to R_S تطبيق قانون اوم على المقاومة R_S
Step 2 الخطوة 2	Calculate the load voltage, Eq. (5-3) حساب فولتية الحمل V_L	Load voltage equals diode voltage فولتية الحمل تساوي فولتية الزينر
Step 3 الخطوة 3	Calculate the load current, Eq. (5-4) حساب تيار الحمل I_L	Apply Ohm's law to R_L تطبيق قانون اوم على المقاومة R_L
Step 4 الخطوة 4	Calculate the zener current, Eq. (5-6) حساب تيار الزينر I_Z	Apply the current law to the diode تطبيق قانون كرشوف للتيار

6-5 تأثير درجة الحرارة على ثنائي الزينر

عندما تتغير درجة حرارة المحيط لثنائي الزينر تتغير فولتية الزينر بصورة طفيفة. في ورقة البيانات Data sheets تدرج تأثير الحرارة على ثنائي الزينر تحت قسم معامل الحرارة temperature coefficient والذي يعرف على انه قيمة التغير في جهد الانهيار لكل درجة حرارة تزداد. يكون معامل الحرارة سالبا لثنائيات الزينر التي تقل فولتية انهيارها عن 4V في حين يكون موجبا لثنائيات الزينر التي تكون فولتية انهيارها أكبر من 6V فيما يتراوح معامل الحرارة بين السالب والموجب والصفر للثنائيات بين 4-6 V.

مثال 5-2 : هل ثنائي الزينر في الشكل التالي يعمل في منطقة الانهيار؟ ما هي قيمة تيار الزينر I_Z ؟



الحل: لمعرفة فيما إذا كان الثنائي يعمل في منطقة الانهيار نحسب الفولتية المكافئة للدائرة:

$$V_{TH} = V_{RL} = \frac{R_L}{R_S + R_L} * V_S = \frac{1\,K\Omega}{270\,\Omega + 1\,K\Omega} * 18\,V = 14.2\,V$$

بما ان الفولتية المسلطة على ثنائي الزينر أكبر من فولتية الزينر فان ثنائي الزينر يعمل في منطقة الانهيار. ولحساب التيار المار بثنائي الزينر نحسب التيار الكلي I_S كما يلي:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{18\,V - 10\,V}{270\,\Omega} = \frac{8\,V}{270\,\Omega} = 29.6\,mA$$

نحسب التيار المار بمقاومة الحمل I_L :

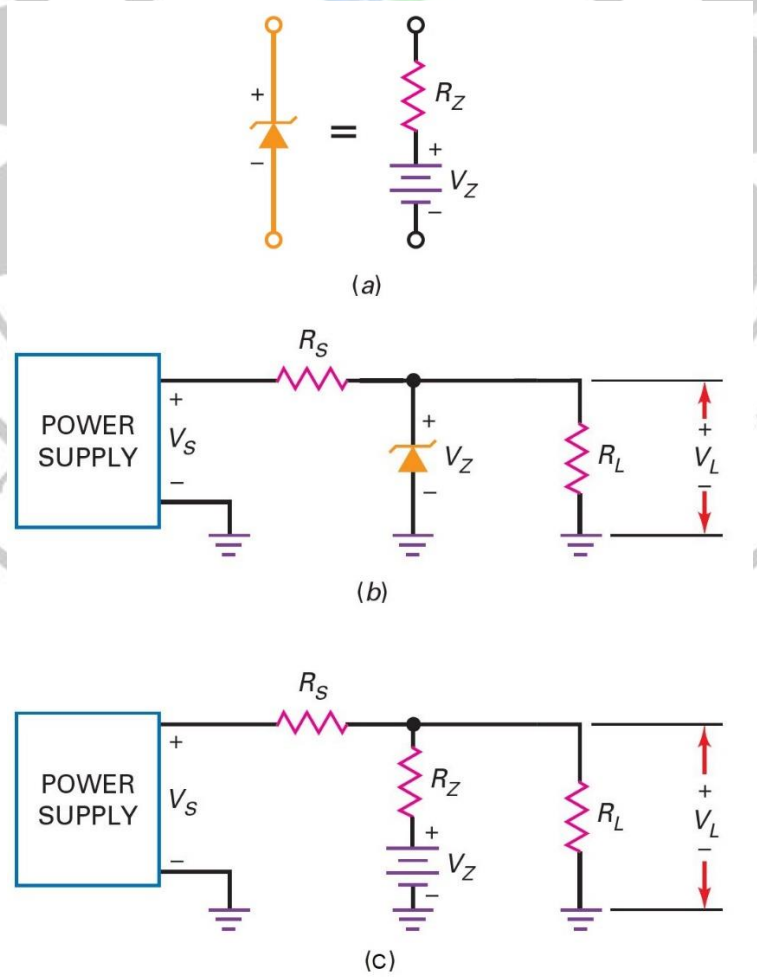
$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10\,V}{1\,K\Omega} = 10\,mA$$

تيار الزينر يساوي:

$$I_Z = I_S - I_L = 29.6\,mA - 10\,mA = 19.6\,mA$$

7-5 التقريب الثاني للزينر Zener Second Approximation

يعد التقريب الثاني للزينر الاكثر دقة وفيه يتم اعتماد مقاومة الزينر Z_Z في الحسابات. شكل 5-7 يوضح الرمز الكهربائي لثنائي الزينر في التقريب الثاني والدائرة المكافئة له وفيه يتضح ان الدائرة المكافئة للزينر عبارة عن ممانعة الزينر (مقاومة الزينر) مربوطة على التوالي مع بطارية (فولتية الزينر). ان فرق الجهد الكهربائي على طرفي ثنائي الزينر هو عبارة عن فولتية الزينر مضافا اليها هبوط الجهد على ممانعة الزينر، وبما انه ممانعة الزينر (Z_Z=R_Z) صغيرة نسبيا فان تأثيرها يكون محدودا على الفولتية على طرفي ثنائي الزينر.



شكل 5-7

في التقريب الثاني للزينر توثر ممانعة الزينر على فولتية الحمل لأن تيار الزينر المار بالممانعة يولد هبوط جهد يضاف او يطرح من والى فولتية الزينر ولحساب فولتية الحمل في التقريب الثاني :

$$V_L = V_{OUT} = V_Z + I_Z Z_Z \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-8$$

ان التغير في فولتية الحمل يمكن ان نحسبه :

$$\Delta V_L = I_Z Z_Z$$

في اغلب الاحيان يكون مقدار ممانعة الزينر قليل وذو تأثير محدود وعلى سبيل المثال فان ممانعة زينر بحدود $Z_Z=10\Omega$ وتيار زينر بحدود $I_Z=10$ mA يمكن ان يحدث تغير في فولتية الحمل $\Delta V=0.1$ V.

8-5 القدرة المبددة في ثنائي الزينر Zener Power Dissipation

يمكن الحصول على مقدار القدرة المبددة في ثنائي الزينر من حاصل ضرب تيار الزينر في فولتية الزينر وكالتالي:

$$P_Z = V_Z I_Z \quad . \quad . \quad . \quad . \quad 5-9$$

تعد قدرة ثنائي الزينر من العوامل المهمة التي يجب اخذها بعين الاعتبار عند التصميم واختيار ثنائي الزينر المناسب حيث ان تجاوز الزينر لمعدل تقييم القدرة power rating قد يؤدي الى تلف الثنائي. يمكن حساب اقصى قدرة للثنائي من خلال اعتماد اقصى تيار مسموح له المرور بالزينر I_{ZM} وكما يلي:

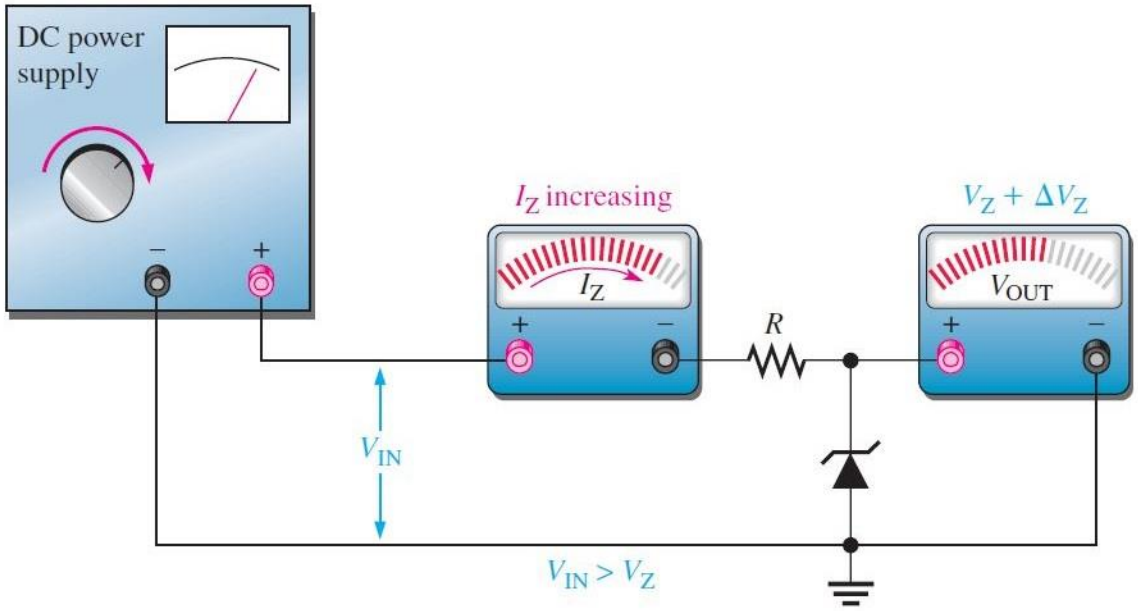
$$P_{ZM} = V_Z I_{ZM}$$

لذا فان اقصى تيار زينر يمكن حسابه :

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z}$$

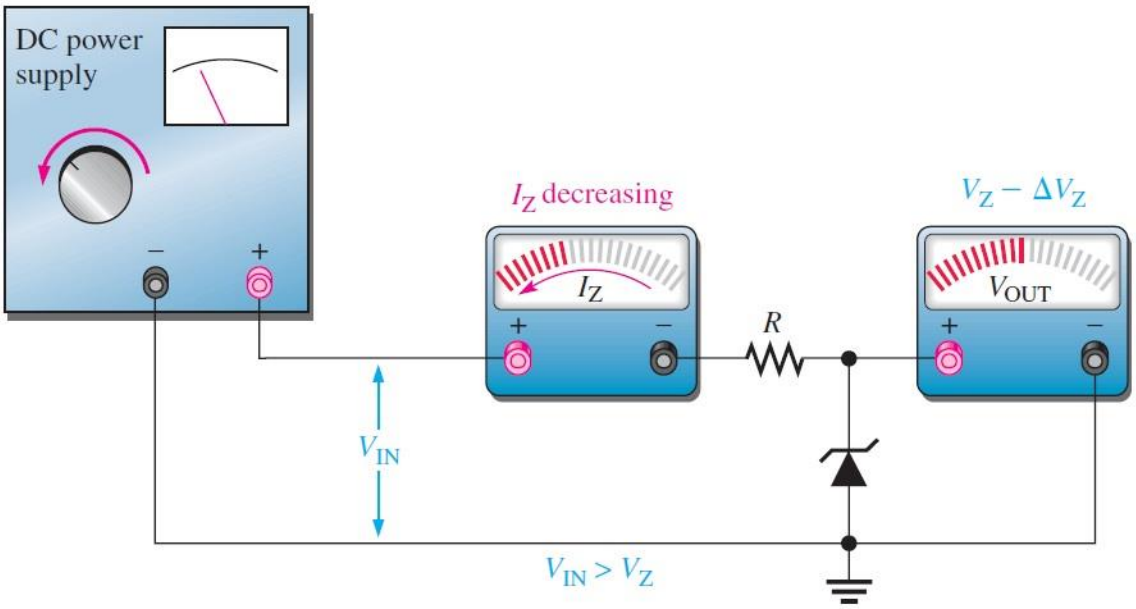
9-5 تنظيم زينر للجهد مع مصدر فولتية متغير :

يمكن استخدام ثنائي الزينر في دوائر تنظيم الفولتية للحصول على مستوى معتمد عليه من الفولتية المستمرة التي تغذي الاحمال لكنها غير كفؤة للتطبيقات التي تحتاج تيارات حمل عالية. الشكل 5-8 يوضح كيف يمكن استخدام ثنائي الزينر في تنظيم جهد مستمر، حيث عندما تتغير فولتية الادخال V_{IN} (في حدود معينة) يقوم ثنائي الزينر بالمحافظة على مستوى ثابت تقريبا من فولتية الاخراج على طرفيه. يتم ذلك من خلال التحكم بتيار الزينر I_Z والذي يتغير بصور طردية مع تغير فولتية المصدر ولذلك التغير المحدود في فولتية المصدر يتم معالجته بتغير قيمة تيار الزينر بين قيمته الصغرى والعظمى (I_{ZK} and I_{ZM}). تستخدم المقاومة R في الشكل 5-8 لتحديد التيار المار بالزينر لحمايته من التلف.



(a) As the input voltage increases, the output voltage remains nearly constant ($I_{ZK} < I_Z < I_{ZM}$).

عندما تزداد فولتية الادخال يزداد تيار الزينر مع ثبات فولتية الزينر تقريبا

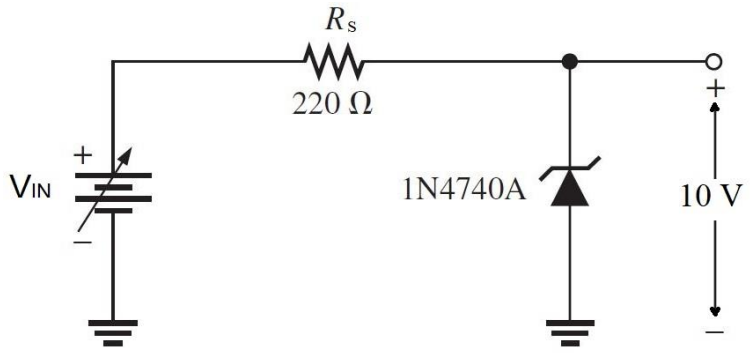


(b) As the input voltage decreases, the output voltage remains nearly constant ($I_{ZK} < I_Z < I_{ZM}$).

عندما تقل فولتية المصدر يقل تيار الزينر مع ثبات فولتيته تقريبا

شكل 5-8

مثال 5-3: احسب أكبر و أصغر فولتية ادخال ($V_{IN(MIN)}$ and $V_{IN(MAX)}$) للدائرة في الشكل ادناه إذا كان تيار الزينر الاصغر I_{ZK}=0.25 mA في حالة اللاحمل (NO-LOAD) وكانت قدرة الثنائي تساوي P_{ZM}=1 W باستخدام التقريب المثالي للزينر؟



الحل: من الدائرة قيمة فولتية الزينر تساوي V_Z=10 V، نحسب قيمة اعلى تيار يمر بالزينر كالتالي

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z} = \frac{1\,W}{10\,V} = 0.1\,A = 100\,mA$$

نحسب فولتية المقاومة المحددة للتيار R_S باستخدام أصغر تيار زينر I_{ZK}:

$$V_{RS} = I_{ZK} * R_S = 0.25\,mA * 220\,\Omega = 55\,mV$$

وبما ان فولتية المصدر تساوي فولتية الزينر زائد فولتية المقاومة المحددة للتيار فبإمكاننا حساب فولتية المصدر كالتالي:

$$V_{RS} = V_{IN} - V_Z$$

$$V_{IN(MIN)} = V_{RS} + V_Z = 55mV + 10V = 10.055\,V$$

وباستخدام أعظم تيار زينر نحسب فولتية المقاومة المحددة للتيار:

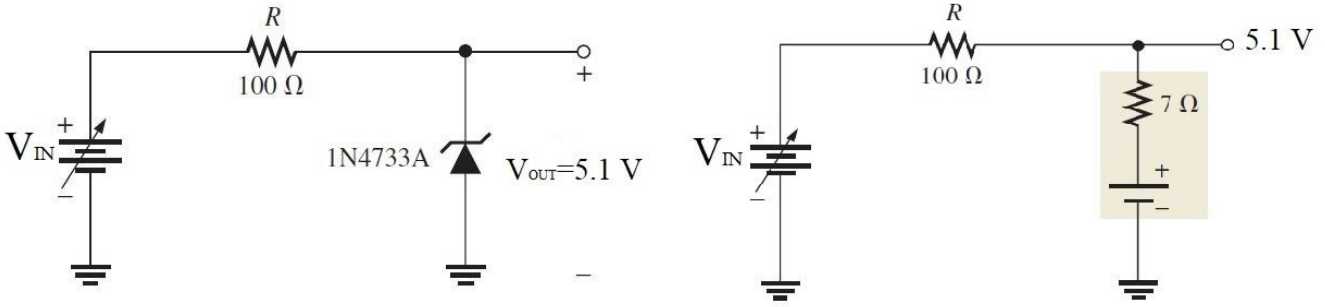
$$V_{RS} = I_{ZM} * R_S = 100\,mA * 220\,\Omega = 22\,V$$

نحسب أكبر فولتية ادخال من المصدر كالتالي:

$$V_{IN(MAX)} = V_{RS} + V_Z = 22\,V + 10\,V = 32\,V$$

من نتائج الحسابات في المثال اعلاه يتضح لنا ان ثنائي الزينر المستخدم يمكنه الحفاظ على تنظيم فولتية الخرج بمستوى يقترب من 10 V عندما يكون هنالك تغير في فولتية المصدر بين 10.055-32 فولت. حيث يبدأ الثنائي بالعمل في منطقة الانهيار عندما تزيد فولتية المصدر قليلا عن جهد الزينر ($V_{RS(MIN)}$=10.055V).

مثال 5-4: احسب أكبر و أصغر فولتية ادخال ($V_{IN(MIN)}$ and $V_{IN(MAX)}$) للدائرة في الشكل ادناه إذا كان تيار الزينر الاصغر I_{ZK}=1 mA وممانعة الزينر ZZ=7Ω في حالة اللاحمل (NO-LOAD) وكان أعظم تيار يمر بالثنائي I_{ZM}=49 mA ؟



الحل: بما ان ممانعة الزينر اعطيت في منطوق السؤال فيجب استخدام التقريب الثاني للزينر عند الحل وكما يلي:

نحسب فولتية المصدر عند أصغر تيار زينر :

$$V_{IN(MIN)} = V_{RS} + V_{ZOUT}$$

أصغر جهد مصدر ينتج اقل فولتية زينر لذلك تكون فولتية الخرج:

$$V_{ZOUT} = V_Z + I_Z Z_Z = V_Z + (I_{ZK} * Z_Z) = 5.1V + (1mA * 7\Omega)$$
$$= 5.107\,V$$

$$V_{RS} = I_{ZK} * R_S = 1\,mA * 100\,\Omega = 0.1\,V$$

$$V_{IN(MIN)} = 0.1\,V + 5.107\,V = 5.207\,V$$

ثم نحسب فولتية المصدر عند أعظم تيار زينر كالتالي:

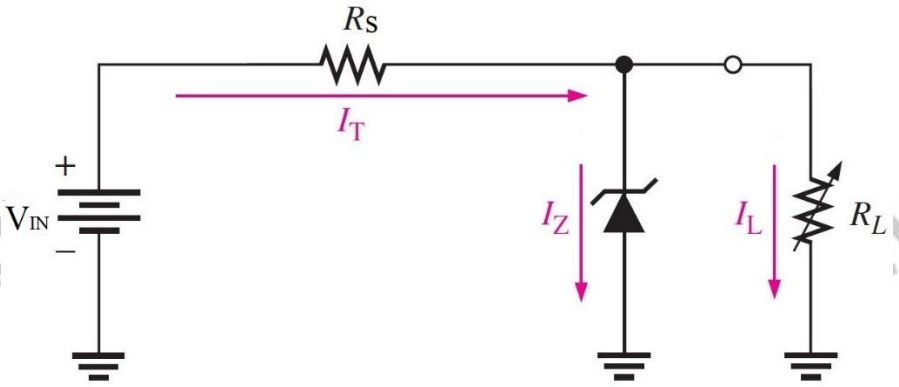
$$V_{ZOUT} = V_Z + I_Z Z_Z = V_Z + (I_{ZM} * Z_Z) = 5.1V + (49mA * 7\Omega)$$
$$= 5.45\,V$$

$$V_{RS} = I_{ZM} * R_S = 49\,mA * 100\,\Omega = 4.9\,V$$

$$V_{IN(MAX)} = 4.9\,V + 5.45\,V = 10.35\,V$$

10-5 تنظيم زينر للجهد مع حمل متغير Zener Regulation with a Variable Load:

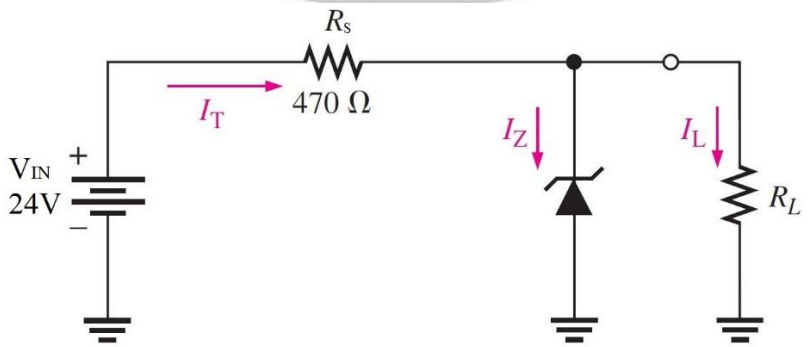
في حالة استخدام الزينر في دائرة ذات مقاومة حمل متغيرة، يعمل الزينر على تثبيت قيمة الجهد على طرفي مقاومة الحمل R_L من خلال التحكم بقيمة تيار الزينر I_Z إذا كانت قيمة تيار الزينر أكبر من أصغر تيار زينر واقل من أكبر تيار ($I_{ZM}>I_Z>I_{ZK}$). شكل 5-9 يوضح دائرة تنظيم زينر مع حمل متغير.



شكل 5-9

عندما يكون الحمل غير مربوط مع الزينر ($R_L=\infty$) عندها يكون تيار الحمل صفر ($I_L=0$) ويمر جميع تيار الدائرة بثنائي الزينر وهذه الحالة تسمى شرط انعدام الحمل No-load condition. وعندما يتم ربط مقاومة الحمل R_L فان جزء من التيار الكلي يمر في الزينر I_Z والجزء الآخر يمر في الحمل I_L. ان التيار الكلي المار بالمقاومة المحددة للتيار R_S يبقى ثابتا طالما كان الزينر ينظم. عندما تقل مقاومة الحمل R_L فان تيار الحمل يزداد I_Z وتيار الزينر ينخفض I_Z. يستمر ثنائي الزينر بالعمل لغاية وصول تيار الزينر I_Z الى قيمة أصغر تيار زينر I_{ZK} وفي هذه الحالة يصبح تيار الحمل بأعلى قيمة وتسمى هذه الحالة بشرط الحمل الكامل Full-load condition.

مثال 5-5: احسب اقل وأكبر تيار حمل (I_{LMAX} and I_{LMIN}) التي يستطيع ثنائي الزينر في الشكل ادناه العمل ضمنها، ما هي اقل مقاومة حمل R_L يمكن استعمالها؟ افترض ثنائي الزينر يعمل بالحالة المثالية مع المعلومات التالية: $V_Z=12V$, $I_{ZK}=1mA$, $I_{ZM}=50mA$



الحل: نحسب قيمة التيار الكلي للدائرة وكما يلي :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{24\,V - 12\,V}{470\,\Omega} = \frac{12\,V}{470\,\Omega} = 25.5\,mA$$

أصغر تيار حمل يحدث عندما تكون مقاومة الحمل مفصولة ($R_L=\infty$) وفي هذه الحالة يمر التيار الكلي في الزينر وبما ان اقصى تيار زينر أكبر من التيار الكلي فمن الممكن اعتبار $I_{L(MIN)}=0$

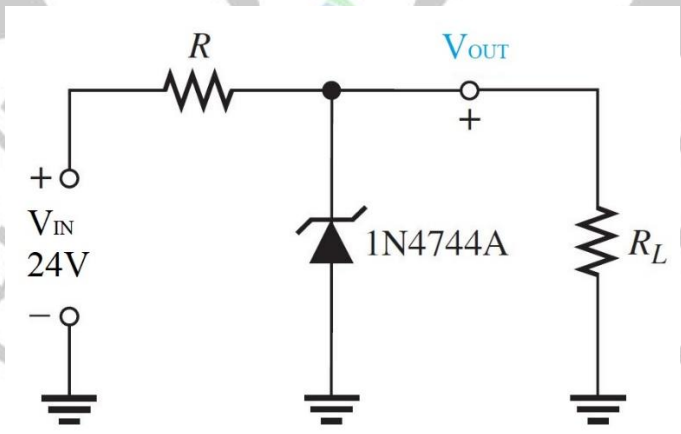
نحسب أعظم تيار حمل كالتالي:

$$I_{L\,(MAX)} = I_S - I_{ZK} = 25.5\,mA - 1mA = 24.5\,mA$$

ولحساب اقل مقاومة حمل يمكن استخدامها نستخدم أعظم تيار حمل لأيجادها كالتالي:

$$R_{L(MIN)} = \frac{V_L}{I_{L(MAX)}} = \frac{12\,V}{24.5\,mA} = 490\,\Omega$$

مثال 5-6: للدائرة في الشكل التالي أوجد باستخدام التقريب الثاني:



1- فولتية الاخراج عند أصغر وأعظم تيار زينر؟

2- قيمة المقاومة المحددة للتيار R_S التي يجب استعمالها ؟

3- اقل مقاومة حمل يمكن استعمالها ؟

إذا علمت ان : $V_Z=15V,\ I_{ZK}=0.25mA,\ Zz=14\,\Omega,\ P_D=1W$

الحل: بما ان الثنائي في حالة التقريب الثاني فيجل اعتماد ممانعة الزينر عند اجراء الحسابات كالتالي:

1- فولتية الحمل عن أصغر تيار زينر تساوي:

$$V_L = V_{OUT} = V_Z + I_{ZK}Z_Z = 15V + (0.25mA * 14\Omega) = 15.0035\,V$$

نحسب قيمة أعظم تيار للزينر باستخدام اقصى تبدد للقدرة :

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z} = \frac{1\,W}{15\,V} = 66.7\,mA$$

$$V_L = V_{OUT} = V_Z + I_{ZM}Z_Z = 15V + (66.7mA * 14\Omega) = 15.93\,V$$

2- لحساب المقاومة المحددة للتيار نستخدم أعظم تيار زينر في حالة عدم وجود حمل No-Load condition والذي يساوي التيار الكلي المار بالدائرة وكالتالي:

$$R_S = \frac{V_S - V_Z}{I_{ZM}} = \frac{24\,V - 15{,}93\,V}{66.7\,mA} = \frac{8.07\,V}{66.7\,mA} = 121\,\Omega$$

3- لحساب اقل مقاومة حمل يمكن استخدامها نستخدم أعظم تيار حمل (واقل تيار زينر) ولأيجاده نحسب التيار الكلي للدائرة في حالة ربط الحمل وكالتالي:

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{24\,V - 15\,V}{121\,\Omega} = \frac{9\,V}{121\,\Omega} = 74.4\,mA$$

تيار الحمل الاعظم يساوي:

$$I_{L\,(MAX)} = I_S - I_{ZK} = 74.4\,mA - 0.25mA = 71.15\,mA$$

أصغر مقاومة حمل عند أعظم تيار حمل تساوي:

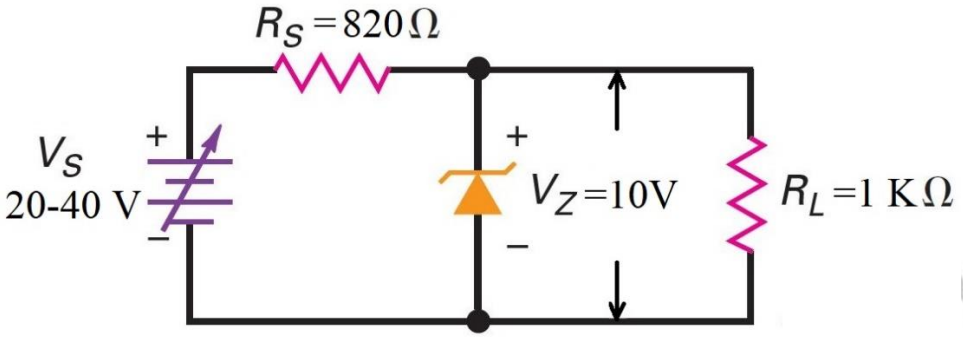
$$R_{L(MIN)} = \frac{V_L}{I_{L(MAX)}} = \frac{15.93\,V}{71.15\,mA} = 224\,\Omega$$

مثال: للدائرة في الشكل ادناه استخدم التقريب المثالي لحساب:

1- أعظم تيار زينر I_{ZM}

2- أصغر تيار زينر I_{ZK}

3- استخدم التقريب الثاني بمقاومة زينر $Zz=7\Omega$ لحساب أكبر وأصغر فولتية اخراج V_{OUT}



الحل:

1- أعظم تيار كلي يكون عند أكبر جهد للمصدر :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{40\,V - 10\,V}{820\,\Omega} = \frac{30\,V}{820\,\Omega} = 36.6\,mA$$

نحسب التيار المار بمقاومة الحمل I_L :

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10\,V}{1\,K\Omega} = 10\,mA$$

ولحساب أعظم تيار زينر عند أكبر جهد مصدر :

$$I_{ZM} = I_S - I_L = 36.6\,mA - 10\,mA = 26.6\,mA$$

2- أصغر تيار زينر يكون عند أصغر جهد للمصدر :

$$I_S = \frac{V_S - V_Z}{R_S} = \frac{20\,V - 10\,V}{820\,\Omega} = \frac{10\,V}{820\,\Omega} = 12.2\,mA$$

ولحساب أصغر تيار زينر عند أصغر جهد مصدر :

$$I_{ZK} = I_S - I_L = 12.2\,mA - 10\,mA = 2.2\,mA$$

3- نستخدم ممانعة الزينر $Zz=7\Omega$ لحساب أصغر فولتية خرج وتكون عند أصغر تيار زينر وكالتالي :

$$V_{OUT(MIN)} = V_Z + I_{ZK}Z_Z = 10V + (2.2mA * 7\Omega) = 10.0154\,V$$

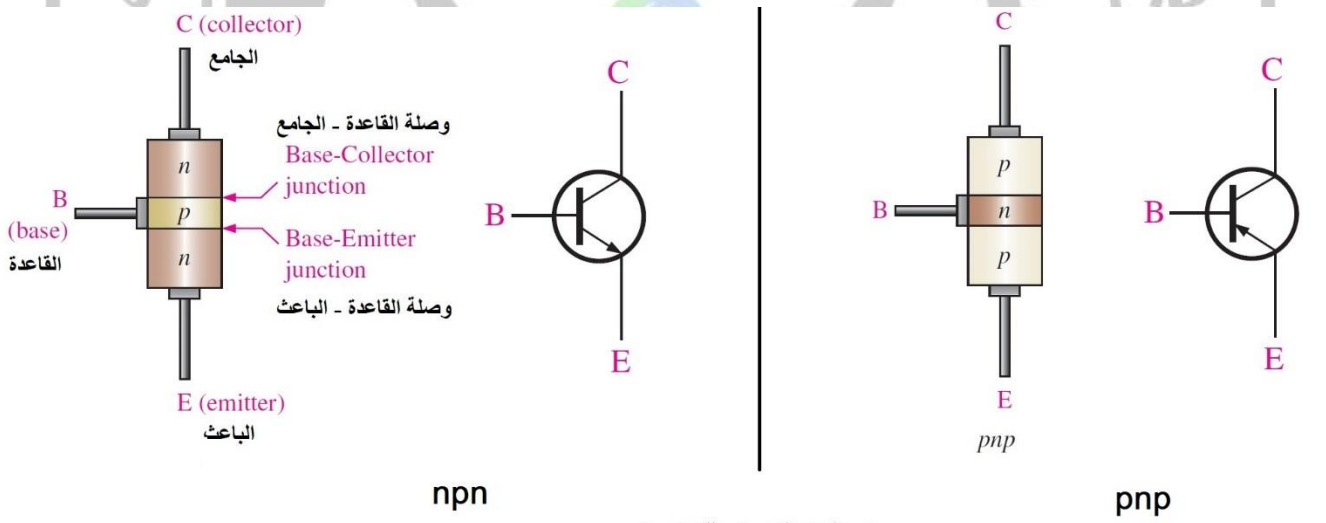
ان أكبر فولتية خرج نحصل عليها عند أكبر تيار زينر كالتالي:

$$V_{OUT(MAX)} = V_Z + I_{ZM}Z_Z = 10V + (26.6mA * 7\Omega) = 10.1862\,V$$

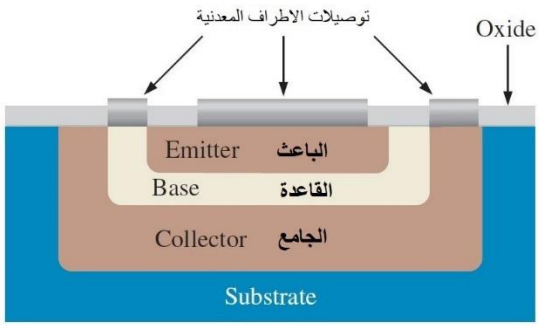
6- الترانسيستور ثنائي القطبية

Bipolar Junction Transistor (BJT)

يعد الترانسيستور من أبرز المخترعات في القرن العشرين، شكل هذا الاختراع بداية الثورة التكنولوجية التي لا تزال مستمرة. تم تصنيع الترانسيستور الاول في مختبرات بيل 1947 وقد حاز المخترعون على جائزة نوبل للفيزياء عام 1956. يتكون الترانسيستور ثنائي القطبية من ثلاث مناطق (طبقات) من المواد شبه الموصلة المطعمة تفصل بينها وصلتي PN. المناطق الثلاث تدعى الباعث (Emitter)، القاعدة (Base) والجامع (Collector). هنالك نوعان من الترانزستورات ثنائية القطبية حسب نوع المواد شبه الموصلة المستعملة، الاولى تتكون من طبقتين من المادة السالبة N تفصل بينهما طبقة من المادة الموجبة P وتدعى ترانسيستور npn (npn transistor). والثانية تتكون من طبقتين من المادة الموجبة P تفصل بينهما طبقة من المادة السالبة N وتدعى ترانسيستور pnp (pnp transistor). ان المصطلح ثنائي القطبية يشير الى استخدام الالكترونات والفجوات كحاملات للتيار في تركيب الترانسيستور. شكل 6-1 يوضح تركيب الترانسيستور.



أ - الرمز الكهربائي للترانسستور

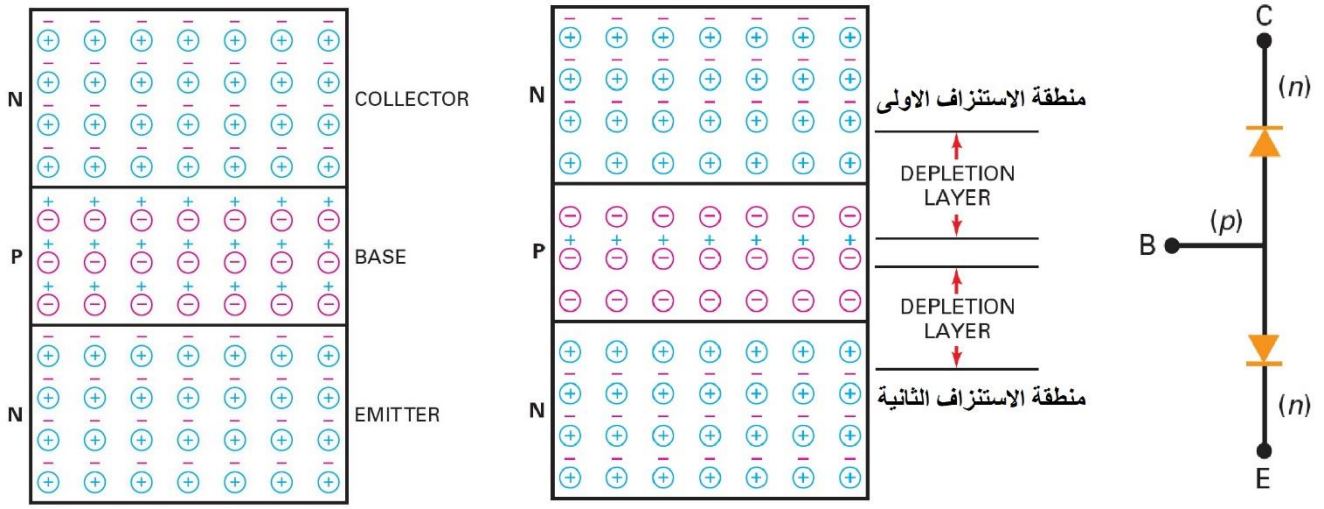


ب - التركيب الداخلي للترانسستور

شكل6-1: التركيب الداخلي و الرمز الكهربائي للترانسيستور

يطلق على وصلة PN التي تقع بين القاعدة والباعث اسم وصلة القاعدة-الباعث base-emitter junction ويطلق على الوصلة بين القاعدة والجامع اسم وصلة القاعدة الجامع base-collector junction وكما موضح في الشكل اعلاه.

6-1: الترانسيستور غير المنحاز: ان وجود وصلتي PN في تركيب الترانسيستور يتيح لنا تقريب الترانسيستور الى ثنائيان يرتبطان ببعضهما في منطقة القاعدة. يمكن ان نسمي الثنائي الاول ثنائي الباعث و الثاني هو ثنائي الجامع. في الشكل 6-2، إذا افترضنا ان الترانسيستور هو من نوع PNP، ستتحرك الالكترونات الحرة (حاملات الاغلبية) في كل الاتجاهات وهذا يجعل بعضا منها تعبر الوصلة لتتجه الى المنطقة P (القاعدة) وتتحد مع الفجوات. سينتج عن ذلك تكون طبقتي استنزاف وسيكون جهد الحاجز لكل طبقة هو 0.7 V لترانسيستور السيلكون و 0.3 V لترانسيستور الجرمانيوم في درجة حرارة الغرفة.

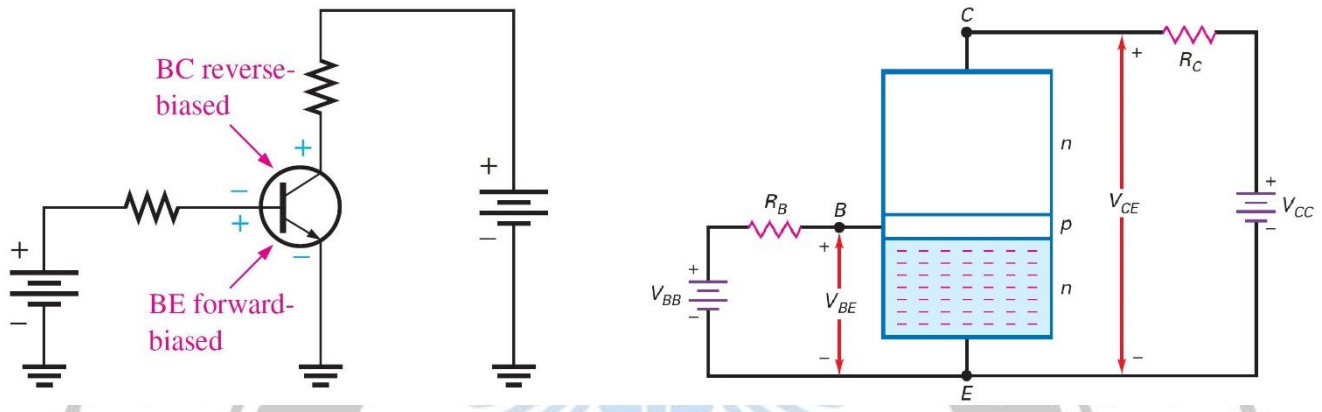


شكل 6-2 : الترانسيستور غير المنحاز

6-2: الترانسيستور المنحاز: يعد تكبير الاشارة من اهم تطبيقات الترانسيستور بالإضافة الى استخدامه كمفتاح، ولكي يعمل الترانسيستور بصورة صحيحة يجب ان تكون وصلتيه (الباعث-القاعدة والجامع-القاعدة) منحازة بصورة صحيحة. لتوضيح ذلك سنستخدم ترانسيستور نوع NPN والذي يطابق عمله عمل الترانسيستور نوع PNP ما عدا قواعد الالكترونات والفجوات واتجاهات التيار وقطبية مصادر الانحياز التي تكون معاكسة. شكل 6-3 يوضح الامامي-العكسي لترانسيستور نوع NPN.

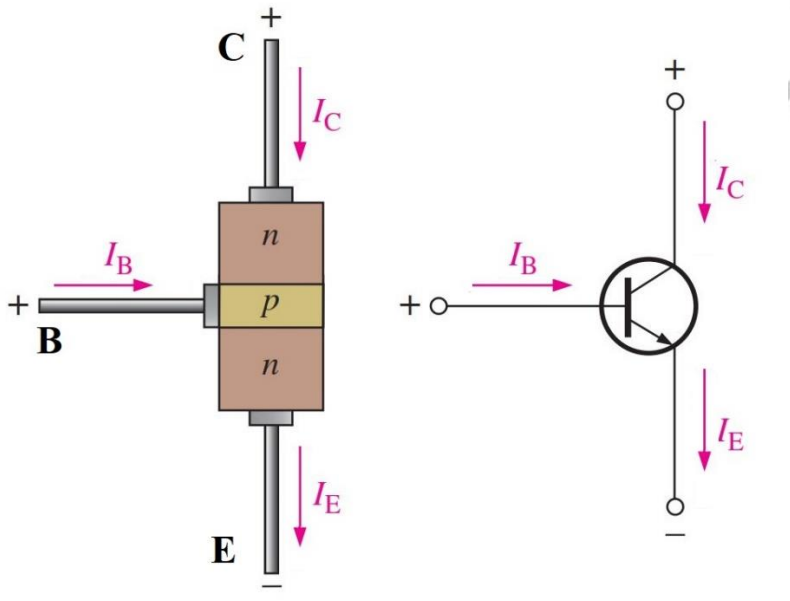
يقوم الباعث العالي التشويب و الذي فيه عدد كبير من الالكترونات الحرة بإرسال او حقن الكتروناته الحرة الى منطقة القاعدة عن طريق الوصلة بين الباعث و القاعدة و التي تكون منحازة اماميا

و بمصدر جهد يزيد عن V_{BB}> 0.7 V. تكون منطقة القاعدة رقيقة وذات تشويب قليل (فجوات قليلة) مما يؤدي الى ارتباط عدد قليل من الالكترونات القادمة من الباعث مع الفجوات المتوفرة في القاعدة في حين تمرر اغلب الالكترونات القادمة من الباعث الى منطقة الجامع عبر الوصلة بين القاعدة والجامع بسبب قوة الجذب من المصدر الموجب على طرف الجامع V_{CC}. يعمل الجامع (كما هو مسمى) على جمع الالكترونات القادمة من القاعدة. تستمر الالكترونات الحرة بالمرور في الدائرة الخارجية حتى تعود لمنطقة الباعث مع تيار القاعدة



شكل 6-3: انحياز ترانسيستور NPN

<u>6-3: تيارات الترانسيستور</u>: بما ان الباعث Emitter هو مصدر الالكترونات فان تياره هو الاكبر ويرمز له I_E، وبما ان معظم الكترونات الباعث تصل الى الجامع Collector فان تياره يكون كبير واقل بقليل من تيار الباعث ويرمز له بالرمز I_C، اما تيار القاعدة Base فيكون قليل ويرمز له بالرمز I_B. تشير الرموز للتيارات بالأحرف الانكليزية الكبيرة الى القيمة المستمرة DC values. الشكل 6-4 يبين اتجاهات التيارات التقليدية (عكس اتجاه حركة الالكترونات) في الترانسيستور نوع NPN.



شكل 6-4: اتجاهات تيارات في الترانسيستور نوع NPN

من الشكل اعلاه يتضح لنا ان تيار الباعث يساوي مجموع تياري القاعدة والجامع وكما يلي:

$$I_E = I_C + I_B \qquad \ldots\ldots 6\text{-}1$$

بما ان الترانسيستور يستخدم لتكبير التيار فان نسبة التكبير تسمى بالكسب Gain وتمثل النسبة لين تيار الجامع الى تيار القاعدة ويرمز لها بالرمز بيتا β.

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} \qquad \ldots\ldots 6\text{-}2$$

في العادة تكون قيم بيتا β_{DC} بين اقل من 20 الى 200 او أكثر. β_{DC} تكافئ المعامل الهجين h-parameter، لذلك في تكون قيمة بيتا β_{DC} في سجل بيانات الترانسيستور تساوي $h_{FE}=\beta_{DC}$.

يرمز لنسبة تيار الجامع الى تيار الباعث بالرمز الفا α وتحسب كما يلي:

$$\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E} \qquad \ldots\ldots 6\text{-}3$$

وتقل قيمة الفا عن 1 بقليل، وتكون في الترانزستورات منخفضة القدرة أكثر من 0.99 في حين تكون في الترانزستورات عالية القدرة 0.95 او أكثر. يكون استخدام الفا α_{DC} اقل من استخدام β_{DC} في دوائر الترانسيستور.

مثال 6-1: إذا كان تيار الجامع يساوي I_C= 10mA وتيار القاعدة I_B=40 µA ، فما هو كسب التيار في هذا الترانسيستور؟

الحل:

كسب التيار هو :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10mA}{40\mu A} = 250$$

مثال 6-2: إذا كان كسب التيار يساوي 175 وتيار القاعدة I_B=0.1 mA ، فما هي قيمة تيار الجامع I_C في هذا الترانسيستور؟

الحل:

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$175 = \frac{I_C}{0.1\,mA}$$

$$I_C = 175 \times 0.1\,mA = 17.5\,mA$$

مثال 6-3: أحسب كسب التيار المستمر β_{DC} وتيار الباعث I_E للترانسيستور إذا كان تيار الجامع يساوي I_C= 3.65 mA وتيار القاعدة I_B=50 µA ؟

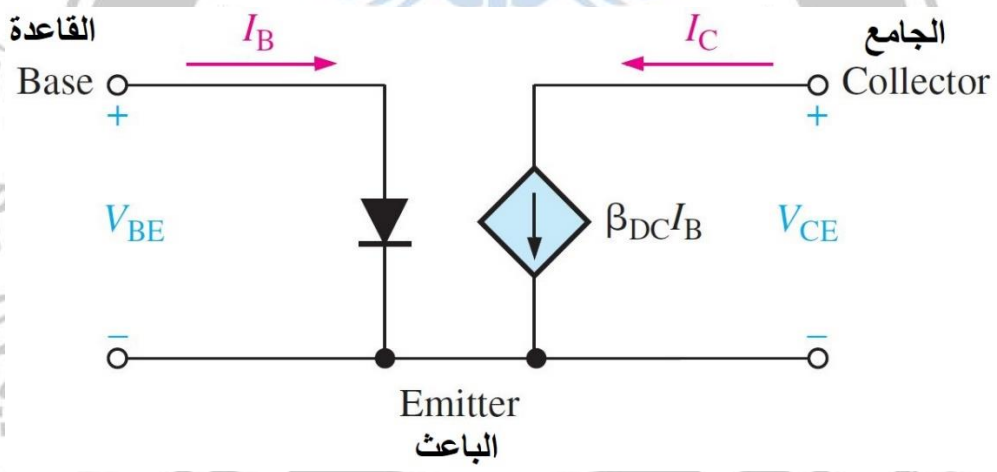
الحل:

كسب التيار هو :

$$\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3.65mA}{50\mu A} = 73$$

$$I_E = I_C + I_B = 3.65mA + 50\mu A = 3.70\,mA$$

6-4: تحليل دائرة الترانسيستور ثنائي القطبية BJT: يمكن اعتبار الترانسيستور كجهاز بتيار دخل ومصدر تيار معتمد لخرج الدائرة وكما موضح في الشكل 6-5. دائرة الادخال هي الثنائي المنحاز اماميا ودائرة الاخراج هي مصدر التيار المعتمد مع قيمة خرج تعتمد على قيمة تيار القاعدة وتساوي $\beta_{DC}I_B$.



شكل 6-5: الدائرة المكافئة للترانسيستور

هنالك ثلاث انواع ربط شائعة للترانسيستور هي الباعث المشترك (common emitter) والجامع المشترك (common collector) والقاعدة المشتركة (common base)، وفي هذا التحليل سنعتمد دائرة الباعث المشترك لترانسيستور npn، حيث هنالك ثلاث تيارات مستمرة وثلاث فولتيات مستمرة وهي :

I_B: dc base current تيار القاعدة

I_E: dc emitter current تيار الباعث

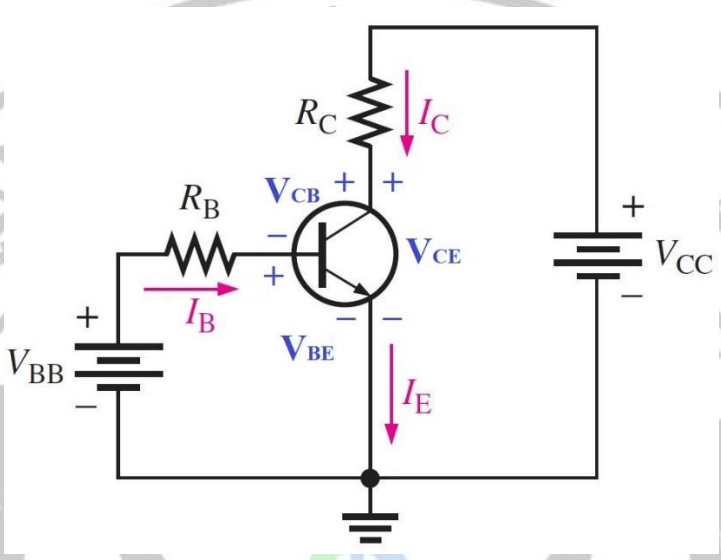
I_C: dc collector current تيار الجامع

V_{BE}: dc voltage at base with respect to emitter فولتية القاعدة الباعث

V_{CB}: dc voltage at collector with respect to base فولتية الجامع القاعدة

V_{CE}: dc voltage at collector with respect to emitter فولتية الجامع الباعث

وكما في الشكل 6-6.



شكل 6-6: التيارات والفولتيات في دائرة الباعث المشترك

يتضح من الشكل ان وصلة القاعدة الباعث منحازة اماميا بواسطة المصدر V_{BB} في حين ان وصلة القاعدة الجامع منحازة عكسيا بواسطة المصدر V_{CC}. ان وصلة القاعدة الباعث المنحازة اماميا لها حاجز جهد قدره V_{BE}=0.7 V وقد تتغير قيمة حاجز الجهد لتصل الى 0.9 V حسب قيمة التيار.

بما ان الباعث مؤرض فيمكن حساب هبوط الجهد على المقاومة R_B كالتالي:

$$V_{RB} = V_{BB} - V_{BE}$$

وباستخدام قانون اوم يمكن حساب قيمة هبوط الجهد على المقاومة R_B كالتالي:

$$V_{RB} = I_B R_B$$

وبالتعويض عن قيمة V_{RB} نحصل على:

$$I_B R_B = V_{BB} - V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB}-V_{BE}}{R_B}$$ 6-4

الفولتية بين الجامع و الباعث هي:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RC}$$

و هبوط الجهد على المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C R_C$$

بالتعويض نحصل على:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$ 6-5

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$ 6-6

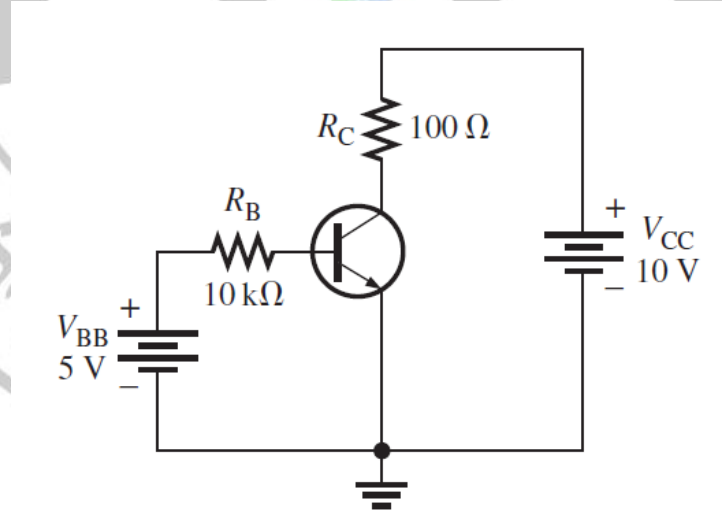
$$I_C = \beta_{DC} I_B$$

ولحساب القدرة المبددة في الترانسيستور :

$$P_D = V_{CE} I_C$$ 6-7

مثال 6-4: اوجد I_B, I_C, I_E, V_{BE}, V_{CE}, and V_{CB} في الدائرة في الشكل ادناه إذا كان كسب التيار فيها β_{DC}=150 ؟

الحل:



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5V - 0.7V}{10K\Omega} = 430\mu A$$

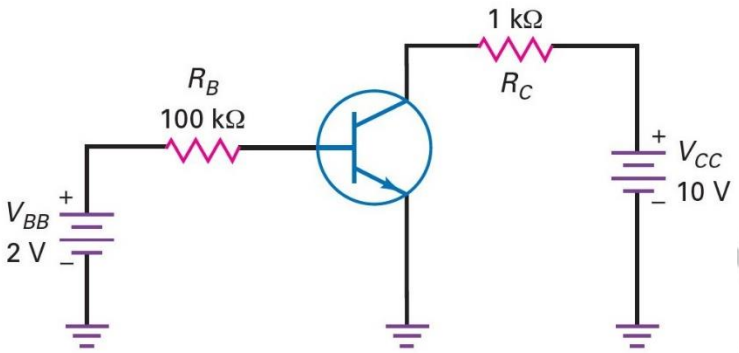
$$I_C = \beta_{DC} I_B = 150 * 430\mu A = 64.5\ mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 64.5mA + 430\mu A = 64.9\ mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10V - (64.5mA * 100\Omega) = 3.55V$$

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 3.55V - 0.7V = 2.85V$$

مثال 6-5: في الدائرة ادناه، اوجد I_C, V_{RB} إذا كان كسب التيار $\beta_{DC}=200$ ؟



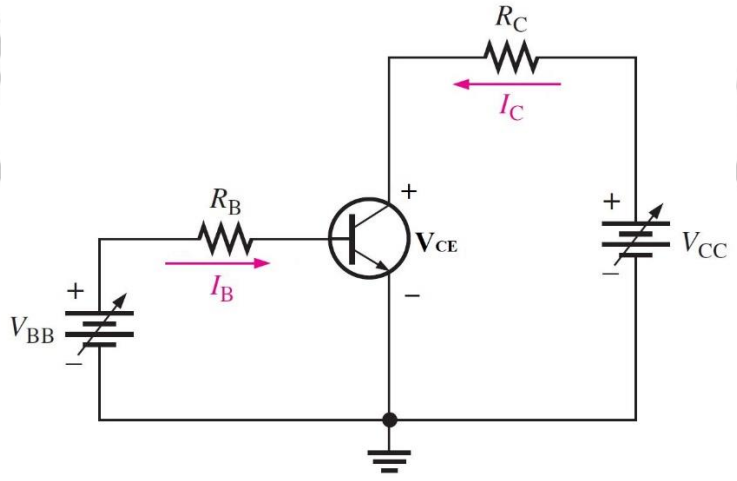
الحل:

$$V_{RB} = I_B R_B$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{2V - 0.7V}{100K\Omega} = 13\mu A$$

$$I_C = \beta_{DC} I_B = 200 * 13\mu A = 2.6\, mA$$

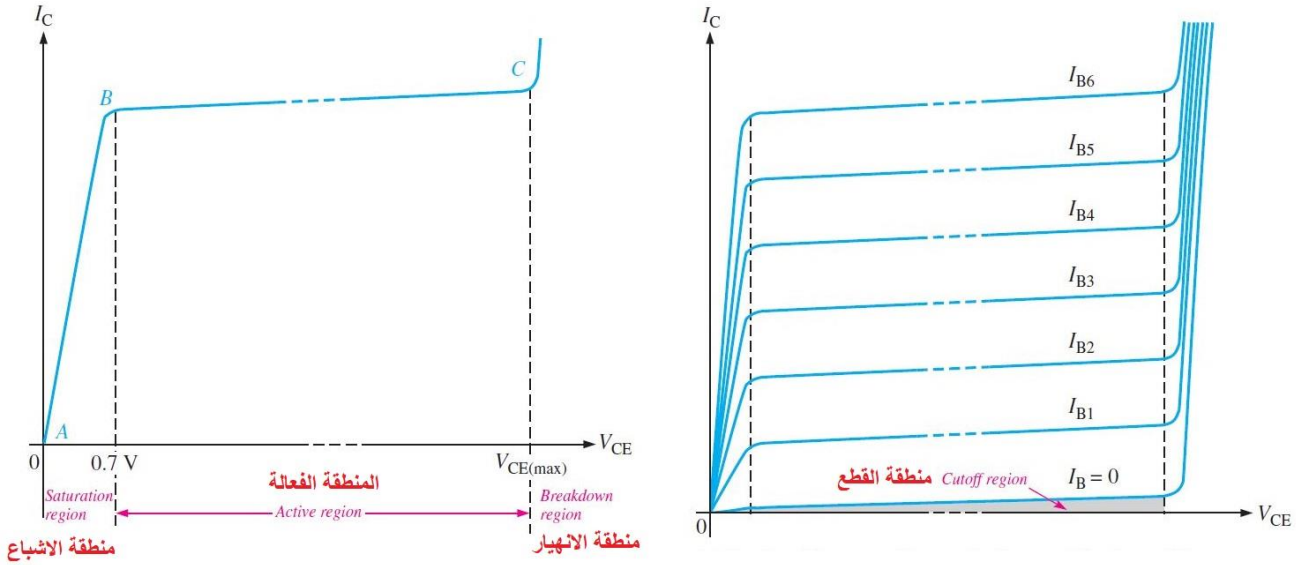
6-5: منحنيات خواص الجامع: باستخدام الدائرة في الشكل 6-6، يمكننا الحصول على مجموعة من منحنيات خواص الجامع التي تبين خواص تيار الجامع I_C، ان قيمة تيار الجامع I_C تتغير مع تغير قيمة الجهد بين الجامع والباعث V_{CE} ولقيم محددة من تيار القاعدة I_B. يجب ملاحظة ان المصدرين V_{BB} و V_{CC} هما مصادر متغيرة يتم عن طريقها التحكم بانحياز الترانسيستور وقيمة تياراته.



شكل 6-6: دائرة منحني الخواص لترانسيستور npn

افرض ان قيمة المصدر V_{BB} ثبتت للحصول على قيمة معينة لتيار القاعدة I_B، وان V_{CC}=0، في هذه الحالة ستكون وصلتي الترانسيستور

(القاعدة-الباعث، القاعدة-الجامع) منحازة اماميا لان فولتية القاعدة ستكون 0.7 V وفولتية الباعث و الجامع تساوي صفر. تيار القاعدة سيمر خلال وصلة القاعدة-الباعث بسبب ممانعتها القليلة مع الارضي، لذلك تيار الجامع I_C سيكون صفر. ان وضع وصلتي الترانسيستور في حالة انحياز امامي يدخل الترانسيستور في منطقة عمل تسمى بالتشبع Saturation. ان حالة التشبع للترانسيستور ثنائي القطبية تقع بين 0 V وعدة اعشار من الفولت، وفيها لا يحصل الجامع على غالبية الإلكترونات المرسلة الى القاعدة لذلك يكون تيار القاعدة أكبر من المعتاد وكسب التيار اقل من المعتاد. شكل 6-7 يوضح مناطق العمل للترانسيستور حيث ان المنطقة بين النقطة A والنقطة B هي منطقة التشبع.



مجموعة من قيم تيار الجامع مقابل فولتية الجامع-الباعث لمجموعة قيم لتيار القاعدة تيار الجامع I_C مقابل فولتية الجامع-الباعث V_{CE} لقيمة واحدة من تيار القاعدة I_B

شكل 6-7: منحنيات الخواص ومناطق عمل الترانسستور

عندما تزداد قيمة المصدر V_{CC} سوف يؤدي الى زيادة فولتية V_{CE} وبالتالي زيادة قيمة تيار الجامع I_C وكما هو واضح في المنطقة بين النقطة A والنقطة B في الشكل اعلاه. عندما تصل قيمة فولتية V_{CE} الى 0.7 V فان وصلة القاعدة-الجامع ستصبح في حالة انحياز عكسي مما يجعل الترانسيستور ينتقل لحالة العمل الفعالة active region و نلاحظ فيها ان الزيادة في فولتية الجامع-الباعث V_{CE} لا تؤثر كثيرا على قيمة تيار الجامع الا بمقدار زيادة طفيف وكما هو واضح في المنطقة الافقية بين النقطة B و النقطة C في الشكل اعلاه. ان الزيادة الكبيرة في قيمة V_{CE} ستتسبب بزيادة كبيرة في تيار الجامع و ستدخل الترانسيستور في منطقة الانهيار Breakdown مما قد يسبب تلف الترانسيستور لذا يجب ان نتجنب الوصول لهذه المنطقة.

ان قيمة تيار القاعدة $I_B=0$ تقود الترانسيستور للعمل في منطقة القطع Cutoff region وفيها يكون الترانسيستور غير موصل ويعمل كمفتاح مفتوح.

يمكن تلخيص مناطق عمل الترانسيستور كالتالي:

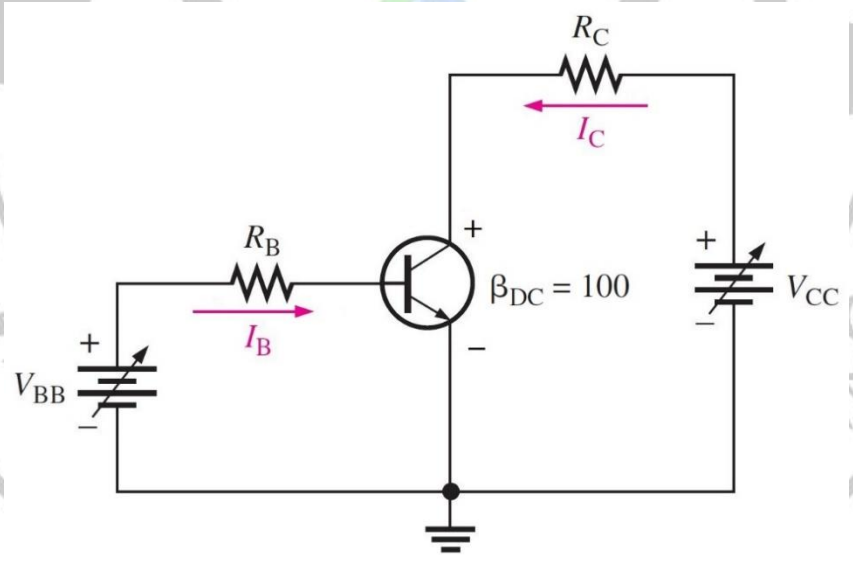
1- منطقة التشبع Saturaton: وفيها تكون وصلتي الترانسيستور في حالة انحياز امامي وتكون قيمة تيار القاعدة أكبر من الاعتيادي وقيمة الكسب اقل من الاعتيادي.

2- منطقة العمل Active region: وهي المنطقة التي يعمل فيها الترانسيستور بكفائته الكاملة.

3- منطقة الانهيار Breakdown: وهي المنطقة التي تسبب تلف الترانسيستور نتيجة الزيادة الكبيرة التي تحصل في مقدار تيار الجامع نتيجة انهيار الترانسيستور.

4- منطقة القطع Cutoff region: وهي المنطقة التي لا يعمل فيها الترانسيستور ويصبح كمفتاح مفتوح وتحصل عندما تكون قيمة تيار القاعدة تساوي صفر.

مثال 6-6: ارسم منحنيات خواص الجامع للدائرة في الشكل ادناه إذا كانت قيم تيار القاعدة بين IB=5µA – 25µA وبزيادة مقدارها 5µA، وبمقدار كسب β=100 وبمعدل فولتية VCE لا يصل مرحلة الانهيار؟



الحل: نستخدم المعادلة $I_C=\beta_{DC}I_B$ لحساب قيمة تيار الجامع في منحنيات الخواص وكالتالي

$$I_C = 100 \times 5\,\mu A = 0.5\,mA$$

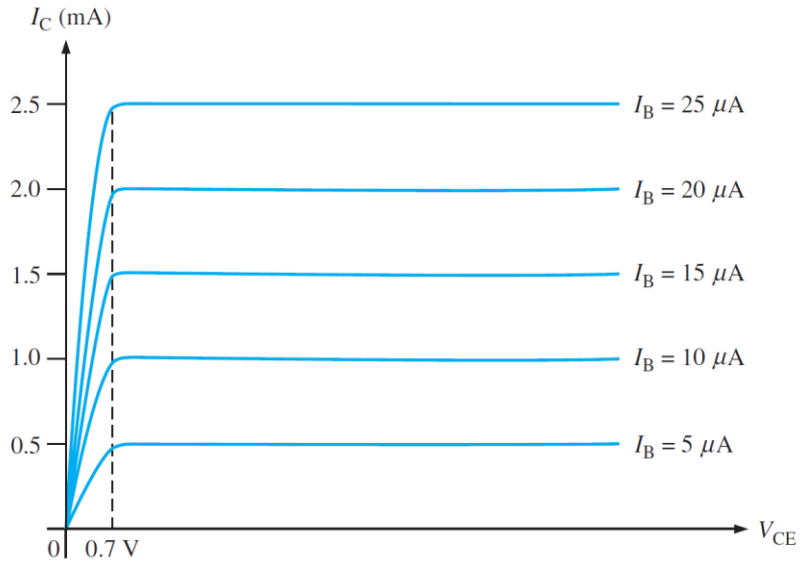
$$I_C = 100 \times 10\,\mu A = 1\,mA$$

$$I_C = 100 \times 15\,\mu A = 1.5\,mA$$

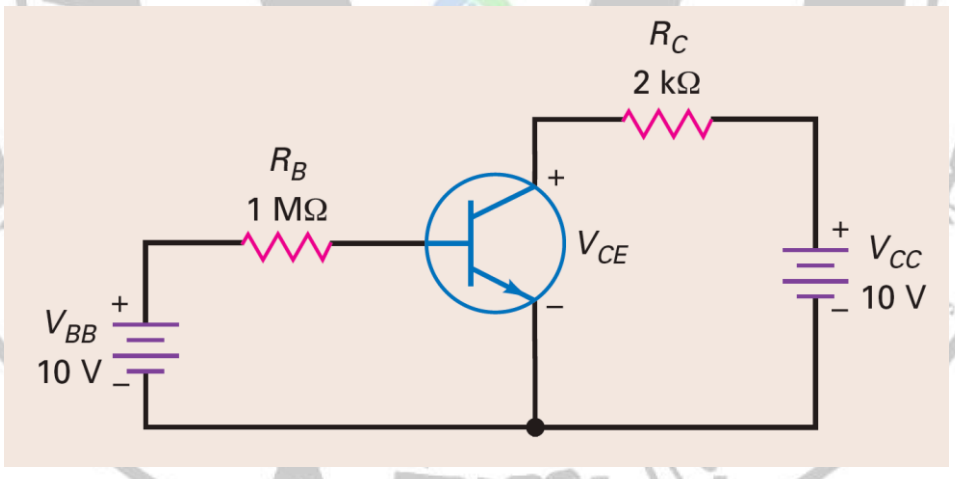
$$I_C = 100 \times 20\,\mu A = 2\,mA$$

$$I_C = 100 \times 25\,\mu A = 2.5\,mA$$

يمكن الان رسم منحني الخواص لتيار الجامع مقابل فولتية الجامع-الباعث لكل قيمة من قيم تيار القاعدة وكما يلي :



مثال 6-5: في الدائرة ادناه، اوجد I_B, I_C, V_{CE}, P_D إذا كان كسب التيار $\beta_{DC}=300$ ؟



الحل :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10V - 0.7V}{1\text{M}\Omega} = 9.3\,\mu A$$

$$I_C = \beta_{DC} I_B = 300 * 9.3\,\mu A = 2.79\,mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10V - (2.79mA * 2K\Omega) = 4.42\,V$$

$$P_D = V_{CE} I_C = 4.42V * 2.79mA = 12.33\,mW$$

قسم تقنيات الأجهزة الطبية
المعهد التقني حمص